

Карл Ротхаммель

Антенны

Том 1

ROTHAMMELS

ANTENNENBUCH

vollkommen neu bearbeitet und erweitert von
Dipl.-Ing. Alois Krischke

11., aktualisierte und erweiterte Auflage

Franckh-Kosmos
Verlags-GmbH&Co., Stuttgart

КАРЛ РОТХАММЕЛЬ
АНТЕННЫ
ТОМ 1

Издание одиннадцатое, полностью переработанное и дополненное
инж. Алоизом Кришке



Москва

ББК 32.973-04
P58

Ротхаммель К., Кришке А.
P58 Антенны. Том 1.: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс. – 416 с.: ил.

ISBN 5-85648-715-X

Настоящее издание является переводом книги известного немецкого радиолюбителя К. Ротхаммеля (11-е издание).

Содержание книги по сравнению с предыдущим выпуском расширено и дополнено за счет новейших технических разработок; при этом сохранено прежнее разделение по трем главным направлениям: основные понятия, типы антенн и их конструкции.

Во всех главах обновлены списки литературы, а в сведения о патентах включен год подачи заявки (дата приоритета).

Книга предназначена для радиолюбителей, желающих расширить свои знания в области построения и практического использования антенных устройств.

ББК 32.973-04

Все права защищены. Любая часть этой книги не может быть воспроизведена в какой бы то ни было форме и какими бы то ни было средствами без письменного разрешения владельцев авторских прав.

Материал, изложенный в данной книге, многократно проверен. Но, поскольку вероятность наличия технических и просто человеческих ошибок все равно существует, издательство не может гарантировать абсолютную точность и правильность приводимых сведений. В связи с этим издательство не несет ответственности за возможные ошибки, связанные с использованием книги.

ISBN 3-440-07018-2
ISBN 5-85648-715-X

© Franckh-Kosmos Verlags-GmbH&Co., Stuttgart
© ДМК Пресс

Содержание

Предисловие	11
1. Электромагнитные волны	13
1.1. Электромагнитное поле	14
1.1.1. Электрическое поле	14
1.1.2. Магнитное поле	15
1.1.3. Зависимость между электрическим и магнитным полями	15
1.1.4. Переменное электромагнитное поле	15
1.1.5. Плоские волны	16
1.1.6. Напряженность электрического поля	16
1.1.7. Поляризация электромагнитных волн	17
1.1.8. Классификация радиоволн	18
2. Распространение электромагнитных волн	19
2.1. Атмосфера Земли	19
2.1.1. Тропосфера	19
2.1.2. Стратосфера	20
2.1.3. Ионосфера	20
2.2. Поверхностная и пространственная волны	21
2.2.1. Распространение поверхностной волны	21
2.2.2. Распространение пространственной волны	21
2.3. Распространение коротких волн	25
2.3.1. Солнечная активность	25
2.3.2. Солнечная активность и ионосфера	28
2.3.3. Распространение волн любительских КВ диапазонов	32
2.4. Распространение метровых волн	34
2.4.1. Квазиоптическое распространение волн	34
2.4.2. Сверхдальняя связь	35
2.5. Распространение сверхдлинных радиоволн	39
2.6. Отражение, рефракция и дифракция	39
2.7. Замирание (фединг)	40
2.8. Разнесение	40
3. Принцип действия и характеристики антенн	43
3.1. Полуволновый вибратор	43
3.1.1. Распределение тока и напряжения в полуволновом вибраторе	43
3.1.2. Импеданс антенны	45
3.1.3. Сопротивление излучения	46
3.1.4. Полуволновый вибратор как колебательный контур	46
3.1.5. Коэффициент укорочения	47
3.1.6. Эффективная длина и высота полуволнового вибратора	49
3.2. Направленность и усиление антенны	50
3.2.1. Диаграмма направленности	50
3.2.2. Закономерности излучения полуволнового вибратора	52
3.2.3. Усиление и коэффициент направленности	57
3.3. Шумы антенн	62
3.4. Петлевой вибратор	64
3.5. Волновый вибратор	66

4. Типы антенн	69
4.1. Введение	69
4.2. Классификация антенн	69
4.3. Элементы излучателей	70
4.3.1. <i>Простейшие излучатели</i>	70
4.3.2. <i>Линейные антенны</i>	70
4.3.3. <i>Фигурные антенны</i>	70
4.3.4. <i>Рамочные антенны</i>	71
4.3.5. <i>Щелевые антенны</i>	71
4.3.6. <i>Активные антенны</i>	71
4.4. Групповые излучатели	71
4.4.1. <i>Линейные группы</i>	72
4.4.2. <i>Плоскостные группы</i>	72
4.4.3. <i>Пространственные группы</i>	72
4.4.4. <i>Группы с сетевым питанием</i>	72
4.5. Строение излучателей	72
4.5.1. <i>Плоские структуры</i>	73
4.5.2. <i>Пространственные структуры</i>	73
4.6. Апертурные излучатели	73
4.6.1. <i>Рефлекторные антенны</i>	73
4.6.2. <i>Рупорные антенны</i>	73
4.6.3. <i>Линзовые антенны</i>	73
4.6.4. <i>Диэлектрические антенны</i>	74
4.6.5. <i>Антенны на рассеянных волнах</i>	74
5. Питание антенн	76
5.1. Фидеры	76
5.1.1. <i>Волновое сопротивление проводника</i>	76
5.1.2. <i>Двухпроводная линия</i>	80
5.1.3. <i>Коаксиальный кабель</i>	81
5.1.4. <i>Затухание в высокочастотных линиях</i>	82
5.1.5. <i>Рекомендации по применению высокочастотных линий</i>	84
5.1.6. <i>Характеристики высокочастотных линий</i>	85
5.1.7. <i>Однопроводный фидер</i>	86
5.2. Физические свойства высокочастотных линий	88
5.2.1. <i>Распределение напряжения в двухпроводной линии</i>	88
5.2.2. <i>Добавочные потери в линии вследствие стоячих волн</i>	90
5.2.3. <i>Двухпроводная линия в качестве согласующего элемента</i>	93
5.3. Способы питания антенн	96
5.3.1. <i>Согласованный фидер</i>	96
5.3.2. <i>Настроенный фидер</i>	97
6. Согласующие и трансформирующие элементы	101
6.1. Дельта-согласование	101
6.2. Согласующий T-трансформатор	102
6.3. Гамма-согласование	103
6.4. Омега-согласование	104
6.5. Четвертьволновый трансформатор	105
6.6. Согласующий шлейф	107
6.7. Согласование с помощью дискретных радиокомпонентов	112
6.7.1. <i>G-образный элемент</i>	112
6.7.2. <i>Мост Бушера в качестве согласующего элемента</i>	114
6.7.3. <i>T-образный элемент</i>	115
6.7.4. <i>Π-образный элемент</i>	115
6.7.5. <i>Резонансное преобразование</i>	115
6.8. Широкополосный трансформатор	116
7. Симметрирующие и запирающие цепи	118
7.1. Введение	118
7.2. Основные принципы	119

7.3. Симметрирующие цепи	120
7.3.1. Трансформаторы	120
7.3.2. Петлевые шлейфы	123
7.3.3. Симметрирующие шлейфы	125
7.3.4. Симметрирующие мосты	129
7.3.5. Симметрирующие объемные контуры	130
7.4. Блокирующие цепи	132
7.4.1. Резонансные фильтры	132
7.4.2. Широкополосные затворы	134
7.4.3. Поглотители	136
7.5. Специальные способы	138
7.5.1. Симметрирование подбором сопротивлений	138
7.5.2. Схема $X/2$	139
7.5.3. Симметрирование по электрическому полю	139
7.5.4. Симметрирование с помощью резонатора	139
7.5.5. Симметрирование с помощью объемного контура	139
7.5.6. Клинообразные симметрирующие трансформаторы	140
7.5.7. Трансформатор на ответвителях	140
7.5.8. Полуволновый барьер	140
7.5.9. Симметрирующий трансформатор на базе петлевого вибратора	141
7.5.10. Гамма-согласование	141
7.5.11. Омега-согласование	141
7.5.12. L-согласование	141
7.5.13. Емкостный трансформатор	142
8. Связь фидера с оконечным каскадом передатчика	145
8.1. Подключение согласованных фидеров	146
8.1.1. Подключение коаксиальных кабелей	146
8.1.2. Подключение симметричного согласованного фидера	149
8.2. Подключение согласованных фидеров	151
8.3. Согласование передатчика с фидером	155
8.3.1. Базовый СЛП	155
8.3.2. T-образный СЛП	155
8.3.3. СЛП на последовательно-параллельных емкостях	155
8.4. Промышленное согласование антенн	156
8.5. Применение согласующих устройств	157
9. Практика высокочастотных антенн	159
9.1. Обзор	159
9.1.1. Полуволновый излучатель	159
9.1.2. Длиннопроводные антенны	160
9.1.3. Поперечные (рамочные) излучатели	160
9.1.4. Вращающийся направленный излучатель	161
9.1.5. Вертикальные антенны	161
9.2. Лучшая антенна дальней связи	163
9.3. Доказательность оценок усиления	164
9.4. Затраты на направленные антенны	165
10. Полуволновые излучатели	167
10.1. Однодиапазонные вибраторы	167
10.1.1. Y-образная антенна	167
10.1.2. Вибратор с коаксиальным фидером	167
10.1.3. Суррогатный вибратор	168
10.1.4. Петлевой вибратор	168
10.2. Многодиапазонные вибраторы	169
10.2.1. Антенны типа «Цеппелин»	169
10.2.2. Антенна Виндома	172
10.2.3. Согласованный трехдиапазонный вибратор	178
10.2.4. Согласованный четырехдиапазонный вибратор	178
10.2.5. Многодиапазонный вибратор	179

10.2.6.	Многодиапазонная антенна G5RV	181
10.2.7.	Вибраторы с запирающим контуром	184
10.3.	Компактные антенны	189
10.3.1.	Вложенные многодиапазонные вибраторы	189
10.3.2.	Укороченные вибраторы	190
10.3.3.	Проволочная пирамида	191
10.4.	Угловые вибраторы	192
10.4.1.	Волновый угловой вибратор с круговой диаграммой направленности	193
10.5.	Наклонные антенны	194
10.6.	Широкополосные вибраторы	194
10.6.1.	Волновые вибраторы	194
10.6.2.	Антенна T2FD	195
10.6.3.	Замкнутый широкополосный вибратор	197
10.7.	Антенны особой формы	198
10.7.1.	Оптимизированный вибратор	198
10.7.2.	Удлиненный вибратор	198
10.8.	Настройка вибратора	199
11.	Длиннопроводные антенны	202
11.1.	Г-образные антенны	204
11.2.	Антенна Фукса	206
11.3.	Многодиапазонная антенна DL7AB	207
11.4.	V-образная антенна	208
11.4.1.	Звезда из V-образных антенн	210
11.4.2.	Составные V-образные антенны	211
11.4.3.	Тупоугольная V-образная антенна	211
11.5.	Открытая ромбическая антенна	212
11.6.	Удлиненный двойной «Цепелин»	212
11.7.	Длиннопроводная шестидиапазонная антенна K4EF	214
12.	Аперийодические длиннопроводные антенны	217
12.1.	Замкнутая длиннопроводная антенна	217
12.2.	Однопроводная антенна бегущей волны	218
12.3.	Замкнутые V-образные антенны	220
12.4.	Замкнутые ромбические антенны	221
12.4.1.	Питание ромбической антенны	222
12.4.2.	Нагрузочное сопротивление	222
12.4.3.	Устройство ромбической антенны	223
12.4.4.	Многодиапазонный режим	224
12.4.5.	Специальные типы ромбических антенн	224
13.	Излучатели с поперечным излучением	227
13.1.	Вибраторные ряды	227
13.2.	Вибраторный столбец	229
13.3.	Вибраторные группы	230
13.4.	Практические варианты проволочных направленных антенн	231
13.4.1.	Двухэлементный коллинеарный вибратор	231
13.4.2.	Антенна Франклина	232
13.4.3.	Синфазная горизонтальная антенна	233
13.4.4.	Квадратная рамочная антенна DJ4VM	235
13.4.5.	Двусторонний излучатель	236
13.4.6.	Многоэтажный волновый вибратор	238
13.4.7.	Шестиэлементная антенна	238
13.4.8.	Антенна Брюса	239
13.4.9.	Антенна Стербы	239
14.	Продольные излучатели	242
14.1.	Направленная антенна W8JK	243
14.2.	Однонаправленные продольные излучатели	246

14.2.1. <i>Остронаправленная антенна ZL</i>	246
14.2.2. <i>Антенна HB9CV</i>	248
14.2.3. <i>Переключаемый двухэлементный направленный излучатель</i>	251
15. Направленные антенны с волновыми петлевыми вибраторами	253
15.1. Квадратная рамка как элемент антенны	253
15.2. Горизонтальный прямоугольник	255
15.3. Дельгообразная рамка	256
15.4. Волновые рамки с рефлекторами	258
15.4.1. <i>Квадратный куб</i>	258
15.4.2. <i>Кольцевая остронаправленная антенна</i>	262
15.4.3. <i>Антенна «птичья клетка»</i>	263
15.4.4. <i>Волновые рамочные антенны с активным рефлектором</i>	265
15.4.5. <i>Направленные антенны с дельтообразными рамками</i>	269
15.5. Сравнение волновых петлевых излучателей	272
16. Направленные поворотные излучатели с пассивными элементами	274
16.1. О расходах на создание направленных поворотных антенн	276
16.2. Горизонтальный двухэлементный поворотный направленный излучатель	278
16.3. Горизонтальная трехэлементная директорная антенна	279
16.4. Питание направленных вращающихся антенн	280
16.5. Несущая траверса антенны	281
16.6. Монтаж направленной антенны на несущей опоре	281
16.7. Особые типы однодиапазонных направленных вращающихся антенн	282
16.7.1. <i>X-образная направленная антенна</i>	282
16.7.2. <i>Антенна G3LDO</i>	283
17. Направленные антенны с укороченными элементами	286
17.1. Миниатюрная направленная антенна VK2AOU	287
17.2. Миниатюрная направленная антенна W8YIN	289
17.3. Укороченный излучатель 10-метрового диапазона на удлинителях	290
17.4. Укороченная рамочная антенна	290
18. Многодиапазонные направленные излучатели	293
18.1. Трехдиапазонная направленная поворотная антенна G4ZU	293
18.1.1. <i>Образец для копирования остронаправленной трехдиапазонной антенны G4ZU</i>	297
18.1.2. <i>Модификация антенны G4ZU</i>	300
18.2. Трехдиапазонная остронаправленная антенна VK2AOU	301
18.3. Трехдиапазонная остронаправленная антенна DL1FK	304
18.4. Трехдиапазонная остронаправленная антенна W3DZZ	307
18.5. Трехдиапазонная рамочная антенна VK2AOU	309
18.6. Многодиапазонная рамочная антенна DJ4VM	313
18.7. Многодиапазонные антенны Delta-Loop с простыми рамками	317
18.7.1. <i>Укороченная двухдиапазонная антенна Delta-Loop</i>	317
18.7.2. <i>Трехдиапазонная антенна Delta-Loop</i>	317
18.7.3. <i>Многодиапазонная антенна Delta-Loop HB9ADQ</i>	318
18.8. Вложенные многодиапазонные директорные антенны	320
18.8.1. <i>Двухдиапазонная директорная антенна KH6OR на 20 и 15 м</i>	320
18.8.2. <i>Двухдиапазонная директорная антенна с вложенными элементами W8FYR на 20 и 15 м</i>	321
18.8.3. <i>Двухдиапазонная директорная антенна с вложенными элементами W4KFC на 15 и 10 м</i>	321
18.8.4. <i>Конструкция остронаправленной антенны VK2ABQ</i>	321
18.9. Вложенные трехдиапазонные двойные рамочные антенны	324
18.9.1. <i>Трехдиапазонная рамочная антенна W4NNQ</i>	324
18.9.2. <i>Трехдиапазонная рамочная антенна CQ-PA</i>	327
18.9.3. <i>Вантовая трехдиапазонная рамочная антенна</i>	329
18.9.4. <i>Многодиапазонные рамочные антенны с директорами</i>	332
18.9.5. <i>Трехдиапазонная антенна типа «птичья клетка»</i>	336

18.10.	Прочие многодиапазонные антенны Delta-Loop	337
18.10.1.	<i>Вложенные многодиапазонные дельтообразные антенны</i>	337
18.10.2.	<i>Комбинированная многодиапазонная антенна Delta-Loop</i>	338
18.11.	Рамка с низким цоколем	340
18.12.	Логопериодические антенны	341
18.12.1.	<i>Введение</i>	341
18.12.2.	<i>Логопериодические вибраторные антенны</i>	341
18.12.3.	<i>Логопериодические директорные антенны</i>	347
18.12.4.	<i>Логопериодические антенны с угловыми вибраторами</i>	348
19.	Коротковолновые антенны вертикальной поляризации	351
19.1.	Высокочастотное заземление	351
19.1.1.	<i>Сеть заземления</i>	352
19.1.2.	<i>Противовес</i>	354
19.2.	Параметры вертикальных антенн	354
19.3.	Свойства излучения вертикальных антенн	356
19.4.	Конструкции вертикальных антенн с круговым излучением	359
19.4.1.	<i>Антенна Groundplane</i>	359
19.4.2.	<i>Вертикальные полуволновые излучатели и вибраторные ряды</i>	372
19.4.3.	<i>T- и Г-образные антенны вертикальной поляризации</i>	376
19.4.4.	<i>Коаксиальные вертикальные антенны</i>	378
19.4.5.	<i>Двухдиапазонная T-образная антенна</i>	379
19.5.	Вертикально поляризованные антенны для работы в многодиапазонном режиме	380
19.5.1.	<i>Многодиапазонные антенны Groundplane с переключаемыми удлинителями катушками</i>	380
19.5.2.	<i>Переключаемые многодиапазонные вертикальные антенны</i>	383
19.5.3.	<i>Многодиапазонные вертикальные антенны без переключений</i>	386
19.5.4.	<i>Вертикальные многодиапазонные антенны с многодиапазонными контурами</i>	388
19.5.5.	<i>Двухдиапазонная вертикальная антенна W1JF для 30 и 12 м</i>	392
19.6.	Вертикально поляризованные кольцевые антенны	393
19.6.1.	<i>Антенна DDDR</i>	393
19.6.2.	<i>Полуволновая кольцевая антенна</i>	396
19.7.	Вертикально поляризованные широкополосные антенны	396
19.7.1.	<i>Вертикальная многодиапазонная антенна T2FD</i>	397
19.7.2.	<i>Диско-конусная антенна</i>	397
19.7.3.	<i>Двухконусные широкополосные антенны</i>	402
19.8.	Антенны Delta-Loop вертикальной поляризации	403
19.8.1.	<i>Антенна Delta-Loop с концевой емкостью (антенна TLDL)</i>	404
19.8.2.	<i>Половинчатая антенна Delta-Loop</i>	405
19.9.	Направленные антенны вертикальной поляризации	406
19.9.1.	<i>Двухэлементная вертикальная антенна со сменными элементами</i>	407
19.9.2.	<i>Остронаправленная антенна с быстрой сменой ориентации</i>	408
19.9.3.	<i>Двухэлементная антенна Delta-Loop на 3,5 МГц</i>	409
19.10.	Специальные типы антенн	412
19.10.1.	<i>Коротковолновые спиральные антенны</i>	412

Предисловие

Радиолюбители уже много лет неизменно обращаются к справочному пособию Ротхаммеля, ставшему стандартом технической литературы.

Книга выдержала 11 изданий в ГДР и 9 лицензированных изданий в ФРГ. Такой спрос и частые ссылки на книгу свидетельствуют о том, что принятый в ней способ изложения материала – ориентация на практическое применение – находит признание не только среди радиолюбителей.

Карл Ротхаммель улучшал каждое издание своей книги, со знанием дела перерабатывал и расширял ее, не позволяя ей устареть, включая в нее все новые иллюстрации, таблицы и ссылки на оригинальные работы. Объем справочника вырос с 1959 г. почти втрое.

Книга Ротхаммеля об антеннах – это целый этап в истории техники. Сжатые упрощенные теоретические сведения в сочетании с подробным описанием практических решений позволяют успешно строить описанные в книге антенны даже тем, кто слабо разбирается в технике. Однако и профессионалы найдут здесь немало интересного для собственных разработок.

При бешеном темпе развития современной техники теряет смысл кустарное изготовление аппаратуры. Напротив, самостоятельное построение антенн по-прежнему привлекает радиолюбителей, побуждая их к творчеству. Некоторые типы антенн (например, рамочные с их многочисленными вариантами), возникнув как местное достижение, приобрели международную известность благодаря описанию в любительской литературе.

Согласно воле автора содержание настоящего лицензионного издания вновь расширено и дополнено за счет новейших технических разработок. Устаревшие сведения

опущены, а устоявшиеся представления и данные приведены в соответствие с новой информацией. При этом сохранено прежнее разделение по трем главным направлениям: основные понятия, типы антенн и их конструкции.

В книге появились новые главы, посвященные микроволновым антеннам (36), антенным усилителям (37), опасностям микроволнового излучения (38), а также указатель литературы (40).

Заново переписаны главы о типах антенн (4), симметрирующих и запирающих звеньях (7), аппаратуре и методах измерений параметров антенн (31).

Дополнением к различным главам послужили сведения о распространении очень низких частот, замираниях, разнесении, резонансных трансформаторах, вибраторах с запирающим контуром, укороченных вибраторах, сети заземления, противовесах, оптимизированном вибраторе, растянутом вибраторе, двухдиапазонной Т-образной антенне, антеннах типа Х-квадрат и двухполосном квадрате, антеннах персональной радиосвязи, пеленгаторных антеннах двухметрового диапазона, расходных материалах, коррозии, передающих УКВ и телевизионных антеннах, а также о принципах распространения радиоволн. Кроме того, приведены указания по проектированию магнитных и активных антенн.

Во всех главах обновлены списки литературы, а в сведения о патентах включен год подачи заявки (дата приоритета).

Мы с благодарностью примем советы и предложения, направленные на совершенствование книги.

Издательство Алоиз Кришке,
DJOTR/OE 8 AK

Коротко об авторах

Карл Ротхаммель (1914–1987). Во время войны служил радистом в авиации, затем был владельцем гостиницы и фермы в Баварии. В течение 10 лет руководил радиовещанием и телевидением в почтовом ведомстве ГДР, потом 25 лет работал в отделе информации и документации радиозавода «Штерн-Радио». Радиолобитель с 1932 г. (DE 3040/L); с 1954 г. его позывным стал DM2ABK, а с 1980 – Y21BK. Долгое время Ротхаммель возглавлял клубную радиостанцию в Зоннеберге (Тюрингия), входил в состав квалификационной комиссии округа Зуль. За достижения в области радио был удостоен золотого нагрудного знака. В радиолобительстве отдавал предпочтение работе на УКВ. В течение длительного периода являлся референтом по УКВ, писал обзоры на эту тему для журнала *Funkamateur*. Автор книг «Ультракороткие волны» и «Практика телевизионных антенн» (части 1 и 2). Соавтор книг «Практика радиолобительства» и «Электроникум», а также «Карманного справочника коротковолновика-любителя», «Справочника радиолобителя», «Электронного ежегодника».

Алоиз Кришке (1936), инженер по образованию, изучал технику связи в Венском

техническом институте и уже тогда специализировался по антеннам. С 1968 г. работал в мюнхенской компании Rohde & Schwarz, затем – в Техническом центре. Много лет занимается разработкой антенн, а также сбытом систем и продуктов, системным проектированием и реализацией проектов в области радиообнаружения и радиолокации, будучи ответственным по вопросам электромагнитной совместимости. Радиолобитель с 1956 г. (OE8AK, а с 1968 г. – DJOTR). Наряду с обширной библиотекой и впечатляющим собранием документации по профессиональным антеннам ему принадлежит замечательная частная коллекция патентов, начиная от первых антенных патентов Маркони (Англия, 1896 г.), Брауна (Германия, 1898 г.) и Фессендена (США, 1899 г.) и вплоть до современных заявок. Призер многолетних соревнований по «Охоте на лис». В течение пяти лет состоит членом региональной организации по радиопомехам немецкого радиоклуба (DARC). Имеет различные публикации по антеннам, антенным новинкам и патентам. Соавтор справочника «Antennen-Lexicon», выпущенного в 1988 г.

1. Электромагнитные волны

Энергия, излучаемая передающей антенной, распространяется в пространстве в виде электромагнитных волн.

Образование волн проще всего наблюдать на спокойной водной поверхности, когда брошенный предмет порождает ее колебания, но продвижение волн не вызывает течения воды. Это легко заметить по поведению поплавков в безветренную погоду: они поднимаются и опускаются в ритме волн, находясь на одном и том же месте. Серия волн распространяется в форме колец, тогда как поверхность воды остается неподвижной.

Серия волн описывается следующими параметрами:

- длина волны λ – минимальное расстояние между двумя точками, принадлежащими одинаковым участкам волны, например между ближайшими гребнями или ближайшими впадинами волн;
- частота f – число волновых движений за секунду;
- скорость распространения c – скорость, с которой гребень волн удаляется от источника энергии.

Соотношение этих параметров выражается формулой

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.1)$$

Для электромагнитных волн $c = 3 \times 10^8$ м/с (скорость света).

Эти соотношения по аналогии с колеблющейся водной поверхностью можно применить к распространению электромагнитных волн. Они также характеризуются длиной волны, измеряемой в метрах в диапазонах длинных, средних, коротких и метровых волн.

Длина волны – это расстояние между двумя волновыми фронтами одинаковой фазы. Обычно переменный ток синусоидальной формы представляют в виде графика, приведенного на рис. 1.1.

Если по горизонтали откладывать время, а по вертикали – напряжение, которое

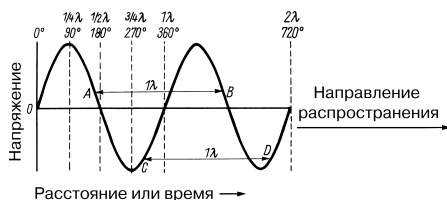


Рис. 1.1. График электромагнитной волны

измерено в какой-либо точке провода, то окажется, что это напряжение с течением времени будет изменяться по синусоидальному закону, как показано на рис. 1.1. Аналогичный график служит «мгновенным снимком» незатухающей электромагнитной волны: его можно получить, если одновременно измерить напряжение в каждой точке провода. Мгновенное значение напряжения изменяется по величине и знаку со временем (с расстоянием). Очевидно, что длину волны допустимо измерять на нулевом или любом ином уровне между произвольными соседними точками одинаковой фазы (отрезки А–В и С–D равны).

Принято выражать фазу в угловой мере, полагая, что полный колебательный процесс (одна длина волны) соответствует 360° . Благодаря этому легко сравнивать фазы и характеризовать фазовые сдвиги.

Частота колебательного процесса измеряется в герцах (Гц):

- 1 Гц = одному колебанию за 1 с,
- 1 кГц (1 килогерц) = 10^3 Гц,
- 1 МГц (1 мегагерц) = 10^6 Гц,
- 1 ГГц (1 гигагерц) = 10^9 Гц.

В безвоздушном пространстве скорость распространения электромагнитных волн составляет 300 000 000 м/с (скорость света). Под безвоздушным пространством понимают абсолютную пустоту, некое идеальное, несуществующее состояние. Однако даже космическое пространство не является абсолютно пустым, поэтому реальная

скорость электромагнитных волн оказывается меньше 300 000 000 м/с. Уменьшение скорости зависит от среды распространения волны. В случае атмосферного воздуха это уменьшение мало и обычно им пренебрегают.

В радиотехнических расчетах используют значение $c = 300\,000\,000$ м/с, что при подстановке в формулу (1.1) дает

$$\lambda_M = \frac{3 \times 10^8}{f_{ГЦ}}$$

или

$$\lambda_M = \frac{3 \times 10^5}{f_{кГЦ}}$$

и, соответственно,

$$\lambda_M = \frac{300}{f_{МГЦ}}.$$

Из формулы следует также, что

$$f_{кГЦ} = \frac{3 \times 10^5}{\lambda_M} \text{ и } f_{МГЦ} = \frac{300}{\lambda_M}.$$

В приложении приведены таблицы для пересчета частоты в длину волны и наоборот.

1.1. Электромагнитное поле

Электрический ток, меняющийся во времени, порождает электромагнитное поле вокруг проводника, в котором он протекает. Это поле имеет электрическую и магнитную составляющие. Чтобы наглядно представить формирование электромагнитного поля, до сих пор пользуются приемом Майкла Фарадея, предложившего изображать силовое поле с помощью силовых линий.

Силовое поле характеризуется величиной и направлением сил, меняющихся в пространстве. Направление силовых линий передает направление действующей силы, а расстояние между ними, или густота линий, отображает ее величину.

Силовое поле, в котором величина и направление силы всюду одинаковы, называют однородным. Если же направление и величина силы меняются (силовые линии распределены неравномерно), то говорят о неоднородном поле.

1.1.1. Электрическое поле

Если два разноименно заряженных предмета, например шары или пластины, поместить на некотором расстоянии один от другого, то между ними образуется электрическое поле. Когда заряд и, следовательно, поле неизменны, поле называют электростатическим.

На рис. 1.2 представлен конденсатор с разноименно заряженными пластинами. Направление и сила электрического поля отображаются силовыми линиями.

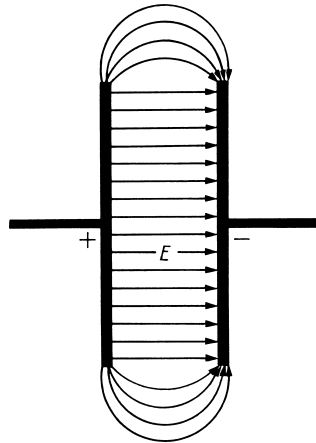


Рис. 1.2. Электрическое поле конденсатора

Здесь показано сечение пластин конденсатора. Сила электрического поля прямо пропорциональна разности потенциалов между пластинами (напряжению) и обратно пропорциональна расстоянию между ними. Напряжение однородного электрического поля, отнесенное к единице длины, называют напряженностью электрического поля. Следовательно, напряженность электрического поля E равна разности потенциалов на отрезке линии поля единичной длины и выражается в вольтах на метр.

Пример

Две пластины отстоят одна от другой на 0,2 м, и к ним приложено напряжение 10 В. Тогда напряженность электрического поля составляет

$$\frac{10}{0,2} = 50 \text{ В/м}.$$

Если к пластинам конденсатора приложить переменное напряжение, то вместе с ним будут меняться направление и сила электрического поля. При этом переменный ток в проводах между пластинами и генератором может служить мерой переменных зарядов, текущих к пластинам.

1.1.2. Магнитное поле

Магнитное поле возникает вокруг проводника с током. Если ток постоянен, то сила и направление магнитного поля остаются неизменными. Такое поле называют магнито-статическим. Вокруг прямолинейного отрезка проводника магнитные силовые линии образуют концентрические окружности (рис. 1.3) и в любом случае являются замкнутыми.

Сила и направление магнитного поля вокруг проводника с переменным током меняются вместе с током. Напряженностью магнитного поля H называют величину магнитной составляющей переменного электромагнитного поля, зависящую от координат. Напряженность магнитного поля измеряется в амперах на метр. При синусоидальном характере изменения поля его характеризуют эффективным значением напряженности.

1.1.3. Зависимость между электрическим и магнитным полями

Напряжение порождает электрическое поле, тогда как электрический ток вызывает магнитное поле. Но ток способен протекать лишь при наличии разности потенциалов, то есть напряжения. Изменение магнитного поля обязательно влияет на электрическое поле. Любое изменение тока наводит электромагнитное поле.

Две составляющие электромагнитного поля всегда взаимно перпендикулярны.

1.1.4. Переменное электромагнитное поле

Излучение электромагнитных волн объясняется свойствами электромагнитного поля, порождаемого переменным током в проводнике антенны. Любое поле несет энергию, поступающую от генератора питания. Через некоторое время (поскольку электрическая энергия распространяется не мгновенно, а со скоростью света) после

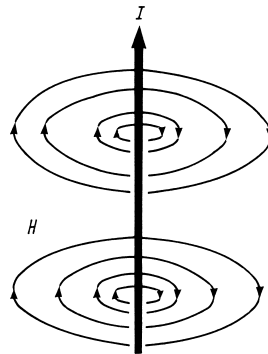


Рис. 1.3. Магнитное поле проводника с током

включения генератора проводник отдает энергию окружающей среде, инициируя появление поля. При выключении генератора исчезнет и поле, так как энергия переменного электромагнитного поля расходуется на возбуждение в проводнике переменного тока. Данный процесс также требует времени, поэтому самые удаленные области поля вернуться в проводник последними.

Исчезающее магнитное поле вызовет напряжение в проводнике, которое вновь породит электрическое поле. Такое напряжение, возникающее при прерывании тока в замкнутой цепи, действует, к примеру, в системе зажигания двигателя внутреннего сгорания.

Прохождение постоянного тока не нарушает состояния покоя электрического и магнитного полей. Описанные изменения происходят лишь при включении (поле образуется) и выключении (поле исчезает) источника тока. Во время протекания переменного тока в проводнике процесс включения-выключения повторяется непрерывно в зависимости от частоты.

Нарастание переменного тока порождает (с некоторой задержкой) усиление электромагнитного поля. Когда ток убывает, энергия поля (также с задержкой) уменьшается. Но вследствие задержки не вся энергия успевает исчезнуть, что оказывает воздействие на проводник антенны, наводя в нем ток электромагнитной индукции. Этот новый ток вызывает появление нового поля, которое препятствует исчезновению прежнего. «Отвергнутые» линии электрического поля образуют замкнутые контуры, обвитые линиями магнитного поля.

Поскольку данный процесс постоянно повторяется с периодичностью переменного тока, распространение электромагнитной волны происходит с частотой (то есть на длине волны), в точности соответствующей возбуждающему переменному току. Волна удаляется от проводника в окружающее пространство со скоростью света.

Этот механизм действует, если генератор в строго определенные моменты времени вырабатывает ток противоположного направления, чтобы не допустить исчезновения убывающего поля и вытолкнуть его обратно в окружающую среду.

Электромагнитные волны распространяются в свободном пространстве в направлении, перпендикулярном векторам напряженности электрического и магнитного полей, как это показано на рис. 1.4 (\vec{E} и \vec{H} обозначают напряженности электрического и магнитного полей соответственно). Их векторное произведение называют вектором Умова-Пойнтинга \vec{S} . Этот вектор описывает перенос энергии в направлении распространения волн, перпендикулярен \vec{E} и \vec{H} и определяет количество энергии, переносимой за одну секунду в указанную сторону сквозь площадку размером 1 м^2 , нормальную к направлению распространения радиоволн.

1.1.5. Плоские волны

Электромагнитные волны от точечного источника распространяются с одинаковой скоростью во всех направлениях. Процесс можно представить себе как непрерывное образование расширяющихся сферических оболочек, центр которых совпадает

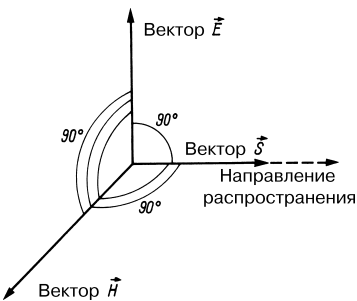


Рис. 1.4. Направление векторов напряженности и распространения волн в свободном пространстве

с точечным источником энергии. Если бы оболочки удалось увидеть, то вблизи источника, когда их радиус мал, они бы выглядели как сферы. Однако вдалеке от источника (радиус велик) оболочка уже не кажется искривленной и воспринимается как плоскость – точно так же, как поверхность Земли. В таких случаях говорят о плоском волновом фронте. Направление линий электрического и магнитного полей изменяется на 180° каждые полпериода колебаний (направление стрелок становится обратным), но волновой фронт распространяется в прежнем направлении, оставаясь перпендикулярным к нему.

1.1.6. Напряженность электрического поля

В случае плоских волн напряженность электромагнитного поля соответствует напряженности электрического поля E . Она выражается напряжением, действующим вдоль отрезка линии поля определенной длины в плоскости волнового фронта. Напряженность электрического поля измеряется в вольтах на метр (В/м) и в свободном пространстве линейно убывает с расстоянием. Поскольку по мере удаления от постоянного источника одна и та же энергия должна распределяться по все большей

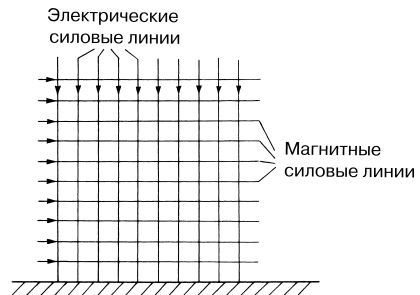


Рис. 1.5. Плоский волновой фронт с вертикальной поляризацией

площади поверхности сферы, ее плотность тоже убывает с расстоянием. К примеру, если источник излучения в свободном пространстве на расстоянии 1 км создает напряженность $E = 1000$ мкВ/м, то на удалении 10 км она составит 100 мкВ/м, на 100 км – 10 мкВ/м и на 1000 км – 1 мкВ/м. Так как условия распространения радиоволн в околосферном пространстве далеки от идеальных характеристик свободного пространства, реальное ослабление напряженности с увеличением расстояния оказывается еще более быстрым.

1.1.7. Поляризация электромагнитных волн

Поляризация электромагнитной волны определяется направлением электрической составляющей поля. Из представления об эллиптической поляризации, согласно которому вектор электрического поля описывает эллипс, следуют особые случаи круговой и линейной поляризации.

Очевидно, что при круговой поляризации конец электрического вектора описывает круг. Различают право-круговую поляризацию (вектор электрического поля вращается по часовой стрелке, если смотреть в направлении распространения волны) и лево-круговую (вектор вращается против часовой стрелки). Эллиптическая поляризация не играет особой роли при приеме в диапазоне коротких волн, но все шире применяется на более высоких частотах, особенно в космическом телевидении и радиоастрономии.

При линейной поляризации линии электрического поля прямые и определенным образом расположены по отношению к земной поверхности как опорной плоскости. В соответствии с их направлением различают горизонтальную поляризацию (линии электрического поля параллельны поверхности Земли) и вертикальную (линии перпендикулярны поверхности Земли). Так, волна на рис. 1.5 поляризована вертикально, поскольку линии электрического поля идут по нормали к горизонту. Однако возможны случаи промежуточного направления поляризации, в том числе под углом 45° . Такую поляризацию иногда применяют в УКВ радиовещании (например, в Великобритании), поскольку подобное излучение одинаково хорошо принимается стационарными горизонтальными и вертикальными штыревыми антеннами (в частности,

автомобильными). Недавно построены передающие антенны с круговой поляризацией, одинаково пригодные для решения обеих задач. На рис. 1.6 изображено электрическое поле вертикального диполя.

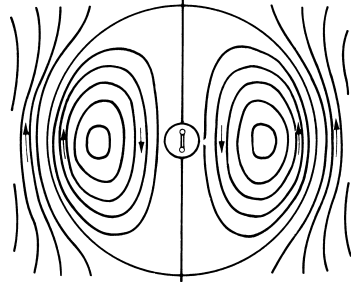


Рис. 1.6. Линии поля вертикального диполя в представлении Герца (мгновенная картина в момент $t = 0$)

Табл. 1.1 наглядно демонстрирует потери при различных соотношениях поляризации поля и антенны. Потери отсутствуют (0 дБ), если поле и антенна характеризуются одинаковой поляризацией. Если же их поляризация взаимно перпендикулярная линейная или круговая противоположных направлений, то прием теоретически невозможен, так как затухание оказывается бесконечно большим.

Когда поляризация поля круговая (представляет собой результат сложения одинаковых составляющих с горизонтальной и вертикальной поляризацией), а антенна поляризована линейно, будет принято лишь 50% сигнала, так что потери составят 3 дБ.

Это справедливо и для диагональной поляризации под углом 45° , при которой любые антенны с линейной или круговой поляризацией теряют 3 дБ. Есть лишь два исключения: поляризация антенны и поля одинаковы (потери составляют 0 дБ) или их поляризации взаимно перпендикулярны (потери теоретически могут быть бесконечно велики). Во время распространения коротких волн в ионосфере их поляризация непрерывно меняется, что порождает так называемые поляризационные замирания. Препятствия на пути распространения волн также способны изменять их поляризацию; такой процесс называют деполяризацией.

Таблица 1.1. Потери при несовпадении поляризации

Поляризация антенны, дБ	Поляризация поля			
	вертикальная	горизонтальная	правокруговая	левокруговая
Вертикальная	0 дБ	∞	3 дБ	3 дБ
Горизонтальная	∞	0 дБ	3 дБ	3 дБ
Правокруговая	3 дБ	3 дБ	0 дБ	∞
Левокруговая	3 дБ	3 дБ	∞	0 дБ

Тип поляризации коротких волн не играет роли вследствие непостоянства поляризации на пути распространения. В метровом диапазоне, напротив, он важен, но и здесь едва ли возможно полное гашение сигнала при взаимно перпендикулярной поляризации: как правило, затухание составляет около 20 дБ (см. раздел 2.6.5). Вообще говоря, антенна горизонтальной конструкции излучает горизонтально поляризованную волну, а отвесный антенный провод – вертикально поляризованную. Однако характер поляризации не всегда можно предсказать по виду антенны: например, это затруднительно в случае щелевой или кубической рамочной

антенн. Столь же сложно предложить универсальное правило для эллиптической поляризации.

1.1.8. Классификация радиоволн

Общее понятие радиоволны относится к диапазону длин волн от 100 км до 1 мм и интервалу частот от 3 кГц до 300 ГГц соответственно (табл. 1.2). Однако шкала электромагнитных колебаний охватывает не только радио-, но и световые волны, которые различаются лишь длиной волны. Поэтому радиоволны, как и свет, испытывают отражение, преломление и дифракцию.

Таблица 1.2. Классификация радиоволн

Обозначение	Сокращенное	Английское название	Английское сокращение	Диапазон частот	Диапазон длин волн
		Extremely Low Frequencies	ELF	Ниже 300 Гц	Более 1000 км
—	—	Ultra Low Frequencies	ULF	300–3000 Гц	1000–100 км
Мириаметровые	ОНЧ	Very Low Frequencies	VLF	3–30 кГц	100–10 км
Километровые	НЧ	Low Frequencies	LF	30–300 кГц	10–1 км
Гектометровые	СЧ	Medium Frequencies	MF	300 кГц – 3 МГц	1000–100 м
Декаметровые	ВЧ	High Frequencies	HF	3–30 МГц	100–10 м
Метровые	ОВЧ	Very High Frequencies	VHF	30–300 МГц	10–1 м
Дециметровые	УВЧ	Ultra High Frequencies	UHF	300 МГц – 3 ГГц	10–1 дм
Сантиметровые	СВЧ	Super High Frequencies	SHF	3–30 ГГц	10–1 см
Миллиметровые	КВЧ	Extremely High Frequencies	EHF	30–300 ГГц	10–1 мм

2. Распространение электромагнитных волн

2.1. Атмосфера Земли

Значительную роль при распространении электромагнитных волн играет земная атмосфера. Эта газовая оболочка Земли достигает высоты 2000–3000 км и состоит главным образом из азота, кислорода и водяного пара. Атмосферу разделяют на три

основных слоя: тропосферу, стратосферу и ионосферу (рис. 2.1).

2.1.1. Тропосфера

Тропосфера простирается от поверхности Земли примерно до высоты 11 км и содержит приблизительно 75% всей воздушной

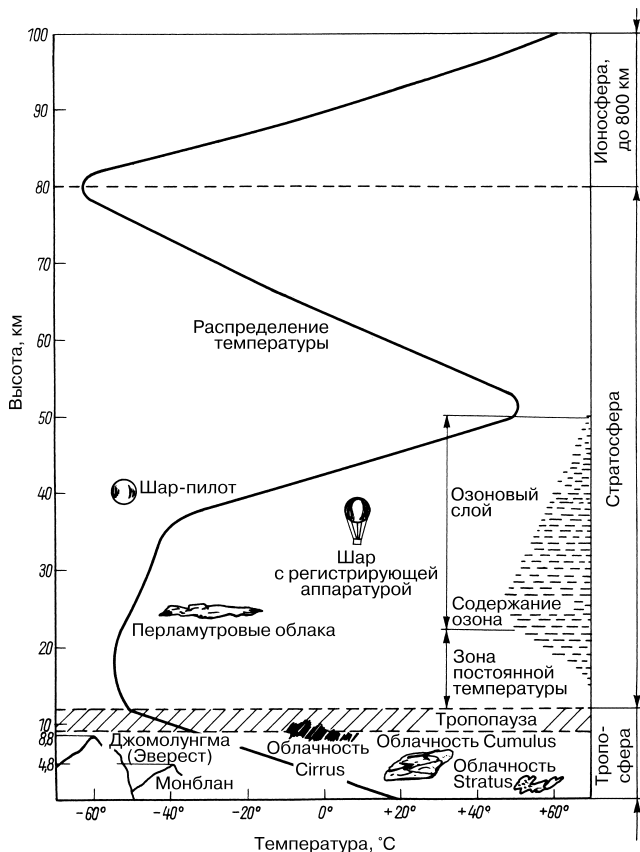


Рис. 2.1. Расслоение атмосферы и изменение температуры в ее нижней части

массы. Ее называют также метеосферой, так как именно в ней происходят метеорологические процессы, определяющие погоду.

Температура тропосферы, как правило, падает с увеличением высоты примерно на 6–8 градусов на каждые 1000 метров подъема. На своей верхней границе, в так называемой тропопаузе, она достигает минимума (около -50°C). Высота тропопаузы может меняться. На наших широтах в марте она находится в своей нижней точке (в среднем на высоте 9,7 км), а в июле – в верхней точке (11,1 км).

Состояние тропосферы имеет особое значение для распространения метровых волн.

2.1.2. Стратосфера

На высоте 11–80 км расположена стратосфера – слой, характеризующийся полным отсутствием водяных паров. Температура воздуха здесь остается почти неизменной примерно до 20 км (зона постоянной температуры). Дальше она непрерывно повышается и на расстоянии 50 км от поверхности Земли достигает приблизительно $+50^{\circ}\text{C}$. Эту область роста температуры называют также озоновым слоем, поскольку там довольно большая концентрация озона. Озоновый слой важен для развития и поддержания жизни на Земле: он поглощает значительную часть ультрафиолетового излучения Солнца, губительного для растений, бактерий и животных организмов.

Выше 50 км температура вновь снижается, а на высоте 80 км – при переходе к ионосфере – опять начинает расти.

2.1.3. Ионосфера

На расстоянии более 80 км от земной поверхности располагается ионосфера, которая простирается до высоты 450–800 км и постепенно переходит в космическое пространство (эту переходную область называют экзосферой). Ионосфера изобилует электрически заряженными частицами – ионами и электронами, возникающими вследствие распада (ионизации) нейтральных молекул воздуха. Ионизация в первую очередь вызывается ультрафиолетовым и рентгеновским излучениями Солнца. Космические лучи и потоки метеоритов, которые непрерывно сторают в атмосфере Земли (десятки миллиардов метеоритных

частиц в сутки), также участвуют в ионизации.

Излучение в верхних слоях атмосферы обладает большой энергией и может выбивать электроны из атомных структур газов. Атом, лишенный одного электрона, образует с оставшимися электронами положительный ион. Свободный электрон устремляется к нейтральному атому и образует отрицательно заряженный ион или объединяется с положительным ионом, превращая его в нейтральный атом. Такой процесс новообразования атомов называется рекомбинацией. Количество свободных электронов в единице объема (концентрация) зависит от интенсивности облучения. Благодаря присутствию электрически заряженных частиц – ионов – верхняя зона атмосферы становится электрическим проводником, который отражает электромагнитные волны определенной частоты.

При более подробном рассмотрении оказывается, что этот процесс нельзя называть отражением, так как электромагнитные волны в ионосфере отклоняются не сразу, а постепенно, в соответствии с постоянно меняющейся по высоте концентрацией ионов и изменением связанной с этим диэлектрической постоянной. Поэтому нужно говорить скорее о рефракции (преломлении) радиоволн.

Еще в 1902 г. профессор Гарвардского университета американец А. Е. Кеннелли (А. Е. Kennelly) и английский физик, член Лондонского королевского общества О. Хевисайд (O. Heaviside) независимо друг от друга предположили существование на большой высоте электропроводящего слоя. Англичанам Эпплтоу (Appleton) и Барнету (Barnet) в 1925 г. удалось экспериментально доказать наличие отражающих слоев в верхней части атмосферы, подтвердив тем самым гипотезу Кеннелли и Хевисайда. Позднее с помощью эхолокации было установлено, что в верхней части атмосферы находится не один так называемый слой Кеннелли-Хевисайда, а целая система подобных слоев. Знания об особенностях ионосферы были дополнены и уточнены благодаря измерениям, проведенным с искусственных спутников Земли и геофизических ракет.

На высоте около 70–90 км в дневное время образуется так называемый слой D, отсутствующий ночью. В следующем за ним слое E (слой Кеннелли-Хевисайда)

наблюдается большая концентрация электронов на высоте примерно 90–125 км. Выше лежит слой F (Эпплтон-слой), который летом в дневное время разделяется на слои F_1 и F_2 . Достаточная (для обеспечения отражающих свойств) ионизация в слое F_1 возникает на высоте около 200 км, а в слое F_2 – 200–400 км. Ионизация растет от слоя к слою и достигает своего максимума в слое F_2 (на высоте приблизительно 400 км). За слоем F_2 ионизация уменьшается и наконец совершенно исчезает.

Последние исследования показали, что говорить о структуре ионосферы как о системе слоев неверно, поскольку между областями с различной концентрацией электронов наблюдаются постепенные переходы. Но поскольку гипотеза о слоистой структуре уже превратилась в устоявшуюся теорию, допустим пользоваться ею и дальше. Показанное на рис. 2.2 строение ионосферы нельзя рассматривать в виде застывшей системы расположенных друг над другом слоев. Степень ионизации постоянно меняется и зависит от сезона, времени суток, циклического изменения солнечной активности, географической широты и других факторов.

2.2. Поверхностная и пространственная волны

Если передатчик и приемник находятся на земле, то радиоволны могут распространяться двумя путями (рис. 2.3):

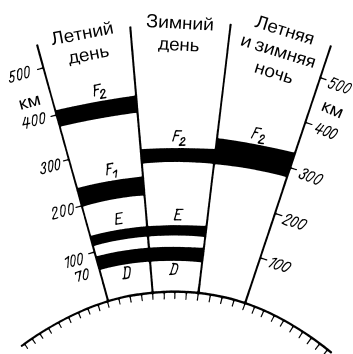


Рис. 2.2. Слои ионосферы

- в тропосфере вдоль земной поверхности как поверхностные или земные волны;
- через отражение в ионосфере как пространственные волны.



Рис. 2.3. Пути распространения поверхностной и пространственной электромагнитных волн

2.2.1. Распространение поверхностной волны

Поверхностная волна следует кривизне поверхности Земли и при этом поглощается поверхностью, над которой она распространяется. Поглощение волны усиливается с увеличением частоты сигнала, поэтому очень низкие частоты (например, длинные волны) имеют большой радиус действия поверхностных волн. На распространение поверхностной волны существенно влияет электропроводность почвы и структура земной поверхности (застройка, растительность и т.д.); дальность зависит также от мощности излучения.

Поверхностные волны коротковолнового диапазона имеют небольшую дальность действия. При мощности, характерной для любительского передатчика, в диапазоне 80 м можно рассчитывать на радиус действия поверхностной волны до 100 км; при той же мощности передатчика в диапазоне 10 м ее дальность падает до 15 км. Для увеличения дальности поверхностных волн антенны должны иметь вертикальную поляризацию. Большие расстояния в метровом диапазоне могут быть преодолены путем искривления, отражения и рассеивания радиоволн в тропосфере.

2.2.2. Распространение пространственной волны

Распространение коротких волн на большие расстояния происходит благодаря отражению пространственных волн в ионосфере. Скорость распространения фронта

волны в ионосфере (фазовая скорость) v_1 несколько больше той же скорости в тропосфере и зависит от концентрации электронов N (см^{-3}) и рабочей частоты f . Из соотношения

$$v_1 = \frac{c}{\sqrt{1 - k_i \left(\frac{N}{f^2} \right)}} \quad (2.1)$$

где k_i – постоянный коэффициент,
 c – скорость света,

следует, что рост концентрации электронов при данной частоте увеличивает фазовую скорость.

Если же волновой фронт входит в ионосферу под углом, то лежащие выше «более быстрые» части фронта обгонят нижние. Вследствие такой разницы фазовых скоростей фронт волны отклоняется и при достаточной концентрации электронов может быть отражен в направлении Земли.

Существует следующая взаимосвязь: для отражения коротких волн в ионосфере концентрация электронов N должна быть тем больше, чем выше рабочая частота f . Пространственная волна отклоняется к Земле тем легче, чем меньше угол излучения φ антенны, то есть чем более полого волна входит в ионосферу.

Эту закономерность распространения пространственных волн коротковолнового диапазона хорошо иллюстрирует рис. 2.4.

Волна 1, которую передающая антенна излучает под малым углом θ , относительно полого входит в ионосферу под углом φ

и отклоняется в ней таким образом, что достигает земной поверхности лишь на значительном удалении: малый угол излучения θ соответствует скачку большой протяженности. Этот скачок будет тем длиннее, чем выше расположен отражающий слой. В самой высокой области ионосферы – слое F_2 – максимальное расстояние превосходит 4000 км, в слое E оно составляет не более 2000 км.

Отсюда понятно, насколько важен для дальнейшего распространения коротких волн угол излучения антенны θ (его называют также вертикальным углом возвышения); его нужно выбирать как можно меньшим.

На рис. 2.5 схематически изображены некоторые типичные пути распространения волн благодаря отражениям в слоях E и F .

Между пунктами излучения волны и ее новой встречи с земной поверхностью находится мертвая зона приема (см. рис. 2.4). При ближайшем рассмотрении оказывается, что радиоволна распространяется от области затухания поверхностной волны до точки, где отраженная пространственная волна снова достигает Земли. Если же пренебречь довольно малой дальностью поверхностной волны в коротковолновом диапазоне, то протяженность мертвой зоны можно считать совпадающей с минимальной дистанцией скачка волны. Волна снова отразится от земной поверхности в направлении ионосферы и при достаточной концентрации ионов в ионосфере будет вторично отражена. Как правило, данный процесс многократно повторится,

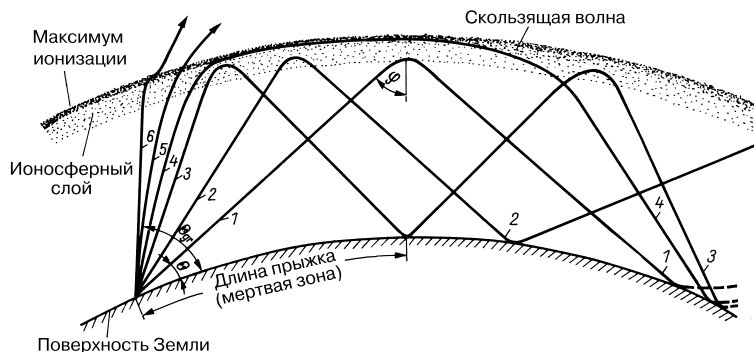


Рис. 2.4. Влияние угла излучения на отклонение волны в ионосфере: $\theta_{\text{гр}}$ – граничный угол; φ – угол падения при входе в слой ионосферы

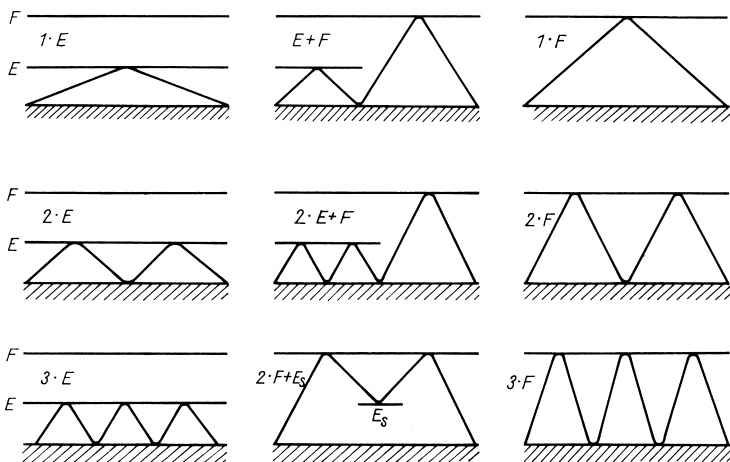


Рис. 2.5. Схематическое изображение некоторых ионосферных отражений радиоволн

и случается даже, что волна несколько раз огибает земной шар. В целом механизм многократных скачков волны очень сложен, так как состояние ионосферы изменяется от точки к точке. При этом иногда волна, уже отраженная от слоя E, вновь отражается слоем F_2 или скачет между ними.

У волны 2 угол излучения θ больше, она несколько глубже проникает в отражающий слой, и протяженность ее скачка значительно меньше. Третья волна излучается уже довольно круто. Она должна дойти почти до области максимальной ионизации, чтобы быть отраженной, и нуждается в двух скачках (тогда она сможет преодолеть такое же расстояние, как первая волна). Особый случай – это волна 4. Она достигает нижней кромки зоны максимальной концентрации электронов и успевает пробежать вдоль нее большую дистанцию до момента, когда каким-либо возмущением в этом слое не отразится снова к Земле. Такую волну называют скользящей или «супермодой» (Supermode).

Почти отвесно излученные волны 5 и 6 будут лишь незначительно отклоняться слоями ионосферы, поэтому они пробьют зону максимальной ионизации и уже не вернутся к Земле. Если же допустить, что в описываемой ситуации речь идет о слое E, то возможно, что эти волны будут отражены лежащим выше слоем F. Волны 1–4 в этом случае окажутся покрытыми слоем E

вместо слоя F. Такое покрытие играет негативную роль при распространении коротких волн на дальние дистанции.

Угол излучения пятой волны обозначается как критический угол θ_{gr} . Это означает, что посланная под таким углом волна будет первой, которая пройдет сквозь весь ионизированный слой.

В табл. 2.1 указаны дистанции скачка волны, отраженной в слоях E и F_2 соответственно, в зависимости от вертикального угла излучения θ . При этом высота отражения от слоя E принята равной 105 км, а от слоя F_2 – 320 км.

Критическая частота и максимально применимая частота

Критической частотой f_c называют наибольшую частоту, при которой излучение, проникающее в ионосферу под прямым углом, еще отражается от данного слоя. Радиолокация позволяет определять f_c и оценивать высоту отражающего слоя по задержке измеряемого отраженного сигнала. В результате находят кажущуюся высоту. На самом деле нижняя граница отражающего слоя залегает несколько глубже кажущейся высоты, поскольку при измерении запаздывания не учитывается небольшая разница скоростей электромагнитной волны в пределах и вне ионизированного слоя. Критическая частота пропорциональна квадратному корню из концентрации электронов N; она имеет смысл применительно

Таблица 2.1. Дистанции скачка волны

Угол излучения, град.	1-й скачок, слой E, км	2-й скачок, слой E, км	1-й скачок, слой F ₂ , км	2-й скачок, слой F ₂ , км
0	2250	4500	4025	8050
5	1400	2800	3010	6020
10	980	1960	2315	4620
15	700	1400	1800	3600
20	540	1080	1475	2950
25	430	860	1205	2410
30	350	700	1000	2000
35	280	560	835	1670
40	240	480	700	1400
45	205	410	585	1170
50	170	340	500	1000
55	140	280	420	840
60	120	240	345	690
65	95	190	280	560
70	75	150	220	440
75	55	110	160	320
80	35	70	100	200
85	20	40	50	100

к углу излучения $\theta = 90^\circ$, когда луч возвращается в точку испускания. При меньшем значении угла появляются «скачки», или мертвые зоны, и с убыванием угла растет частота отражаемого излучения. Такая частота называется максимальной применимой (МПЧ) и связана с критической частотой законом секанса:

$$\text{МПЧ} = f_c \times \sec\varphi \quad (2.2)$$

Поскольку $\sec\varphi = 1/\cos\varphi$ и $\sec\varphi = \sin\theta$ (без учета кривизны земной поверхности), получаем:

$$\text{МПЧ} = f_c \times 1/\cos\varphi = f_c \times 1/\sin\theta.$$

Выражения $1/\cos\varphi$ и $1/\sin\theta$ называют коэффициентом МПЧ. На рис. 2.6 представлен рост коэффициента МПЧ m с уменьшением угла излучения θ . Максимальная применимая частота, при которой электромагнитная волна проходит через заданные конечные точки исключительно вследствие преломления в ионосфере, называется классической. Стандартная МПЧ – это некое приближение к классической, получаемое путем пересчета из критической частоты.

На рис. 2.6 показана упрощенная зависимость между критической частотой f_c и верхней частотной границей МПЧ, выраженной через коэффициент МПЧ от угла излучения θ .

Пример

При $\theta = 30^\circ$ получаем $m = 2$ (выделено пунктиром). Пусть $f_c = 3$ МГц, тогда верхняя граница частоты составит: $\text{МПЧ} = f_c \times m = 6$ МГц. Вследствие кривизны земной поверхности, учитываемой при расчетах путем модификации закона секанса, величина m при $\theta = 0$ может принимать лишь максимальные значения – примерно 5,6 и 3 для слоев E и F₂ соответственно.

Затухание пространственных волн

Падающая электромагнитная волна вызывает в ионосфере согласованные колебания свободных электронов и ионов. Они сталкиваются с ближайшими молекулами газа, и в результате часть энергии колебаний переходит в тепло. Это приводит к затуханию волн, растущему пропорционально квадрату длины волны. Затухание, или поглощение,

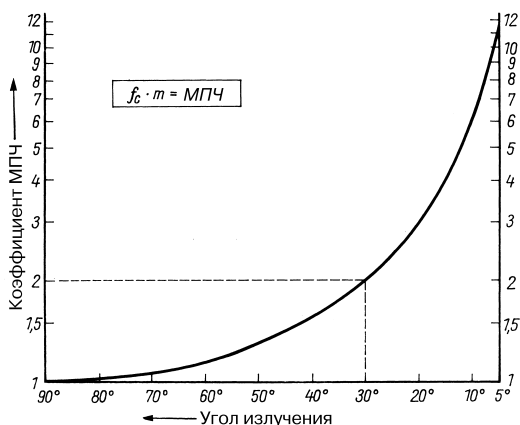


Рис. 2.6. Зависимость коэффициента МПЧ от угла излучения

волн увеличивается с повышением концентрации носителей заряда: чем больше электронов, ионов и молекул газа приходится на единицу объема, тем вероятнее столкновения, связанные с преобразованием энергии. Отсюда, в частности, следует, что поглощение должно быть тем значительнее, чем больший обратный путь в ионосфере проходит отраженная электромагнитная волна.

Косвенной мерой затухания в ионосфере служит наименьшая применимая частота (НПЧ), или частота затухания. Она характеризует самую низкую частоту в КВ диапазоне, которую еще можно использовать для связи на пространственных волнах. Таким образом, диапазон применимых частот ограничен МПЧ сверху и НПЧ снизу.

2.3. Распространение коротких волн

Возможность коротковолновой связи на пространственных волнах зависит от состояния ионосферы, которое прямо связано с активностью Солнца (строение ионосферы обсуждалось в разделе 2.1.3).

2.3.1. Солнечная активность

То, что мы воспринимаем как Солнце, на самом деле является фотосферой, то есть слоем толщиной 300 км, отделяющим внутренние

области светила от солнечной атмосферы. Фотосфера окружена хромосферой, простирающейся до высоты 10 тыс. км. Хромосфера совершенно незаметна на фоне фотосферы, и увидеть ее можно лишь при полном солнечном затмении либо с помощью специальной аппаратуры. Выглядит она розоватой светящейся каемкой.

Над хромосферой простирается корона — внешний слой солнечной атмосферы, протяженность которого многократно превышает диаметр Солнца. Новейшими исследованиями установлено, что орбита Земли проходит во внешней части короны. Этот слой также не виден на фоне фотосферы и наблюдается только при полном солнечном затмении как нимб вокруг солнечного диска.

Энергия Солнца высвобождается при ядерных процессах в его внутренних областях, отсюда переносится наружу и излучается солнечной атмосферой. Такое излучение состоит из электромагнитных волн и частиц (корпускулярного излучения) и сопровождается потерей массы со скоростью 5,3 млн тонн в секунду, причем 4,3 млн тонн приходится на корпускулярное излучение. Однако запас энергии Солнца настолько грандиозен, что даже при нынешней светимости оно утратит менее 0,1% своей массы за 10 миллиардов лет.

Излучение электромагнитных волн

Большая часть солнечной энергии испускается фотосферой в форме света в диапазоне длин волн 400–700 нм с максимумом

при 470 нм. Электромагнитные волны испускаются во всем спектре от гамма-лучей до радиоволн – через рентгеновское, ультрафиолетовое, видимое и инфракрасное излучения. Однако строение и состояние ионосферы определяется главным образом рентгеновским и ультрафиолетовым излучениями Солнца.

Рентгеновское излучение формируется в короне и ионизирует земную атмосферу преимущественно на высотах 50 и 150 км (слои D и E).

Ультрафиолетовые лучи испускаются хромосферой. Они способствуют образованию слоя F и в какой-то степени ионизируют окись азота (NO), едва представленную в слое D.

Проникая в земную атмосферу, ультрафиолетовое и рентгеновское излучения ионизируют атомы и молекулы воздуха и постепенно поглощаются. По мере углубления в атмосферу воздух становится плотнее и излучение ослабляется все сильнее, так что в конце концов ионизирующие лучи исчезают.

В ионосфере слои образуются потому, что ультрафиолетовое и рентгеновское излучения избирательно поглощаются некоторыми атомами и молекулами (например, O, O₂, N₂, NO), а сам процесс неодинаково протекает на различных высотах.

Солнечный ветер

Корпускулярное излучение слабо влияет на ионосферу. В настоящее время его принято называть солнечным ветром, поскольку речь идет о постоянном истечении материи из короны, происходящем согласно законам магнитогидродинамики. Солнечный ветер был обнаружен и измерен космическими летательными аппаратами. Скорость и степень турбулентности солнечного ветра зависят от активности Солнца.

Температура солнечной короны составляет 10⁶ K. Частицы, среди которых преобладают протоны (ядра водорода), находятся здесь в состоянии плазмы и движутся со скоростью более 600 км/с. Давление газа в чрезвычайно горячем веществе короны столь велико, что тяготение Солнца не способно его уравновесить. Благодаря этому вещество постоянно истекает из короны, покидает Солнце и уходит в межпланетное пространство. Солнечный ветер характеризуется средней скоростью 320 км/с, плотностью частиц 5 см⁻³ и в основном состоит из водорода при температуре 10⁴–10⁵ K.

Движение заряженных частиц солнечного ветра порождает магнитное поле, которое сталкивается с магнитным полем дневной стороны Земли. При этом на удалении около 100 тыс. км от центра Земли формируется ударная волна, похожая на ударную волну самолета, преодолевающего звуковой барьер. Затем солнечный ветер попадает в переходную область, где турбулизируется, после чего, наконец, оказывается в магнитопаузе и обтекает магнитосферу Земли.

Искусственные спутники Земли позволяют изучать строение земной магнитосферы, подверженной сильному влиянию солнечного ветра (см. рис. 2.7).

Пограничный слой магнитопаузы между переходной областью и магнитосферой замечателен тем, что в нем устанавливается равновесие между энергией магнитного поля Земли и энергией движения солнечного ветра. Поэтому солнечный ветер либо вовсе не проникает в магнитосферу, либо попадает туда только в определенных местах и при особых условиях.

Солнечный ветер сжимает магнитное поле Земли со стороны Солнца. С противоположной стороны линии поля вытягиваются от Солнца в виде хвоста, простирающегося далеко за лунную орбиту. На удалении около 130 тыс. км от центра Земли образуется пара параллельных, одинаково интенсивных, но противоположно направленных магнитных полей, разделенных нейтральным слоем, который окружен слоем плазмы солнечного происхождения. Ее составляют частицы солнечного ветра, проникающие через открытые концы хвостов магнитосферы. На ночной стороне Земли слой плазмы распространяется вплоть до земной атмосферы и сливается с ней в кольцевой зоне – так называемом овале северного сияния. Но и на дневной стороне Земли солнечная плазма способна затекать в ее атмосферу через нейтральные точки пограничной области между замкнутыми и разомкнутыми линиями поля в магнитопаузе.

«Нормальный» постоянный солнечный ветер, испускаемый спокойным Солнцем, почти не препятствует распространению коротких волн, поскольку не провоцирует каких-либо особых событий в ионосфере. Нарушения возникают лишь тогда, когда Солнце выбрасывает дополнительные потоки материи в результате действия определенных центров активности. Об этом и пойдет речь дальше.

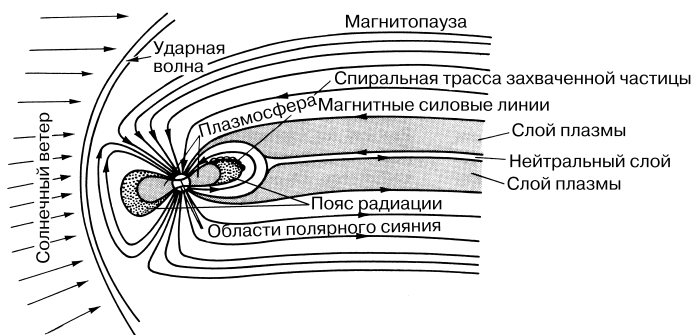


Рис. 2.7. Строение земной магнитосферы и ее деформации, обусловленные солнечным ветром

Солнечные пятна

Описанные выше проявления присущи спокойному Солнцу. Такое состояние вовсе не является нормальным и в лучшем случае может быть охарактеризовано как непродолжительный период минимума солнечных пятен. Чаще всего приходится иметь дело с повышенной солнечной активностью, напрямую связанной с возникновением солнечных пятен.

Пятна появляются поодиночке и группами. Время их жизни определяется размерами и составляет от нескольких дней до многих месяцев. Обычно пятна зарождаются в зоне между 20° к северу и 20° к югу от экватора Солнца и движутся вместе в направлении светила. Это значит, что при наблюдении с Земли долгоживущие пятна оказываются в точке своего обнаружения каждые 27 суток.

Существование солнечных пятен было установлено еще 2000 лет назад в Китае. Почти за 400 лет до наших дней Галилей наблюдал темные пятна на солнечном диске. Их число и время жизни регистрируются вот уже более 200 лет. Астрономлюблиитель Г. С. Швабе (H. S. Schwabe) из Дессау проанализировал данные о солнечных пятнах, собранные за 20 лет наблюдений, и в 1843 г. заключил, что они появляются с периодичностью около 10 лет, открыв тем самым цикличность солнечных пятен. Благодаря регулярным наблюдениям вскоре выяснилось, что период колебаний численности пятен составляет в среднем 11 лет и может варьироваться от 7 до 17 лет. Р. Вольф (R. Wolf), директор обсерватории в Цюрихе, обработал более ранние

наблюдения солнечных пятен (вплоть до 1749 г.), определил циклы их численности и отнес начало цикла № 1 к февралю 1755 г. (минимум солнечных пятен). С этого времени ведется счет циклов, причем каждый цикл начинается с минимума.

Ради единообразия результатов наблюдений принято выражать численность солнечных пятен их относительным числом:

$$R = k(10g + f),$$

где k – поправочный множитель из параллельных определений ($k \approx 1$);

g – число групп пятен;

f – число обособленных пятен.

Этот метод был разработан Вольфом в 1849 г., и потому относительное число солнечных пятен R называют также числом Вольфа. R_{12} определяется как среднее значение из двенадцати среднемесячных.

В мае 1947 г. относительное число солнечных пятен достигло величины $R = 151,8$ (цикл № 18), не наблюдавшейся уже на протяжении сотни лет. Этот максимум был превзойден в следующем цикле № 19, когда в сентябре 1957 г. было зафиксировано рекордное число $R = 201,3$. В цикле № 21, в конце 1979 г., отмечен максимум $R = 164$. До сих пор объяснение цикличности солнечных пятен не найдено, да и сами они таят немало загадок.

Считается, что пятна представляют собой видимое проявление магнитных полей исключительной интенсивности, причем смежные пятна достаточно часто различаются своей полярностью (униполярные и биполярные поля пятен). Магнитные поля

характеризуются напряженностью 0,45 Тл (напряженность магнитного поля Земли составляет $0,5 \times 10^{-4}$ Тл).

Солнечные пятна на 1200° холоднее окружающей фотосферы с ее температурой 5670°C . Солнечное пятно – это лишь малый пространственный и временной фрагмент мощного центра активности, залегающего под фотосферой и потому недоступного прямым наблюдениям.

По внешним границам солнечного пятна формируются так называемые области факелов, наблюдаемых в определенных спектральных линиях. Факелы светлее и, следовательно, горячее своего окружения, они имеют гигантские размеры и появляются как в фотосфере, так и в хромосфере.

Внутри областей факелов в хромосфере часто происходят выбросы (извержения), вызывающие внезапные «возгорания» с одновременным увеличением поверхности факелов. Такие выбросы называют вспышками. Они различаются яркостью, размерами и временем жизни. Вспышки разгораются за несколько минут и угасают за 30–60 минут, но наблюдаются и другие, гораздо более короткие или длительные. Возникновение вспышек также объясняется интенсивными магнитными полями. Солнечные извержения порождают электромагнитные излучения всех типов, а при особенно крупных выбросах усиливается корпускулярное излучение.

Необходимо заметить, что светимость Солнца, определяемая видимым излучением фотосферы, не подвержена заметному влиянию солнечной активности и считается постоянной.

2.3.2. Солнечная активность и ионосфера

Даже при минимальной солнечной активности наблюдается суточная и сезонная изменчивость ионосферы. Если бы она была строго регулярной, то для любого места на Земле и любого срока можно было бы составить «расписание частот» на все случаи коротковолновой связи. Однако сильная непредсказуемая долгосрочная изменчивость солнечной активности существенно снижает реализуемость подобных прогнозов. Тем не менее опытный радиолобитель, фиксируя текущие условия радиосвязи и опираясь на различные признаки, сумеет распознать большинство возмущений ионосферы.

Строение и свойства невозмущенной ионосферы

Энергия солнечного ультрафиолетового и рентгеновского излучений максимальна при вторжении в верхнюю часть земной атмосферы. Однако там воздух еще крайне разрежен, и в нем присутствует совсем мало ионизируемых молекул. По мере проникновения излучения в атмосферу становится возможным образование все большего числа свободных электронов, поскольку она уплотняется. В то же время энергия излучения иссякает. В конце концов будет достигнута зона, где плотность молекул газа как раз такова, что оставшейся энергии излучения достаточно для их почти полной ионизации. При этом формируется область максимальной концентрации свободных электронов, названная по имени ученого Чепмена, впервые описавшего данный процесс.

Толщина слоя Чепмена зависит от двух факторов: высотного хода плотности атмосферы и ее способности ослаблять солнечное излучение. Последняя выражается в том, что ультрафиолетовое и рентгеновское излучения различных длин волн избирательно поглощаются на разных высотах определенными атомами и молекулами (азотом, кислородом, водяным паром и др.). Интенсивность солнечного излучения влияет не на толщину слоя, а на концентрацию электронов в нем. При отвесном падении лучей концентрация максимальна. С приближением Солнца к горизонту ионизация постепенно слабеет из-за постоянной рекомбинации заряженных частиц, и в конце концов ионизованный слой исчезает.

Принято выделять следующие ионизованные слои:

- *слой F*:
 - теория Чепмена лишь приблизительно объясняет происхождение *слоя F₂*, находящегося не выше 200–400 км. Здесь концентрация электронов максимальна (около миллиона свободных частиц на 1 см^3), это самый ионизованный слой из всех. Коротковолновая дальняя связь (DX) осуществляется главным образом благодаря отражению от *слоя F₂*. Вследствие небольшой скорости рекомбинации он существует и в ночное время, хотя в несколько ослабленном виде. Незадолго до восхода Солнца концентрация электронов проходит через минимум; после восхода ионизация растет и

спустя 1–2 ч достигает среднесуточного уровня. Летом слой F_2 весь день пребывает на высоте 400 км, зимой и в ночные часы он опускается до 250–300 км. Слою F_2 свойствен ряд аномалий. Дневная аномалия состоит в том, что максимум концентрации электронов не обнаруживается при максимальной высоте Солнца и появляется преимущественно вскоре после полудня. Ночная аномалия заключается в продолжающемся росте ионизации в отсутствие солнечного излучения. Полярная аномалия слоя F_2 наблюдается в зоне полярной ночи, когда солнечное излучение в течение долгого времени отсутствует. Наконец, остается непонятной сезонная аномалия, выражающаяся в том, что концентрация электронов зимой оказывается больше, чем летом. Кроме того, вопреки ожиданиям, летний максимум ионизации наступает не при максимальных высотах Солнца, а вскоре после равноденствий, то есть после 21 марта и 23 сентября, когда день и ночь имеют одинаковую продолжительность. Если при равноденствии Солнце находится над экватором, ионизация максимальна над северными и южными широтами. Области повышенной концентрации электронов разделены участком минимальной ионизации, простирающимся вдоль магнитного экватора. Такое положение называют геомагнитной аномалией;

– *слой F_1* формируется лишь в течение дня на высоте 200–280 км. Летом он встречается чаще, чем зимой, и от нижней границы слоя F_2 отделен областью пониженной концентрации электронов (толщиной 50 км). Слой F_1 образуется в соответствии с теорией Чепмена и содержит не более 400 тыс. свободных электронов в 1 см^3 . Этот слой нежелателен для распространения коротких волн, так как поглощение в нем препятствует их прохождению к слою F_2 . Слой F_1 всегда сопутствует формированию слоя F_2 , так что оба они составляют единый комплекс слоев F;

- *слой E*. Максимум концентрации электронов в слое E приходится на высоту 110–130 км. Считается, что он возникает согласно теории Чепмена (Charman). При средней концентрации электронов $100\,000 \text{ см}^{-3}$ ионизовано только 0,1% присутствующих атомов. Слой формируется на дневной стороне Земли; вскоре после восхода

Солнца ионизация быстро растет, к полудню достигает максимума и затем медленно спадает вплоть до захода светила. После этого интенсивная рекомбинация в течение часа приводит к почти полному исчезновению слоя. Иногда слой E существует и ночью, но из-за отсутствия солнечного излучения концентрация ионов в нем крайне мала. Критическая частота f_c дневного слоя E почти всегда лежит в пределах 2–4 МГц, причем она повышается в период максимума солнечных пятен и понижается в период минимума. Спорадический слой E (слой E_s) представляет собой частое, но весьма нерегулярное явление в ионосфере. Структура этого слоя не является слоистой и больше похожа на облачность. Поэтому его следует относить к возмущениям ионосферы (см. раздел «Возмущения ионосферы»);

- *слой D*. Расположен на высоте 70–90 км от земной поверхности в сравнительно плотной области атмосферы. Концентрация электронов в нем крайне мала (см. рис. 2.2), и потому здесь могут отражаться лишь самые длинные волны. Короткие волны проходят сквозь слой, но при этом иногда сильно ослабляются, а в крайних случаях полностью поглощаются. Поглощение обратно пропорционально квадрату частоты. Поэтому слой D обычно не препятствует распространению 10-, 15- и 20-метровых пространственных волн, для 40-метровых волн затухание становится значительным, а более всего страдают 80- и 160-метровые диапазоны. Поглощение тем больше, чем меньше угол падения волны на слой D (см. рис. 2.4) и чем выше в нем концентрация электронов. Поскольку этот слой способен формироваться лишь под действием солнечного излучения и процесс рекомбинации в нем протекает очень быстро, он исчезает после захода Солнца в течение нескольких минут. Сравнительно малый радиус действия 80- и отчасти 40-метровых волн в дневное время объясняется их затуханием в слое D. Он настолько не способствует дальнему распространению коротких волн за счет отражений и должен рассматриваться как чисто поглощающий слой, препятствующий распространению пространственных волн.

Возмущения ионосферы

Более или менее выраженные возмущения ионосферы происходят постоянно и являются следствием солнечной активности,

первичным показателем которой служат солнечные пятна. Строение ионосферы зависит почти исключительно от ультрафиолетового и рентгеновского излучений Солнца, так что всплески этих излучений вызывают в ней соответствующие возмущения. Такие всплески, как любые электромагнитные колебания, распространяются со скоростью света и достигают Земли приблизительно за 8 мин.

Интенсивные выбросы электромагнитного излучения нередко сопровождаются извержениями солнечной материи, то есть корпускулярным излучением. Поток частиц движется намного медленнее электромагнитных волн. В зависимости от своей скорости частицы приходят в земную атмосферу за время от 15 мин до 40 ч после выброса. Возмущения за счет корпускулярного излучения происходят в связи с возмущениями от более мощной ультрафиолетовой и рентгеновской радиации, но с задержкой относительно последних.

Внезапные возмущения ионосферы

Так называются любые внезапно возникающие возмущения ионосферы, обусловленные усилением ультрафиолетовой и рентгеновской радиации. Эта радиация поглощается в ионосфере, вызывая дополнительную ионизацию, особенно заметную в слое D. С повышением концентрации электронов растет и поглощение коротких волн в слое. Крайнее проявление данной зависимости называют эффектом Мёгеля-Дилинджера (MDE) или замиранием коротких волн (ЗКВ). В 1927 г. Г. Мёгель (H. Mögel) впервые наблюдал кратковременные нарушения коротковолновой дальней связи. В 1935 г. Дж. Г. Дилинджер (J. H. Dellinger) отметил, что прекращение всех коротковолновых сеансов связи совпало с извержением на Солнце. В этом случае коротковолновая радиосвязь на дневной стороне Земли прекращается на период действия эффекта. Обычно ЗКВ длится от нескольких минут до нескольких часов. В это время улучшается прием и усиливаются помехи на длинных волнах. Такое внезапное возмущение ионосферы рассматривается как первая реакция атмосферы Земли на появление солнечной вспышки. Обычно дело не доходит до полного замирания коротких волн и ограничивается тем, что их поглощение более или менее быстро возрастает, а отражение падает, в силу чего МПЧ и f_c неожиданно уменьшаются. Напротив, при полном развитии

эффекта ЗКВ приемник может «онеметь» настолько, что покажется неисправным.

Эффект ЗКВ наблюдается чаще всего в период максимума солнечных пятен и только на дневной стороне Земли.

Ионосферные бури

Как уже отмечалось в разделе «Солнечный ветер», со стороны Солнца на расстоянии, много большем земного радиуса, происходит сложное взаимодействие магнитного поля Земли и солнечной плазмы, вызывающее колебания геомагнитного поля. В настоящее время такие возмущения регистрируются инструментально и оцениваются по магнитограммам. Всплеск (избыток) корпускулярного излучения отображается на магнитограмме как резкое изменение геомагнитного поля. Такое событие носит название геомагнитной (или просто магнитной) бури. Избыточная солнечная плазма, отклоненная геомагнитным полем, разными путями проникает в атмосферу Земли и вызывает в ней ионосферные бури.

Выброс солнечной плазмы, состоящей из протонов и электронов, визуально проявляется как интенсивная вспышка и достигает Земли за 20–40 ч. Поэтому считается, что через 1–3 дня после сильного ЗКВ случается ионосферная буря. Она сопровождается магнитной бурей и длится многие дни, то есть гораздо дольше ЗКВ.

Основными признаками ионосферной бури служат падение критической частоты слоя F_2 до половины от «нормального» уровня и рост поглощения в слое D. В целом спектр применимых коротких волн сильно сужается сверху (за счет понижения f_oF_2) и снизу (благодаря более сильному поглощению, которое ослабляет длинноволновую часть коротковолнового диапазона). Во время бури, разных по интенсивности и длительности, принимаемые коротковолновые сигналы крайне слабы и часто страдают от пульсирующих затуханий. При сильных ионосферных бурях замирание может быть настолько глубоким, что дальняя связь оказывается невозможной сразу во многих регионах. Заслуживает внимания тот факт, что непосредственно перед подобным затуханием дальняя связь часто осуществляется особенно успешно. Радиолобитель может воспользоваться этим, если через несколько дней после глубокого ЗКВ будет чаще работать в диапазонах дальней коротковолновой связи.

Влияние ионосферных бурь проявляется и днем, и ночью. В период максимума

солнечных пятен оно усиливается, но длится меньше, нежели во время минимума.

Ионосферные возмущения, связанные с геомагнитными нарушениями, сопровождаются побочными явлениями, в той или иной степени влияющими на распространение коротких волн. Это тем более справедливо, если ионосферные возмущения по своей интенсивности приближаются к ионосферным бурям. К таким явлениям относится живописное северное сияние, обособно на высоких геомагнитных широтах, но сравнительно редкое на умеренных. Его вызывают частицы с энергиями, близкими к 10^4 эВ (энергию в 1 эВ – электрон-вольт – приобретает электрон, преодолевая разность потенциалов в 1 В). Попадая в ионосферу, эти частицы благодаря ударной ионизации повышают концентрацию электронов, значения которой достигают 10^6 см $^{-3}$ вблизи слоя E. Тем самым увеличивается электропроводность ионизированных областей, и под влиянием электрических полей возникают мощные системы токов, побочными явлениями которых и объясняются северные сияния.

В окрестностях северного сияния, в северном радиосиянии, короткие волны могут претерпеть обратное рассеяние. Но если геомагнитное возмущение слишком велико, наблюдается сильное их затухание в областях поглощения, прилегающих к зоне северного сияния. При крайне мощных геомагнитных возмущениях области поглощения способны простираются до умеренных широт и существенно мешать распространению коротких волн в ионосфере.

Северное радиосияние случается в дневное и ночное время, максимум частоты его появления приходится на интервалы от 01.00 до 03.00 и от 17.00 до 19.00 по местному времени. Чаще всего такие сияния бывают весной и осенью. Самые интенсивные северные сияния наблюдаются в период максимума солнечных пятен.

Коротковолновая связь на обратном рассеянии от северных сияний не имеет особого значения в деятельности радиолюбителей. В периоды минимальной солнечной активности удобнее пользоваться 10-, 15- и отчасти 20-метровыми диапазонами. Но для приверженцев 2-метровой полосы такая связь – подлинный праздник (см. раздел 2.4).

При необычно мощных извержениях на Солнце, как правило, возникает излучение, состоящее преимущественно из протонов

и альфа-частиц (ядер атомов гелия). В этом случае речь идет о быстрых частицах, которые принадлежат к космическим лучам и обладают энергией более 10^9 эВ. За время от 15 мин до нескольких часов они проникают сквозь полярные магнитные шапки в земную атмосферу. Поэтому на высоких геомагнитных широтах происходит интенсивная ионизация слоя D, что приводит к сильному поглощению коротких волн. Явления, связанные с поглощением в полярных шапках, обычно длятся 2–3 дня, реже – до 10 дней.

Спорадический слой E (слой E $_s$) существенно отличается от остальных слоев ионосферы своей протяженностью и проявлениями. Эти слои разрознены на высоте слоя E, и поэтому его выделяют среди других, называя спорадическим слоем E или – кратко – слоем E $_s$. Данги (Dungey) и Уайтхед (Whitehead) авдвинули теорию сдвиговых ветров, частично объясняющую возникновение данного слоя.

Выше слоя D на расстоянии около 90 км над земной поверхностью дуют сильные ветры. Их скорость и вариации направления достигают максимума на высоте 95 км. Здесь сменяются ураганы, идущие на смежных высотах то с запада, то с севера. Причина в том, что в области E действуют процессы переноса разной природы. На 25% они обусловлены регулярными приливными ветрами и на 75% – нерегулярными гравитационными волнами. Сильные ветры разных направлений, едва отстоящие друг от друга по высоте, порождают вертикальные сдвиги в поле скорости ветра. Поэтому имеющиеся там ионы и электроны как бы собираются в облака с повышенным содержанием заряженных частиц. Эти тонкие, сильно ионизированные слои E $_s$ состоят преимущественно из долгоживущих ионов металлов и электронов. Ионы металлов представляют сторающими здесь метеоритами (см. раздел «Отражения от метеоритных следов»).

Типичный слой E $_s$ неоднороден. В сравнительно равномерное распределение ионов вкраплены сгустки плазмы, мелкие поля сжатой плазмы или плазмы с сильно колеблющимся показателем преломления.

Из-за своего систематического погружения в более плотные слои воздуха слои E $_s$ завихряются вследствие турбулентности этих слоев и в конце концов исчезают.

Сезонные и суточные вариации возникновения слоев E $_s$ определяются устойчивыми

полями электрической поляризации. В зависимости от географической широты можно выделить две их основные формы.

Первая образуется в области северных сияний, а также на отдельных геомагнитных широтах к северу и югу от нее. Эту форму называют слоем E_s северного сияния. Она коррелирует с геомагнитными возмущениями и северными сияниями. Чем мощнее геомагнитное возмущение, тем дальше к экватору смещается слой E_s северного сияния. Он интенсивен и перекрывает все вышележащие слои.

На умеренных широтах слои E_s возникают крайне нерегулярно, ограничены в пространстве и напоминают облака повышенной концентрации электронов на высоте 100–130 км. Подобно обычным облакам, они весьма разнообразны и переменчивы по величине, характеру движения, скорости и концентрации ионизованных частиц. Было установлено, что на умеренных широтах они движутся преимущественно к экватору. В ходе дальнейших наблюдений выяснилось, что такие облака образуются преимущественно в летние месяцы (с мая по сентябрь), их появление наиболее вероятно в июне-июле и в конце года. Для суточного хода характерно возрастание их количества с предполуденного до предвечернего периодов (с 10.00 до 19.00 по местному времени) с максимумом вскоре после полудня. По-видимому, связи между солнечной активностью и появлением облаков E_s не существует.

Длина «скачков» при отражениях от слоя E_s достигает 2300 км. Бывают и многоскачковые отражения. При крайне малых значениях критических частот, когда КВ диапазон для дальней связи «немеет», в определенных регионах удается устанавливать связь на сравнительно небольших (порядка 500 км) дистанциях. Их называют короткими скачками и объясняют отражениями от облаков E_s . При исключительно сильной ионизации, наблюдающейся крайне редко, такие отражения возможны и в 2-метровом диапазоне. Отражениями от слоев E_s частично обусловлен также сверхдальний прием телевизионных передач, особенно на первом канале.

Обратное рассеяние

После отражения от ионосферы и первого соприкосновения с грунтом (первого скачка) лишь очень малая часть энергии рассеивается обратно и, отразившись от

ионосферы, возвращается в исходную точку. На обратном рассеянии в пределах мертвой зоны возможен, например, прием широковековой коротковолновой радиостанции.

2.3.3. Распространение волн любительских КВ диапазонов

Радилюбитель не имеет возможности определять состояние ионосферы, хотя это – решающий фактор дальнего распространения коротких волн. Он также не в состоянии выбирать частоты, оптимальные для передачи, так как привязан к любительским диапазонам. Постоянные наблюдения в сочетании со знанием механизма распространения радиоволн помогают понять, какие условия связи обеспечит определенный КВ диапазон в тот или иной момент времени. Долгосрочные прогнозы и правила пользования любительскими диапазонами не заменяют такую практику, поскольку исходят из представлений о «нормальной», сравнительно спокойной ионосфере и потому страдают некоторой неопределенностью из-за непрерывно меняющейся солнечной активности.

Распространение в 160-метровом любительском диапазоне

Согласно международным соглашениям, 160-метровый диапазон занимает частоты от 1800 до 2000 кГц. Почти все страны пользуются правом предоставлять радиолюбителям лишь определенные участки в пределах этой полосы, причем каждая страна делает это по-своему. Однако можно рассчитывать на участок 1810–1850 кГц, который практически всегда отдают любителям.

У рассматриваемого диапазона есть свои почитатели. Поскольку он применим для дальней связи лишь в ночное время, радиолюбители прозвали его «совой полосой».

За исключением ночного времени зимой в период минимума солнечной активности 160-метровая полоса всегда лежит ниже граничной частоты. Затухание в слое D весьма значительно, так что на протяжении суток связь возможна только в пределах дальности действия поверхностных волн. Высок и уровень атмосферных помех.

В ночное время доступен радиообмен на более длинных трассах, причем наилучшие условия дальнего распространения КВ следует ожидать зимой. В нормальной

ситуации нет мертвых зон. В данной полосе радиоволны распространяются во многом так же, как и в соседнем средневолновом диапазоне.

Распространение в 80-метровом любительском диапазоне

В дневное время связь устанавливается лишь на сравнительно коротких расстояниях, так как 80-метровые волны сильно поглощаются слоем D. Зимой радиус действия несколько больше, чем летом, и достигает до 400 км.

Затухание уменьшается и дальность растет по мере исчезновения слоя D после захода Солнца. В ночные часы радиус действия может превышать 1000 км, если не мешают соседние станции в «густонаселенном» диапазоне и сильные атмосферные помехи в летнее время.

В предзакатные часы и ранним утром зимой, особенно в периоды минимума солнечных пятен, часто удается осуществлять межконтинентальный радиообмен. Благодаря образующимся при этом мертвым зонам с длиной скачка около 1000 км европейские станции мешают приему лишь в пределах дальности действия своих поверхностных волн.

Распространение в 40-метровом любительском диапазоне

Здесь все еще велико затухание в слое D днем, однако даже в это время уже достижима дальность распространения волн до 1000 км, а при благоприятных условиях – до 2000 км. Длина мертвой зоны днем составляет 100 км.

Возможность межконтинентального радиообмена существует главным образом в периоды минимума солнечных пятен, чаще в позднее послеполуденное время, однако ею трудно воспользоваться из-за помех от соседних станций. По ночам, и особенно зимними вечерами, возрастает длина скачков. Ее максимум приходится на полночь. Поскольку в это время Европа находится в мертвой зоне, удастся устанавливать радиосвязь без помех со всеми континентами. Наименьшее затухание и наибольшая дальность связи реализуются, когда радиосигнал распространяется в пределах ночной стороны Земли, где нет поглощающего слоя D.

Атмосферные помехи здесь меньше, чем в 80-метровой полосе, однако они способны серьезно ограничивать возможности радиообмена в летний период.

Распространение в 30-метровом любительском диапазоне

Всемирная конференция по радиосвязи 1 января 1982 г. вновь отвела этот диапазон радиолюбителям. Странам предоставлено право распорядиться им по своему усмотрению. Поскольку ширина полосы составляет всего 50 кГц и она должна эксплуатироваться совместно с иными службами радиосвязи, в большинстве стран ее используют в телеграфном режиме.

Подходящая для связи днем и ночью, эта полоса сочетает многие преимущества 20- и 40-метровых диапазонов. В периоды слабый солнечной активности, когда 10-, 12- и отчасти 15-метровыми полосами дальней связи пользоваться невозможно, она способна их заменить.

Дальнюю радиосвязь удастся осуществлять в любое время года и суток, дневное затухание за счет слоя D относительно невелико.

Распространение в 20-метровом любительском диапазоне

Этот диапазон традиционно предоставляется радиолюбителям для дальней связи. Круглые сутки практически в любое время года 20-метровая полоса пригодна для связи с другими континентами. Исключение составляют периоды минимума солнечных пятен, когда она «открыта» лишь днем и в сумерки.

Почти всегда имеется мертвая зона, длина скачка в которой составляет 1000 км в дни минимальной солнечной активности. В период максимума солнечных пятен скачок сокращается до 400 км и менее. В летние месяцы мертвая зона иногда отсутствует. С наступлением сумерек она быстро расширяется, и длина скачка может достигать 4000 км. Особенно благоприятные условия складываются, если часть трассы радиосвязи приходится на ночную сторону Земли.

Использование 20-метрового диапазона для радиосвязи в пределах Европы ограничено периодом максимума солнечных пятен в летнее время. Атмосферные помехи почти полностью отсутствуют.

Распространение в 17-метровом любительском диапазоне

По решению всемирной конференции по радиосвязи 1 января 1982 г. 17-метровая полоса снова отдана радиолюбителям. Режим

эксплуатации выбирается каждой страной по своему усмотрению. Это типичный диапазон дальней связи, сильно подверженный влиянию цикличности солнечной активности. Обычно связь с любыми континентами возможна в дневное время. Условия распространения аналогичны условиям в 15-метровом диапазоне.

В период максимума солнечных пятен этот диапазон применим практически круглые сутки, а в период минимума – только днем. Атмосферные помехи очень редки.

Распространение в 15-метровом любительском диапазоне

Условия распространения волн сильно зависят от цикличности солнечной активности. В периоды максимума диапазон почти всегда пригоден для дальней связи. Вследствие слабого затухания удается устанавливать связь на очень длинных трассах при малой мощности передатчика. В периоды минимума солнечных пятен полоса применима в лучшем случае в летние месяцы днем и преимущественно на короткое время; ночью дальняя связь становится невозможной, а зимой полоса закрыта круглые сутки.

Иногда случаются отражения от спорадического слоя E_s , что позволяет установить связь на трассах длиной до 2000 км. Атмосферные помехи в 15-метровой полосе не влияют на работу.

Распространение в 12-метровом любительском диапазоне

Этот диапазон также был заново представлен радиолюбителям Всемирной конференцией по радиосвязи 1 января 1982 г. и эксплуатируется в режиме, который определяется местными властями. Такой «дневной» диапазон дальней связи сходен по своим эксплуатационным характеристикам с 10-метровым: он в большой степени подвержен влиянию солнечной активности. Исключения составляют лишь радиобменные на спорадических слоях E_s , возможные в любое время.

В периоды максимума солнечных пятен диапазон очень удобен днем (а нередко и ранним вечером) для установления дальней связи со всеми континентами. При ослаблении солнечной активности условия дальней связи ухудшаются, и она оказывается осуществимой лишь на короткое время в первые послеполюденные часы. В периоды минимума солнечных пятен межконтинентальный обмен невозможен.

Распространение в 10-метровом любительском диапазоне

Диапазон подходит для связи на отражениях пространственных волн только в периоды сильной солнечной активности, когда в дневные часы удается устанавливать дальнюю связь даже при малой мощности передатчика. При этом мертвая зона достигает 4000 км. Волны должны распространяться на дневной стороне Земли. Иначе говоря, при пользовании данной полосой утром связь устанавливается лучше всего со станциями Дальнего Востока. При максимальной солнечной активности летом диапазон позволяет поддерживать связь вплоть до позднего вечера. Характерна очень сильная зависимость от солнечного цикла.

В периоды минимума солнечных пятен 10-метровая полоса полностью непригодна для дальней связи. Лишь отражения на спорадических слоях E_s иногда позволяют устанавливать непродолжительную связь на трассах средней протяженности.

2.4. Распространение метровых волн

Метровые волны занимают участок электромагнитных колебаний от 10 до 1 м, что соответствует интервалу частот 30–300 МГц. Международным обозначением метровых волн служит сокращение VHF (Very High Frequency), российским – УКВ (ультракороткие волны) или ОВЧ (очень высокие частоты). По международной номенклатуре диапазонов частот и волн этому диапазону присвоен номер 8.

Распространение УКВ происходит по законам, близким к законам геометрической оптики. Поэтому УКВ часто называют квазиоптическими (светоподобными) волнами. Однако лишь дециметровые, сантиметровые и миллиметровые волны правомерно называть квазиоптическими, тогда как метровый диапазон в своей длинноволновой части является переходной областью к светоподобным волнам.

2.4.1. Квазиоптическое распространение волн

В области УКВ радиолюбителю наиболее полезен 2-метровый диапазон (144–146 МГц). Как правило, в этом частотном

интервале ионосферные отражения уже невозможны.

УКВ особенно эффективны для связи в пределах теоретически возможной прямой видимости. На таких расстояниях практически отсутствуют колебания интенсивности поля и даже при малой мощности передатчика реализуется устойчивая связь, на которую не влияют ионосферные или погодные условия.

Фактически дальность связи на 2-метровом диапазоне всегда превышает расстояние до оптического горизонта по крайней мере на 15%. Новейшие исследования показали, что отклонение метровых волн к Земле обусловлено убыванием показателя преломления воздуха с высотой. Этот показатель зависит от содержания водяного пара, давления и температуры тропосферы. Увеличение дальности уверенной связи на метровых волнах относительно дальности оптического горизонта описывается приближенной формулой

$$d = 4,12 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (2.3)$$

где d – дальность устойчивой связи, км;

h_1 – высота передающей антенны, м;

h_2 – высота приемной антенны, м.

Эта формула лежит в основе так называемых четырех третьих радиуса Земли, когда в расчеты закладывается не истинный средний радиус (6370 км), а увеличенный на одну треть эффективный радиус Земли (8500 км).

2.4.2. Сверхдальняя связь

Иногда на УКВ реализуется сверхдальняя связь на 1000 км и более, не объяснимая закономерностями нормального квазиоптического распространения. Такие аномалии могут иметь различные причины, но чаще всего они обусловлены особым состоянием тропосферы.

Сверхдальняя связь, обусловленная тропосферой

В общем случае температура тропосферы убывает при увеличении высоты с градиентом $6-8^\circ$ на каждые 1000 м подъема (рис. 2.1). Иногда из-за ветра и других погодных явлений температура и относительная влажность меняются скачкообразно, отклоняясь от нормального хода (рис. 2.8). Такое обращение высотной зависимости температуры, или инверсия, приводит к изменению

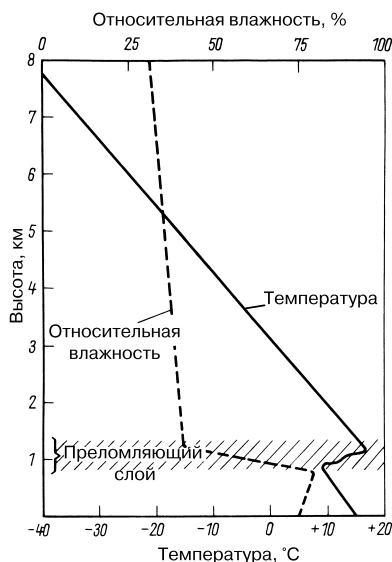


Рис. 2.8. Инверсия температуры и влажности в тропосфере

плотности воздуха, при этом теплый воздух формирует более разреженную среду, чем холодный.

Оптический закон преломления гласит, что луч света при переходе из оптически более плотной среды в менее плотную отклоняется от нормали к границе раздела сред, тогда как в результате обратного перехода в более плотную он приближается к нормали.

Если плотность среды изменяется, то метровые волны ведут себя подобно лучу света и волновой фронт, переходя в инверсионный слой, отклоняется к земной поверхности (рис. 2.9).

Инверсионные слои находятся на сравнительно малой высоте над Землей, будь то приповерхностные инверсии вблизи грунта (малый радиус действия) или высотные инверсии на горизонтах до нескольких тысяч метров (большой радиус действия).

Как показано на рис. 2.9, при передаче в пределах прямой видимости на приемник 1 попадут лишь радиоволны, распространяющиеся почти по касательной к земной поверхности. Если состояние тропосферы допускает отклонение волн и, следовательно, увеличение радиуса действия, то и в этом случае

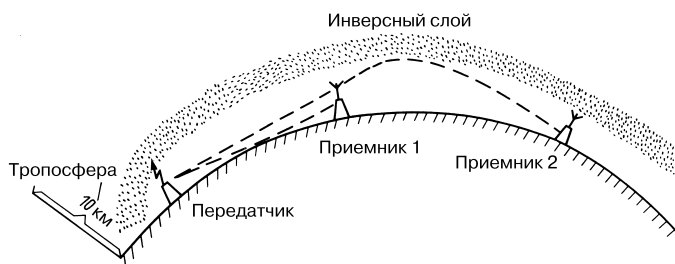


Рис. 2.9. Распространение метровых волн в тропосфере

требуется, чтобы волны излучались под малым углом к горизонту (трасса к приемнику 2). Для увеличения радиуса действия особенно важно иметь антенны с хорошей направленностью в плоскости электрических колебаний при горизонтальной поляризации.

Передача по тропосферному волноводу представляет собой особое явление, которое возникает при наличии нескольких инверсионных слоев. Волна, попавшая между парой таких слоев, распространяется там благодаря отражениям до тех пор, пока точка отражения от нижнего слоя не придется на его разрыв (рис. 2.10а). Тропосферный волновод дает возможность устанавливать связь между весьма удаленными станциями, но прием сигнала при этом осуществляется только на участках очень ограниченных размеров. В промежутке находится

мертвая зона. Волноводное распространение радиосигнала вероятно также между земной поверхностью и приповерхностным инверсионным слоем большой толщины (рис. 2.10б). Отличительным признаком приповерхностного волновода является отсутствие мертвых зон на всем его протяжении. Если показатель преломления тропосферы настолько велик, что радиоволна, которая излучается параллельно земной поверхности, вновь отражается к ней, говорят о суперрефракции. В описанной ситуации метровые волны будут полностью отражены инверсионным слоем.

Сверхдальность благодаря рассеянию на неоднородностях

В верхних слоях тропосферы, преимущественно на расстоянии около 10 км над

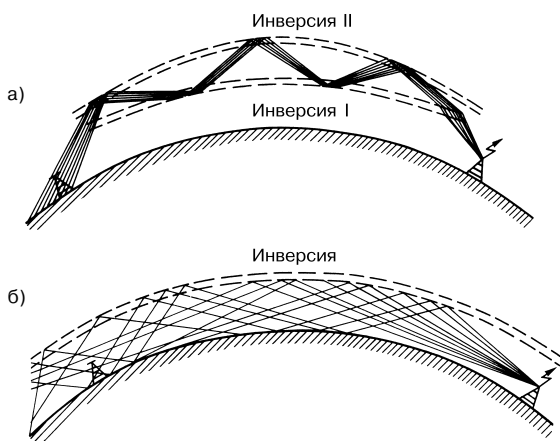


Рис. 2.10. Передача сигнала по тропосферному волноводу

поверхностью Земли, происходят интенсивные вертикальные движения воздуха – так называемые процессы смешения. Взаимопроникновение потоков воздуха разной температуры порождает долгоживущую турбулентность. При этом появляются паразитные неоднородности, или воздушные свили, отличающиеся от окружающих объемов воздуха температурой, давлением и влажностью (рис. 2.11). При прохождении радиоволны сквозь область таких неоднородностей небольшая часть излучения рассеивается. Поскольку рассеянные волны расходятся во все стороны, часть из них вернется к Земле вне трассы прямой видимости. Интенсивность такого остаточного поля исключительно мала, но обладает определенным постоянством.



Рис. 2.11. Рассеяние высокочастотных волн в тропосфере

Для тропосферной связи на рассеянии применяют частоты от 100 МГц до нескольких гигагерц (преимущественно около 500 МГц). При этом протяженность электромагнитного поля достигает 800 и даже 1000 км. Качество приема получается низким, а полоса передаваемого сигнала – суженной. Такое сужение обусловлено беспорядочными сдвигами фаз волн, попадающих в приемник от различных источников рассеяния. Кроме того, из-за непостоянства положения рассеивающих ячеек в тропосфере возникают более или менее глубокие замирания.

Более стабильные линии связи строят на ионосферном рассеянии. В этом случае используется известная способность нижних слоев ионосферы высотой около 100 км рассеивать радиоволны и применяются частоты 25–60 МГц. Протяженность поля составляет 1000–2500 км. При расстоянии меньше 1000 км интенсивность поля рассеянного излучения существенно падает.

Отражения от метеоритных следов

Земля на своем пути постоянно сталкивается с невероятно большим количеством мелких пылеподобных метеоритов. Они проникают в атмосферу на высокой скорости, сгорают и испаряются вследствие трения о частицы космосферы на высоте 100–200 км. Лишь очень немногие метеориты достаточно велики, чтобы оставить видимый след при сгорании. И уж совсем редко встречаются такие, масса которых позволяет им не сгореть в атмосфере без остатка.

Различают две группы метеоритов. Представители первой из них распространены повсеместно в космическом пространстве, распределяясь в нем случайным образом. Метеориты второй группы движутся по определенным орбитам, все в одном направлении и с одинаковой скоростью. Существуют метеоритные потоки (так называемые метеоритные ливни), периодически пересекающие орбиту Земли.

Метеорит, сгорающий в атмосфере, оставляет после себя не только светящийся след. На последней стадии его испарения образуется ионизационный канал. Этот ионизованный шлейф живет совсем недолго, так как почти сразу рассеивается в разреженной атмосфере и разрушается. Но пока он не совсем рассеялся, интенсивность ионизации в шлейфе настолько велика, что метровые волны могут им отражаться. Чем крупнее метеорит, тем мощнее и стабильнее порождаемый канал.

Радиосвязь на отражениях от метеоритных следов нашла коммерческое применение в канадском методе Janet. Радиолобители, работающие в 2-метровом диапазоне, тоже пользуются таким способом радиосвязи. При этом они опираются не на случайные события от эпизодически встречающихся метеоритов, а на периодически появляющиеся метеоритные потоки. Поскольку их орбиты и скорость неплохо изучены, можно достаточно точно рассчитывать время пересечения орбит Земли и метеоритов (рис. 2.12).

Поскольку время жизни ионизационных каналов на пути метеоритов мало, возможности связи на отражениях от метеоритных следов реализуются только в течение короткого периода. Даже если скопление падающих метеоритов порождает все новые ионизационные каналы, так называемые проблески длятся лишь от нескольких секунд до 2 мин.

Отражения от северного сияния

Механизм возникновения северных сияний описан в разделе «Возмущения ионосферы». Область радиосияния, возникающая в окрестностях видимого северного сияния, обычно настолько ионизована, что способна отражать даже 2-метровые волны. Слой E северного сияния отражает ультракороткие волны в среднем на высоте более 100 км (см. рис. 2.2), но только при соблюдении условия отражения перпендикулярности, согласно которому 2-метровая волна должна падать на центры ионизации слоя E северного сияния под углом $90 \pm (2-3)^\circ$.

Данный слой крайне неоднороден, поэтому отраженное им излучение является полностью диффузным. По этой причине в случае связи на отражении от сияний сигналы искажены шумами до неузнаваемости и сопровождаются свистом и шипением. Таким образом, здесь эффективна лишь телеграфная и отчасти однополосная связь (SSB). В период действия радиосияния условия распространения отраженного сигнала изменяются нерегулярно.

Такого рода связь едва ли осуществима в Центральной Европе южнее 50° с. ш. Вероятность ее установления растет с широтой, и в скандинавских странах это уже обычное явление. Суточный максимум вероятности приходится на интервал с 17.00 до 19.00 по местному времени, а около полуночи возможен второй, менее выраженный, максимум. Сезонные максимумы наступают в марте-апреле и сентябре-октябре. Кроме того, наблюдается 27-часовая и 27-суточная периодичность. Это объясняется тем, что благодаря вращению Солнца долгоживущие области извержений оказываются на одном и том же месте видимого солнечного диска каждые 27 суток. В периоды максимума солнечных пятен радиосияние

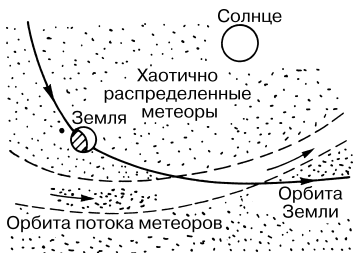


Рис. 2.12. Орбиты Земли и потока метеоритов

возникает чаще всего и отличается наибольшей интенсивностью.

Отражение на спорадическом слое E

В разделе «Возмущения ионосферы» уже описывалось возникновение облаков слоя E. Плотность ионов в них различна и лишь в исключительных ситуациях достаточно велика, чтобы отражать 2-метровые волны. Поскольку отражение происходит на высоте 100–130 км, нетрудно рассчитать, что отраженное излучение возвращается к Земле в точке, удаленной от передатчика на 900–2300 км.

При осуществлении связи с участием слоя E_s затухание волн очень мало, что позволяет работать с маломощным передатчиком и простой антенной. Вследствие сравнительно быстрого перемещения облаков E_s радиосвязь оказывается нерегулярной и кратковременной. Сверхдальний прием УКВ или телевизионных передач указывает на вероятность успешной связи в 2-метровом диапазоне с использованием слоя E_s.

Распространение УКВ с отражением от Луны и спутников Земли

Метод установления радиосвязи по трассе Земля–Луна–Земля исходит из доказанной способности метровых волн выходить в космос сквозь оболочку ионосферных слоев. С помощью переделанного радара уже в 1946 г. удалось на частоте 111,5 МГц принимать импульсы, отраженные лунной поверхностью к Земле. Первая любительская двусторонняя связь на отражении от Луны была установлена 21 июля 1960 г. на частоте 1296 МГц между W6NB (Сан-Карлос, Калифорния) и WIBU (Медфилд, Массачусетс). Оба любителя пользовались параболическими антеннами и передатчиками выходной мощностью 400 Вт. Станции отстояли одна от другой на 4320 км, а связь между ними осуществлялась по трассе длиной 768 тыс. км. В 1964 г. последовала целая серия удачных любительских опытов в 2-метровом любительском диапазоне и в 70-сантиметровой полосе, когда состоялось множество радиообменов между Европой и американским континентом посредством отражения сигнала от поверхности Луны.

Однако реализация связи по трассе Земля–Луна–Земля требует значительных материально-технических затрат. Задержка сигнала на время более 5 с слишком велика для некоторых коммерческих применений.

Особые перспективы для передач в диапазоне УКВ открывают искусственные спутники Земли, обращающиеся на заданных орбитах. Наряду с радиоспутниками для научных исследований (например, OSCAR) действуют спутники для межконтинентального телевизионного вещания.

С недавних пор диапазон УКВ стал терять привлекательность для коммерческой радиосвязи через ИСЗ; теперь все чаще обращаются к более высоким частотам в диапазонах 300–3000 МГц и 3–30 ГГц. Здесь полоса пропускания шире, поэтому удается работать с существенно большими потоками информации.

Пассивные спутники для радиосвязи, как правило, представляют собой большие шары с металлизированным покрытием (например, шар ЕСНО), которое обеспечивает эффективное отражение квазиоптических волн, как от пассивного отражателя. Активные радиоспутники несут аппаратуру для приема радиосигналов с Земли, усиления их мощности и переизлучения на другой частоте. Иногда на таких радиоспутниках применяют электронные накопители, запоминающие радиосигналы для последующей передачи в заданное время.

2.5. Распространение сверхдлинных радиоволн

Особо следует остановиться на низкочастотных сверхдлинных радиоволнах – атмосфериках. Они связаны с электрическими разрядами в атмосфере и слышны в приемнике как пощелкивания, потрескивания и клеток.

Атмосферики – это недолго живущие электромагнитные поля, распространяющиеся между земной поверхностью и нижней границей ионосферы (слоем D). Разряд (молния) порождает атмосферики вместе с побочными явлениями:

- Tweeks – напоминают звучание музыкального инструмента. По-видимому, возникают вследствие многократных отражений атмосфериков между земной поверхностью и слоем D;
- птичий щебет – похоже на пение птиц. Этот эффект появляется ранним утром, и потому его часто называют «предраусветным хором». Полоса частот 1–5 кГц;

- шепот – воспринимается как шепот и обычно сопровождает северное сияние. Занимает частоты от 2 до 30 кГц;
- свист – звучит как свист меняющейся высоты. Слышен ночью или в предраусветные часы преимущественно на умеренных географических широтах.

В отличие от атмосфериков, эти побочные явления развиваются не в ионосфере, а вне ее, в области, которая расположена вдоль магнитосферных волноводов, вытянутых подковой в космическое пространство на расстояние до 10 тыс. км.

Сопутствующее электромагнитное поле пронизывает ионосферу и, следуя за линиями геомагнитного поля, доходит до другого полушария. При этом высокие частоты попадают в точку приема быстрее низких.

Временной интервал между приходом высоких и низких частот называют дисперсией. Наблюдения за дисперсией позволяют делать выводы о составе ионосферы и магнитосферы.

2.6. Отражение, рефракция и дифракция

Говоря об отражении, различают зеркальное отражение от плоскости и диффузное – от неровных поверхностей. В первом случае падающий и отраженный лучи лежат в одной плоскости с нормалью к точке падения, а углы падения и отражения, отсчитываемые от нормали, равны между собой. Коэффициент отражения зависит от проводимости, диэлектрической постоянной и проницаемости отражающего предмета.

Рефракция (преломление) наблюдается при переходе электромагнитных волн в среду с другой диэлектрической постоянной. Этот процесс особенно важен для распространения метровых волн. Скорость их распространения зависит от диэлектрической постоянной среды и, следовательно, меняется при переходе в иную среду. Изменение скорости вызывает изменение направления распространения, то есть рефракцию. Диэлектрическая постоянная атмосферного воздуха меняется вслед за его плотностью и относительной влажностью. Наглядный пример преломления: стержень, наклонно стоящий в прозрачном сосуде и наполовину погруженный в воду, кажется изломанным на границе раздела вода-воздух.

Дифракция электромагнитных волн возникает на краях препятствий по пути распространения волн. В результате прием радиоволн оказывается возможным даже в зоне волновой тени, например от гор или зданий. Дифракция убывает с частотой.

2.7. Замирание (Фединг)

Под замиранием понимается временное ослабление напряженности поля в месте приема, вызванное условиями распространения волн, при неизменном функционировании передатчика и приемника. Причиной замираний служат движения в ионосфере или изменения на путях распространения радиоволн. Различают следующие типы замираний:

- **многопутевое (интерференционное).** Появляется вследствие интерференции волн, распространявшихся от передатчика к приемнику по разным переменным траекториям. Возникающие при этом разности амплитуд и фаз, например между прямым и отраженным лучами, способны существенно влиять на громкость звучания приемника. Возможны также искажения за счет перемодуляции, когда несущая частично или полностью подавлена (замирание несущей). Интерференционные явления наблюдаются также при наложении поверхностных и пространственных волн;
- **селективное.** Является разновидностью многопутевого, при котором волны разных частот неодинаково ослабляются в пределах полосы передачи. Благодаря интерференции при селективном замирании могут выпадать высокие или низкие звуки. Боковые полосы сигнала подавляются неодинаково (замирание боковой полосы);
- **поглощательное.** Происходит по причине временных вариаций поглощения средой на пути распространения волн, например из-за затухания в слое D;
- **поляризационное.** Вызывается вращением направления поляризации средой на пути распространения волн, особенно в ионосфере. Этот вид замираний характерен для диапазона коротких волн, так как в ионосфере они практически всегда претерпевают изменения поляризации;

- **дифракционное.** Обусловлено колебаниями напряженности дифракционного поля, которые порождаются временными вариациями градиента показателя преломления в околосредней атмосфере. Такие замирания мешают связи преимущественно на метровых и дециметровых волнах;
- **пульсирующие.** Относятся к интерференционным явлениям и характерны для зон северных сияний. Вызываются малыми неоднородностями в слое F. Принимаемый сигнал пульсирует с частотой 10–100 Гц;
- **замирание-перескок** возникает в результате временного изменения МПЧ. Если при работе линии радиосвязи на частоте, близкой к МПЧ, происходит изменение концентрации электронов, возможно прекращение связи. Вероятность замираний вследствие ухода МПЧ особенно велика на восходе и закате Солнца. Здесь помогает выбор рабочей частоты существенно ниже МПЧ.

Замирания характеризуются следующими параметрами:

- **глубиной.** Колебания напряженности поля в точке приема зависят от частоты и дальности передачи и достигают 40 дБ, а иногда и 80 дБ;
- **повторяемостью,** составляющей от 10 до 20 в минуту;
- **длительностью.** Быстрые интерференционные замирания длятся от 4 до 20 мс; медленные поглощательные продолжаются 200–4000 мс.

2.8. Разнесение

Методы разнесения предназначены для повышения качества приема. На коротких волнах напряженность поля колеблется вследствие замираний, а в случае мобильной связи в диапазоне УКВ она меняется вслед за изменением расстояния до передатчика и благодаря дифракции и отражению.

Все методы разнесения сводятся к тому, чтобы повысить качество передачи на приемной стороне путем множественного приема сообщений и их восстановления с использованием отбора и комбинирования. В результате помехи встречаются реже, а количество ошибок падает.

Волны, пришедшие в точку приема, обладают разными амплитудами, фазами и поляризацией. При однократной отправке сообщения удается осуществлять разнесение пространственное, антенное, угловое или поляризационное, а при многократной пересылке применяют частотное или временное.

Термин «разнесение» был впервые предложен в германском патенте 1928 г., посвященном поляризационному разнесению. Пространственное разнесение было описано в 1931 г. Бевереджем (Н. Н. Beverage) и Петерсоном (Н. О. Peterson), США, которым удалось уменьшить замирание с помощью пространственно разнесенных антенн.

Пространственное разнесение

Метод пространственного (или аппаратурного) разнесения основан на использовании двух приемников и двух разнесенных антенн с одинаковой поляризацией. Сигналы раздельно демодулируются, сравниваются в блоке разнесения и при определенных условиях складываются для получения результирующего сигнала. Если разница уровней сигналов превышает 10 дБ, то на выход подается сигнал более высокого уровня. Эффективность разнесения зависит от расстояния между антеннами. Существенное улучшение качества приема достигается при разnose антенн дальше, чем на две длины волн.

Антенное разнесение

Вариант пространственного разнесения. На коротких волнах применяется единственный приемник с антенным переключателем, к которому подсоединяют не менее двух максимально разнесенных антенн одинаковой поляризации. При этом антенны могут быть выстроены в ряд на одной линии или одна за другой. К приемнику автоматически подключается антенна с достаточной напряженностью поля в данный момент. Порог переключения антенн регулируется. В качестве критерия используется так называемое напряжение нулевой частоты. Разнос антенн на удвоенную длину волны обеспечивает существенное улучшение качества приема.

Антенное разнесение в диапазоне УКВ называют многоантенным разнесением, разнесением с опросом антенн или разнесением с опросом, отбором и комбинированием. Применяют до четырех антенн, которые

располагают по кругу и снабжают предварительными усилителями. Процессор разнесения подключает к приемнику антенну с самым лучшим сигналом.

Угловое разнесение

Является частным случаем антенного. Прием сигналов ведется раздельно под разными углами падения волн посредством приемного устройства с перестраиваемой направленностью или комбинации остро-направленных антенн, чьи диаграммы направленности последовательно сдвинуты на малый угол. В диапазоне КВ такие устройства обозначают аббревиатурой MUSA (multiple unit steerable antennas). При тропосферной радиосвязи устанавливают две антенны с различающимися углами возвышения.

Поляризационное разнесение

Означает прием с помощью антенн для волн разной поляризации. Например, используются две антенны, одна из которых поляризована вертикально, а другая – горизонтально. Приемник соединен с антеннами через переключатель, и выбор антенны, принимающей достаточную напряженность поля, производится автоматически. Критерием выбора служит напряжение промежуточной частоты. Одним из достоинств метода является компактность антенн.

Частотное разнесение

В этом случае сообщение передается одновременно на двух частотах с помощью двух передатчиков и принимается двумя приемниками. Для тонального телеграфирования в диапазоне КВ используют два канала речевой полосы однополосной передачи, чтобы одновременно отправлять одно и то же сообщение единственным передатчиком.

Временное разнесение

Заключается в том, что сообщение передается дважды с задержкой около 100 мс, для чего служат одинаковые антенны. На приемной стороне сигналы сравниваются, а далее обрабатывается только неискаженный сигнал. Здесь применяют одну частоту.

Путевое разнесение

Означает использование наземной связи по нескольким разнесенным трассам.

Разнесение по месту

Осуществляется для радиосвязи Земля–космос путем размещения нескольких наземных станций в разных местах.

Литература к главе 2

- Becker, K.-D.*: Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. Springer Verlag, Berlin, 1974.
- Beckmann, B.*: Die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen. Akadem. Verlagsges. Geest & Portig KG, Leipzig, 1948.
- Beckmann, P.*: Die Ausbreitung der ultrakurzen Wellen. Akadem. Verlagsges. Geest & Portig KG, 1963.
- Beverage, H. H.; Peterson, H. O.*: Diversity Receiving System of RCA Communications Inc. for Radio Telegraphy. Proc. IRE, April 1931, pp. 531 bis 561.
- Bölte, D.*: Die Ausbreitung der Funkwellen im UKW-Bereich. Funkamateure, 25 (1976), H. 12, S. 613 bis 615.
- Czechowsky, P.*: Rückstreuung von Radio-Wellen an Polarlichtern. cq-DL 10/74, S. 601 bis 605; cq-DL 11/74, S. 666 bis 669.
- Dieminger, W.; Röttger, J.*: Transäquatoriale Kurzwellenverbindungen. cq-DL 2/75, S. 84 bis 88; cq-DL 3/75, S. 145 bis 147.
- Doluchanow, M. P.*: Die Ausbreitung von Funkwellen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1956.
- Eisenwagner, R.*: Auch die Erde spielt Radio, qsp 4/94, S. 70 bis 73.
- Gierlach, W.*: Antennen und Funkwellen-Ausbreitung, DARC-Verlag, Baunatal, 1985.
- Greiner, G.*: Kurzwellenkommunikation. Compendium 7 der telekom-praxis, Schiele & Schön GmbH, Berlin, 1990.
- Grosskopf, J.*: Wellenausbreitung I und II. Bibliograph. Institut, Mannheim, 1970.
- Grosskopf, J.; Heinzelmann, G.; Vogt, K.*: Korrelationsmessungen zur Frequenz-Diversity im Kurzwellenbereich. NTZ, März 1961, S. 124 bis 128.
- Heer, M.*: Wellenausbreitung in den einzelnen Frequenzbereichen, Internationale Elektronische Rundschau (1975), H. 6, S. 117 bis 120.
- Henze, E.*: Theoretische Untersuchungen über einige Diversity-Verfahren. AEÜ, Mai 1957, S. 183 bis 194.
- Hüter, W.*: Die Ionosphäre, Methoden und Ergebnisse ihrer Erforschung. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band III, Berlin, 1954.
- Jacobs, G.; Cohen, T. J.*: The Shortwave Propagation Handbook. Cowan Publ. Inc., Port Washington, NY, 1979.
- Kaiser, N.*: UKW/TV-DX. Wolfgang Scheunemann Verlag, Köln, 1984.
- Klawitter, G.*: Ionosphäre und Wellenausbreitung. Siebel Verlag, Meckenheim, 1990.
- Kochan, H.*: Einfluß der solar-terrestrischen Beziehungen auf die Rückstreuerausbreitung im 2-m- und 10-m-Band. cq-DL 6/74, S. 346 bis 350; cq-DL 7/74, S. 389 bis 391.
- Krüger, A.; Richter, G.*: Radiostrahlung aus dem All. Urania-Verlag, Leipzig-Jena-Berlin, 1968.
- Lange, H.*: IQSY-Internationale Jahre der ruhigen Sonne. Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1966.
- Lange-Hesse, G.*: Die Ionosphäre und ihr Einfluß auf die Ausbreitung kurzer elektrischer Wellen. DL-QTC, 1955, Heft 9 bis 12; 1956, Heft 1 bis 3.
- Lange-Hesse, G.*: Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Verbindungen durch Übertragung am Polarlicht, DL-QTC, 1957, Heft 6 bis 7.
- Lindenmeier, H.; Manner, E.*: Leistungsfähigkeit von Mehr-Antennen-Diversity für den UKW-Rundfunk im Auto. NTG Band 91, NTG-Tagung Hörrundfunk 6, Mannheim, 1985.
- Lindenmeier, H.; Reiter, L.*: Antennen-Diversity-System für den UKW-Rundfunkempfang im Kfz. ITG-Fachbericht 99, Fachtagung Antennen, Würzburg, 1987.
- Lindenmeier, H.; Reiter, L.; Hopf, J.*: Empfang des Fernsehents mit einem 4-Antennen Scanning Diversity-System beim mobilen Fernsehempfang. ITG-Fachbericht 118, ITC-Fachtagung Hörrundfunk, Mannheim, 1992.
- Lohse, K.*: Besserer Radio-Empfang im fahrenden Auto. Funkschau 4/1993, S. 56–59.
- Peuker, H.*: UKW-Funkamateure benutzen den Mond als Reflektor für Funkwellen. Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1966.
- Rohrbacher, H.; Cohen, T.; Jacobs, G.*: Kurzwellenausbreitung, Voraussage bis zum Jahr 2050. Frech Verlag, Stuttgart, 1985.
- Runge, W.*: – US Pat. 1,892,221 – deutsche Priorität 1928.
- Schneider, D.*: Mother Nature's Radio. QST, January 1994, pp. 49–51.
- Stark, A.*: Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, Neues von Rohde & Schwarz, Nr. 112, 1985; Nr. 113/114/115, 1986.
- Vogelsang, E.*: Wellenausbreitung in der Nachrichtentechnik. Franzis-Verlag, München, 1984.
- Wiesner, L.*: Fernschreib- und Datenübertragung über Kurzwelle. Siemens AG, Berlin-München, 1984.
- Wisbar, H.*: Die normale Fernübertragung an der F2-Schicht im Wellenbereich 28 MHz bis 52 MHz, speziell in Richtung Ost-West. cq-DL 11/79, S. 496 bis 499.
- Wisbar, H.*: Wellenstreuung und meteoride Einflüsse auf kurzen und den benachbarten ultrakurzen Wellen. AEÜ (1956), H. 11, S. 343 bis 352.
- Wisbar, H.*: Über das Auftreten und Verhalten der sporadischen E-Schicht während des Sonnenfleckennaximums. Frequenz, 16 (1962), H. 6, S. 216 bis 222.
- Wisbar, H.*: Überhorizont-Ausbreitung ultrakurzer Wellen und Probleme der Nachrichtensatelliten. Funk-Technik, 17 (1962), H. 17, S. 568 bis 570; H. 18, S. 604 bis 606. –: Begriffe aus dem Gebiet der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen. ITG 2.5/02 (früher NTG 1402), Entwurf 1977 wurde Empfehlung 1987. NTZ, 30 (1977), H. 12, S. 937 – 947.

3. Принцип действия и характеристики антенн

Антенна предназначена для извлечения энергии имеющегося электромагнитного поля (приемная антенна) или для преобразования энергии высокочастотного генератора (передатчика) в электромагнитные волны путем излучения (передающая антенна). Согласно теореме взаимности, одну и ту же антенну допустимо использовать в качестве приемной и передающей: их характерные свойства и параметры остаются в обоих случаях одинаковыми. Поэтому можно говорить о двойственности антенн.

Активные антенны со встроенными транзисторными усилителями не подчиняются теореме взаимности. В принципе активная передающая антенна вполне осуществима, однако до сих пор широкое применение нашли лишь активные приемные антенны. Они гораздо компактнее сравнимых с ними по характеристикам пассивных антенн. Предпосылкой практического применения антенны является устойчивость к большим сигналам, поскольку это гарантирует отсутствие помех от перекрестной и взаимной модуляции (см. также главу 21 тома 2 и [5]).

3.1. Полуволновый вибратор

Полуволновый диполь, или вибратор, является простейшим и вместе с тем самым распространенным резонансным устройством среди антенн. Он служит исходным элементом для многих их типов, а также образцом при оценке их усиления. Поэтому, прежде чем перейти к характеристикам и принципу действия антенн, необходимо ознакомиться с теорией полуволнового вибратора.

Полуволновый вибратор, как следует из его названия, имеет длину, равную половине длине волны ($\lambda/2$) соответствующей частоты. В этом случае вибратор находится в резонансе с длиной волны (рис. 3.1). Термин «диполь» переводится как «двухполюсный»

и означает, что полуволновый излучатель разрезан в своей геометрической середине. К образующимся двум «полюсам», или клеммам питания, подключают фидер от передатчика или приемника.

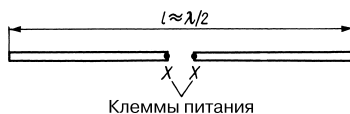


Рис. 3.1. Полуволновый вибратор

3.1.1. Распределение тока и напряжения в полуволновом вибраторе

Любой протяженный проводник электрического тока, будь то проволока, стержень или трубка, характеризуется вполне определенными значениями индуктивности и емкости, равномерно распределенными по его длине. Это поясняет рис. 3.2а, где представлены индуктивности $L1 - L7$ со своими емкостями и емкости $C1 - C4$, распределенные между участками проводника. Пусть в определенный момент все емкости зарядятся, то есть приобретут потенциал. Вслед за тем они начнут разряжаться через свои индуктивности, в результате появится ток и возникнет соответствующее магнитное поле. При разряде емкости $C4$ через индуктивность $L4$ потечет ток I_4 ; $C3$ разрядится через $L3$, $L4$ и $L5$ при протекании тока I_3 ; разряд $C2$ через $L2 - L6$ вызовет ток I_2 . Наконец, $C1$ разрядится через $L1 - L7$ при токе I_1 . Отсюда следует, что наибольший ток, равный сумме токов диапазона $I_1 - I_4$, потечет в средней части излучателя; ток будет убывать к его концам, где и обратится в нуль. Ради большей наглядности токи $I_1 - I_4$ представлены на рис. 3.2б в иной форме. Под действием тока вокруг индуктивностей образуются магнитные поля. Они вновь сообщают емкостям заряды противоположной полярности, поэтому

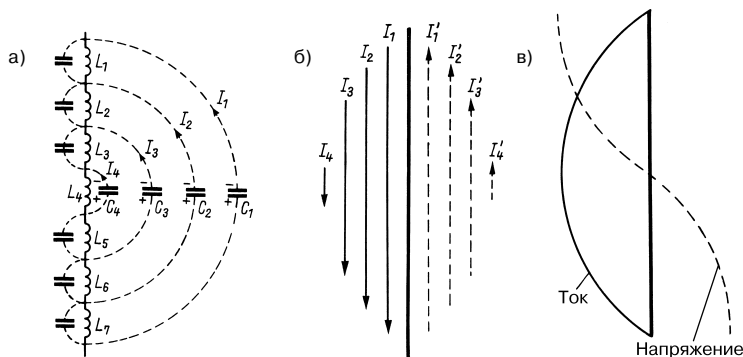


Рис. 3.2. Распределение тока в полуволновом проводнике

сменится знак напряжения. Теперь процесс повторится, но в направлении, противоположном показанному на рис. 3.2б с помощью токов $I_1 - I_4$. При всех упрощениях картина, изображенная на рис. 3.2, дает представление о резонансном распределении тока и напряжения в полуволновом излучателе.

Напряжение и ток сдвинуты по фазе на 90° , тогда как разность фаз напряжений на концах излучателя составляет 180° .

Из распределения тока и напряжения в полуволновом излучателе следует, что в его средней части ток максимален (пучность тока), а напряжение равно нулю (узел напряжения). На концах излучателя соотношения противоположны: пучность напряжения совпадает с узлом тока. Из распределения напряжения также ясно, что полуволновые элементы можно в геометрической середине прикреплять токопроводящим кронштейном непосредственно к заземленной опоре антенны, так как крепление в точке нулевого напряжения не требует изоляции. Поэтому полуволновые элементы допустимо заземлять в геометрическом центре. Но тогда напряжение в середине излучателя оказывается несколько отличным от нуля. То же происходит и с током на концах излучателя, где он не достигает нуля вследствие конечного эффекта. Так что правильнее было бы говорить о минимумах тока и напряжения.

Как видно из рис. 3.2в, ток всегда максимален в средней части полуволнового вибратора, который пребывает в состоянии собственного резонанса. Ток уменьшается по синусоиде к концам вибратора, где обращается в нуль. Здесь наблюдается максимум

напряжения, синусоидально убывающего к середине вибратора. Там оно становится настолько малым, что в первом приближении его можно принять равным нулю.

Строго говоря, напряжения и токи распределены по вибратору не вполне синусоидально и фазовый сдвиг между ними лишь приближенно равен 90° , но обычно такими отступлениями допустимо пренебрегать.

В согласованном полуволновом вибраторе максимальное напряжение U_{\max} и ток I_{\max} связаны законом:

$$U_{\max} = Z_D I_{\max} \quad (3.1)$$

где Z_D – волновое сопротивление вибратора, Ом.

Оно рассчитывается по формуле:

$$Z_D = 120 \ln \left(0,575 \frac{l}{d} \right) \quad (3.2)$$

Несмотря на заметный рост Z_D к концам антенны, результаты измерений и расчеты с использованием среднего значения волнового сопротивления хорошо согласуются для антенн с большим отношением l/d .

Максимальный ток I_{\max} определяется выражением:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{2P_{10}}{R_r + R_1}} \quad (3.3)$$

где P_{10} – входная мощность, Вт;
 R_r – сопротивление излучения;
 R_1 – сопротивление потерь.

Эти термины объясняются в разделе 3.1.3. Применение формул проиллюстрируем расчетом.

Пример

Согласованный полуволновый вибратор длиной 40 м для 80-метрового диапазона волн выполнен из медного провода диаметром $d = 2$ мм. Требуется определить максимальное напряжение на концах вибратора U_{\max} , если мощность на его входе составляет 50 Вт.

Решение

Обратившись к формуле (3.1), определим сначала Z_D и I_{\max} . Рассчитаем отношение $l/d = 40000/2 = 20000$ и, пользуясь (3.2), найдем $Z_D = 1122$ Ом. Для I_{\max} справедливо уравнение (3.3), в котором примем сопротивление излучения полуволнового вибратора $R_r = 73,2$ Ом (см. раздел 19.2) и сопротивление потерь $R_l = 2,8$ Ом. Тогда $R_r + R_l = 76$ Ом и $I_{\max} = 1,147$ А. Наконец, согласно (3.1) получим эффективное значение напряжения: $1122 \times 1,47 = 1287$ В.

Максимальное напряжение на концах полуволнового вибратора для 10-метрового диапазона ($l = 5000$ мм) составит лишь 1000 В, так как при прочих равных условиях он характеризуется меньшим отношением l/d .

3.1.2. Импеданс антенны

По распределениям тока и напряжения в полуволновом вибраторе судят также о соотношении сопротивлений. Согласно закону Ома, сопротивление определяется отношением напряжения к току.

Поэтому полное комплексное сопротивление (импеданс) излучателя можно определить в каждой его точке по значениям тока и напряжения. При резонансе это сопротивление становится действительным, а вне резонанса в нем появляется реактивная составляющая, то есть индуктивное или емкостное сопротивление. Картина, изображенная на рис. 3.2в, позволяет сделать важные выводы: высокий импеданс свойствен концам излучателя, где ток мал, а напряжение велико, в то время как для середины излучателя (низкое напряжение и большой ток) характерен минимальный импеданс.

Реактивное сопротивление нетрудно найти в любой точке поверхности излучателя, однако обычно импедансом антенны считается ее сопротивление в точке подключения фидера. В случае полуволнового вибратора эта точка совпадает с пучностью тока, и потому импеданс такого вибратора мал – всего 60 Ом. Точнее было бы называть полное сопротивление в данной точке входным импедансом.

Теоретически входное сопротивление полуволнового вибратора составляет 73 Ом. Однако такая оценка справедлива лишь для бесконечно тонкого проводника (отношение λ/d бесконечно велико) на бесконечно большом удалении от земной поверхности. Как видно из рис. 3.3, входное сопротивление полуволнового вибратора зависит от соотношения длины волны и диаметра проводника.

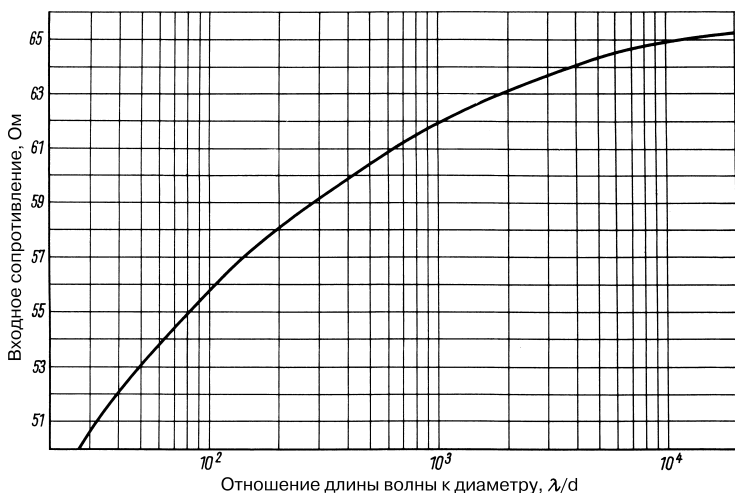


Рис. 3.3. Зависимость входного сопротивления полуволнового вибратора от отношения λ/d

Отношение λ/d (обе величины должны быть выражены в одинаковых единицах длины) характеризует степень утолщения вибратора. В антеннах КВ и УКВ диапазонов редко встречаются излучатели диаметром меньше 2 мм, так что вполне разумно принять, что в этих диапазонах входное сопротивление полуволнового вибратора не превышает 65 Ом.

3.1.3. Сопротивление излучения

Сопротивление излучения является расчетной величиной, из которой выводятся многие характеристики антенны. Обычно оно относится к максимуму тока и представляет собой эквивалентное сопротивление, на котором рассеивалась бы излучаемая мощность. При резонансе входное сопротивление антенны становится активным и соответствует сумме сопротивлений излучения R_r и потерь R_l при возбуждении излучателя (в том числе полуволнового вибратора) в пучности тока. Как правило, сопротивление потерь R_l обусловлено поверхностным сопротивлением проводника антенны и диэлектрическими потерями в изоляторах. Для полуволнового вибратора в целом допустимо полагать сопротивление излучения весьма малым по сравнению с сопротивлением потерь. Оба сопротивления зависят от особенностей размещения антенны (высота над земной поверхностью, окружение, близость зданий и т.д.) и габаритов излучателя, то есть его коэффициента утолщения.

Зная излученную мощность P_r и максимальную величину тока антенны I_{\max} , сопротивление излучения рассчитывают по формуле:

$$R_r = \frac{2P_r}{I_{\max}^2} \quad (3.4)$$

Коэффициент полезного действия (КПД) антенны η определяется по отношению сопротивления излучения к сопротивлению потерь:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_l}{R_r}} \quad (3.5)$$

3.1.4. Полуволновый вибратор как колебательный контур

В радиотехнике широко используется колебательный контур с сосредоточенными

элементами. На схеме такого контура индуктивность изображается в виде катушки, а емкость – в виде конденсатора. Распрямленный проводник также обладает индуктивностью и емкостью, распределенными по всей его длине. Когда проводник находится в резонансе с возбуждающей частотой, его можно рассматривать как колебательный контур. Эквивалентную схему полуволнового вибратора изображают в виде последовательного резонансного контура, где сопротивление R состоит из последовательно включенных сопротивлений излучения и потерь (рис. 3.4).

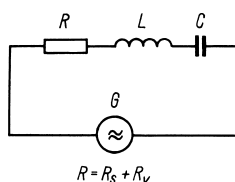


Рис. 3.4. Полуволновый вибратор как последовательный резонансный контур (эквивалентная схема для случая резонанса)

Резонансную частоту колебательного контура находят по величине индуктивности и емкости, пользуясь соотношением:

$$\omega L = 1/\omega C,$$

где $\omega = 2\pi f \approx 6,28f$ – круговая частота;
 ωL – индуктивное сопротивление;
 $1/\omega C$ – емкостное сопротивление.

Тем же условиям подчиняется и резонансная частота полуволнового вибратора. Геометрия излучателя существенно влияет на его индуктивность и емкость, а следовательно – и на резонансную частоту.

Без учета потерь в цепи добротность колебательного контура определяется преимущественно отношением его индуктивности к емкости – L/C . Чем оно выше (чем больше индуктивность и меньше емкость), тем уже полоса пропускания контура. При малых L/C (малая индуктивность при большей емкости) полоса пропускания оказывается шире и резонанс контура теряет остроту. Резонансные кривые (рис. 3.5) позволяют находить ширину полосы пропускания колебательного контура, зависящую от его добротности. Аналогичные резонансные кривые характеризуют полуволновый вибратор в однородном электромагнитном поле (случай радиоприема). При постоянной напряженности поля

перестраивают частоту и определяют напряжение на выходе антенны U . Его максимальное значение соответствует резонансной частоте антенны f_0 . Примем его равным 1,0. Пусть f_1 и f_2 обозначают частоты, соответственно меньшие и большие f_0 , при которых напряжение антенны убывает до 0,7, то есть на 3 дБ. Тогда абсолютная ширина полосы пропускания выражается как

$$B = f_2 - f_1,$$

а относительная – как

$$b = \frac{B}{f_0} \quad (3.6)$$

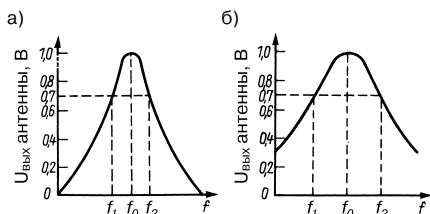


Рис. 3.5. Резонансная кривая излучателя и ширина полосы $B = f_2 - f_1$: а – при большом, б – при малом отношении L/C

Резонансная кривая на рис. 3.5а соответствует контуру с большим отношением L/C или вибратору с узкой полосой B ; рис. 3.5б иллюстрирует обратную ситуацию.

Остается выяснить влияние геометрических размеров излучателя на его отношение L/C и, следовательно, на ширину полосы. Полуволновый вибратор с относительно тонким проводником характеризуется некоторыми определенными значениями индуктивности L и емкости C .

Если пять одинаковых тонких проводников включить параллельно, чтобы образовался толстый вибратор (рис. 3.6), то емкость последнего будет равна сумме емкостей проводников $5C$, а его индуктивность пятикратно уменьшится по сравнению с индуктивностью отдельного проводника. Даже из этого простейшего примера видно, что толстому вибратору присущи меньшее отношение L/C и более широкая полоса пропускания, нежели тонкому.

Широкополосные антенны легко узнать по большим поверхностям излучателей (например, плоские, цилиндрические или двойные конусные антенны). Благодаря большой емкости они представляют собой колебательный контур с малым отношением L/C .

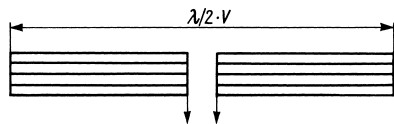


Рис. 3.6. Толстый полуволновый вибратор, содержащий по пять проводников в каждом плече

3.1.5. Коэффициент укорочения

До сих пор мы не делали различий между электрической и механической длинами излучателя. На самом деле электрические и механические длины равны лишь в том случае, когда проводник антенны бесконечно тонкий и находится в безвоздушном пространстве. Но реальные проводники имеют определенную толщину и должны быть механически прикреплены к опоре на конечном расстоянии от земной поверхности и других объектов.

Скорость распространения электромагнитных волн в проводнике антенны меньше, чем в открытом пространстве, и определяется отношением l/d (длины антенны l к ее поперечному сечению d). Следует учитывать, что коэффициент утолщения выражается и через l/d , и через $(\lambda/2) / d$.

Наряду с коэффициентом утолщения на резонансную длину антенного проводника влияет так называемый концевой эффект. Он действует как концевая емкость и зависит от входной емкости антенны и емкости изоляторов опоры и растяжек. Концевой эффект особенно заметен, когда проводник антенны крепится своими концами через изоляторы. Эти элементы вместе с присоединенным к ним тросом растяжки создают дополнительную емкостную концевую нагрузку, благодаря которой ток на концах антенны не достигает нулевого значения – через концевую емкость течет слабый ток. Концевой эффект усиливается с частотой и может быть оценен только опытным путем, поскольку разнообразие конструкций антенн и условий окружающей среды (высота антенны над землей, близость зданий, воздушная проводка и прочие влияния) исключают возможность точных расчетов.

В силу этих обстоятельств приходится укорачивать механические размеры, необходимые для осуществления резонанса, относительно электрической длины. Чем меньше коэффициент укорочения проводника антенны, тем большим должно быть

укорочение. При одинаковой резонансной частоте тонкий излучатель будет длиннее толстого.

Электрическую длину проводника антенны называют также длиной в пустоте или теоретической длиной, а механическую – резонансной или физической (иногда – геометрической, действительной или исправленной). Укорочение – это разница между обеими длинами. Таким образом, коэффициент укорочения V представляет собой отношение резонансной длины к длине в пустоте. Он всегда меньше единицы.

Рис. 3.7, построенный по данным Шелкунова и Фрииса, поясняет зависимость коэффициента укорочения полуволнового вибратора от отношения λ/d . Кривая А строилась без учета концевой эффект, кривая В – с его учетом. Как видно, если полуволновый вибратор характеризуется малым отношением λ/d , то концевой эффект сильно влияет на коэффициент укорочения. Это влияние убывает с ростом λ/d .

Пример

Найдем механическую длину полуволнового вибратора на 145 МГц, выполненного из алюминиевой трубки диаметром $d = 25$ мм.

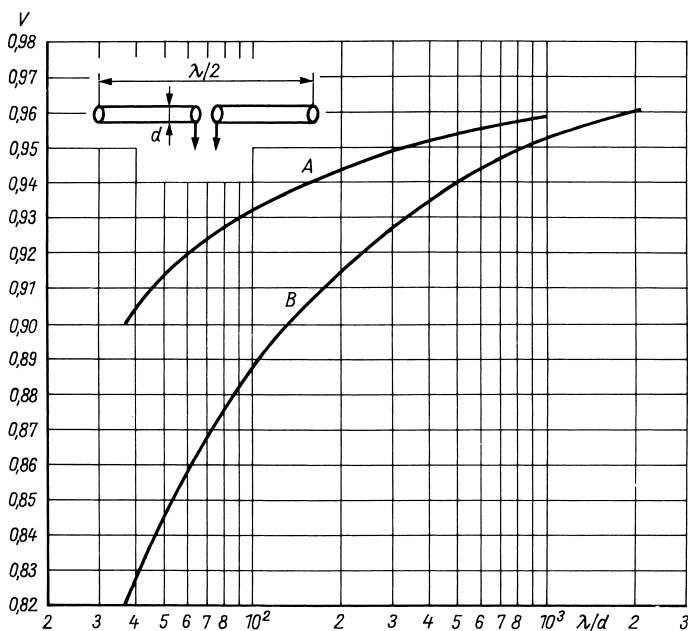


Рис. 3.7. Зависимость коэффициента укорочения V полуволнового вибратора от отношения λ/d без учета (А) и с учетом (В) концевой эффект

В этом случае длина волны λ составит $2,07 \text{ м} = 2070 \text{ мм}$ и отношение $\lambda/d = 83$. По кривой А на рис. 3.7 для $\lambda/d = 83$ определим коэффициент укорочения $V = 0,928$. Тогда механическая резонансная длина полуволнового вибратора будет равна

$$\frac{\lambda}{2} V = \frac{2070}{2} \times 0,928 = 960 \text{ мм}.$$

Длина аналогичного вибратора из трубки диаметром всего лишь 10 мм окажется равной 977 мм ($\lambda/d \approx 200$, откуда $V = 0,944$).

Использование кривой А, не учитывающей концевой эффект, предполагает, что вибратор свободно висит на большой высоте и вокруг него нет никаких сооружений. Значения на рис. 3.7 справедливы только для «голового» полуволнового вибратора и непригодны, например, для вибраторов в составе направленной антенной системы.

Эмпирическая формула

$$l_m = \frac{141}{f_{\text{МГц}}},$$

где l_m – механическая длина;
 f – резонансная частота,

широко применяется при расчетах полуволнового вибратора для частот более 30 МГц. Чтобы учесть влияние λ/d , в нее введено некоторое число, близкое к 150, соответствующее постоянному коэффициенту укорочения $V = 0,94$. Поэтому она применима лишь при определенных условиях.

Напротив, для расчетов полуволновых вибраторов в коротковолновом диапазоне ($f < 30$ МГц) такие эмпирические формулы подходят очень хорошо.

Поскольку для проволочных антенн КВ диапазона обычно $\lambda/d > 5000$ и кривые достаточно пологи, в этом случае вполне допустимо применять постоянный коэффициент укорочения. В формулу

$$l_m = \frac{142,5}{f_{\text{МГц}}} \quad (3.7)$$

входит коэффициент укорочения $V = 0,95$ (что соответствует укорочению на 5%). Эта формула удовлетворяет любые практические потребности, но справедлива лишь для полуволновых излучателей.

3.1.6. Эффективная длина и высота полуволнового вибратора

Величина напряжения холостого хода, вырабатываемого антенной в электромагнитном поле, зависит от:

- напряженности электрического поля электромагнитной волны в месте расположения антенны;
- эффективной длины и высоты антенны.

В проводнике (например, в полуволновом вибраторе) наводится напряжение, как только он попадает в электромагнитное поле. При любой длине волны это напряжение тем выше, чем длиннее проводник антенны.

Вибратор в состоянии резонанса характеризуется синусоидальным распределением тока. Поскольку электромагнитные волны наиболее интенсивно излучаются на участке проводника с максимумом тока, эффективная длина вибратора не тождественна механической. Для полуволнового вибратора она составляет:

$$l_e = \frac{\lambda}{\pi} \quad (3.8)$$

Подставив вместо длины волны λ частоту f , получим:

$$l_{e\text{ м}} = \frac{95,5}{f_{\text{МГц}}} \quad (3.9)$$

По напряженности электрического поля E в месте расположения антенны и эффективной длине l_e приемного вибратора рассчитывается наводимое в нем напряжение $U = E l_e$, откуда

$$U_{\text{мкВ}} \approx 95,5 \frac{E_{\text{мкВ/м}}}{f_{\text{МГц}}} \quad (3.10)$$

и

$$U_{\text{мкВ}} \approx 95,5 \times 10^3 \frac{E_{\text{мкВ/м}}}{f_{\text{кГц}}}.$$

Напряжение, наведенное в полуволновом вибраторе, поступает в приемник. Передача мощности с минимальными потерями реализуется при равенстве сопротивления вибратора в точке подключения фидера к входному сопротивлению приемника. В этом случае имеет место согласование по мощности, и на приемник подается половина полного напряжения, индуцированного в вибраторе. Другая половина переизлучается в виде электромагнитных волн. Такое разделение происходит потому, что сопротивление антенны и входное сопротивление приемника включены последовательно. А поскольку они равны, полное напряжение распределяется между ними поровну.

При согласовании полуволнового вибратора напряжение на входе приемника рассчитывается по формуле:

$$U = E \frac{\lambda}{2\pi} \quad (3.11)$$

Подставив частоту f вместо λ , получим:

$$U_{\text{мкВ}} = 47,75 \frac{E_{\text{мкВ/м}}}{f_{\text{МГц}}} \quad (3.12)$$

Таким образом, все расчеты напряжений приема опираются на эффективную длину антенны. Эффективная высота пока не рассматривалась просто потому, что она рассчитывается точно так же, как длина. Но подход к ним разный: об эффективной длине говорят применительно к симметричным антеннам, а об эффективной высоте – применительно к несимметричным. Эта высота не имеет ничего общего с высотой конструкции над земной поверхностью или с длиной опоры.

Вышеприведенные формулы свидетельствуют о том, что при равной напряженности электрического поля E напряжение на входе приемника U тем выше, чем больше длина волны.

3.2. Направленность и усиление антенны

Антенна, излучающая энергию одинаково по всем направлениям, называется сферическим, или изотропным, излучателем. Пример из оптики поможет усвоить данное понятие: если поместить точечный источник света в центр стеклянного шара, то его поверхность окажется равномерно освещенной этим источником, то есть плотность излучения будет одной и той же в любой точке поверхности сферы. Однако невозможно построить строго сферический излучатель. Он существует только в теории и служит целям сравнения. Ни одна реальная антенна не способна обеспечить одинаковую плотность и поляризацию излучения по всем направлениям. Поэтому у любой антенны имеется определенная направленность, описываемая соответствующей диаграммой. Для точного отображения направленности необходимо построить ее трехмерное (пространственное) изображение. Но пространственное распределение плотности трудно изобразить графически, поэтому обычно довольствуются представлением диаграммы направленности антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Диаграмма направленности и усиление антенны взаимосвязаны. Вновь поясним их связь на примере стеклянного шара. Если источник света в центре шара снабдить отражателем (например, параболическим зеркалом), свет пойдет в виде пучка и излучение станет направленным. Таким образом, освещенной окажется только часть поверхности шара, ограниченная благодаря направленности излучения. При этом плотность потока энергии излучения в пределах направленно освещенной части поверхности намного превысит соответствующее значение при равномерном освещении шара, поскольку на данный участок упадут и те лучи, которые до появления отражателя светили на другие участки поверхности. Плотность потока энергии излучения тем выше, чем острее

направленность излучения. Поэтому усиление по плотности потока энергии относительно изотропного облучения прямо зависит от диаграммы направленности. Как усиление, так и диаграмма направленности выражают концентрацию излучения в определенном направлении.

3.2.1. Диаграмма направленности

При описании свойств излучения используются два почти равноценных понятия трехмерной и двухмерной диаграмм направленности, которые служат для представления свойств излучения в системе пространственных координат. Первая из этих диаграмм воспроизводит распределение излучения по всем направлениям, а вторая – по направлениям, лежащим в какой-либо плоскости. В [1] рекомендуется пространственную зависимость создаваемой антенной в разных направлениях на одинаковом расстоянии в дальнейшем поле напряженности поля по амплитуде, фазе и поляризации обозначать термином «характеристика направленности». Диаграммой направленности называют графическое представление сечения характеристики направленности.

Диаграмма направленности антенн может изображаться в полярной системе координат или в сечении этой системы, а также в декартовых (прямоугольных) координатах.

В полярных координатах применяется сетка концентрических кругов и исходящих из их центра лучей (рис. 3.8). Концентрические круги представляют напряжение, причем в их центре оно приравнивается к нулю. Лучи показывают направление, отсчитываемое в угловой мере, как правило, от основного направления передачи или приема. От этого правила часто отступают при построении диаграммы направленности в вертикальной плоскости.

На рис. 3.8а представлена нормированная диаграмма направленности полуволнового вибратора в горизонтальной плоскости (плоскость E , горизонтальная ширина половинной мощности 80°); на рис. 3.8б – диаграмма в горизонтальной плоскости директорной антенны (плоскость E , горизонтальная ширина 27°) в линейных полярных координатах.

Представление диаграмм направленности в декартовых координатах менее наглядно (рис. 3.9), однако его преимущество

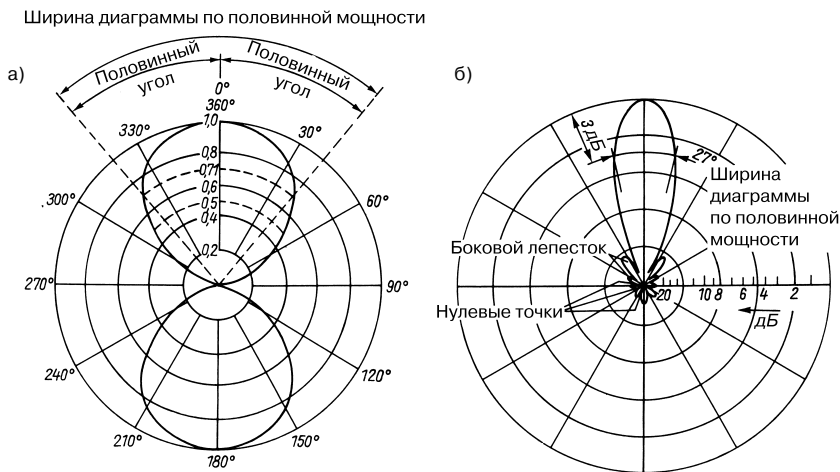


Рис. 3.8. Горизонтальные диаграммы направленности

состоит в большем угловом разрешении боковых лепестков (это видно при сравнении рис. 3.9 и 3.8б). Обычно максимум излучения отвечает углу 0° . По оси абсцисс откладывают углы от 0° до $\pm 180^\circ$, а по оси ординат – проценты от максимума (0–100%) или значения отображаемой величины в децибелах.

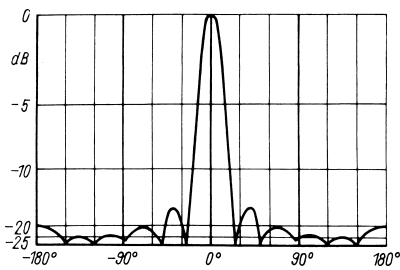


Рис. 3.9. Диаграмма направленной антенны в декартовых координатах

Максимальное выходное напряжение антенны, измеренное в главном направлении излучения, приравнивается к 1 (100%) или 0 дБ и наносится при угле 0° . Все последующие напряжения приема, измеренные под разными углами к главному направлению, в пределах 180° , откладываются при соответствующих углах в долях от максимального напряжения. Кривая, связывающая точки результатов измерений,

представляет собой функцию направления и служит диаграммой направленности излучения.

По диаграмме направленности определяют ряд важных параметров рассматриваемой антенны. Половину ширины главного лепестка называют углом половинного уровня. Это угол между направлением максимума излучения и направлением, где плотность потока энергии составляет половину от максимальной. Чтобы определить такой угол, точке наибольшего напряжения в главном направлении присваивают значение 1,0 и по обе стороны лепестка излучения находят точки, в которых напряжение составляет 0,71 от максимального. Уменьшение напряжения в 0,71 раз ($1/\sqrt{2}$) соответствует снижению мощности на 50% или на 3 дБ. Затем, как показано на рис. 3.8а, через эти точки проводят из центра прямые, которые и служат сторонами искомого угла половинного уровня. Обычно предпочитают пользоваться понятием ширины диаграммы по половинной мощности или ширины по уровню 3 дБ. Ширина лепестка диаграммы направленности по половинной мощности равна сумме обоих углов половинного уровня и обозначает интервал углов, в котором плотность потока энергии составляет не менее половины своего максимального значения. Наряду с термином «ширина по половинной мощности» пользуются и тождественным – «угол раскрытия».

Смысл угла половинного уровня нетрудно понять в прямоугольной системе координат. Поскольку диаграммы направленности строят в горизонтальной и вертикальной плоскостях, следует различать горизонтальную и вертикальную ширину диаграмм по половинной мощности.

Коэффициентом обратного излучения называется отношение максимального напряжения, полученного при угле 0° , к максимальному напряжению, наведенному с обратного направления. Этот коэффициент выражается в децибелах.

Реже пользуются понятием коэффициента бокового излучения, который выражается отношением напряжения при угле 0° к напряжению при угле 90° или 270° .

Точка диаграммы направленности, где напряжение убывает до нуля, носит название нулевой. Ее положение описывается углом нулевого значения, то есть углом между направлением максимума излучения и направлением на первую нулевую точку. Шириной по нулевому уровню называют интервал углов между первыми нулевыми точками по обе стороны от главного лепестка диаграммы направленности.

Как показано на рис. 3.8б, наряду с главным лепестком возможны более или менее выраженные боковые лепестки. Чаще всего они нежелательны, поскольку ухудшают направленность и ослабляют главный лепесток. Отношение максимального напряжения, отвечающего главному направлению излучения, к напряжению в боковом лепестке называется коэффициентом ослабления бокового лепестка. Вместе с этим коэффициентом при описании бокового лепестка приводят и его угол относительно главного направления.

Диаграмма направленности является нормированной, когда все значения напряжения поделены на его максимальную величину и результат деления выражен в долях единицы или в процентах (см. рис. 3.8а и 3.9).

3.2.2. Закономерности излучения полуволнового вибратора

Трехмерная диаграмма направленности имеет форму тора с проводником антенны на оси симметрии. В случае, показанном на рис. 3.10, вибратор горизонтально поляризован, так как ось антенны горизонтальна. Горизонтальный разрез тора в плоскости

его оси на рис. 3.10 (вид сверху) дает наглядное представление об этой характеристике. Заштрихованные плоскости сечения изображают диаграмму направленности, соответствующую рис. 3.8а. Видно, что главный луч полуволнового вибратора в свободном пространстве всегда перпендикулярен оси проводника. Это справедливо и для иной плоскости сечения. Например, если тор рассеять перпендикулярно его оси, диаграмма направленности окажется кругом, в центре которого находится сечение проводника (рис. 3.11). Данное сечение служит вертикальной диаграммой направленности горизонтального полуволнового вибратора в свободном пространстве и лежит в плоскости, перпендикулярной оси проводника. Если вибратор сориентировать вертикально, то круговая диаграмма на рис. 3.11 превратится в горизонтальную диаграмму направленности вертикального вибратора, а двухлепестковая диаграмма на рис. 3.8а станет вертикальной диаграммой направленности того же вибратора.

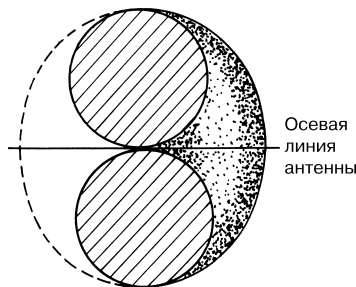
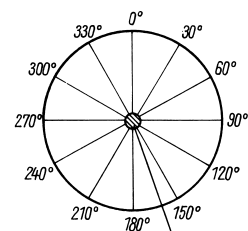


Рис. 3.10. Трехмерная диаграмма направленности горизонтального вибратора (верхняя часть тора удалена)



Поперечное сечение вибратора

Рис. 3.11. Диаграмма направленности горизонтального полуволнового вибратора в вертикальной плоскости

Ради простоты обычно пользуются понятиями плоскости Е и плоскости Н. Первая из них соответствует направлению линий электрического поля в плоском волновом фронте, вторая – направлению линий магнитного поля (см. раздел 1.1.5). У линейно поляризованных антенн проводник вытянут в плоскости вектора напряженности электрического поля \vec{E} . Поэтому диаграмма направленности типа той, что показана на рис. 3.8, всегда отображает диаграмму направленности в плоскости Е независимо от наклона вибратора. Соответственно, диаграмма на рис. 3.11 служит диаграммой в плоскости Н, так как она принадлежит плоскости вектора магнитного поля \vec{H} . Согласно [1], диаграмма направленности Е или Н является графическим представлением диаграммы направленности антенны с преимущественно линейной поляризацией для плоскости, в которой лежат главный луч и электрический или магнитный вектор.

Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов

До сих пор обсуждались диаграммы направленности антенн, находящихся в свободном пространстве или хотя бы на большой высоте вдали от посторонних предметов. Разумеется, «на большой высоте» и «вдали» – понятия относительные и должны рассматриваться с учетом рабочей длины волны излучения. Так, антенну для 2-метрового диапазона на 10-метровой мачте допустимо называть высокой, поскольку высота опоры пятикратно превосходит длину волны. При желании разместить 40-метровую антенну на расстоянии пяти длин волн от земли потребовалась бы 200-метровая мачта, так как длина 10-метровой опоры оказалась бы вчетверо меньше длины волны. Ясно, что радиолюбители не в состоянии размещать коротковолновые антенны на столь большом удалении от земли и посторонних предметов, чтобы можно было пренебрегать влиянием окружающих объектов.

Если антенна размещается вблизи грунта, ее параметры изменяются вследствие отражений от земли. Прежде всего это касается сопротивления излучения, коэффициента укорочения и диаграмм направленности. Высота антенны по сравнению с рабочей длиной волны, ориентация относительно земной поверхности, а также

электрические свойства грунта и окружающих объектов определяют, в какой степени изменяются эти параметры.

Волны, излученные антенной к земле вертикально или под малым углом к вертикали, отразятся от почвы и пройдут сквозь структуру антенны, наводя ток в ее проводниках. Фазы и амплитуды наведенных токов зависят от расстояния между антенной и отражающим грунтом. Таким образом, суммарный ток антенны образуют две составляющих. Амплитуда первой из них определяется мощностью передатчика и сопротивлением излучения. Вторая составляющая связана с излучением, отраженным от грунта к проводникам антенны. В зависимости от высоты антенны над землей фаза этой составляющей по-разному соотносится с фазой главного компонента. При одинаковых фазах токи складываются. Если фазы противоположны, результирующий ток антенны равен разности составляющих. Поскольку мощность питания антенны от передатчика Р постоянна, вслед за вариациями тока антенны I за счет отражения должен меняться и ее импеданс R: $P = I^2 R$. Поэтому с приближением антенны к грунту значение ее импеданса отклоняется от теоретического.

На рис. 3.12 показана зависимость вертикальной диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора от соотношения его высоты над идеальным грунтом и длины волны излучения. При построении графиков использован коэффициент, достигающий теоретически возможного максимального значения 2,0 лишь при совпадении фазы и направления прямой и отраженной волн.

На рис. 3.12 изображены диаграммы направленности горизонтального вибратора при разном его возвышении над бесконечно проводящей поверхностью для плоскости, перпендикулярной оси вибратора. Высота составляет в случае а – $1/8 \lambda$; б – $1/4 \lambda$; в – $3/8 \lambda$; г – $1/2 \lambda$; д – $5/8 \lambda$; е – $3/4 \lambda$; ж – $7/8 \lambda$; з – 1λ ; и – $5/4 \lambda$; к – $3/2 \lambda$; л – $7/4 \lambda$; м – 2λ .

Угол к горизонтالي называют углом возвышения. Согласно рис. 3.12г, угол возвышения максимума диаграммы горизонтального полуволнового вибратора, находящегося на высоте $\lambda/2$ над идеальным грунтом, составляет 30° (коэффициент 2,0). При углах 10° и 55° коэффициент близок к 1,0.

Нетрудно оценить важность угла возвышения антенны для реальной дальней

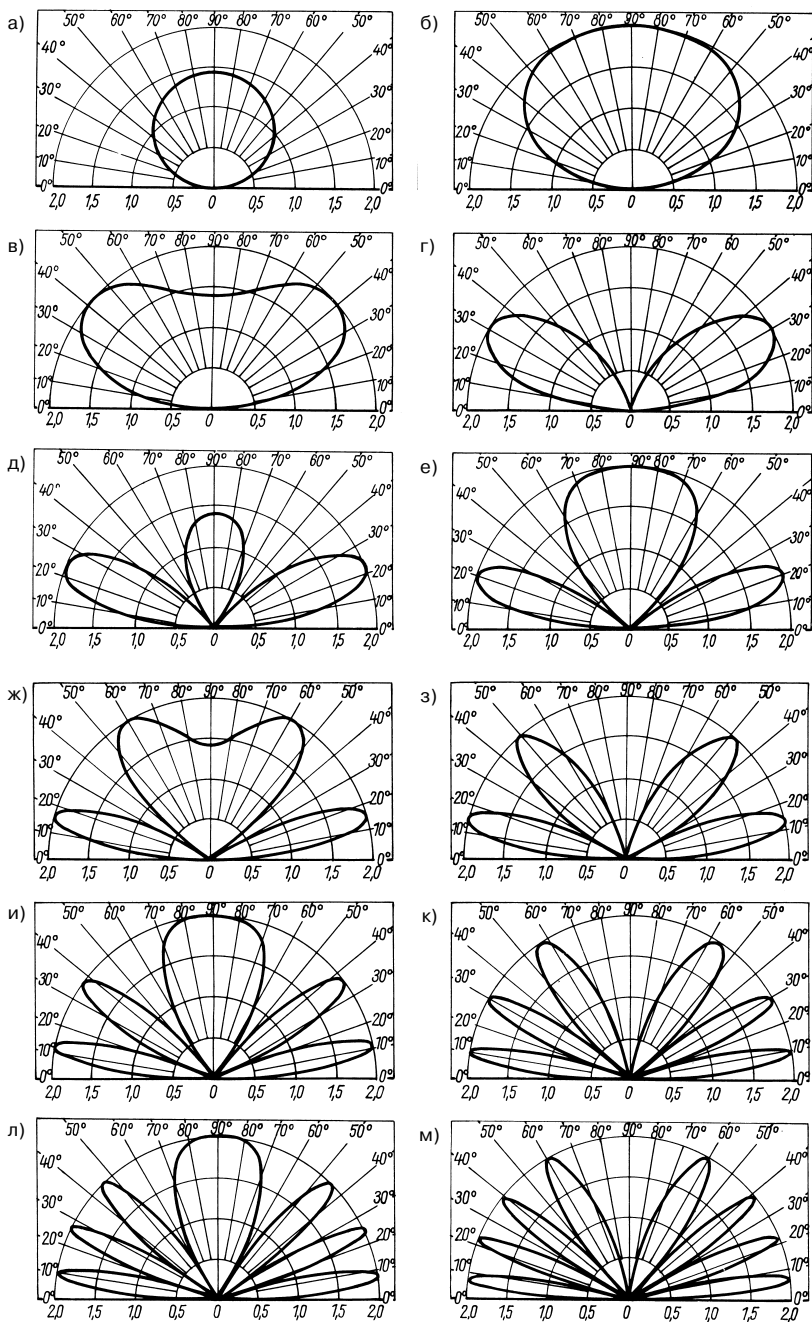


Рис. 3.12. Вертикальные диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора

радиосвязи, если вспомнить о закономерностях распространения пространственных волн (см. главу 2). Как известно, глобальная коротковолновая связь осуществляется благодаря отражениям в ионосфере. Чтобы отражаться от ионизированного слоя с ростом частоты, луч должен падать на него все более наклонно. Оптимальные углы возвышения для отдельных любительских диапазонов лежат в следующих интервалах:

- 40 м – (12–40)°;
- 30 м – (11–30)°;
- 20 м – (10–25)°;
- 17 м – (8–22)°;
- 15 м – (7–20)°;
- 12 м – (6–17)°;
- 10 м – (5–14)°.

Отсюда следует, что энергия, излучаемая антенной под углами возвышения более 40° и менее 5°, неэффективна для дальней связи. Обычно излучение, распространяющееся по касательной к земной поверхности (угол возвышения меньше 5°), сильно поглощается грунтом. Долговременные колебания ионосферы учитываются интервалами оптимальных углов. Вслед за изменением ее состояния меняется и оптимальный угол возвышения. Поместить антенну как можно выше всегда выгодно, но уже при высоте 12 м можно рассчитывать на приличную дальнюю связь в любительских диапазонах 10, 15 и 20 м, в то время как антенна 40-метрового диапазона не должна находиться ниже 15 м, причем этого достаточно лишь при отсутствии окружающих объектов.

Находящиеся поблизости отражающие сооружения уменьшают эффективную высоту антенны и вызывают многочисленные изменения ее диаграммы направленности. Антенны с горизонтальной поляризацией особенно чувствительны к наличию разного рода посторонних проводников, металлических водостоков и горизонтальных элементов громоотводов. Однако допустимо пренебрегать влиянием подобных объектов, если их протяженность намного меньше половины длины волны, приведенной к рабочей частоте. Так, обычные телевизионные антенны не влияют на направленность соседних коротковолновых антенн. Особенно сильно страдает излучение вертикальных антенн при наличии отвесных объектов, например различных металлических опор.

Умеренно направленная антенна с горизонтальной поляризацией характеризуется таким же углом возвышения максимума

диаграммы направленности, как горизонтальный полуволновый вибратор, если антенна и вибратор находятся на одинаковой относительной высоте от земли. Например, для трехэлементной директорной антенны «волновой канал» на высоте $3/4$ длины волны над идеальным грунтом и для полуволнового вибратора на той же высоте характерны одни и те же лепестки диаграммы направленности при углах около 20° и более 60°. Однако соотношения амплитуд лепестков антенны и вибратора различны (рис. 3.13). Из диаграммы направленности директорной антенны следует, что ее излучение под углами больше 60° сильно подавлено по сравнению с излучением под углом 20°. Концентрация излучения на малых углах возвышения особенно важна при дальней связи. Описанному правилу подчиняются также многоэтажные антенны с горизонтальной поляризацией. При монтаже такие антенны размещают над земной поверхностью относительно среднего расстояния между плоскостью излучения антенны и грунтом.

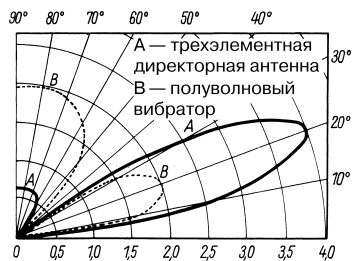


Рис. 3.13. Вертикальная диаграмма горизонтальной трехэлементной директорной антенны и горизонтального полуволнового вибратора на высоте $3/4 \lambda$ от идеального грунта

Пример

Согласно рис. 3.14, нижняя плоскость излучения двухэтажной направленной горизонтальной антенны находится на расстоянии $\lambda/2$ от земли. Расстояние между этажами антенны также составляет $\lambda/2$. Следовательно, эффективная высота антенны над грунтом равна $3/4 \lambda$.

Зависимость направленности вертикальных антенн от окружающих предметов

Исключая вертикальные антенны с дополнительными отражающими элементами

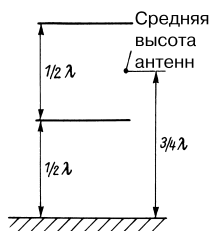


Рис. 3.14. Пример определения эффективной высоты многоэтажной горизонтальной антенны над идеальным грунтом

в нижней части (см. раздел 19.4.1), радиолубители-коротковолновики редко применяют антенны с вертикальной поляризацией. В 2-метровом любительском диапазоне вертикальная поляризация важна при передачах с частотной модуляцией.

Установка антенны с вертикальной поляризацией на некотором удалении от земли приводит к деформации диаграммы направленности в плоскости Е вследствие отражений от грунта. В данном случае именно эта характеристика является вертикальной диаграммой направленности (рис. 3.15). Нижняя заштрихованная часть диаграммы отображает интервал углов, в котором часть излучения при уменьшении высоты антенны направляется вверх из-за отражений от грунта. Как уже говорилось, отраженная волна векторно суммируется с прямой волной, и результат зависит от высоты средней плоскости излучения антенны

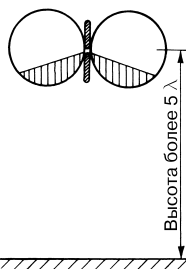


Рис. 3.15. Вертикальная диаграмма направленности полуволнового вибратора на большом удалении от земной поверхности

над идеальным грунтом, приведенной к длине волны. Соответствующие примеры показаны на рис. 3.16. Здесь за высоту вибратора принято расстояние между его геометрической серединой и землей: в случае а высота составляет $1/4 \lambda$; б – $3/4 \lambda$; в – $1/2 \lambda$; г – 1λ . Минимальный угол возвышения равен 0° , что указывает на распространение главного луча почти по касательной к земной поверхности. К сожалению, такая пологая трасса, выгодная для распространения волн в ионосфере, характеризуется ограниченной эффективностью, поскольку часть излучения при углах менее 5° теряется из-за поглощения грунтом. Пунктирные кривые дают представление о потерях за счет поглощения.

Влияние грунта на характеристики излучения коротковолновых антенн с вертикальной

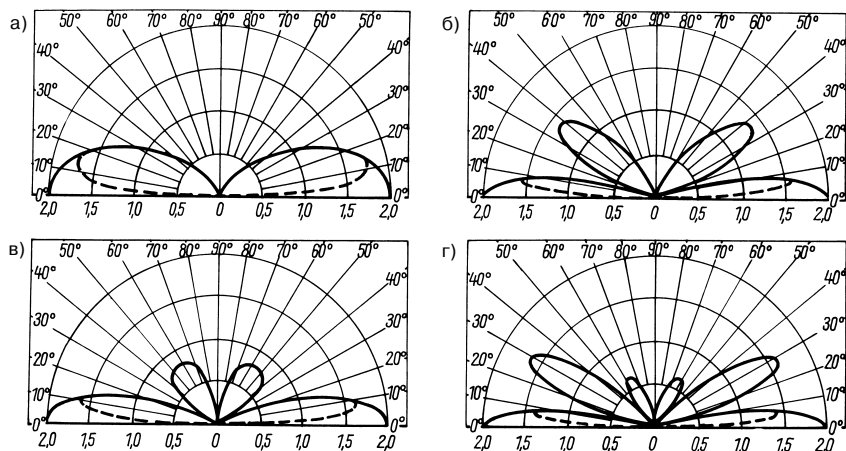


Рис. 3.16. Вертикальная диаграмма вертикального полуволнового вибратора

поляризацией достаточно подробно обсуждается в главе 19.

3.2.3. Усиление и коэффициент направленности

Усиление и коэффициент направленности – важные параметры антенны. В силу принципа взаимности следующие ниже положения одинаково применимы к приему и передаче радиоволн.

Усилением G_E приемной антенны называется отношение мощности, принятой антенной, которая оптимально ориентирована по направленности и поляризации в плоском волновом поле P_E , к мощности, принятой полуволновым вибратором, в том же плоском волновом поле P_K :

$$G_E = \frac{P_E}{P_K} \quad (3.13)$$

Из равенства $P = U^2/R$ следует, что усиление антенны выражается также через отношение напряжений, если сопротивления нагрузки R обоих излучателей одинаковы:

$$G_E = \left(\frac{U_E}{U_K} \right)^2 \quad (3.14)$$

Усиление удобнее представлять в виде логарифма отношения и выражать в децибелах:

$$G_E = 10 \lg \frac{P_E}{P_K} \quad \text{или} \quad 20 \lg \frac{U_E}{U_K} \quad (3.15)$$

Коэффициентом направленности приемной антенны, или коэффициентом ее направленного действия, называется отношение максимальной мощности P_E , принимаемой антенной в поле плоской волны, к мощности P_K , принимаемой изотропным излучателем в том же поле:

$$D = \frac{P_E}{P_K} \quad (3.16)$$

Таким образом, коэффициент направленности отличается от коэффициента усиления тем, что сравнение в этом случае производится с изотропным излучателем. Поскольку полуволновый вибратор является направленной антенной и имеет по отношению к изотропному излучателю усиление 2,14 дБ, коэффициент направленности

какой-либо антенны больше ее коэффициента усиления на 2,14 дБ или в 1,28 раз по напряжению:

$$D = 1,28 G \quad \text{по напряжению} \\ \text{или} \quad D = G + 2,14 \text{ дБ} \quad (3.17)$$

На рис. 3.17 показаны соотношения напряжения, тока и мощности, выраженные в децибелах. Поскольку в технике антенн необходимо рассчитывать затухания, на рис. 3.18 представлены соотношения тех же величин для затухания.

Преимущество вычислений в децибелах состоит в том, что в этом случае величины просто складываются и вычитаются. Пусть имеется антенна с усилением 12 дБ и потерями в фидере 7 дБ. Тогда усиление всего устройства $12 - 7 = 5$ дБ.

В устаревшей литературе встречаются соотношения напряжения, тока и мощности, выраженные в неперах (Нп). При описании антенн эти единицы измерения уже почти не применяются. Для пересчета служат следующие соотношения:

- 1 Нп = 8,686 дБ;
- 1 дБ = 0,1151 Нп.

Многочисленные таблицы в приложении дают весьма точные значения табулированных величин.

Эталонные антенны (терминология)

Согласно [1], предусмотрен ряд базисных понятий для определения усиления.

Сферический (изотропный) источник

Это точечный источник без потерь со сферической диаграммой направленности. Теоретически его поляризация может быть произвольной (линейной, эллиптической, круговой), но обычно выбирают линейную. Такой источник практически не реализуем и потому остается гипотетическим. Его усиление обозначается литерой G [1] и выражается в децибелах по уровню i (dBi).

Полуволновый вибратор (диполь)

Диполь представляет собой излучатель, не имеющий потерь и настроенный в резонанс с частотой сигнала, длина волны которого примерно вдвое больше длины вибратора. Усиление относительно изотропного излучателя составляет 1,28 по напряжению, 1,64 по мощности или, соответственно, 2,14 дБ. Оно обозначается как G_D и выражается в децибелах по уровню d (dBd).

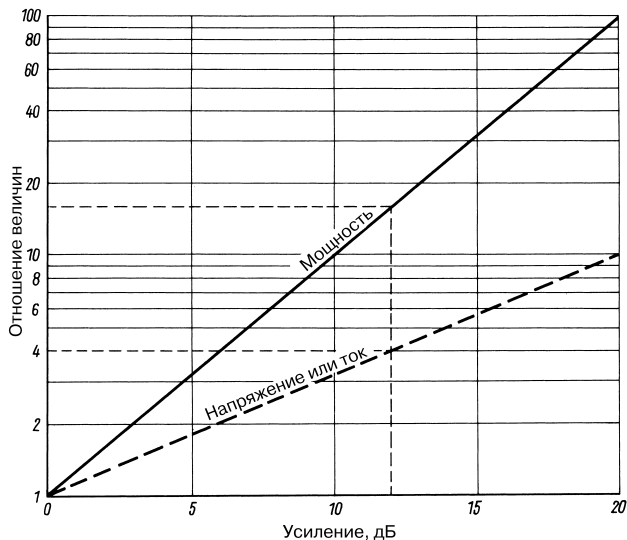


Рис. 3.17. Соотношения тока, напряжения и мощности для усиления

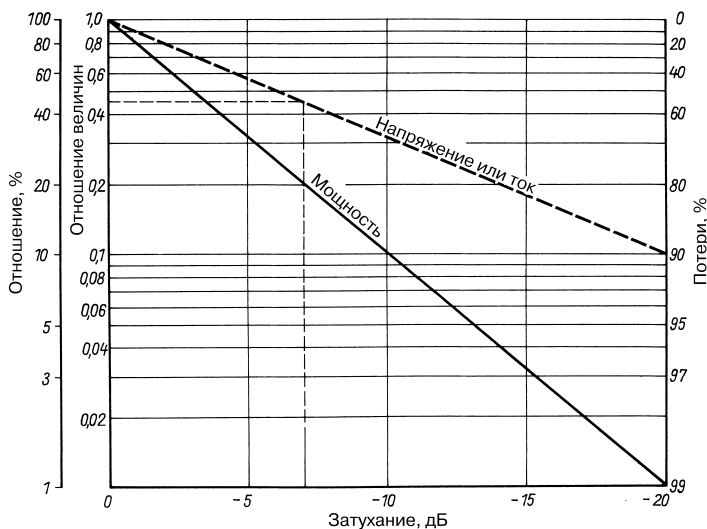


Рис. 3.18. Соотношения тока, напряжения и мощности для затухания

Следующие антенны используются в качестве эталонных при сравнительных измерениях параметров антенн:

- в диапазоне метровых волн – полуволновый петлевой вибратор;
- в диапазоне дециметровых/метровых волн – стандартный телескопический вибратор

с коаксиальным симметрирующим звеном или группа вибраторов с отражателем. Усиление 7,7 dBd (сведения о стандартной антенне NBS Национального Бюро стандартов США приведены в разделе 22.5 тома 2);

- в гигагерцевом диапазоне – стандартные рупорные антенны, в частности с усилением 16,5 dBi.

(Международное определение усиления в соответствии с CCIR Radio Regulations No. 100/101, 1990 г.)

Абсолютное, или изотропное, усиление G_i

Усиление антенны в определенном направлении относительно эталонной антенны в виде изотропного источника в свободном пространстве.

Относительное усиление

Усиление (G_d) антенны в определенном направлении относительно полуволнового вибратора без потерь в свободном пространстве, когда выбранное направление лежит в экваториальной плоскости вибратора.

(Эквивалентные мощности излучения согласно ITG 2.5/02, рекомендации 1987 г.)

ERP (англ. Effective Radiated Power)

Эффективная излученная мощность – поступающая на антенну мощность передатчика, умноженная на усиление антенны в данном направлении и приведенная к полуволновому вибратору (G_D).

EIRP (англ. Effective Isotropically Radiated Power)

Эффективная излученная мощность – то же, что и ERP, но относительно изотропного излучателя. Согласно Radio Regulations, рекомендуется использовать термин «эквивалентный» вместо «эффективный».

Эквивалентной мощностью излучения называется мощность, которую надо приложить к эталонному излучателю без потерь, чтобы в направлении главного луча создавалась такая же плотность потока энергии, как от испытываемой антенны.

Эталонные антенны считаются линейно поляризованными. При исследовании антенны с круговой поляризацией линейно поляризованный излучатель воспримет лишь половину мощности поля (уменьшенную на 3 дБ). Поэтому усиление антенны круговой поляризации целесообразно соотносить с усилением такого же эталонного излучателя при условии, что антенна и излучатель характеризуются одинаковым направлением плоскости вращения поляризации.

Обычно эталонные антенны рассматриваются как излучатели в свободном пространстве. Это значит, что усиление приводится к

эталонному излучателю в свободном пространстве. На самом же деле грунт действует в качестве отражателя, и излучение сосредотачивается в верхнем полупространстве. При идеально проводящей и отражающей земной поверхности интенсивность поля в месте приема удваивается, дополнительное усиление составляет $G = 4$ или соответственно 6 дБ. Полуволновый вибратор на высоте $\lambda/2$ от грунта характеризуется теоретическим усилением $6 + 2,14 = 8,14$ дБ при угле возвышения около 30° (сопротивление излучения на такой высоте, как и в свободном пространстве, составляет 73,2 Ом). В случае горизонтального полуволнового вибратора над идеальным грунтом теоретически максимальное усиление 9,2 дБ достигается на высоте около $0,6\lambda$ при угле возвышения примерно 25° . Но на практике из 6 дБ отражательного усиления остается от 3 до 5 дБ – в зависимости от сочетания частоты и проводимости грунта.

Если вертикальную антенну возбуждать по нормали к грунту, то благодаря синфазному отражению образуется излучатель в свободном пространстве, характеризующий теми же соотношениями. Поскольку излучению в нижнее полупространство препятствует грунт, излучаемая мощность в верхнем полупространстве удваивается и усиление возрастает вдвое (на 3 дБ). Вертикальные антенны особенно чувствительны к отражательным свойствам грунта (см. главу 19). Как правило, предполагается, что грунт является идеально проводящим, и усиление приводится к эталонному излучателю в свободном пространстве – обычно к изотропному излучателю. Так, электрически короткая вертикальная антенна служит эталонной в процессе определения промышленных помех (CCIR Rep. 258–4) или используется в качестве измерительной при нахождении напряженности поля или паразитного излучения.

Вертикальные антенны малоприспособны для практических целей вследствие необходимости прибегать к наземной сетке или антенному противовесу и из-за влияния окружения. Поэтому, например, при измерениях в диапазонах от сверхдлинных до коротких волн рамочные антенны предпочитают штыревым.

Четвертьволновую вертикальную антенну с горизонтальными отражающими элементами в нижней части обычно приравнивают к четвертьволновой ненаправленной

вертикальной проволочной несимметричной антенне с абсолютным усилением 3,28, или 5,16 dBi, находящейся над идеальным грунтом. Однако это неправильно. Вертикальная антенна с горизонтальными элементами, размещенная вблизи земли, электрически соответствует вертикальному вибратору с возбуждением относительно грунта. Усиление вибратора составляет 4,82, или 6,83 dBi.

Зависимость между усилением и направленностью

При равной мощности излучения плотность потока энергии обратно пропорциональна излучающим поверхностям (площадь меньшей площади дает большую плотность потока энергии). Это позволяет выразить коэффициент направленности через отношение полного пространственного угла 4π к эквивалентному пространственному углу Ω , в котором равномерно распределяется максимальная плотность потока энергии при данной мощности излучения.

Угол Ω определяется как двойной интеграл по квадрату относительной и нормированной (трехмерной) диаграммы направленности:

$$D = \frac{4\pi}{\Omega} \quad (3.18)$$

Интеграл рассчитывается для простых типов антенн, а в сложных случаях возможно лишь графическое интегрирование, то есть планиметрирование.

В приближенном методе Крауса (Kraus) эквивалентная поверхность произвольной формы заменяется поверхностью четырехугольника со сторонами, равными полуширинам луча в плоскостях E и H:

$$D \approx \frac{41253}{a_E \times a_H} \quad (3.19)$$

где a_E и a_H – ширина луча в плоскостях E и H соответственно, выраженная в градусах.

Приближенный метод применим лишь к антеннам с не слишком узким главным лепестком и без существенных боковых лепестков на диаграмме направленности.

В другом приближенном методе – Домбровский (Dombrowski) и Орр (Orr) – эквивалентная поверхность заменяется конической. Это повышает усиление, так как поверхность эллипса меньше поверхности описывающего четырехугольника с значениями ширины диаграммы в качестве сторон:

$$D \approx \frac{52532}{a_E \times a_H} \quad (3.20)$$

Коэффициент в числителе дроби в этих формулах представляет собой результат выигрыша в полосе пропускания. Практически для антенн характерны значения 32000–38000. При наличии заметных боковых лепестков они могут оказаться меньше 30000.

Широко используется определение усиления через ширину диаграммы по половинной мощности с помощью формулы Крауса (3.19). Она преобразуется так, что выражает теоретически максимальное усиление в децибелах, приведенное к согласованному полуволновому вибратору [3, 4]:

$$g_{\text{дБд}} = 10 \lg \frac{25154}{a_E \times a_H} \quad (3.21)$$

Эта формула справедлива для усиления антенн с идеализированными диаграммами без излучения «назад» и боковых лепестков. Поэтому расчет по ней дает предельно высокое значение, недостижимое на практике, так что из результата рекомендуется вычитать 1–2 дБ. Чем больше боковые лепестки и значительнее обратное загухание, тем меньше усиление [4].

На рис. 3.19 представлена номограмма, построенная по этим приближенным формулам. Она позволяет определять приближенное значение коэффициента направленности в децибелах, если известны значения ширины диаграмм направленности по половинной мощности, а также находить ширину одной из диаграмм по известным другой диаграмме и усилению. В качестве примера на номограмме показано определение коэффициента направленности 13 дБ для значений ширины диаграмм направленности $a_E = 34^\circ$ и $a_H = 37^\circ$.

Зависимость между усилением и действующей поверхностью антенны

Для характеристики направленности антенны используется также понятие действующей поверхности. Эта поверхность, перпендикулярная направлению распространения волн, определяется через отношение мощности на входе антенны к плотности потока энергии [1]. Действующая поверхность меньше геометрической. Отношение фиктивной действующей поверхности A к геометрической площади называется коэффициентом

$$G_B^A = 1,5,$$

$$G_B^C = 1,64,$$

$$G_C^A = G_B^A \times G_B^C = G_B^A \times 1 / G_B^C = 1,5 \times 1 / 1,64 = 0,92,$$

$$G = 0,92$$

или

$$g_B^A = 1,76 \text{ дБ},$$

$$g_B^C = 2,15 \text{ дБ},$$

$$g_C^A = g_B^A + g_B^C = g_B^A - g_B^C = 1,76 - 2,15 = -0,39,$$

$$g_C^A = -0,4 \text{ дБ}.$$

Таким образом, очень короткий вибратор обладает лишь на 8% меньшим усилением, нежели полуволновый. Однако предполагается, что антенна согласована и ее эффективность составляет 100%, а это практически невыполнимо.

Таблица параметров антенн

В табл. 3.1 представлены параметры ряда электрически коротких и резонансных антенн. Параметры соответствуют ситуациям, когда антенны 1–7 и 13–16 находятся в свободном пространстве, а антенны 8–12 установлены над идеально проводящей плоской земной поверхностью. Все антенны согласованы без потерь.

Усиление дано по отношению к изотропному излучателю в свободном пространстве и соответствует коэффициенту направленности, а относительное усиление – по отношению к полуволновому вибратору без потерь в свободном пространстве.

Сопrotивление излучения электрически коротких антенн приведено к точкам ввода фидера, а резонансных антенн – к точкам пучности тока. В случае нескольких пучностей суммарное сопротивление излучения равно сумме сопротивлений при отдельных пучностях, если они не превышают 73,2 Ом. Это значение применимо только к одиночному проводнику в свободном пространстве.

В число сходных типов антенн, не указанных в табл. 3.1, входят:

- петлевой вибратор. Значения параметров аналогичны характеристикам полуволнового вибратора; у одиночной петли с постоянным сечением проводника

сопротивление излучения вчетверо выше, чем у полуволнового вибратора;

- полуволновая щелевая антенна с двусторонним излучением. Параметры аналогичны характеристикам полуволнового вибратора, сопротивление излучения в семь раз выше, чем у вибратора, поляризация обращена, так что горизонтальная щель дает вертикальную поляризацию (см. раздел 26.4).

Краткие выводы:


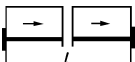
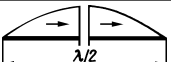
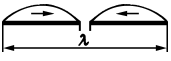
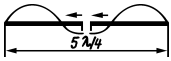








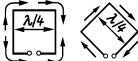
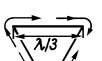
- коэффициент направленности и усиление характеризуют направленность антенны. Излучаемая мощность растет в преимущественном направлении за счет ее падения в остальных;
- для повышения усиления необходимо уменьшить ширину главного лепестка и одновременно увеличить действующую поверхность. Двукратное снижение ширины диаграммы в рассматриваемой плоскости приблизительно удваивает усиление благодаря возрастанию действующей поверхности в два раза. Применение отражателей и директоров или группирование антенн позволяет повысить усиление за счет увеличения их габаритов;
- при оптимальных размерах антенны ее усиление и коэффициент направленности подчиняются некоторым физическим соотношениям, связанным с механическими габаритами. Так, преимущественно продольное построение антенны обеспечивает определенное усиление при относительно малых поперечных размерах. В случае большого поперечного размера уменьшается габаритная длина антенны. Поэтому пассивная миниатюрная антенна никогда не будет обладать одновременно и хорошей направленностью, и высоким усилением.

3.3. Шумы антенн

На любом активном сопротивлении возникает определенное напряжение шумов. Шумовые ЭДС возникают вследствие неравномерности тепловых движений свободных электронов проводимости.

Шумы присущи и антеннам, поскольку в них, как и в колебательном контуре, имеются активные сопротивления. Интенсивность шумов антенны определяется активной составляющей R_A ее сопротивления,

Таблица 3.1. Параметры антенн (по [2])

Тип антенны	Распределение тока	Коэффициент направленности		Коэффициент усиления		Сопротивление излучения R_s , Ом
		G_i	g_i , дБ	G_d	g_d , дБ	
Изотропная антенна		1	0	0,61	-2,15	–
Электрически короткий вибратор ($l \leq \lambda/5$)		1,5	1,76	0,92	-0,39	$197 (l/\lambda)^2$
Вибратор Герца (электрически короткий вибратор с емкостями на концах)		1,5	1,76	0,92	-0,39	$790 (l/\lambda)^2$
Полуволновый вибратор		1,65	2,15	1	0	73,2
Волновый вибратор		2,41	3,82	1,47	1,67	199,2
Удлиненный «сдвоенный цепелин» ($1,28 \lambda \approx 5/4 \lambda$)		3,3	5,18	2	3	98
Турникетная антенна		0,82	-0,86	0,5	-3	326,6
Электрически короткая вертикальная антенна ($h \leq \lambda/10$)		3	4,77	1,83	2,62	$395 (h/\lambda)^2$
Электрически короткая вертикальная антенна с концевой емкостью		3	4,77	1,83	2,62	$1579 (h/\lambda)^2$
Четвертьволновая вертикальная антенна		3,28	5,16	2	3	36,6
Полуволновая вертикальная антенна		4,28	6,83	2,94	4,68	99,6
Вертикальная антенна $0,64 \lambda \approx 5/8 \lambda$		6,6	8,19	4	6	49
Малая рамочная антенна (площадь A , периметр $\ll \lambda$)		1,5	1,76	0,92	-0,39	$31171 (A/\lambda^2)^2$
Кольцо (окружность 1λ)		2,23	3,49	1,36	1,34	133
Квадратный элемент с периметром 1λ		2,06	3,14	1,25	0,99	117
Delta-Loop (равносторонний треугольник, периметр 1λ)		1,91	2,82	1,17	0,67	106

которая равна сумме сопротивлений излучения R_S и потерь R_V антенны.

Для любого сопротивления мощность P_T его шумов определяется только абсолютной температурой T (в градусах Кельвина) и шириной частотного диапазона Df (в герцах):

$$P_T = 4kT\Delta f \quad (3.27)$$

где k – постоянная Больцмана, характеризующая мощность шумов на 1 градус и 1 герц.

$$k = 1,38 \times 10^{-23} \frac{\text{Вт}}{\text{Гц} \times \text{К}} = 1,38 \times 10^{-23} \frac{\text{Вт} \times \text{с}}{\text{К}} \quad (3.28)$$

Для практических целей важно знать напряжение шумов U_T , определяемое величиной сопротивления:

$$U_T = \sqrt{4kT R_A \Delta f} \quad (3.29)$$

Шум, обусловленный активным сопротивлением антенны R_A , называют ее собственным шумом. Он суммируется с шумами от других источников, например атмосферными и космическими. Некоторые любители, работающие в 2-метровом диапазоне, используют для проверки качества своей приемной аппаратуры шум от Солнца, прослушивая его нарастание при восходе светила.

В соответствии с формулами для определения общего напряжения шумов с применением только сопротивлений антенны R_A следует выбрать настолько высокую шумовую температуру T , чтобы она давала величину, равную сумме собственных шумов антенны и мирового пространства. В [6] предлагается применять в расчетах следующие средние температуры T антенных шумов:

Середина диапазона частот	Температура
10 МГц	$T = 0,2 - 2 \times 10^6 \text{ К}$
100 МГц	$T = 0,6 - 6 \times 10^3 \text{ К}$
1000 МГц	$T = 3 - 7 \text{ К}$

3.4. Петлевой вибратор

(P. S. Carter – патент США № 2283914, 1937 г.)

Петлевой вибратор образуется при параллельном включении двух полуволновых элементов, разделенных малым промежутком D (рис. 3.21). Характеристики его

направленности в основном совпадают с параметрами простого разрезного вибратора (см. рис. 3.10), а главное отличие состоит в повышенном входном импедансе и относительно более широкой полосе частот. Для коэффициента укорочения V обоих проводников справедливы графики, изображенные на рис. 3.7.

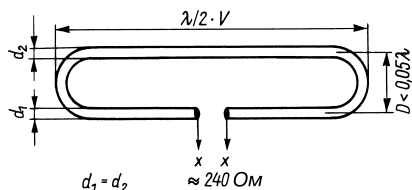


Рис. 3.21. Петлевой вибратор

Сопротивление излучения развернутого вибратора рассчитывается по формуле (3.1). Если к такому вибратору добавить пару параллельных элементов того же сечения, тем самым сформировав петлевой вибратор, то антенный ток распределится по двум ветвям последнего. При равных мощностях излучения P_S ток I в точке подключения фидера в петлевом вибраторе оказывается вдвое меньше тока разрезного вибратора. Поэтому для расчета входного импеданса петлевого вибратора R_S'' требуется изменить выражение (3.1) следующим образом:

$$R_S'' = \frac{P_S}{(I/2)^2} \quad (3.30)$$

После перестановок получим для разрезного вибратора:

$$P_S = R_S I^2$$

и для петлевого вибратора:

$$P_S = R_S'' (I/2)^2.$$

Поскольку в обоих случаях излучаемые мощности P_S одинаковы, справедливы равенства:

$$R_S I^2 = R_S'' (I/2)^2,$$

$$R_S I^2 = R_S'' \frac{I^2}{4},$$

$$R_S'' = 4R_S.$$

Таким образом, входное сопротивление петлевого вибратора в четыре раза больше, чем у разрезного. При любой величине промежутка D и при $d_1 = d_2$ входное

сопротивление петлевого вибратора допустимо полагать равным 240–280 Ом.

Полуволновые элементы неодинакового диаметра применяют в петлевом вибраторе ради изменения его входного сопротивления (рис. 3.22). Когда диаметр цельного полуволнового элемента d_2 больше диаметра разрезного диполя d_1 , входное сопротивление петлевого вибратора превышает нормальную величину, характерную для конструкции с равными диаметрами элементов. Напротив, входное сопротивление меньше нормального, если $d_1 > d_2$. В обоих случаях кратность изменения k зависит от величины промежутка D .

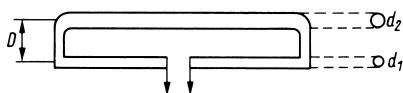


Рис. 3.22. Петлевой вибратор с элементами неодинакового диаметра

Входное сопротивление петлевого вибратора, выполненного из стержней разного диаметра, когда $d_2 > d_1$, можно определить с помощью коэффициента кратности, представленного на рис. 3.23. Обратный случай ($d_1 > d_2$) показан на рис. 19.23.

Коэффициент кратности показывает, во сколько раз входное сопротивление петлевого вибратора с элементами разного диаметра

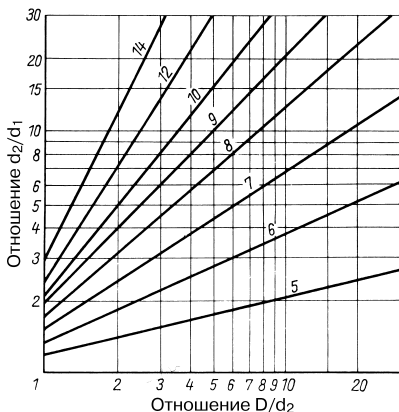


Рис. 3.23. Коэффициент кратности петлевого вибратора при $d_2 > d_1$

больше входного сопротивления разрезного вибратора.

Пример

При $d_2/d_1 = 3$ и $D/d_2 = 6$ импеданс петлевого вибратора составляет 360–420 Ом, превосходя его значение для разрезного вибратора в 6 раз.

Кратность k изменения импеданса определяется соотношением Робертса:

$$k = \left(1 + \frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \quad (3.31)$$

и приводится к разрезному полуволновому вибратору. Здесь Z_1 приравняют к волновому сопротивлению вибратора с парными проводниками диаметром d_1 и расстоянием между ними D . Волновое сопротивление Z пары проводников с воздушной изоляцией (см. раздел 5.11) рассчитывают по формуле:

$$Z = 276 \lg \frac{2D}{d} \text{ Ом} \quad (3.32)$$

Z_2 определяется этой же формулой с подстановкой d_2 и D .

Зависимость кратности k от размеров петлевого вибратора подчиняется общей формуле:

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^2}{d_1 \cdot d_2}}{\lg \frac{2D}{d_2}} \right)^2 \quad (3.33)$$

Разновидностью петлевого вибратора является двойной петлевой вибратор (рис. 3.24).

Для функционирования двойного петлевого вибратора безразлично, к разрыву какого из элементов подключен фидер (см. рис. 3.24). По конструктивным соображениям удобнее использовать нижний элемент, тогда средний служит для крепления вибратора к мачте.

При равных диаметрах проводников ток антенны распределяется по трем одинаковым полуволновым элементам, и, следовательно, в каждой из ветвей вибратора течет $1/3$ суммарного тока. Поэтому входное сопротивление R_s^* двойного петлевого вибратора описывается выражением:

$$R_s^* = \frac{P_s}{(1/3)^2} \quad (3.34)$$

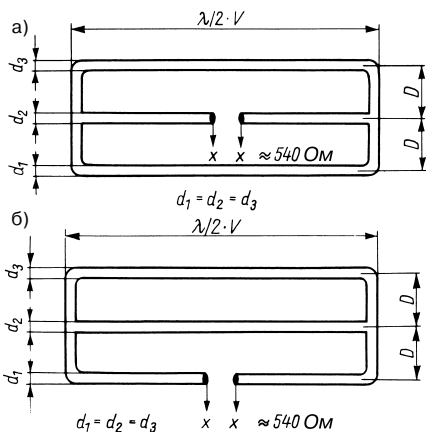


Рис. 3.24. Двойной петлевой вибратор: а – для питания используется разрыв в среднем элементе; б – питание подводится к разрыву в нижней ветви

и в 9 раз превышает входное сопротивление простого разрезного вибратора – оно составляет 540–630 Ом. Однако необходимо учитывать ряд ограничений. Кратность $k = 9$ при $d_1 = d_2$ имеет место, лишь когда три полуволновых элемента расположены так, что их поперечные сечения находятся в вершинах углов равностороннего треугольника. При монтаже элементов в одной плоскости, как показано на рис. 3.24, кратность $k = 9$ достигается только при $d_1 = 2d_2$ при любом промежутке D . Это видно и из рис. 3.25. При других соотношениях диаметров кратность зависит от величины промежутка D .

Пример

При $d_2/d_1 = 1,25$ и $D/d_2 = 6$ импеданс увеличивается в 16 раз относительно разрезного вибратора и составляет 960–1120 Ом.

Число n параллельных полуволновых элементов допустимо увеличить настолько, чтобы построить антенну цилиндрической формы. При этом ее входное сопротивление подчиняется правилу: при равенстве диаметров проводников и промежутке между ними $D < 0,05 \lambda$ кратность k роста входного сопротивления относительно разрезного вибратора приблизительно пропорциональна квадрату числа проводников n :

$$k = n^2.$$

Сопротивление двойного петлевого вибратора изменяется также вследствие различий диаметров d_1 (элемента с разрывом)

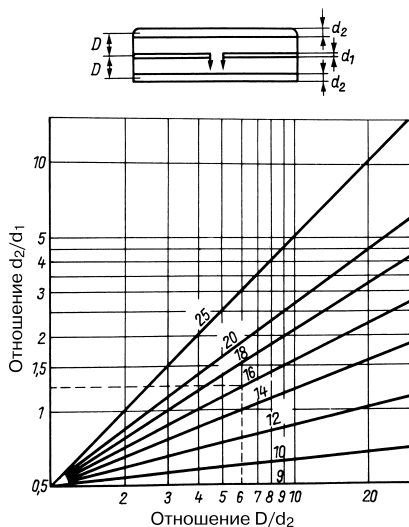


Рис. 3.25. Коэффициент кратности двойного петлевого вибратора

и d_2 (цельного элемента). Кривые на рис. 3.25 иллюстрируют эти зависимости. В данном случае в соответствии с формулами (3.31) и (3.33) получается следующее расчетное соотношение:

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^3}{d_1^2 \cdot d_2}}{\lg \frac{D}{d_2}} \right)^2 \quad (3.35)$$

В петлевых вибраторах любого типа допускается заземлять средние точки цельных полуволновых элементов или использовать их для крепления антенны к металлической опоре.

3.5. Волновый вибратор

Вибратор, электрическая длина которого равна длине волны λ , называется волновым вибратором (рис. 3.26).

Обе полуволновые ветви вибратора возбуждаются синфазно в пучности напряжения. Высокое напряжение при малом токе означает большое сопротивление, так что волновый вибратор отличается сравнительно высоким входным импедансом.

Такой вибратор питается в максимуме напряжения, поэтому его называют вибратором с питанием по напряжению. Входное сопротивление R_0 и ширина полосы частот волнового вибратора в большей степени зависят от соотношения λ/d , чем у полуволнового вибратора. Кривые на рис. 3.27 воспроизводят зависимости входного сопротивления R_0 и коэффициента укорочения V волнового вибратора от λ/d .

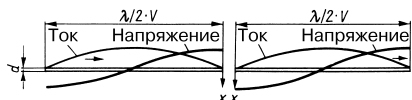


Рис. 3.26. Волновой вибратор

Входное сопротивление R_0 зависит также от расстояния между половинками вибратора в месте подключения фидера XX. Значения R_0 на рис. 3.27 тем точнее, чем меньше разница между значениями промежутка XX и диаметра излучателя d .

Коэффициент укорочения V волнового вибратора отличается от аналогичного параметра полуволнового вибратора своей зависимостью от λ/d ; для достижения резонанса волновой вибратор должен укорачиваться в большей степени.

Пример

Требуется построить волновой вибратор на частоту $f = 150$ МГц (длина волны $\lambda = 2$ м), применяя трубку диаметром 20 мм. Отношение $\lambda/d = 2000/20 = 100$. Для $\lambda/d = 100$ из рис. 3.27 находим, что входное сопротивление R_0 равно приблизительно 800 Ом.

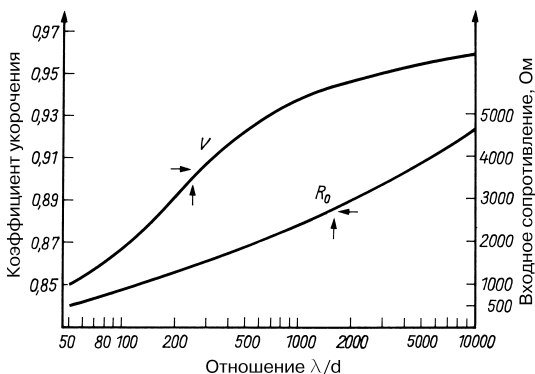


Рис. 3.27. Входное сопротивление и коэффициент укорочения волнового вибратора как функция отношения длины волны к диаметру проводника (приблизительные значения)

При таком отношении λ/d коэффициент укорочения составит 0,868.

Не следует путать волновой вибратор и волновой излучатель с концевым возбуждением. В волновом вибраторе с подводом питания к промежутку в его средней части происходит вынужденное синфазное возбуждение обеих ветвей, вследствие чего в плоскости E формируется диаграмма направленности, представленная на рис. 3.28а. Она сходна с диаграммой полуволнового вибратора, но отличается от нее более узкими лепестками (горизонтальный и вертикальный углы раскрыва 65° и 45° соответственно), а главный луч перпендикулярен оси вибратора. В волновом излучателе с подключением фидера к концу цельного проводника (антенна типа «Цепелин», см. раздел 10.2.1) направление тока меняется в его средней части (рис. 3.28б) и обе полуволновые ветви возбуждаются в противофазе, а главные лучи идут под углом 54° к продольной оси излучателя. Поэтому в плоскости E формируется диаграмма направленности с четырьмя главными лепестками, чьи оси наклонены под углом 54° к продольной оси излучателя. Волновой вибратор обеспечивает усиление до 1,67 дБ, тогда как усиление волнового излучателя составляет лишь около 0,5 дБ.

Полуволновой вибратор по своим характеристикам подобен последовательности резонансных контуров. Напротив, волновой вибратор при изменении частоты ведет себя вблизи резонанса как контур с параллельным резонансом.

В силу сравнительно широкой частотной полосы волновой вибратор используется

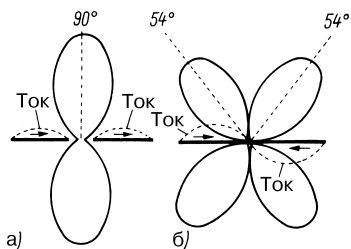


Рис. 3.28. Диаграмма направленности в плоскости Е и распределение тока в волновых излучателях

преимущественно в широкополосных антенных системах. При этом допустимо крепить и заземлять вибратор в обоих минимумах напряжения (распределение напряжения показано на рис. 3.26). Однако чаще всего узлы крепления не заземляют, а монтируют вибратор на изоляторах. Это делается во избежание потерь, связанных с частотной зависимостью распределения напряжения.

Увеличение промежутка между клеммами питания ХХ позволяет повышать усиление. Оно достигает 5 дБ при промежутке $0,2\text{--}0,6\lambda$, но этот способ повышения усиления почти не применяется из-за электротехнических и конструкторских трудностей.

Литература к главе 3

- [1] —: Begriffe aus dem Gebiet der Antennen, Elektrische Eigenschaften und Kenngrößen (ITG 2 1/02, Empfehlung 1993) NTZ 46 (1993), H. 12, S. 957 bis 962.
- [2] *Krischke, A.*: Antennengewinn. Beitrag von DJ 0 TR/OE 8 AK, 1980.
- [3] *Schwarzbeck, G.*: Streifzug durch den Antennenwald: VHF-UHF-Antennenmeßtechnik, cq-DL1/81, S. 9 bis 20.
- [4] *Schwarzbeck, G.*: Streifzug durch den Antennenwald: Das verlorene dB, das gefundene dB. cq-DL3/81, S. 128 bis 130.

- [5] *Best, S.*: Aktive Antennen für DX-Empfang. RPB-Taschenbuch, Band 182, Franzis-Verlag, München, 1987.
- [6] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, Band II, Abschn. VII. Rauschen. Seite 294, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1968.
- Carter, P. S.*: Simple television antennas. RCA Rev., vol. 4, p. 168, October 1939.
- Emden, K.*: Beitrag zum Folded Dipole. ntz Archiv, 5 (1983), H. 6, S. 191 bis 193.
- Giddis, A. R.*: Technique for Matching an Adjustable Folded Monopole over a 15:1 Frequency Band. IEEE Trans. AP-12, pp. 370–371, May 1964.
- Guertler, R.*: Impedance Transformation in Folded Dipoles. Proc. IRE, vol. 38, pp. 1042–1047, September 1950 (Reprinted from Proc. IRE Australia, April 1949).
- Guertler, R. J. F.*: The Folded Dipole – Working Theories. A.T. R., Vol. 9, No. 2, 1975, pp. 60–69.
- Harrison, C. W.; King R. W. P.*: Folded Dipoles and Loops. IRE Trans. AP-9, pp. 171–187, March 1961.
- Jäger, G.*: Der Einfluß des Erdbodens auf Antennendiagramme im Kurzwellenbereich. Internationale Elektronische Rundschau, 1970, H. 4, S. 101 bis 104.
- Kraus, J. D.*: Multi-wire dipole antennas. Electronics, vol. 13, pp. 26–27, January 1940.
- Meinke, H. H.*: *Gundlach F. W. (Hrsg.): Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*, Springer-Verlag, Berlin, 1968.
- Roberts, W. van B.*: Input impedance of a folded dipole. RCA Rev., vol. 8, pp. 289–300, June 1947.
- Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, Band. I, Abschnitt I, Antennen Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin, 1967.
- Schwarzbeck, G.*: Streifzug durch den Antennenwald: Die Bedeutung des vertikalen Abstrahlwinkels von KW-Antennen, Teil 1. cq-DL3/85, S. 130 bis 136, Teil 2, cq-DL 4/85, S. 184 bis 189.
- Spillner, F.*: Die UKW-Amateurantenne als L/C-Kreis. Funkschau, 48 (1976), H. 2, S. 63 bis 66.
- Spillner, F.*: Der Wirkungsgrad eines Amateur-Dipols. Funkschau, 48 (1976), H. 23, S. 106 bis 108.
- Thomas, E. R.*: Transforming Impedance with Folded Dipoles, QST, October 1951, pp. 52–53.
- Togersen, H.*: Die Berechnung von Faltdipolen. Funkschau, 1960, H. 9, S. 227 bis 228.
- Vogelsang, E.*: Vertikaldiagramme typischer Kurzwellen-antennen, cq-DL 6/85, S. 300 bis 303.
- Wrigley, V. R.*: Folded and Loaded Antennas. QST, April 1953, pp. 21–27, 128.

4. Типы антенн

4.1. Введение

Антенны вошли в сегодняшний обиход. Они применяются в радиовещании и телевидении, для связи, навигации и определения местоположения, в радиолокаторах и радиомаяках, в спутниковой технике, радиоастрономии и медицине.

История антенн насчитывает около ста лет. В 1877 г. немецкий физик Г. Герц (H. Hertz) в Карлсруэ поставил классические опыты для проверки теории распространения радиоволн, предложенной английским физиком Дж. Максвеллом (J. C. Maxwell). Передающей антенной в его опытах служил прямой провод с емкостной нагрузкой на конце (кондуктор), а приемной – квадратная проволочная петля.

Предшественниками этих антенн были проволочная антенна Б. Франклина (B. Franklin), использованная им в 1752 г. для доказательства электрической природы молний, и спроектированная Т. А. Эдисоном (T. A. Edison) заземленная вертикальная антенна, запатентованная в 1885 г. для системы передачи сообщений.

Термин «антенна» заимствован из зоологии, где латинским словом «antennae» называют длинные тонкие усики насекомых. Сначала у антенн были и другие названия: линейный осциллятор, воздушный проводник, проволочный датчик или возбудитель.

4.2. Классификация антенн

Антенны можно подразделять на группы по разным признакам. По форме – на электрические или магнитные, по виду поляризации – на антенны горизонтальной, вертикальной или круговой поляризации, по ширине частотного диапазона – на узкополосные и широкополосные, по частотным свойствам – на резонансные и апертурные, по направлению излучения – на направленные и ненаправленные.

По способу возбуждения и усиления антенны делятся на четыре категории:

- простые излучатели (рис. 4.1);
- групповые излучатели;
- излучающие структуры;
- апертурные излучатели.

Такая классификация не всегда оказывается однозначной. Между отдельными категориями нередко наблюдаются пересечения.

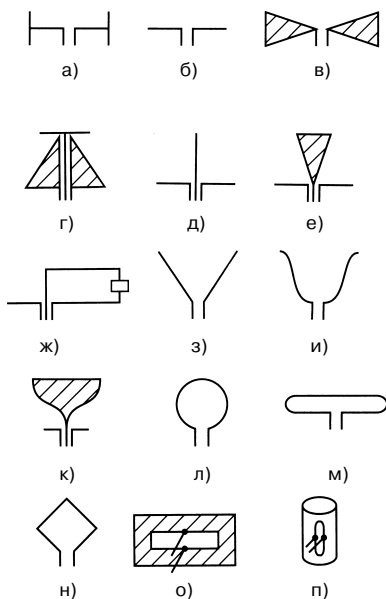


Рис. 4.1. Простые излучатели: а – вибратор Герца; б – вибратор; в – конический вибратор; г – дисконусная антенна; д – монополь; е – коническая антенна; ж – однопроводная антенна бегущей волны (антенна Бевереджа); з – угловой вибратор; и – антенна «взмах крыла»; к – чашечный излучатель; л – петлевая антенна; м – петлевой вибратор; н – квадратная рамочная антенна; о – щелевая антенна; п – трубчато-щелевая антенна

4.3. Элементы излучателей

Излучатели состоят из отдельных элементов. К их числу относят:

- простейшие излучатели;
- антенны:
 - линейные;
 - фигурные;
 - рамочные;
 - щелевые;
 - активные.

4.3.1. Простейшие излучатели

К этому типу принадлежат:

- сферический излучатель, называемый также изотропной антенной. Представляет собой антенну без потерь, равномерно излучающую во все стороны или принимающую со всех направлений. Диаграммой направленности антенны является сфера. Такая антенна неосуществима, но используется как теоретический эталон;
- диполь Герца. Излучатель носит имя немецкого физика Г. Р. Герца (1857–1894); его называют также элементарным электрическим излучателем или элементарным электрическим вибратором. Для реализации диполя используется вибратор с концевыми емкостями, укороченный относительно длины волны излучения. По сравнению с изотропным излучателем он обладает направленностью, перпендикулярной оси вибратора. Диаграмма направленности имеет вид двух окружностей с нулевыми значениями в направлениях оси диполя;
- диполь Фитцджеральда. Назван в честь ирландского физика Ф. Дж. Фитцджеральда (F. G. Fitzgerald) и также известен как элементарный магнитный излучатель или элементарный магнитный вибратор. Реализуется в виде токовой рамки, размер которой меньше длины волны. В отличие от изотропного излучателя характеризуется направленностью, соответствующей плоскости рамки. Диаграмма направленности состоит из двух окружностей с двумя нулевыми значениями в направлениях, перпендикулярных плоскости рамки;
- излучатель Гюйгенса. Носит имя нидерландского физика Х. Гюйгенса (Ch. Huygens); представляет собой сочетание небольшой рамки (магнитная часть) и короткого вибратора в ее плоскости (электрическая

часть). Такое устройство применяется для определения направления при радиопеленгации. Диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях выглядят как кардиоиды и имеют одну нулевую точку.

4.3.2. Линейные антенны

К линейным антеннам относятся открытые (электрические) антенны с прямолинейными элементами:

- диполь, или вибратор. Простейшей антенной с симметричным питанием является двухполосник (диполь) с синусоидальным распределением тока. Полуволновый вибратор характеризуется длиной $\lambda/2$ (старое название – дуплет). Длина волнового вибратора равна λ (двойной «Цепелин»). Антенну длиной $1,28\lambda$ называют удлинненным двойным «Цепелином». Широкополосный вибратор представляет собой диполь в виде конуса (конический вибратор, двойной конический вибратор) или плоскостной диполь (веерный вибратор, плоский вибратор). К несимметричным (преимущественно вертикальным) вибраторам относятся коаксиальный вибратор, конусно-цилиндрическая и дисконусная антенны;
- монополь. Другие названия – униполь, полудиполь, антенна Маркони (Marconi). К простейшим типам антенн с несимметричным питанием принадлежит однополосник (монополь) или полудиполь с синусоидальным распределением тока над проводящей поверхностью (землей). Длина антенн составляет $\lambda/4$. Подобные антенны принадлежат к типу Groundplane, если проводящая поверхность заменена противовесом. Используются также вертикальные антенны длиной $\lambda/2$ и $5\lambda/8$. К широкополосным монополям относятся конические и плоские веерные антенны;
- длинный провод. Длина этих проволочных антенн больше рабочей длины волны. Они бывают симметричными или асимметричными, питаются стоячими или бегущими волнами, могут быть резонансными или аперриодическими. Примерами служат змейковая и аэростатная антенны, антенна Бевереджа, TFD, T2FD.

4.3.3. Фигурные антенны

Это открытые (электрические) антенны с фигурными элементами:

- вырожденный вибратор. Такие антенны служат для обеспечения широкополосности (в частности, цилиндрический вибратор) или для получения круговой диаграммы направленности, например угловой вибратор Squalo;
- вырожденный монополь. Служит для обеспечения широкополосности, скажем в двойной конической или цилиндрической антеннах;
- изогнутый вибратор. Обеспечивает широкополосность, в частности в чашечном вибраторе. Используется для оптимизации усиления в качестве полуторного диполя по Ландсторферу (Landstorfer) – антенна «взмах крыла»;
- изогнутый монополь. Придает широкополосность, к примеру, чашечному излучателю.

4.3.4. Рамочные антенны

Рамочными называются замкнутые антенны с элементами в виде рамок, а именно:

- малая рамка. Устаревшее название – магнитная антенна. Ее периметр мал по сравнению с длиной волны и составляет приблизительно $1/10 \lambda$. Пример антенны этого типа – обмотка катушки или ферритовая стержневая антенна;
- большая рамка. Периметр большой рамки составляет примерно 1λ ; к таким антеннам

относятся петлевой вибратор, дисковая и квадратная антенны и антенна типа Delta-Loop.

4.3.5. Щелевые антенны

Замкнутые антенны со щелевыми элементами на проводящей поверхности. Длина щелей составляет от $\lambda/2$ до λ , а сами они бывают линейными (щели на плоскости или цилиндре) или крестообразными (например, на дисковой щелевой антенне).

4.3.6. Активные антенны

Активная антенна представляет собой пассивный элемент (вибратор или монополь) со встроенной «активной частью» (усилителем). В результате получается малогабаритная чувствительная и широкополосная антенная система, однако линейность ее ограничена и не соблюдается принцип взаимности. Пример: активные приемные антенны.

4.4. Групповые излучатели

Излучатель образуется группой отдельных излучающих устройств. Свойства излучения определяются расположением излучателей и особенностями их питания по фазе и амплитуде. Благодаря управлению фазой

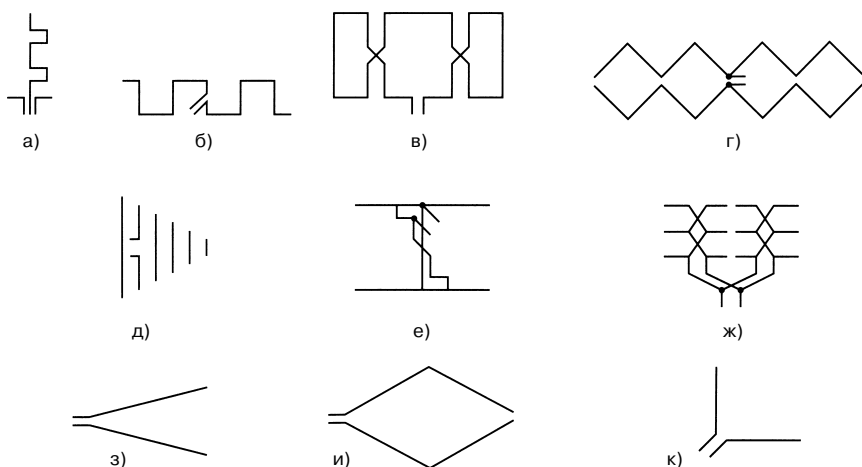


Рис. 4.2. Групповые излучатели – антенны: а – Франклина; б – Брюса; в – Стербы; г – Ширэ-Мезни; д – Уда-Яги («волновой канал»); е – НВ9СV; ж – полотно вибраторов; з – V-образная; и – ромбическая; к – квадратная

достигается электронное сканирование пространства главным лучом (группа с фазовым управлением). Количество отдельных излучателей может быть произвольным, что позволяет получать практически любое распределение излучения в пространстве.

Эта категория антенн подразделяется на следующие группы:

- линейные;
- плоскостные;
- пространственные;
- матричные.

4.4.1. Линейные группы

Отдельные излучатели группы выстроены в линию (одномерное построение). Этот тип включает в себя излучатели:

- параллельные – синфазно возбуждаемая комбинация последовательности отдельных элементов (в частности, вибраторов), излучающая по нормали к плоскости, в которой они лежат. Примеры: антенны Франклина, Брюса (Bruce), Ширэ-Мезни (Chireix-Mesny);
- продольные – последовательность отдельных элементов (в частности, вибраторов), возбуждаемых в противофазе и излучающих в общем направлении. Примеры: «волновой канал», скрещенный «волновой канал», речная антенна, специальная ZL, HB9CV.

4.4.2. Плоскостные группы

Отдельные излучатели располагаются в одной плоскости (двухмерное распределение), как правило, перед отражателем. Группа может состоять из нескольких подгрупп (2×2, 4×4 и т.д.). Сюда входят:

- полотна. Для работы в коротковолновом диапазоне строятся антенные полотна из волновых или полуволновых вибраторов;
- решетки. Применяются в УКВ и телевизионном вещании и состоят из волновых или полуволновых вибраторов, например в виде четырех- или восьмизначных матриц;
- плоскостные антенны. Используются в микроволновом диапазоне в качестве спутниковых. Единичными излучателями служат вибраторы, плоскостные (прямоугольные или скрещенные излучатели) либо щелевые антенны;
- суммирующие излучатели. Единичные излучатели в виде вибраторов или длиннопроволочных антенн размещаются в

одной и той же плоскости в различных конфигурациях. Общее излучение является суммой составляющих излучений. Примеры: турникетная, V-образная и ромбическая антенны.

4.4.3. Пространственные группы

Характеризуются трехмерным размещением одиночных излучателей. Включают в себя:

- кольцевые излучатели. Единичные излучатели этой группы размещаются по окружности или образуют правильный многоугольник;
- всенаправленный излучатель. Благодаря синфазному питанию одиночных излучателей удается достичь равномерного или почти равномерного распространения излучения по всем направлениям. Примеры: квадратная антенна, дипольная рамка, четырехугольная рамка, антенна типа «клеверный лист»;
- направленный излучатель. При правильном выборе фаз одиночных излучателей кольцевой вибратор способен действовать как направленная антенна. Пример: кольцевая антенная решетка;
- конформные группы. Единичные излучатели размещаются на поверхности сферы, цилиндра или конуса.

4.4.4. Группы с сетевым питанием

Используются две системы питания:

- матричная. При возбуждении на одной и той же частоте система позволяет одновременно формировать множество независимых одна от другой диаграмм направленности. Связь входов и выходов обеспечивает матричная решетка благодаря фазовращателям и направленным ответвителям. Пример: матрица Батлера;
- адаптивная. Положения главного луча и нулевых точек диаграммы направленности групповой антенны достигаются заданием требуемых фаз и амплитуд. Пример: адаптивная антенная система.

4.5. Строение излучателей

Излучатели состоят из излучающих структур различных форм. В рамках этой категории выделяют два подвида структур:

- плоские;
- пространственные.

4.5.1. Плоские структуры

К ним относятся следующие структуры:

- прямолинейные. Отдельные элементы таких излучателей располагаются вдоль прямой линии. Пример: логопериодическая (LP) вибраторная или монополярная антенна;
- согнутые. Пример: логопериодическая V-образная антенна;
- складчатые. Пример: антенны в форме меандра или зигзага;
- с изгибами. Пример: логопериодическая вибраторная антенна с контуром оптимизации усиления (по Ландсторферу);
- закрученные (область спиральных антенн). Пример: архимедовы спирали, логарифмические спирали, спирально-щелевые антенны;
- плоскостные. Пример: логопериодическая планарная антенна.

4.5.2. Пространственные структуры

Эта группа включает в себя:

- структуры с изломом. Две логопериодические антенны, соприкасающиеся перпендикулярными концами;
- цилиндрические спиральные антенны. В зависимости от габаритов спирали различают два режима излучения:
 - нормальный. Называется также режимом всенаправленного, или радиального, излучения. Если размер спирали мал по сравнению с длиной волны, то излучение структуры распространяется перпендикулярно оси спирали. Пример: витая антенна радиомикрофона;
 - аксиальный. Если размер спирали приближается к длине волны, то структура излучает вдоль оси спирали, причем строго на оси – с круговой поляризацией, а вне оси – с эллиптической. Пример: спиральные антенны метрового и дециметрового диапазонов;
- конические спиральные антенны. В зависимости от габаритов спирали различают два режима излучения:
 - нормальный. Называется также режимом всенаправленного, или радиального, излучения. Если диаметр спирали мал по сравнению с длиной волны, то излучение структуры распространяется перпендикулярно оси спирали. Пример: спиральная антенна с переменным диаметром, спиральный вибратор;

– аксиальный. Структура излучает вдоль оси, если диаметр спирали близок длине волны. Пример: коническая спиральная антенна.

4.6. Апертурные излучатели

Излучатель образован поверхностью раскрыва (апертурой). Диаграмма направленности таких антенн зависит от формы и размеров апертуры и распределения на ней поля излучения. К этой категории относятся также антенны, излучающие высшие гармоники. Данная категория подразделяется на следующие антенны:

- зеркальные;
- рупорные;
- линзовые;
- диэлектрические;
- на рассеянных волнах.

4.6.1. Рефлекторные антенны

Называются также зеркальными. Излучение, падающее на них, отражается без потерь. Зеркала могут быть:

- плоскими. В данную группу входят, например, плоский отражатель, полотно отражателей, оборачивающее зеркало;
- сложными. Включают в себя уголкового и прямоугольного отражатели, отражатель Ван Атта (Van Atta).

4.6.2. Рупорные антенны

Энергия, которая поступила в волновод, излучается через его открытый конец.

К данному типу относятся:

- антенна из полого проводника. Открытый полой проводник круглого или квадратного поперечного сечения действует как антенна;
- рупорный излучатель. Воронкообразное расширение полого проводника повышает его излучательную способность. Примеры: E- и H-плоскостные секториальные рупоры, пирамидальный и конический рупоры.

4.6.3. Линзовые антенны

Для преобразования искривленного фазового фронта применяются линзы следующих типов:

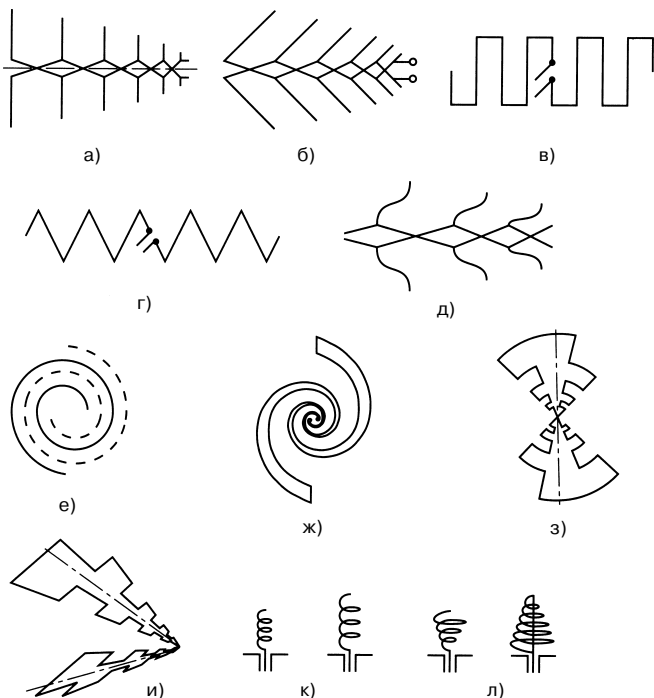


Рис. 4.3. Строение излучателей. Антенны: а – логопериодическая вибраторная; б – логопериодическая V-образная; в – в форме меандра; г – зигзагообразная; д – логопериодическая вибраторная по Ландсторферу; е – архимедова спираль; ж – логарифмическая спираль; з – логопериодическая планарная; и – логопериодические, соприкасающиеся передними концами; к – цилиндрическая спиральная; л – коническая спиральная

- ускоряющие, то есть увеличивающие фазовую скорость. Пример: линзы из металлических пластин, из пластин с отверстиями, вогнутые диэлектрические; ступенчатые;
- замедляющие, то есть уменьшающие фазовую скорость. Примеры таких линз: выпуклые диэлектрические, из металлических полос, обходные;
- широкоугольные. Фазовая скорость в них зависит от координат луча в линзе. Пример: линзы Лунеберга (Luneberg);
- ближнего поля. Представляют собой короткие диэлектрические излучатели с почти одинаковыми продольными и поперечными размерами.

4.6.4. Диэлектрические антенны

Речь идет о продольном излучателе, действие которого основано на проводимости поверхностных волн. Бывает двух типов:

- короткий – то же, что и линза ближнего поля;
- длинный:
 - стержневой, состоящий из конических или цилиндрических стержней (например, полистироловая стержневая антенна);
 - трубчатый – образован цилиндрической трубкой;
 - ступенчатый – выполнен из стержней, толщина которых меняется ступенчато;
 - пластинчатый – составлен из пластин, толщина которых меняется ступенчато.

4.6.5. Антенны на рассеянных волнах

Излучение распространяющихся волн выходит сквозь отверстия волновода, расположенные через равные или периодически меняющиеся промежутки. К таким антеннам относятся:

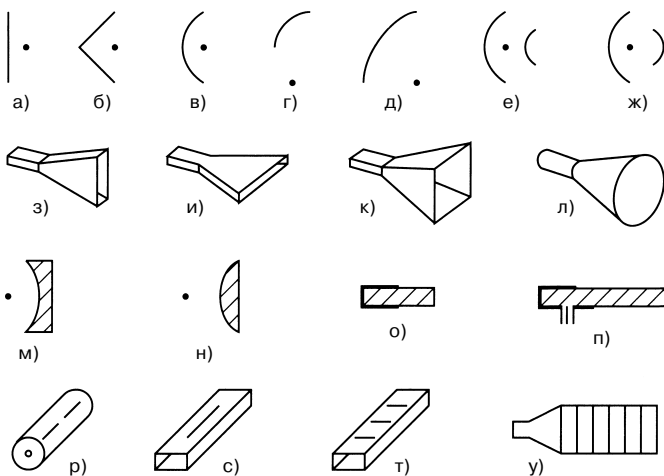


Рис. 4.4. Апертурные излучатели: а – плоское зеркало; б – уголкового отражатель; в – осесимметричная параболическая антенна; г – параболический рупор (вырезка параболоида с рупорным облучателем); д – офсетная параболическая антенна; е – антенна Кассегрена; ж – антенна Грегори; з – Е-плоскостной секториальный рупор; и – Н-плоскостной секториальный рупор; к – пирамидальный рупор, л – конический рупор; м – ускоряющая линза; н – замедляющая линза; о – линза ближнего поля; п – полистироловая стержневая антенна; р – щелевая антенна коаксиальной линии; с, т – волноводные щелевые антенны; у – гофрированная антенна

- излучающая коаксиальная линия. Излучение осуществляется посредством периодических щелей или отверстий в оболочке коаксиальной линии;
- продольные щели в волноводе. Излучение проходит сквозь длинную прорезь в прямоугольном или круглом волноводе;
- поперечные прорези в прямоугольном волноводе. Излучение проникает через ряд поперечных прорезей;
- антенна поверхностных волн. Излучение уходит из открытого волновода у периодически расположенных металлических углублений или выступов либо из микрополосковой линии с прорезями. Пример: антенны с гофрами.

Литература к главе 4

- Berndt, W.: 50 Jahre Antennentechnik. Telefunken-Zeitung, Jg. 26, H. 100, Mai 1953, S. 197 bis 204.
- Gundlach, F. W.: Die Technik der kürzesten elektromagnetischen Wellen seit Heinrich Hertz, NTZ, Jg. 10, H. 7, Juli 1957, S. 317 bis 328.
- Ramsay, J. F.: Microwave Antenna and Waveguide Techniques Before 1900. Proc. IRE, Feb. 1958, pp. 405–415.
- Page, H.: Aerials. Proc. IEE, Vol. 108, Part B, No. 41, Sept. 1961, pp. 473–489.

- King, R. W. P.: The Linear Antenna – Eighty Years of Progress. Proc. IRE, Jan. 1967, pp. 2–16.
- Koch, G. F.: Fortschritte in Theorie und Technik von Hornstrahlern und Spiegelantennen, NTZ, 26 (1973), H. 8, S. 354–360.
- Eisenberg, G. Z.; Yampolskiy, V. G.: Antennas for Radio Broadcasting, Radio Communications and Television. Telecommunications & Radio Engineering, 1978, No. 1, pp. 1–11.
- Koch, G. F.: Beiträge zur Theorie und Technik der Antennen aus den Jahren 1949 bis 1954. NTZ, 43 (1981), H. 9, S. 600–606.
- Ramsay, J. F.: Highlights of Antenna History. IEEE Communications Magazine, Sept. 1981, pp. 4–16.
- Stirner, E.: Antennen. Unterrichtsblätter der DBF, Fennel-dewesen, Jg. 36/1983, Nr. 8, S. 307–338.
- Kraus, J. D.: Antennas since Hertz and Marconi. IEEE AP-33, Feb. 1985, pp. 131–143.
- Wheeler, H. A.: Antenna Topics in My Experience. IEEE AP-33, Feb. 1985, pp. 144–151.
- Severin, H.: 100 Jahre elektromagnetische Wellen, Teil 3 Antennen. Frequenz, 42 (1988), H. 4, S. 106–112.
- Kraus, J. D.: Antennas: Our Electronic Eyes and Ears, Microwave Journal, January 1989, pp. 77–92.
- Rebeiz, G. M.: Millimeter-Wave and Terahertz Integrated Circuit Antennas. Proc. IEEE, Vol. 80, No. 11, Nov. 1992, pp. 1748–1770.
- Meinke, H. H.; Gundlach, F. W. (Hrsg.): Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2: Komponenten. Springer, Berlin, 1992.

5. Питание антенн

Согласование реактивного сопротивления генератора (оконечного каскада передатчика) и реактивного сопротивления потребителя (антенны) является условием передачи наибольшей мощности.

В большинстве случаев между передатчиком и антенной установлен фидер – такой, чтобы не нарушалось их согласование. Эти соображения применимы и к радиоприему, только здесь антенна исполняет роль генератора, а приемник – потребителя.

5.1. Фидеры

Назначение фидеров – передавать высокочастотную энергию с минимальными потерями, не допуская собственного излучения.

5.1.1. Волновое сопротивление проводника

Важной характеристикой высокочастотных проводников является волновое сопротивление Z . Это полное сопротивление фидера определяется отношением напряжения U к току I в бесконечно длинной линии.

Высокочастотную линию можно рассматривать в виде совокупности последовательно включенных индуктивностей и параллельных емкостей, что соответствует распространенному упрощенному представлению пары параллельных проводников (рис. 5.1).

Если, согласно принятому на практике принципу, пренебречь потерями в проводниках, то волновое сопротивление Z

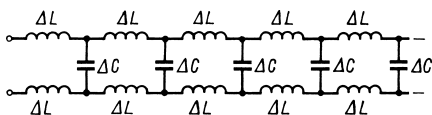


Рис. 5.1. Эквивалентная схема фидера из параллельных проводов

высокочастотной линии можно определить по формуле:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.1)$$

В этом приближении Z является активным сопротивлением, так как не зависит от частоты или длины проводника.

Из формулы (5.1) следует, что большая самоиндукция L и малая емкость C создают высокое волновое сопротивление Z . На практике это означает, что тонкие провода (большая L) на значительном расстоянии друг от друга (малая C) приводят к большому волновому сопротивлению Z , а толстые провода (малая L) вблизи друг от друга (большая C) соответствуют низкому волновому сопротивлению Z . Таким образом, волновое сопротивление Z определяется прежде всего геометрическими размерами сечения фидера.

В антенной технике применяют преимущественно фидеры в виде пары параллельных проводов, сечение которых показано на рис. 5.2, и коаксиальных проводников (рис. 5.3). Устройство таких фидеров будет подробно рассмотрено в следующем разделе.

Если диэлектриком между проводниками служит воздух, волновое сопротивление

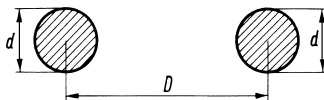


Рис. 5.2. Поперечное сечение двухпроводной линии

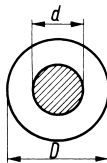


Рис. 5.3. Поперечное сечение коаксиальной линии

рассчитывается по следующим приближенным формулам.

Параллельные проводники с воздушной изоляцией:

$$Z = 120 \ln \frac{2D}{d} \quad (5.2)$$

или

$$Z = 276 \lg \frac{2D}{d} \text{ Ом (для } \frac{D}{d} > 2,5) \quad (5.3)$$

Коаксиальная линия с воздушной изоляцией:

$$Z = 60 \ln \frac{D}{d} \text{ Ом} \quad (5.4)$$

или

$$Z = 138 \lg \frac{D}{d} \text{ Ом} \quad (5.5)$$

Значения D и d должны быть взяты из рис. 5.2 и 5.3 и выражены в одинаковых единицах.

Волновое сопротивление Z высокочастотных фидеров различного поперечного сечения с воздушной изоляцией легко определить по кривым, изображенным на рис. 5.4–5.7.

Диэлектрик для высокочастотного фидера

Скорость распространения электромагнитных волн v определяется средой, в которой

они существуют. В воздухе $v \approx c = 3 \times 10^8$ м/с (скорость света). Эта «предельная» скорость лежит в основе определения относительной диэлектрической постоянной ϵ_r в вакууме или в атмосфере, которая представляет собой природную размерную константу, численно равную 1. Относительная диэлектрическая постоянная ϵ_r всех остальных веществ всегда больше единицы.

Из соотношения

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.6)$$

следует, что замена воздуха другим диэлектриком снижает скорость распространения электромагнитных волн.

Значения относительной диэлектрической постоянной различных изоляционных материалов представлены в табл. 5.1.

Как правило, такие материалы применяются для изоляции проводников в высокочастотных линиях промышленного изготовления. Поэтому влияние диэлектрика на скорость распространения волны необходимо учитывать в расчетах волнового сопротивления, расширив уравнения 5.2–5.5.

Полосковая линия с диэлектриком из синтетических материалов:

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2D}{d} \text{ Ом} \quad (5.7)$$

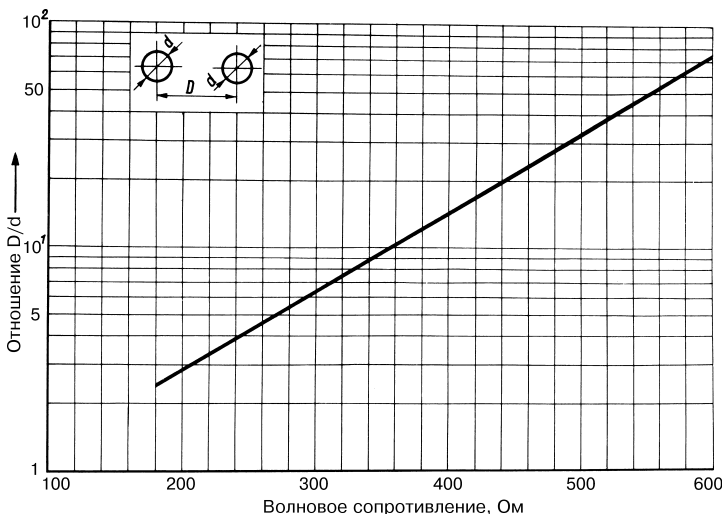


Рис. 5.4. Волновое сопротивление двухпроводной линии с воздушной изоляцией

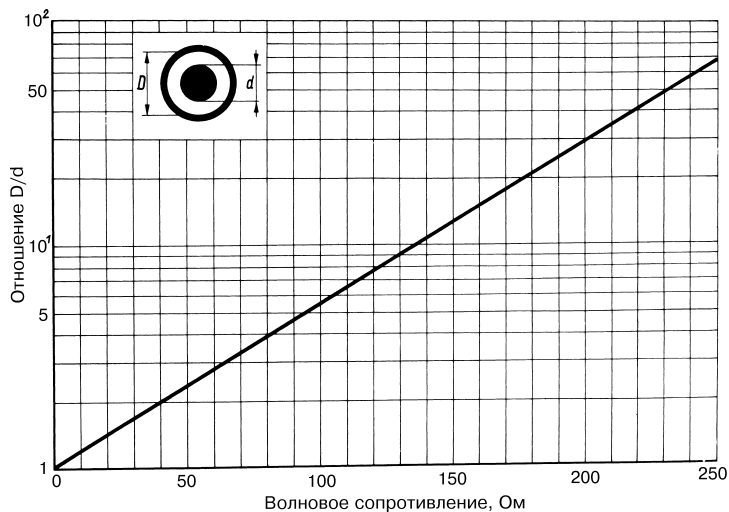


Рис. 5.5. Волновое сопротивление коаксиальной линии с воздушной изоляцией

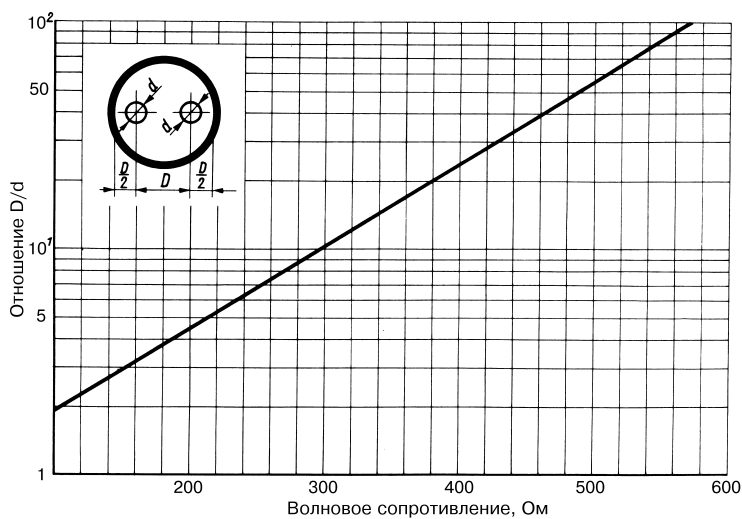


Рис. 5.6. Волновое сопротивление экранированной двухпроводной линии с воздушной изоляцией

или

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{2D}{d} \text{ Ом} \quad (5.8)$$

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \text{ Ом} \quad (5.9)$$

или

Коаксиальная линия с диэлектриком из синтетических материалов:

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d} \text{ Ом} \quad (5.10)$$

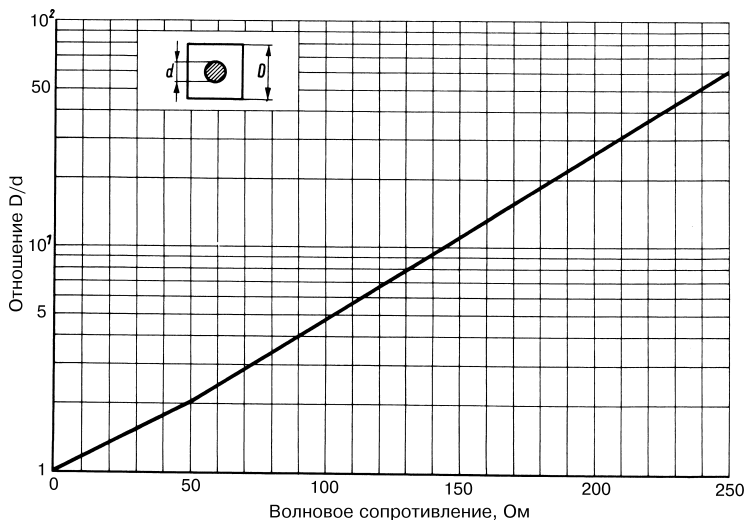


Рис. 5.7. Волновое сопротивление коаксиального фидера из круглого внутреннего провода и внешнего проводника квадратного сечения с воздушной изоляцией

При использовании вспененных изоляционных материалов, как в современных кабельных изделиях, следует учитывать уменьшение диэлектрической постоянной за счет добавления воздуха относительно сплошного заполнения.

По диэлектрической постоянной применяемого изоляционного материала находят коэффициент укорочения линии V . Он постояен, всегда меньше единицы и определяется отношением скорости распространения в свободном пространстве согласно выражению:

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.11)$$

Коэффициент укорочения почти всегда указывается в спецификации высокочастотной линии (см. табл. 5.2). Он требуется в качестве расчетного коэффициента при разбиении такой линии на отрезки определенной электрической длины.

Определение волнового сопротивления путем простых измерений

Волновое сопротивление любой линии определяется путем измерения ее емкости на единицу длины. При этом оценивается суммарная емкость точно отмеренного проводника

и рассчитывается емкость C (в пикофарадах на 1 см его длины). Тогда волновое сопротивление находится с хорошим приближением по формуле:

$$Z \approx \frac{100\sqrt{\epsilon_r}}{3C} = 33,3 \frac{1}{CV} \text{ Ом} \quad (5.12)$$

Волновое сопротивление кабелей и полосковых линий определяют с помощью измерительных мостов LC. Для этого растягивают как можно более длинный отрезок кабеля и на свободном конце измеряют емкость между центральным проводом и экраном. Замкнув их на другом конце кабеля, измеряют индуктивность между проводом и экраном. Процедура применима и к линии из параллельных проводников. Полученные значения подставляют в формулу (5.1).

Еще один способ определения волнового сопротивления состоит в том, чтобы измерить емкость отрезка кабеля и найти интервал частот Δf между двумя соседними одинаковыми резонансами (например, между минимумами). Отсюда

$$Z = \frac{500000}{\Delta f \times C} \text{ Ом,}$$

где емкость выражена в пикофарадах, а интервал частот – в мегагерцах.

Таблица 5.1. Диэлектрические постоянные различных изоляторов

Изоляционный материал	Относительная диэлектрическая постоянная ϵ	Изоляционный материал	Относительная диэлектрическая постоянная ϵ
Алкидная смола	1,2	Полистирол вспененный	1,05
Аменит	3,5	Полистироловая пленка	2,5
Бумага	2,6	Полиэтилен	2,3
Бумага бакелизованная	4,0–6,0	Полиэфирная смола	4,5
Бумага изоляционная	2,2	Пчелиный воск	2,4
Воздух	1	Слюда	4,0–8,0
Гетинакс	5,6–6,5	Стеатит	5,8
Калит	6,5	Стекло	4,0–10
Каучук силиконовый	4,2	Стеклоткань ламинированная	4,3–5,3
Луполен	2,3	Стекло йенское	4,5
Миполам	2,9	Трансформаторное масло	2,2
Парафин	2,2	Триацетатная пленка	4,3
Пеностекло	3,5	Тролитул	2,4
Плавленый кварц	3,78	Ультрафарфор	6,3–7,5
Плексиглас	3,0–3,6	Фарфор технический	6,5
Поливинилхлорид	3,1–3,5	Фторопласт	2
Полиизобутилен	2,2–2,6	Эпоксидная смола	3,5
Полистирол	2,2–2,6	Янтарь	2,6

Таблица 5.2. Коэффициенты укорочения V различных линий в зависимости от используемого диэлектрика

Тип линии	Коэффициент укорочения V
Воздушная из параллельных проводников	0,95–0,98
Двухпроводная, 75 Ом	0,68–0,71
Двухпроводная, 150 Ом	0,76–0,77
Двухпроводная, 300 Ом	0,82–0,84
Коаксиальный кабель, сплошной полиэтилен	0,66
Коаксиальный кабель, фторопласт	0,71
Коаксиальный кабель, вспененный полиэтилен	0,78–0,89
Коаксиальный кабель с воздушной полостью	0,87–0,96

Емкость C измеряется на частоте 1 кГц, а интервал Δf – на частоте 200 МГц.

Во время измерений двухпроводную линию необходимо растянуть так, чтобы обеспечить максимальное удаление от других предметов, но для коаксиального кабеля это требование несущественно.

5.1.2. Двухпроводная линия

Высокочастотные фидеры с воздушной изоляцией обладают наименьшими потерями. Поэтому радиолюбители-коротковолновики предпочитают пользоваться фидерами собственного изготовления из параллельных проводов. Для сохранения неизменного расстояния между ними используются распорки из изоляционного материала с малыми потерями (рис. 5.8). Такая линия, обычно называемая фидером, на жаргоне немецких радиолюбителей очень удачно именуется *Hühnerleiter* («куриный наест»). Для изготовления подобного фидера с определенным волновым сопротивлением надо с помощью рис. 5.4 определить необходимое отношение расстояния между осями проводов к их диаметру (D/d). По механическим причинам волновое сопротивление фидера Z ограничивается значениями 500–600 Ом. При меньших волновых сопротивлениях распорки становятся слишком короткими, чтобы обеспечить его достаточную стабильность.

Плоская ленточная линия (рис. 5.9) отличается легкостью и дешевизной. Чаще всего диэлектриком служит полиэтилен. В торговой сети встречаются ленточные кабели

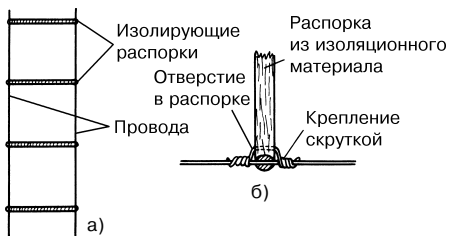


Рис. 5.8. Открытый двухпроводный фидер: а – устройство; б – возможный способ крепления распорок



Рис. 5.9. Плоский ленточный кабель УКВ диапазона

с волновым сопротивлением 120, 240 и 300 Ом.

Для современных плоских ленточных кабелей характерно малое затухание. Однако длительное воздействие погодных условий существенно ухудшает параметры затухания. Под влиянием ультрафиолетового излучения Солнца со временем наступают неблагоприятные изменения электрических свойств диэлектрика. Такое старение пытаются предотвратить или, по меньшей мере, замедлить посредством пигментирования пластмассы сажей или другими материалами.

Особенно сильные изменения номинальных параметров ленточной линии происходят под воздействием дождя, инея или тумана, поскольку линия покрывается пленкой влаги, которая неконтролируемым образом способствует изменению волнового сопротивления и, кроме того, увеличивает затухание. Волновое сопротивление также изменяется с приближением к строительным конструкциям, металлическим мачтам и т.д. Поэтому ленточные линии следует прокладывать как можно дальше от других объектов, обеспечивая неизменность их расположения.

В меньшей степени подвержены влиянию погодных условий симметричные линии в шланговых оболочках, где провода проходят в стенке трубчатого диэлектрика. Воздушные полости занимают значительную часть объема линий со шланговой оболочкой, которые выгодно отличаются от ленточных меньшим затуханием (рис. 5.10).



Рис. 5.10. Симметричный шланг

Экранированные симметричные двухпроводные кабели (рис. 5.11) используются редко. Они дороже, а затухание в них несколько больше, чем в сравнимом неэкранированном двухпроводном кабеле. Тем не менее экранированные линии отличаются большей погодной стойкостью и сохраняют номинальные параметры в течение более длительного периода. Кроме того, при их прокладке не нужно обращать внимание на посторонние предметы. Такие кабели изготавливают с волновым сопротивлением 120–240 Ом.

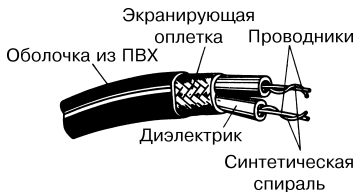


Рис. 5.11. Экранированная двухпроводная линия

Краткие обозначения типов кабелей присваиваются согласно рекомендациям Международной электротехнической комиссии (IEC); они поясняются в разделе 5.1.6.

5.1.3. Коаксиальный кабель

(С. S. Franklin – британский патент № 284005, 1926 г.)

Осесимметричный коаксиальный кабель впервые был предложен В. Сименсом (W. Siemens) в 1884 г. Относительно земли эти кабели асимметричны. Такой кабель состоит из внутреннего проводника, расположенного по центру диэлектрика, и внешнего проводника с защитной оболочкой (рис. 5.12). Чаще всего внутренний проводник выполнен из одного медного провода, реже – многожильный. Диэлектриком служит высокочастотный изолирующий материал с малыми потерями (полиэтилен, полистирол и др.). Различают кабели со сплошной изоляцией (рис. 5.12а) и с полувоздушной (рис. 5.12б).

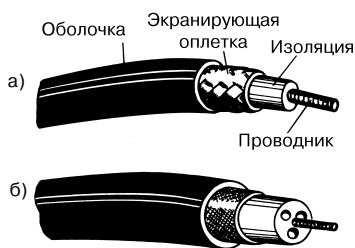


Рис. 5.12. Коаксиальный кабель:
а – со сплошной изоляцией;
б – с полувоздушной изоляцией

Кабели со сплошной изоляцией обладают большим постоянством структуры и благодаря этому хорошей стабильностью электрических свойств в условиях механических воздействий. Сплошная изоляция обеспечивает лучшую электрическую прочность и предотвращает проникновение влаги.

Кабели с полувоздушной изоляцией характеризуются особенно низким затуханием, однако нуждаются в тщательной защите от попадания влаги. В качестве диэлектриков наилучшие результаты дают вспененные синтетические материалы, удачно сочетающие преимущества сплошной и полувоздушной изоляции. Самым большим воздушным пространством характеризуется изоляция кабелей, выполненная в виде цилиндрической спирали, которая обвивает центральный проводник (рис. 5.13). Таким кабелям присущи минимальные потери, но они отличаются наименьшей механической прочностью.



Рис. 5.13. Коаксиальный кабель со спиральной изоляцией

У тонких коаксиальных кабелей внешний проводник сплетен из медного провода, у толстых – сделан из медных лент. В особо мощных кабелях применяется медная фольга или другие специально изготовленные материалы.

Защита коаксиальных кабелей от внешних воздействий осуществляется синтетической оболочкой из поливинилхлорида (ПВХ). Она оберегает кабель от механических повреждений и проникновения влаги. Специальные кабели, например для

прокладки под землей, снабжены еще и стальной оплеткой, покрытой вторым защитным слоем из синтетического материала.

В современных коаксиальных кабелях со сплошной изоляцией используются изоляционные материалы с диэлектрической постоянной ϵ_r около 2,3. Поэтому результаты, полученные из графика (рис. 5.5), достаточно умножить на $1/\sqrt{2,3} \approx 0,66$. Таким образом, коэффициент укорочения V относительно линии с воздушным диэлектриком в этом случае составляет 0,66. У кабелей с полувоздушной изоляцией коэффициент укорочения лежит в пределах 0,8–0,9. В кабелях устаревших марок применялась изоляция из стеатитовых бусинок. Диэлектрическая постоянная стеатита $\epsilon_r = 6,5$, так что здесь множитель равен $1/\sqrt{6,5} \approx 0,39$.

Коаксиальные кабели обычно обозначаются согласно положениям в ИЕС-Publication 78 (см. раздел 5.1.6). Стандарты разных стран различаются и приводятся в спецификациях на кабельные изделия. В России обозначение коаксиальных кабелей соответствует ГОСТ 11326.0 – 79 «Кабели радиочастотные. Общие технические условия».

5.1.4. Затухание в высокочастотных линиях

В отличие от волнового сопротивления и коэффициента укорочения, затухание в высокочастотной линии зависит от частоты и растет вместе с ней. Если бы линия была замкнута своим волновым сопротивлением, то потери определялись бы исключительно погонным сопротивлением проводников и углом потерь используемого изоляционного материала.

Разумеется, погонное сопротивление линии на высокой частоте значительно больше ее сопротивления постоянному току вследствие поверхностного эффекта (вытеснения тока на поверхность проводника). Это сопротивление для медного провода в зависимости от частоты обычно можно определить по следующей формуле:

$$R = \frac{0,084\sqrt{f}}{d} \text{ Ом/м} \quad (5.13)$$

где f – частота сигнала, МГц;

d – диаметр провода, мм.

Общее погонное сопротивление получают суммированием сопротивлений прямого и обратного проводников. При использовании

вместо монолитного провода или трубки плетеных проводников сопротивление увеличивается примерно на 25%, а для обычной экранирующей оплетки коаксиального кабеля оно возрастает в 2–3 раза.

Изготовители почти всегда указывают затухание для ряда частот, выраженное в децибелах на метр (в англосаксонских странах – в децибелах на фут). В табл. 5.3 даны множители пересчета затухания, приведенного в устаревших единицах.

Таблица 5.3. Коэффициенты пересчета единиц затухания

1 дБ × 8,686	1 Нп
1 дБ / 100 м × 1,15	1 Нп/км
1 дБ / 100 футов × 3,78	1 Нп/км
1 Нп × 0,1151	1 дБ
1 Нп/км × 0,867	1 дБ / 100 м
1 Нп/км × 0,2645	1 дБ / 100 футов

Чистые потери на затухание высокочастотной линии могут достигать больших значений. Поэтому при необходимости использования длинных линий рекомендуется обеспечить энергетический баланс антенного устройства. Диаграмма на рис. 5.14 позволяет очень быстро и просто определять эффективность или потери напряжения и мощности (в процентах), по известному затуханию линии (в децибелах).

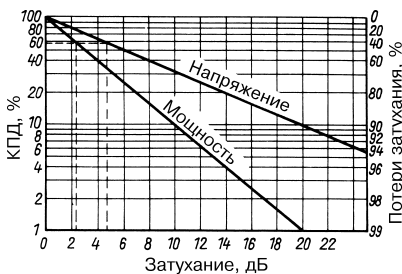


Рис. 5.14. Диаграмма для расчета потерь по напряжению и мощности

Пример 1

Передатчик метрового диапазона с выходной мощностью 100 Вт должен питать передающую антенну на частоте 145 МГц по коаксиальному кабелю длиной 25 м с волновым сопротивлением 50 Ом. Для кабеля данного типа погонное затухание на частоте 145 МГц составляет 0,091 дБ на 1 м. Следовательно, затухание отрезка длиной 25 м

составит $0,091 \times 25 \approx 2,3$ дБ. На оси абсцисс (см. рис. 5.14) находим соответствующую точку и восстанавливаем из нее перпендикуляр до пересечения с кривой мощности. На левой оси ординат против точки пересечения считываем значение 60% – это та доля мощности, которая дойдет до антенны при затухании 2,3 дБ. Отсчет на правой оси против той же точки даст оценку потерь в коаксиальном кабеле равную 40%. Таким образом, при мощности передатчика 100 Вт потери в кабеле достигают 40 Вт.

В данном случае использование высококачественного кабеля привело бы к улучшению полученного соотношения. При затухании в кабеле 1,4 дБ эффективность составит 73%, а потери мощности упадут до 27 Вт.

Пример 2

Телевизионный приемник подключен к телевизионной антенне 30-метровым ленточным кабелем с низкогокачественным изоляционным материалом (ПВХ). Антенна настроена на среднюю частоту 200 МГц восьмого канала диапазона III. Напряжение полезного сигнала в точках подключения фидера к антенне составляет 500 мкВ. Требуется определить потери по напряжению, вызванные ленточным фидером, который характеризуется ослаблением 0,156 дБ на 1 м при частоте 200 МГц. Затухание в линии длиной 30 м составляет $0,156 \times 30 = 4,7$ дБ.

Из точки 4,7 дБ на оси абсцисс (см. рис. 5.14) восстанавливаем перпендикуляр и против точки его пересечения с кривой напряжения считываем на левой оси ординат оценку эффективности (58%), а на правой – оценку потерь по напряжению (42%). Это означает, что напряжение сигнала на входе телевизионного приемника составляет не 500 мкВ, а лишь 58% от этого значения, то есть 290 мкВ. Потери по напряжению достигают 210 мкВ. А поскольку речь идет о фидере с истекшим сроком хранения, потери должны быть еще большими вследствие изменения качества кабеля.

Более благоприятные параметры обеспечивает ленточная линия с сопротивлением 240 Ом, например пара проводников в круглом кабеле. Погонное затухание такой линии на частоте 200 МГц составляет 0,067 дБ/м, что для 30-метрового отрезка дает 2 дБ. Согласно рис. 5.14, этому затуханию соответствует снижение напряжения лишь на 20%. Иными словами, напряжение

сигнала на входе телевизионного приемника составит 400 мкВ.

На рис. 5.14 оба примера выделены пунктирными линиями. Видно, что затухание в фидере особенно существенно в диапазонах метровых и дециметровых волн. Поэтому следует использовать по возможности короткие и высококачественные фидеры.

Часто имеющееся рассогласование антенных устройств добавляется к потерям за счет затухания, что еще больше ухудшает коэффициент полезного действия. Потери рассогласования рассматриваются в разделе 5.2.2.

Таблицы с параметрами стандартизованных высокочастотных кабелей представлены в приложении.

5.1.5. Рекомендации по применению высокочастотных линий

Открытые двухпроводные линии («куриный насест») незаменимы для радиолюбителя-коротковолновика, в особенности когда применяется согласованный фидер (см. раздел 5.3.2). В этом случае их потери ничтожны по сравнению с потерями в других ленточных линиях, если в фидере использованы распорки с низкими потерями. Широкий выбор средств для фиксации промежутка между проводниками предоставляют новейшие синтетические материалы. Они отличаются низкими потерями, малой массой и легко обрабатываются. Длина распорок выбирается в пределах 50–150 мм. Тогда для обычной проволоки диаметром 2 мм волновое сопротивление оказывается в диапазоне 480–600 Ом (см. рис. 5.4). Линии с большим расстоянием между проводниками благодаря длинным распоркам обладают особенно малыми потерями. Однако на высоких частотах (например, 28 МГц) существует опасность небольшого собственного излучения «широких» фидеров. Это приводит к потерям на излучение и вероятности появления помех при приеме радио- и телевизионных передач. Распорки длиной около 100 мм вполне пригодны для фидеров в любых любительских коротковолновых диапазонах. Не стоит экономить на количестве распорок, иначе фидер окажется недостаточно жестким в ветреную погоду.

При прокладке фидера «куриный насест» следует избегать его резких изгибов. Специально следите за тем, чтобы фидер не был параллелен другим проходящим проводам. Если не удастся избежать сближения с водосточными желобами, водостоками и

прочими крупными металлическими предметами, обеспечьте промежуток между ними и фидером, равный как минимум трем длинам распорок.

Малоизвестным, но почти идеальным является фидер, состоящий из четырех параллельно протянутых отдельных проводов, которые через равные промежутки закреплены по окружности дисков или по углам квадратов из диэлектрика (четырёхпроводный фидер).

Основное назначение синтетических дисков, представляющих собой круглые распорки, здесь такое же, как и в двухпроводной линии, – удерживать провода на неизменном и равном расстоянии друг от друга.

На входе и выходе такого фидера противоположные провода попарно соединяются между собой (рис. 5.15). Этим обеспечивается его электрическое соответствие двухпроводной линии. Диаметр дисковых распорок или расстояние между проводами выбирают от 50 до 200 мм. Этот фидер по сравнению с двухпроводным при таких же расстояниях между проводами обладает меньшим волновым сопротивлением (приблизительно 180–200 Ом).

Четырёхпроводный фидер отличается строгой симметрией и незначительными потерями на излучение. К тому же он менее чувствителен к влиянию окружающих предметов, чем двухпроводная линия. Графики на рис. 5.15 позволяют определять волновое сопротивление такого фидера при различных диаметрах проводов в зависимости от расстояния между ними.

Радиолюбителю лучше воздерживаться от использования ленточных кабелей для УКВ диапазона, имеющихся в продаже, но обладающих множеством недостатков, и прибегать к ним лишь при необходимости, например в переносных устройствах.

Коаксиальный кабель в качестве фидера – наилучшее, хотя и самое дорогостоящее решение для радиолюбителя. Об электрических достоинствах коаксиальных линий уже упоминалось. Их можно применять в качестве сетевых кабелей или прокладывать в траншеях, если отсутствуют повреждения внешней оболочки. При этом недопустимы крутые изгибы, чреватые смещением центрального провода. Кабели с центральным проводником, выполненным из многожильного медного провода, особенно гибки, однако им свойственны несколько большие потери в сравнении с кабелями со сплошным круглым центральным проводом.

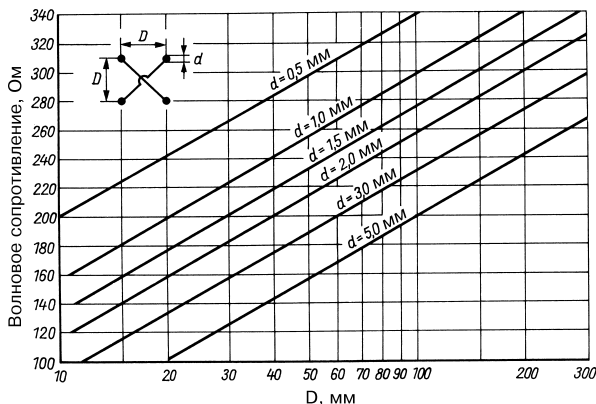


Рис. 5.15. Волновое сопротивление четырехпроводного фидера

Проникшую в коаксиальный кабель влагу не удастся удалить, и кабель становится негодным к употреблению.

5.1.6. Характеристики высокочастотных линий

Высокочастотным линиям присваивают краткие условные обозначения согласно стандартам IEC-Publication 78. В таких обозначениях первое число выражает волновое сопротивление линии (в омах).

У коаксиальных кабелей второе число, следующее после дефиса, означает диаметр диэлектрика с округлением до миллиметра. Третье число – порядковый номер по рекомендациям IEC 96-2. Например, если указано, что кабель относится к типу 75-7-8, это расшифровывается так:

75 – волновое сопротивление 75 Ом;

7 – диэлектрик диаметром 7 мм;

8 – порядковый номер IEC.

Обозначение материала внешней защитной оболочки, отличающегося от поливинилхлорида в нормальном исполнении, отделяется точкой от порядкового номера и имеет следующий вид в зависимости от исполнения:

- 0 – без защитного покрытия;
- 3 – с синтетической защитной оболочкой и броней;
- 4 – с синтетической защитной оболочкой, броней и внешней защитной оболочкой из синтетического материала;
- 40 – с синтетической защитной оболочкой, экраном и внешней защитной оболочкой из синтетического материала.

У симметричных высокочастотных кабелей за величиной волнового сопротивления (первое число) следует буквенный код формы сечения:

- А – симметричный неэкранированный высокочастотный кабель с тонкой диэлектрической перемычкой между изолированными проводниками;
- В – симметричный неэкранированный высокочастотный кабель с неизменной толщиной диэлектрика, в котором проходят оба проводника;
- С – симметричный неэкранированный высокочастотный кабель с трубчатым (шланговым) диэлектриком;
- D – экранированный симметричный высокочастотный кабель.

После буквенного кода сечения идет цифровой код промежутка между проводниками симметричного неэкранированного высокочастотного кабеля или диаметр диэлектрика экранированного симметричного кабеля.

Обозначение заканчивается порядковым номером и цифровым кодом внешнего защитного слоя, аналогичным коду коаксиальных кабелей.

Так, надпись «высокочастотный кабель 300A7-1» расшифровывается следующим образом:

- 300 – волновое сопротивление 300 Ом;
- А – неэкранированный симметричный высокочастотный кабель с неизменной толщиной диэлектрика, в котором проходят оба проводника;
- 7 – расстояние между проводниками 7 мм;
- 1 – порядковый номер по IEC.

5.1.7. Однопроводный фидер

(G. I. E. Goubau – патент США № 2685068, 1950 г.)

Для передачи высокочастотного сигнала на большие расстояния с малыми потерями иногда применяют однопроводный фидер. По имени изобретателя, физика доктора Г. Губо (G. I. E. Goubau), он называется фидером Губо.

Поверхностный фидер Губо выглядит просто. Он состоит из металлического проводника, покрытого более или менее толстым слоем диэлектрика (рис. 5.16).

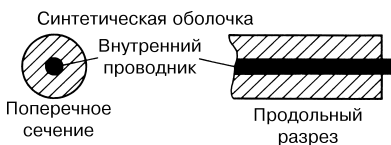


Рис. 5.16. Устройство фидера Губо

Изоляционный материал концентрирует электромагнитное поле вокруг проводника. Как известно, скорость распространения электромагнитных волн в изолирующем диэлектрике меньше, чем в воздухе. Поэтому можно считать, что изоляционный материал диэлектрика как бы удерживает около себя электромагнитное поле. В синтетической оболочке-диэлектрике распространяется лишь незначительная часть энергии поля. Основная же ее часть располагается вокруг провода в цилиндрическом объеме воздушного пространства радиусом 2–3 длины волны в зависимости от исполнения проводника (сечения металлического провода, типа и сечения окружающего его диэлектрика). Однако напряженность поля вокруг провода настолько быстро убывает с удалением от него, что 90% переносимой энергии сосредоточено не далее $0,7 \lambda$ от оси фидера. Перенос энергии в окружающем воздушном пространстве происходит без излучения, в силу чего линия Губо отличается крайне слабым затуханием. Предпосылкой тому служит, естественно, отсутствие металлических или крупных диэлектрических объектов в пространстве вокруг такого фидера. Диаметр воздушности пространства, в котором сосредоточено 90% переносимой энергии, называется граничным.

Линию Губо следует прокладывать так, чтобы она получилась по возможности прямолинейной, со сменой направлений не более чем на 20° . Поверхностный фидер удобно

подвешивать на деревянных опорах с помощью кронштейнов, как показано на рис. 5.17. Необходимое удаление фидера от опор обеспечивается V-образным тросом из синтетического материала.

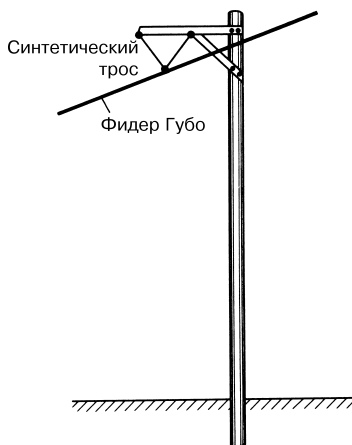


Рис. 5.17. Рациональное крепление фидера Губо

Линия Губо является несимметричной системой. Очевидно, что для подключения ее к источнику энергии целесообразно воспользоваться коаксиальным кабелем с металлическим конусом (рис. 5.18). Экранирующую оплетку кабеля припаивают к конусу, а центральный провод кабеля – к проводу фидера Губо у вершины конуса. Потери в месте сочленения кабеля и фидера будут малы при достаточно больших габаритах конуса (длина 1λ и диаметр основания $\lambda/2$ считаются оптимальными).

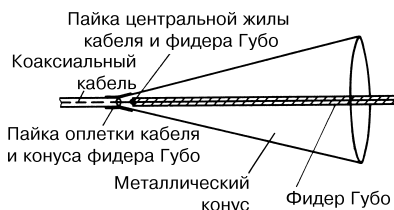


Рис. 5.18. Переход от коаксиального кабеля к линии Губо

Хорошо зарекомендовали себя экспоненциальные конусы. По сравнению с конусами, имеющими прямолинейную образующую, они обеспечивают плавность перехода

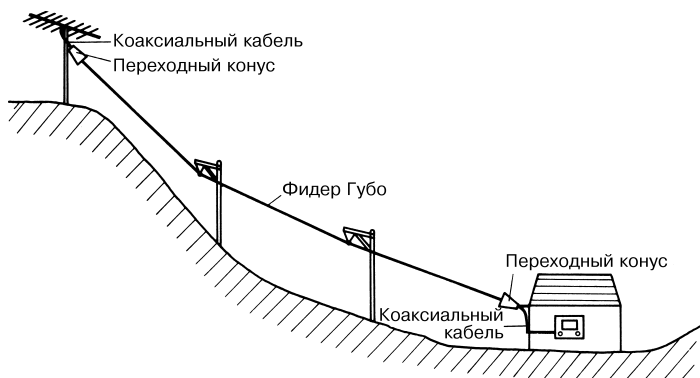


Рис. 5.19. Прокладка фидера Губо

и меньшие потери на стыке кабеля и линии. Устройство фидера Губо показано на рис. 5.19. Такая линия передачи позволяет принимать телевизионный сигнал в сельской местности у подножия горы с помощью антенны, установленной на ее вершине.

Сигнал принимается антенной без всяких затруднений, усиливается антенным усилителем и по фидеру Губо передается отдельным потребителям.

Интересно сравнить по величине затухания фидеры Губо и распространенные коаксиальные или симметричные кабели с синтетическим диэлектриком. Табл. 5.4 свидетельствует о минимальных потерях в фидерах Губо.

Таблица 5.4. Сравнительные характеристики затухания фидеров

Тип линии	Затухание, дБ/100 м на 200 МГц
Линия Губо	
Внешний диаметр оболочки 25 мм	0,29
Внешний диаметр оболочки 10 мм	0,69
Внешний диаметр оболочки 8 мм	0,81
Внешний диаметр оболочки 5 мм	1,06
Коаксиальный кабель	
Высококачественный, диаметром 22 мм с изолирующей полостью	4,95
Среднего качества, со сплошной изоляцией	10–17
Плоский кабель для диапазона УКВ	
Экранированный, с симметричными проводниками	10–25

Следует отметить, что изоляцией в фидерах Губо обычно служат синтетические материалы на основе полиэтилена. При этом отношение диаметров провода и диэлектрической оболочки составляет примерно 1:2,5. Для предохранения полиэтилена от разрушения солнечными лучами в течение длительного времени его обычно окрашивают сажей, создавая эффективную защиту от погодных воздействий. Однако эти меры ухудшают электрические свойства полиэтилена, и затухание линии увеличивается. Поэтому в последнее время стали чернить лишь самый внешний слой полиэтиленовой оболочки, что позволяет придавать проводному волноводу погодную стойкость без заметного роста затухания. В табл. 5.5 приведены параметры двух типов кабеля для линий Губо.

Таблица 5.5. Параметры кабелей для линий Губо

Тип линии	Тип 2/5	Тип 4/10
провод	медный, круглый, диаметром 2 мм	медный, круглый, диаметром 4 мм
диэлектрик	полиэтилен, диаметром 5 мм	полиэтилен, диаметром 10 мм
Среднее затухание, дБ/100 м		
f = 150 МГц	0,89	0,58
f = 200 МГц	1,09	0,73
f = 250 МГц	1,27	0,87
f = 500 МГц	2,3	1,61
Граничный диаметр конуса, м		
f = 150 МГц	2,3	2,1
f = 200 МГц	1,6	1,5
f = 250 МГц	1,3	1,2
f = 500 МГц	0,6	0,56

5.2. Физические свойства высокочастотных линий

Для передачи максимальной мощности необходимо согласовать сопротивление генератора R_i (например, оконечного каскада передатчика) с сопротивлением потребителя R_a (скажем, антенны). В аналогичном согласовании нуждается и антенный фидер. Его волновое сопротивление Z должно быть равно R_i и R_a :

$$R_i = Z = R_a \quad (5.14)$$

В случае такого согласования потери энергии при передаче ограничиваются потерями в меди и диэлектрике кабеля.

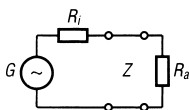


Рис. 5.20. Условия оптимального согласования

5.2.1. Распределение напряжения в двухпроводной линии

Если к концу двухпроводной линии без потерь подключить нагрузочное сопротивление R_a , соответствующее волновому сопротивлению линии Z , то передаваемая мощность будет полностью поглощена сопротивлением R_a . При этом напряжение (а также и ток) во всех точках линии окажутся одинаковыми. Пример такого согласования показан на рис. 5.21.

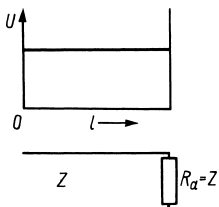


Рис. 5.21. Распределение напряжения в линии при согласовании

Если удалить нагрузочное сопротивление, то на открытом конце линии сопротивление току окажется бесконечно большим ($R_a = \infty$). Волна, посланная передатчиком к концу линии, не найдет там потребителя и потому полностью отразится к исходной точке (рис. 5.22). Тем самым в линии формируются прямая и обратная

волны. Поскольку время пробега линии волнами конечно, они накладываются друг на друга, интерферируют, и на отрезке фидера длиной l появляются максимумы и минимумы напряжения, причем на разомкнутом конце всегда образуется максимум напряжения, как показано на рис. 5.22. Аналогичные соображения применимы и к распределению тока. Протекание тока на разомкнутом конце невозможно, потому там всегда будет минимум тока. Благодаря этому максимум напряжения в линии соответствует минимуму тока и наоборот, то есть напряжение и ток сдвинуты по фазе на 90° . В соответствии с синусоидальной формой тока и напряжения их максимумы и минимумы сменяют друг друга через $\lambda/4$. Такое распределение тока и напряжения называется стоячими волнами.

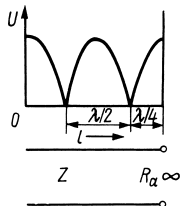


Рис. 5.22. Распределение напряжения в разомкнутой линии

При наличии отраженных волн всегда возникает стоячая волна. Напряжение в каждой точке линии является векторной суммой напряжений прямой и обратной волн. Векторное представление опирается на временной ход распространения электромагнитных волн (см. рис. 1.1). Распределение тока и напряжения стоячих волн формируется в соответствии с зависящим от времени соотношением фаз прямой и отраженной волн. При этом полное сопротивление в произвольной точке линии равно отношению напряжения к току.

Согласование линии выражается коэффициентом стоячей волны (КСВ):

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \quad (5.15)$$

где U_{\max} и U_{\min} – наибольшее и наименьшее напряжения в линии соответственно, так что всегда $s \geq 1$.

Если линия согласована, в ней возможна только прямая волна, поскольку на нагрузочном сопротивлении R_a отражения не

происходит. В этом случае КСВ составляет $s = 1$.

Величина, обратная коэффициенту стоячей волны s , называется коэффициентом бегущей волны (КБВ) m :

$$m = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} \quad (5.16)$$

(всегда $m \leq 1$).

При коротком замыкании на конце линии максимумы и минимумы напряжения в ней смещаются на $\lambda/4$ относительно своих положений в разомкнутой линии, поскольку на нулевой нагрузке ($R_a = 0$) напряжение равно нулю (рис. 5.23).

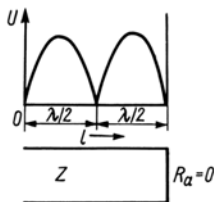


Рис. 5.23. Распределение напряжения в короткозамкнутой линии

Холостой ход и короткое замыкание являются предельными ситуациями в линии передачи энергии. Они проявляются в том, что через каждые $\lambda/2$ в линии следуют четкие нулевые точки.

Если сопротивление нагрузки R_a превышает волновое сопротивление линии Z (рис. 5.24а), отражение оказывается неполным, так как более или менее значительная часть энергии потребляется нагрузкой. Лишь «избыток» энергии, который не может быть потреблен на нагрузке R_a из-за ее величины, связанной с рассогласованием ($R_a > Z$), отразится обратно к источнику и

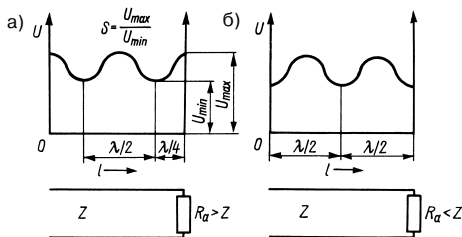


Рис. 5.24. Распределение напряжения в линии при рассогласовании

породит стоячие волны. Но теперь отношение максимального и минимального напряжений, то есть КСВ, будет гораздо меньше своего значения при коротком замыкании или на холостом ходу, и нулевые точки исчезнут.

Случай $R_a < Z$ представлен на рис. 5.24б. На конце линии появляется минимум напряжения, тогда как при $R_a > Z$ там был максимум (рис. 5.24а). Величину отраженной составляющей характеризует коэффициент отражения:

$$\Gamma = \frac{\frac{R_a}{Z} - 1}{\frac{R_a}{Z} + 1} \quad (5.17)$$

или

$$\Gamma = \frac{R_a - Z}{R_a + Z} \quad (5.18)$$

В случае чисто активного сопротивления нагрузки R_a (без реактивной составляющей) коэффициент отражения Γ также активен. Он положителен при $R_a > Z$ и отрицателен при $R_a < Z$. В общем случае Γ является комплексной величиной.

Пример

Фидер с волновым сопротивлением $Z = 240$ Ом подключен к передающей антенне с активным входным сопротивлением $R_a = 480$ Ом. Расчет коэффициента отражения Γ по уравнению (5.17) дает:

$$\Gamma = \frac{\frac{480}{240} - 1}{\frac{480}{240} + 1} = \frac{2 - 1}{2 + 1} = \frac{1}{3}$$

или

$$\Gamma \approx +0,33.$$

Таким образом, амплитуда отраженной волны составляет 33% от амплитуды падающей, а их полярности одинаковы (знак «+», $R_a > Z$).

Если к той же линии подключить нагрузку $R_a = 60$ Ом, то для коэффициента отражения получим:

$$\Gamma = \frac{\frac{60}{240} - 1}{\frac{60}{240} + 1} = \frac{0,25 - 1}{0,25 + 1} = \frac{-0,75}{1,25} = \frac{-3}{5} = -0,6.$$

В этом случае амплитуда отраженной волны равна 60% от амплитуды падающей и полярности противоположны.

Наконец, рассмотрим случай, когда выполняется условие согласования $R_a = Z = 240 \text{ Ом}$:

$$\Gamma = \frac{240 - 240}{240 + 240} = \frac{0}{480} = 0.$$

Равенство коэффициента отражения нулю означает отсутствие отраженных волн.

Существуют следующие зависимости между размерными коэффициентами m , Γ и s :

$$s = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (s = 1 \dots \infty) \quad (5.19)$$

а также

$$m = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \quad (s = 0 \dots 1) \quad (5.20)$$

и

$$|\Gamma| = \frac{1 - m}{1 + m} = \frac{s - 1}{s + 1} \quad (|\Gamma| = 0 - 1 \text{ или } 0 - 100\%) \quad (5.21)$$

Если $R_a < Z$, имеем:

$$s = \frac{Z}{R_a} \quad (5.22)$$

и

$$m = \frac{R_a}{Z} \quad (5.23)$$

Если, напротив, $R_a > Z$, то:

$$s = \frac{R_a}{Z} \quad (5.24)$$

и

$$m = \frac{Z}{R_a} \quad (5.25)$$

В табл. 41.5.5 приложения (см. том 2) приведена сводка количественных взаимозависимостей.

При чисто реактивной нагрузке линии (емкостной или индуктивной) преобладает то же распределение напряжения, что и на холостом ходу или при коротком замыкании, поскольку реактивная нагрузка лишь отражает, а не расходует энергию. Она сдвигает распределение напряжения вдоль проводника настолько, чтобы напряжение

на конце линии соответствовало напряжению на конденсаторе или катушке.

Наряду с активным сопротивлением, генератор и потребитель часто характеризуются реактивной составляющей. Реактивное сопротивление обозначается буквой X со знаком «плюс» (индуктивное сопротивление, или X_L) либо «минус» (емкостное сопротивление, или X_C). Реактивные составляющие оконечного каскада передатчика устраняются разными способами согласования. Реактивные составляющие входного сопротивления антенны возникают, когда она не находится в состоянии резонанса с возбуждающей частотой. В этом случае следует или добиться резонанса путем изменения длины антенны, или скомпенсировать емкостную реактивную составляющую индуктивностью и наоборот. Полное согласование осуществимо лишь при компенсации реактивных составляющих.

5.2.2. Добавочные потери в линии вследствие стоячих волн

Как было показано в разделе 5.1.4, на отрезке единичной длины любой высокочастотной линии возникает частотно-зависимое затухание, обусловленное потерями в проводнике (в меди) и в диэлектрике между проводниками (диэлектрические потери). Такое затухание присуще любой линии и называется затуханием линии связи. Если фидер нагружен со стороны передатчика и антенны сопротивлениями, равными его волновому (иными словами, фидер согласован), то действует только затухание линии. Пусть, например, затухание линии составляет 3 дБ; тогда антенна получит лишь половину мощности, посланной генератором, а остальная ее часть рассеется в фидере в виде тепла. Поставщики высокочастотных кабелей всегда предоставляют данные об их затухании, поэтому несложно рассчитать потери при согласовании. Несогласованной линии свойственны добавочные потери.

Обсуждая причины таких потерь, следует учитывать, что в современных любительских передающих устройствах чаще всего применяют согласованные фидеры на основе коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 75 или 50 Ом. В современных любительских передатчиках контур оконечного каскада устроен так, что при подключении коаксиального фидера его

согласование с выходом передатчика осуществляется подбором соответствующих согласующих элементов. Когда антенна, подключенная к концу фидера, находится в резонансе с частотой передатчика, она служит для него чисто активной нагрузкой, если активное входное сопротивление антенны равно волновому сопротивлению кабеля фидера. Однако эта идеальная ситуация почти никогда не реализуется на практике. Невозможно предотвратить работу антенны более или менее в стороне от ее резонанса, так как частота передатчика постоянно изменяется в пределах всего любительского диапазона. Это означает, что с изменением частоты передатчика на выходе фидера возникает емкостное или индуктивное реактивное сопротивление антенны. Поскольку реактивное сопротивление не потребляет мощности, антенна перестает быть чисто активной нагрузкой для передатчика и отражает ту или иную часть переданной ей мощности обратно к входу фидера. Распространяясь в нем, прямая и обратная (отраженная) волны накладываются друг на друга, и в фидере образуется стоячая волна, как это было показано в разделе 5.2.1. Реактивные составляющие, поступающие из фидера на выход передатчика, могут быть скомпенсированы там средствами согласования или дополнительными согласующими цепочками.

Стоячие волны появляются и в том случае, когда чисто активное входное сопротивление подключенной антенны не соответствует волновому сопротивлению фидера Z , из-за чего происходит частичное отражение. Обычно обе причины появления стоячих волн возникают одновременно. Здесь необязательно рассматривать рассогласование передатчика с фидером, поскольку всегда есть способ выполнить их согласование путем подстройки передатчика или с помощью дополнительных цепей. Удачное согласование со стороны передатчика исключает потери на его выходе независимо от КСВ фидера. Это обстоятельство часто не принимают в расчет.

При наличии стоячих волн растет затухание линии за счет увеличения коэффициента стоячей волны s , поскольку с увеличением КСВ возрастают эффективные значения тока и напряжения. При этом рост эффективного значения тока приводит к увеличению омических потерь в линии (потери в меди), а повышение эффективного напряжения – диэлектрических потерь.

Тем самым увеличивается и суммарное затухание линии. Такой процесс станет яснее, если иметь в виду, что отраженная доля энергии при повторном проходе фидера подвергается действию затухания в нем.

С помощью рис. 5.25 можно определять суммарные потери в децибелах, возникающие в рассогласованном фидере. Кривые приведены для всех реально встречающихся значений КСВ, а промежуточные величины нетрудно получить путем интерполяции. Многие радиолюбители сильно переоценивают влияние добавочных потерь из-за рассогласования на энергетический баланс антенны. Пользуясь рис. 5.25, исследуем более подробно реальные соотношения.

Пример 1

Передающая антенна, настроенная на частоту 3600 кГц, питается по коаксиальному кабелю длиной 40 м. Согласно данным поставщика, затухание кабеля на этой частоте составляет 0,02 дБ/м. Линия согласована, стоячие волны отсутствуют. Суммарные потери 40-метрового отрезка равны $40 \times 0,02 = 0,8$ дБ. Частота передатчика изменяется в пределах любительского диапазона, причем КСВ, измеряемый на фидерных клеммах антенны, способен возрасти максимум до $s = 3$. Пользуясь рис. 5.25, находим, что для этого режима добавочные потери вследствие стоячих волн составляют 0,45 дБ и не превышают 1 дБ даже при $s = 5$. Практика показывает, что снижение мощности максимум на 1 дБ не сказывается на громкости принимаемой передачи.

Пример 2

Передающая антенна настроена на некую резонансную частоту в 20-метровом диапазоне и возбуждается по коаксиальному кабелю длиной 15 м. В соответствии с данными изготовителя затухание кабеля на этой частоте составляет 0,028 дБ/м. Таким образом, затухание согласованной линии равно $15 \times 0,028 = 0,42$ дБ. Как следует из рис. 5.25, работа антенны при $s = 2$ сопровождается добавочными потерями от рассогласования величиной 0,1 дБ, при $s = 3 - 0,25$ дБ, при $s = 5 -$ около 0,55 дБ и только при $s = 8$ такие потери достигают предела в 1 дБ.

Из приведенных примеров следует, что во многих случаях не имеет смысла добиваться наименьшего КСВ и что значение КСВ само по себе еще не является главным критерием при выборе антенны.

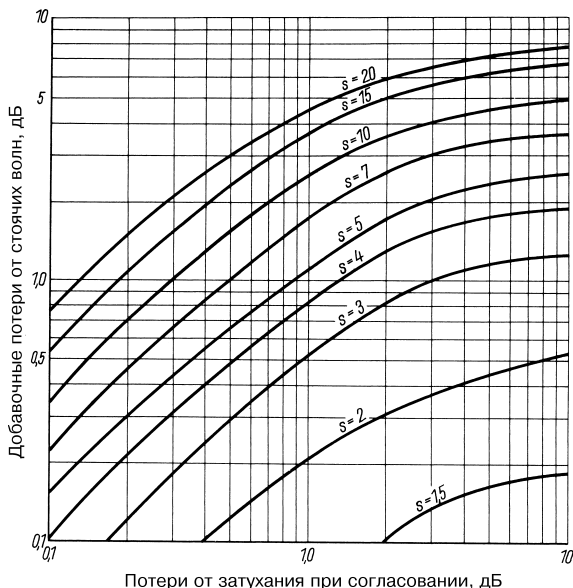


Рис. 5.25. Потери в линии, обусловленные рассогласованием

В этой связи стоит отметить, что «истинный» КСВ надо измерять только там, где зарождаются стоячие волны, то есть в точках подключения фидера к антенне. Как правило, на практике такие измерения невозможны или затруднены. Ради легкости работы с прибором измеритель КСВ часто подключают между выходом передатчика и входом фидера. В этом случае оценки КСВ всегда оказываются заниженными против истинных значений. Это объясняется тем, что стоячие волны на пути от места зарождения до точки измерений затухают в соответствии с величиной затухания линии. На рис. 5.26 показано, насколько существенны такие ошибки измерений. Они особенно опасны в метровом и дециметровом диапазонах, где велико затухание линий, выполненных из коаксиального кабеля. Обычно радиолюбители применяют кабели с затуханием 0,07–0,1 дБ/м на частоте 145 МГц, так что при длине кабеля 30 м затухание фидера составляет 3 дБ. Если в этих условиях измерения КСВ на входе фидера дают значение $s = 2$, то истинный КСВ на входе антенны достигает $s = 5$ (рис. 5.26). При замене кабеля более совершенным (с потерями 0,5 дБ и прежним истинным КСВ на входе антенны $s = 5$) в результате определения КСВ

на входе фидера будет получено значение $s = 4$ вместо $s = 2$ (на рис. 5.26 показано пунктиром).

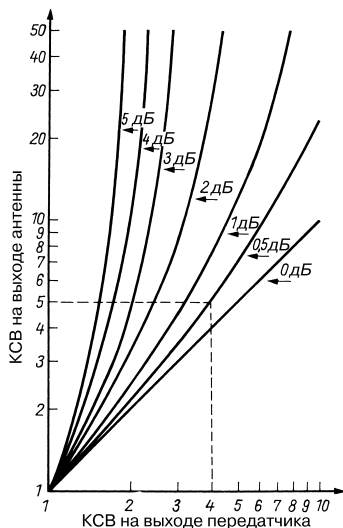


Рис. 5.26. Зависимость оценок КСВ на входе антенны и выходе передатчика от затухания фидера

Потери фидера на излучение

Двухпроводные линии при передаче высокочастотного сигнала склонны вести себя как антенны. Излучение, испускаемое ими в окружающую среду, порождает нежелательные пространственные эффекты и потери. Как уже отмечалось, излучение фидеров вызывает помехи радио- и телевизионному приему. Такие побочные эффекты обычно более существенны, нежели малые потери на излучение.

С одной стороны, нежелательное излучение фидеров зависит от степени рассогласования линии и возрастает вслед за КСВ. С другой стороны, излучает даже идеально согласованная двухпроводная линия.

Двухпроводная линия симметрична относительно земли, проводники в ней имеют одинаковое сечение и одинаково соотносятся с землей. Поэтому и токи в них одинаковы, хотя текут в противоположных направлениях. Сходным образом ведут себя магнитные поля. При совмещении проводов они бы взаимно подавлялись, но на практике этого не происходит. Взаимное подавление неполно, так как всегда имеется расстояние между проводами. Излучение потерь двухпроводной линии пропорционально квадрату величины этого промежутка и рабочей частоте. Следовательно, необходимо уменьшать расстояние между проводами с повышением частоты.

Практические советы по самостоятельной прокладке линий из пары параллельных проводов с учетом потерь на излучение уже излагались в разделе 5.1.5.

Коаксиальный кабель почти не излучает благодаря своей осесимметричности и выигрывает за счет малых потерь на излучение. Однако и в этом случае могут появиться так называемые поверхностные волны, которые представляют собой уравнивательные токи, образующиеся на внешнем проводнике кабеля, что и порождает собственное излучение его оболочки. Поверхностные волны возникают на нарушениях симметричности, например при прямом соединении симметричной антенны с несимметричным кабелем или когда весь комплекс антенны и коаксиального кабеля фидера находится в резонансе с возбуждающей частотой (резонанс на обертонах) и излучает система целиком. Здесь помогут симметрирующие элементы, устройства для подавления поверхностных волн и изменение длины кабеля.

5.2.3. Двухпроводная линия в качестве согласующего элемента

Уже указывалось, что стоячие волны возникают в передающей линии, если ее волновое сопротивление Z и нагрузка неодинаковы. Волны проявляются в наличии максимумов тока и напряжения, сдвинутых по фазе относительно друг друга. Поэтому каждой точке линии допустимо приписать полное сопротивление (импеданс) как отношение напряжения к току. Следствие: соотношения фаз между ними линия передачи характеризуется не только активным, но и реактивным сопротивлением. Оно может быть индуктивным (X_L) или емкостным (X_C) в зависимости от знака фазового сдвига.

На рис. 5.27 показан график полного сопротивления замкнутой на конце линии передачи, где индуктивная составляющая отложена выше оси абсцисс (+), а емкостная – ниже (-). Начиная с закороченного конца линии, индуктивная составляющая импеданса нарастает и достигает бесконечности на расстоянии $\lambda/4$ от конца. Но здесь ей противостоит столь же большой емкостный импеданс, и полное сопротивление становится чисто активным. Справедлива и другая трактовка: на расстоянии $\lambda/4$ от конца закороченной линии имеются параллельно включенные индуктивный (X_L) и емкостный (X_C) импедансы равной величины. Подобная цепь является хорошо известным параллельным резонансным контуром, а короткозамкнутый четвертьволновый отрезок обладает всеми свойствами такого контура.

На отрезке между $\lambda/4$ и $\lambda/2$ емкостный импеданс падает, достигая в точке $\lambda/2$ нулевого значения, где вновь становится чисто активным (теоретически – нулевым). Короткозамкнутому полуволновому отрезку присущи все свойства последовательно-резонансного контура.

Считается, что сопротивление такого контура без потерь равно нулю – точно так же, как бесконечно велико сопротивление параллельного резонансного контура без потерь.

Далее ход импеданса повторяется в строгой последовательности. В зависимости от своей длины, выраженной в долях длины волны λ , короткозамкнутая двухпроводная линия передачи настраивается или как индуктивность, или как емкость, подобно последовательному либо параллельному резонансному контуру.

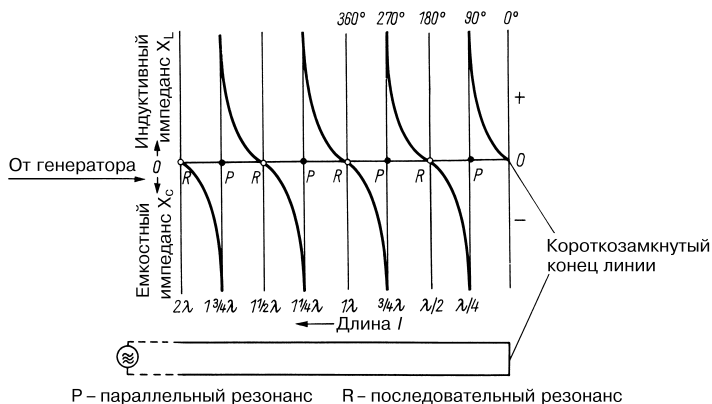


Рис. 5.27. Зависимость полного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины

Сходным образом ведет себя и разомкнутая двухпроводная линия. В этом случае соотношения импеданса сдвинуты на 90° относительно короткозамкнутого режима (рис. 5.28). Открытому концу линии соответствует почти бесконечно большое емкостное сопротивление, спадающее до нулевой линии через $\lambda/4$. В этой точке линия ведет себя как последовательный резонансный контур с чисто активным полным сопротивлением. Между точками $\lambda/4$ и $\lambda/2$ импеданс носит индуктивный характер, а при $\lambda/2$ вновь устанавливается режим параллельного резонанса и т.д.

Отрезки линии, представляющие собой эквиваленты индуктивности емкости или колебательного контура, могут иметь длину, не превышающую $\lambda/4$. Это позволяет за

счет подбора длины линии реализовать любые ее необходимые свойства. Например, индуктивность получается с помощью короткозамкнутой линии длиной менее $\lambda/4$. Разомкнутая линия такой же длины соответствует емкости. Наконец, замкнутая линия, электрическая длина которой равна $\lambda/4$, представляет собой параллельный колебательный контур, настроенный в резонанс. Эта же линия в разомкнутом состоянии превращается в последовательный резонансный контур.

На рис. 5.29 наглядно представлены весьма разнообразные возможности использования разомкнутой или короткозамкнутой двухпроводной линии в качестве согласующего элемента. Посредством такой линии удастся компенсировать реактивные

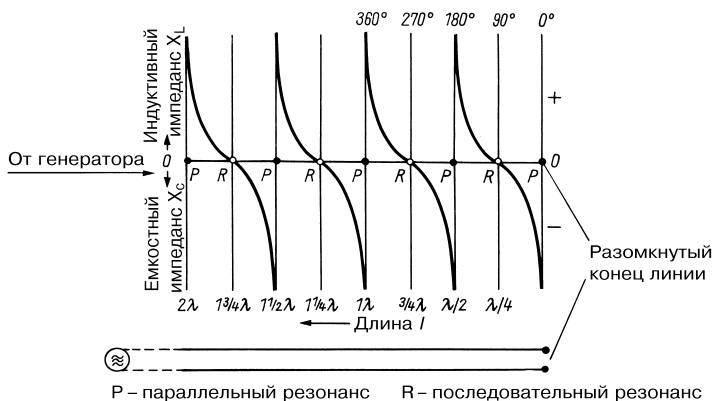


Рис. 5.28. Зависимость полного сопротивления разомкнутой линии от ее длины

Короткозамкнутая линия			Разомкнутая линия		
Электрическая длина линии	Распределение напряжения в линии	Эквивалент линии	Электрическая длина линии	Распределение напряжения в линии	Эквивалент линии
Короче $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)			Короче $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)		
$\lambda/4$ ($= 90^\circ$)			$\lambda/4$ ($= 90^\circ$)		
Длиннее $\lambda/4$, короче $\lambda/2$ ($> 90^\circ < 180^\circ$)			Длиннее $\lambda/4$, короче $\lambda/2$ ($> 90^\circ < 180^\circ$)		
$\lambda/2$ ($= 180^\circ$)			$\lambda/2$ ($= 180^\circ$)		

Рис. 5.29. Использование разомкнутой и короткозамкнутой линий в качестве согласующего элемента

сопротивления и преобразовать полный импеданс антенны. Если отрезок линии служит в качестве реактивного сопротивления, то его величина определяется электрической длиной линии l и ее волновым сопротивлением Z . При отсутствии или достаточно малых потерях в короткозамкнутой линии длиной до $\lambda/4$ ее индуктивный импеданс рассчитывается по формуле:

$$X_L = Z \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} \text{ Ом} \quad (5.26)$$

Из этого соотношения следует важный вывод: поскольку тангенс 45° ($\pi/4$) равен единице, индуктивный импеданс X_L на удалении в 45° ($l = \lambda/8$) от короткозамкнутого конца всегда равен волновому сопротивлению линии Z .

Для емкостного импеданса X_C разомкнутой линии длиной менее $\lambda/4$ справедливо аналогичное соотношение:

$$X_C = Z \operatorname{ctg} \frac{2\pi l}{\lambda} \text{ Ом} \quad (5.27)$$

Поскольку котангенс $45^\circ = 1$, емкостный импеданс X_C на удалении в 45° ($\lambda/8$) от разомкнутого конца линии также равен ее волновому сопротивлению Z .

Выражения (5.26) и (5.27) позволяют наглядно представить зависимость реактивных сопротивлений отрезков линии короче $\lambda/4$ от электрической длины в виде соотношений X/Z для разомкнутого (X_C) и короткозамкнутого (X_L) отрезков линии (рис. 5.30).

Пример

Требуется найти индуктивное сопротивление X_L отрезка короткозамкнутой линии с волновым сопротивлением $Z = 400$ Ом и электрической длиной $l/12 = 30^\circ$. Из точки 30° на оси абсцисс восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с кривой X_L и на оси ординат считываем соответствующее значение $X/Z = 0,6$. Отсюда $X_L = 400 \times 0,6 = 240$ Ом.

Если бы этот отрезок был разомкнутым, емкостное сопротивление X_C определялось бы по пересечению перпендикуляра с кривой X_C . Тогда $X/Z = 1,75$ и $X_C = 400 \times 1,75 = 700$ Ом.

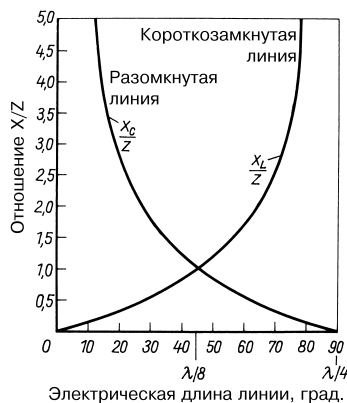


Рис. 5.30. Графики для определения реактивных сопротивлений

Разумеется, те же кривые годятся и для обратных расчетов. Пусть, например, используется отрезок линии с заданным реактивным сопротивлением X . Зная волновое сопротивление отрезка, определяем X/Z , из соответствующей точки на оси ординат проводим линию параллельно оси абсцисс до пересечения с нужной кривой, из точки пересечения опускаем перпендикуляр до оси абсцисс и считываем там искомую электрическую длину линии ϕ в градусах. Наконец, пользуясь соотношением $l/\phi = \lambda/360$, откуда $l = \phi\lambda/360$, находим искомую длину линии, выраженную в долях от длины волны.

Индуктивности и емкости, эквивалентные индуктивным и емкостным реактивным сопротивлениям, зависят от частоты. Они рассчитываются исходя из известных соотношений:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \quad (5.28)$$

и

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (5.29)$$

или определяются по соответствующим номограммам, например приведенным на рис. 6.20 и 6.21.

5.3. Способы питания антенн

Как правило, антенны следует устанавливать как можно выше и дальше от посторонних объектов, поэтому приходится применять более или менее протяженные линии связи для передачи энергии между передатчиком или приемником и антенной. Лишь в исключительных случаях обходятся без фидеров, например в радиотелефонах или приемниках для «охоты на лис».

Радиолобителю доступны два способа питания антенн: через настроенный или через согласованный фидер. Иногда целесообразно прибегать к смешанному питанию, используя сочетание обоих способов.

В диапазонах метровых и дециметровых волн работают исключительно с согласованными фидерами, и только на коротких волнах радиолобители пользуются настроенными линиями передачи или смешанным питанием.

5.3.1. Согласованный фидер

При выполнении условия согласования (равенство 5.14) амплитуды напряжения и

тока по всей длине фидера постоянны (см. рис. 5.21). Поскольку ни в одной точке фидера нет стоячих волн, его длина может быть произвольной. Здесь проявляется только неизбежная частотная зависимость затухания линии, да и то лишь для фидеров из коаксиального кабеля на достаточно высокой частоте (см. раздел 5.1.4). В случае симметричных неэкранированных двухпроводных линий имеют место также небольшие потери излучения (см. раздел 5.2.2). При прочих равных условиях строгое согласование фидера всегда позволяет добиться передачи мощности с минимальными потерями.

Однако небольшие ошибки согласования почти неизбежны, в результате чего рождаются так называемые псевдобегущие волны – бегущие волны, в той или иной степени отягощенные стоячими волнами, примерно изображенными на рис. 5.24. Как правило, значение КСВ = 2 еще приемлемо для любительских целей.

Рассогласования на входе фидера, возникающие из-за оконечного каскада передатчика (или входной цепи приемника), легко устранимы, поскольку современные любительские передатчики оснащены дополнительными схемными элементами для согласования сопротивлений. Здесь также удается компенсировать реактивные составляющие, которые через фидер доходят до передатчика от входа антенны. Если средства согласования в передатчике недостаточны, приходится подключать дополнительные цепочки, что в любом случае позволяет нагрузить передатчик чисто активной нагрузкой. Подключение фидеров к передатчикам описывается в главе 8. Сложнее или как минимум менее удобно компенсировать рассогласования, обусловленные труднодоступным входом антенны. Манипуляции на конце фидера со стороны передатчика здесь не помогут или окажутся недостаточными, чтобы полностью подавить стоячие волны. Поэтому рассогласования, связанные с антенной, следует устранять на самой антенне. Для этого используются согласующие элементы и трансформаторы, речь о которых идет в главе 6. Согласование сопротивлений дает положительный результат, если компенсируются индуктивные и емкостные реактивные составляющие. Они возникают всякий раз, когда нет строгого резонанса антенны с возбуждающей частотой. Компенсация реактивных составляющих также обсуждается в главе 6.

Как уже отмечалось в разделе 5.2.2, полное устранение рассогласованности на входе антенны не всегда оправдано. К тому же там неизбежны рассогласования за счет реактивных составляющих вследствие ухода частоты передатчика в пределах любительского диапазона.

В качестве согласованных фидеров можно применять любые двухпроводные линии, в том числе самодельные с распорками. Самый лучший вариант – использование коаксиального кабеля, подключаемого к симметричной антенне (например, к вибратору) через симметрирующий преобразователь (глава 7).

В области метровых и дециметровых волн применяют только согласованные фидеры. Рекомендуется выбирать такие фидеры и для однодиапазонных коротковолновых антенн. Согласованные фидеры подходят лишь при определенных условиях: в случае передающих антенн для работы в многодиапазонном режиме при возбуждении высшими гармониками. Как показано далее, при таком возбуждении меняется входное сопротивление и положение резонанса антенны, так что и здесь точное согласование возможно только для единственного любительского диапазона. В остальных полосах сохраняются рассогласования и реактивные составляющие.

На рис. 5.31 представлен практический пример самодельного фидера.

5.3.2. Настроенный фидер

В разделе 5.2.3 было обосновано использование отрезка линии в качестве настроенного

звена. С помощью рис. 5.27–5.29 показано, что полное сопротивление настроенной линии в каждом узле тока или напряжения имеет только активную составляющую. Эти узлы последовательно чередуются вдоль линии через промежутки электрической длины, равные $\lambda/4$. Линию передачи называют настроенной, если ее электрическая длина составляет четверть длины волны или кратна ей (то есть равна $2\lambda/4$, $3\lambda/4$ и т.д.). Несмотря на наличие стоячих волн в такой настроенной линии, ее входное и полное выходное сопротивления являются активными, или чисто омическими.

Распределение напряжения и тока в настроенной двухпроводной линии изображено на рис. 5.32. Стрелки показывают, что токи в проводниках текут в противоположных направлениях, что проявляется и в положении пучностей тока. Как уже указывалось, по данной причине поля взаимно уничтожаются, и излучение линии сильно ослабляется. Это ослабление тем меньше, чем ближе проводники и чем ниже частота. Поскольку близость проводников равнозначна малой величине волнового сопротивления, справедливо утверждение, что при заданной частоте линия с низким волновым сопротивлением характеризуется менее интенсивным излучением в окружающее пространство (меньшими излучательными потерями), чем линия с высоким волновым сопротивлением.

Кроме того, графики на рис. 5.32 свидетельствуют о равенстве импеданса на входе и выходе полуволновой линии, так что и отношение напряжения к току характеризуется

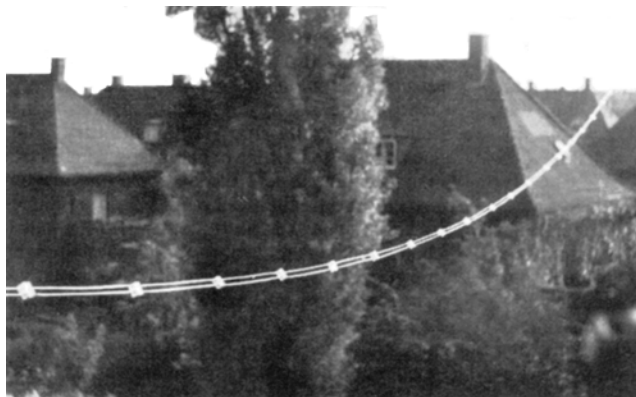


Рис. 5.31. Фидер с волновым сопротивлением 300 Ом

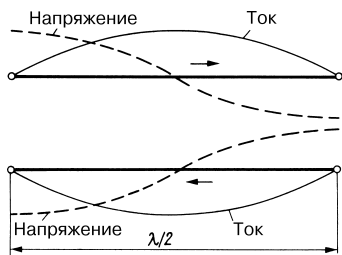


Рис. 5.32. Стоячие волны в линии из пары параллельных проводов электрической длины $\lambda/2$

одинаковым значением в обоих случаях. При этом сдвиг фазы напряжения на 180° не играет роли. Из сказанного вытекают следующие практически важные правила.

Настроенный фидер, чья электрическая длина равна или кратна половине длины волны ($2\lambda/2$, $3\lambda/2$ и т.д.), воспроизводит на своем выходе отношение напряжения к току, имеющееся на входе. Поэтому входной импеданс антенны передается на вход фидера в масштабе 1:1.

Следовательно, не требуется настраивать входное сопротивление на самой антенне, так как оно передается к началу фидера в пропорции 1:1 независимо от своей величины. Там оно согласуется с импедансом оконечного каскада передатчика или входной цепи приемника простыми средствами. Настроенный фидер применим и для антенн с возбуждением высшими гармониками, тогда как согласованный фидер пригоден здесь лишь при определенных условиях. Такой режим работы настроенного фидера иллюстрирует рис. 5.33. Полуволновый вибратор с резонансной частотой, например

7 МГц, возбуждается через настроенный полуволновый фидер (рис. 5.33а). Входное сопротивление ZZ полуволнового вибратора 60 Ом передается полуволновым фидером в отношении 1:1 как Z'Z' к началу фидера (в данном случае его волновое сопротивление не играет особой роли). Аналогичный вибратор на удвоенной частоте 14 МГц окажется волновым с большим входным сопротивлением ZZ (см. раздел 4.2), а полуволновый фидер – волновым фидером ($2\lambda/2$), что и показано на рис. 5.33б. Высокоомное входное сопротивление антенны ZZ передается на вход фидера как Z'Z' равной величины и должно быть согласовано там с выходом передатчика.

Известно, что входной и выходной импедансы линии из пары параллельных проводов длины $\lambda/4$ являются активными (см. раздел 5.2.3). Поэтому четвертьволновую линию также можно применять в качестве настроенного фидера. Распределение тока и напряжения в такой линии представлено на рис. 5.34. Ее начало и конец отличаются обратным соотношением тока и напряжения. Отсюда следует, что высокоомный импеданс в начале линии становится низкоомным в ее конце и наоборот. Поэтому четвертьволновую линию называют также четвертьволновым трансформатором (подробнее о нем рассказывается в главе 6). В случае четвертьволновой линии ее волновое сопротивление Z вновь становится важным, поскольку оно определяет степень преобразования согласно выражению:

$$Z = \sqrt{Z_E Z_A} \quad (5.30)$$

где Z_E и Z_A – входной и выходной импедансы линии.

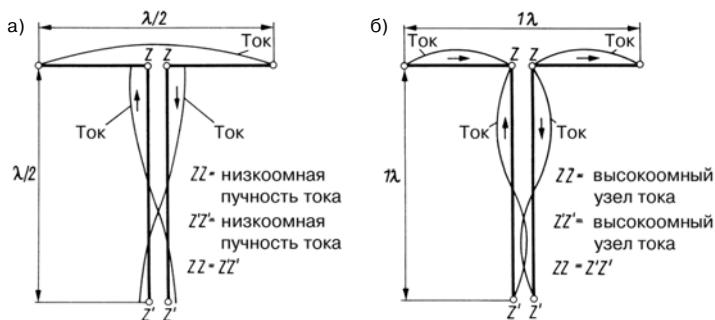


Рис. 5.33. Вибратор с настроенным фидером: а – линия длиной $\lambda/2$; б – аналогичный вибратор при возбуждении на удвоенной частоте

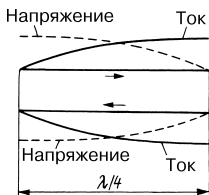


Рис. 5.34. Распределение тока и напряжения в линии длиной $\lambda/4$

Для настроенной четвертьволновой линии справедливо следующее правило: настроенный фидер, чья электрическая длина равна или кратна нечетному числу четвертей рабочей длины волны ($\lambda/4, 3\lambda/4, 5\lambda/4$ и т.д.), характеризуется обратными соотношениями тока и напряжения на своих концах, поэтому в нем происходит преобразование импеданса.

На рис. 5.35 изображены антенны с четвертьволновым фидером. Низкое входное сопротивление ZZ (около 60 Ом) полуволнового вибратора проявляется в виде высокоомного импеданса $Z'Z'$ на конце линии в соответствии с уравнением (5.30) – см. рис. 5.35а. Из распределения тока на рис. 5.35б следует, что высокоомное входное сопротивление волнового вибратора становится низкоомным сопротивлением $Z'Z'$ на конце фидера.

Настроенный фидер допустимо рассматривать как неизлучающее продолжение антенны. Надо, чтобы фидер и антенна отвечали условиям резонанса как целое. Следовательно, излучающий и неизлучающий участки порознь не должны находиться в резонансе, чтобы при подключении их друг к другу наступило резонансное состояние. Поэтому реактивные

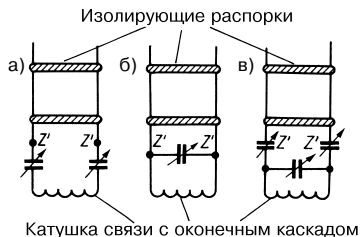
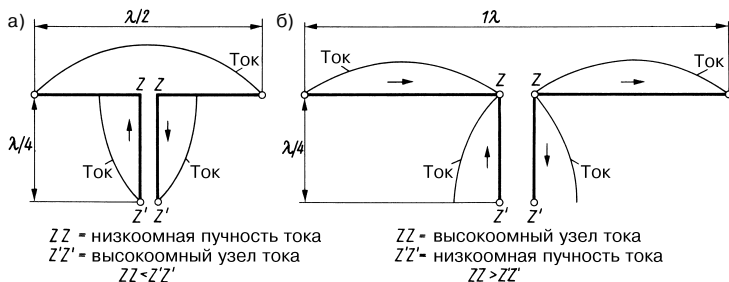


Рис. 5.36. Подключение фидера

составляющие излучателя слишком больших или малых размеров могут быть устранены удлинением или укорочением конца фидера, противоположного антенне. На практике изменяют не механическую, а электрическую длину фидера, применяя подходящее антенное звено на конце фидера. На рис. 5.36а показано подключение фидера к передатчику с низкоомным выходом (связь по току), на рис. 5.36б – к передатчику с высокоомным выходом (связь по напряжению), а на рис. 5.36в – универсальное подключение на выбор (по току или напряжению).

На практике прежде всего определяют, высокоомным (узел тока) или низкоомным (пучность тока) является конец фидера. При подключении по току или напряжению применяется соответственно последовательное (рис. 5.36а) или параллельное питание (рис. 5.36б). Для многоволновой антенны целесообразно использовать универсальное звено (рис. 5.36в), позволяющее выбирать между обоими способами питания. Здесь также весьма удобны П-фильтры, или фильтры Коллинза (Collins). Эти устройства описаны в разделе 8.1.1. Смешанное питание, сочетающее настройку и согласование фидера, рассмотрено в главе 8.



ZZ - низкоомная пучность тока
 $Z'Z'$ - высокоомный узел тока
 $ZZ < Z'Z'$

ZZ - высокоомный узел тока
 $Z'Z'$ - низкоомная пучность тока
 $ZZ > Z'Z'$

Рис. 5.35. Вибраторы с настроенными фидерами: а – полуволновый вибратор с четвертьволновым фидером; б – волновой вибратор с четвертьволновым фидером

Литература к главе 5

- Bellen, F. J.*: Zum Nachdenken: Die Antennenzuleitung. AMSAT-DL 4/93, S. 34 bis 36.
- Berndt, W.*: Der Energietransport zu den Antennen der Kurzwellen-Grobstationen. Telefunken-Zeitung, Jg. 27, H. 104, Juli 1954, S. 104–113.
- Berner, V.*: Energieübertragung vom Sender zur Antenne. CQ DL 6/93, S. 371 bis 377, CQ DL 7/93, S. 462 bis 467.
- Bertelsmeier, R.*: Open Feed Systems for 432 MHz Yagi Arrays. Dubus 3/1993, S. 46ff.
- Böhm, H.*: Vom Sender zur Antenne und zurück. T. 1 bis 5. Funk 9/94, S. 74–76 bis Funk 1/95, S. 26 bis 28.
- Dohls, H.*: Die Ermittlung von Konstanten unbekannter HF-Leitungen. DL-QTC 10/62, S. 434 bis 443.
- Dummer, G. W. A.; Blackband, W. T.*: Wires and R. F. Cables. Isaac Pitman & Sons, London, 1961.
- Elwell, H. G.*: Open-wire line for 2 meters. Ham Radio, January 1987, pp. 94–95.
- Ford, S.*: The Lure of the Ladder Line. QST, December 1993, pp. 70–71.
- Gehrke, F.*: Real coax impedance and phase relationships. Ham Radio, April 1987, pp. 8–12, 14, 17.
- Geschwinde, H.; Krank, W.*: Strerfenleitungen. Winter'sche Verlagshandlung, Füssen, 1960.
- Goubau, G.*: Elektromagnetische Wellenleiter und Hohlräume. Wissenschaftl. Verlags G.m.b.H., Stuttgart, 1955.
- Goubau, G.*: Single-Conductor Surface Wave Transmission Lines. Proc. IRE, June 1951, pp. 619–624.
- Gutzmann, F.*: Zur Wahl des richtigen Wellenwiderstandes von Hochfrequenz-Kabeln. FTZ, H. 3, 1954, S. 136 bis 139.
- Hilberg, W.*: Charakteristische Größen elektrischer Leitungen. Verlag Berliner Union, Stuttgart, 1972.
- Hollywood, J. M.*: Mismatch Loss Chart for Transmission Lines. Electronics, January 1948, p. 130.
- Huber, F. R.; Neubauer, H.*: Die Goubau-Leitung im praktischen Einsatz. Rohde & Schwarz-Mitteilungen, Nr. 13, 1960, S. 332 bis 343.
- Hupfer, K.*: Streifenleitungen in der VHF- und UHF-Technik. Intern. Elektron. Rundschau, Nr 3, 1972, S. 65 bis 69.
- Kelleit, A.*: Transmission Line Fundamentals. RF Design, July 1994, pp. 56–60.
- Maxwell, M. W.*: Reflections – Transmission Lines and Antennas. ARRL, Newington, CT, 1991.
- Nibler, F.*: Reflexionsfaktor, Rückflußdämpfung, Stehwellenverhältnis und Anpassungsfaktor. cq-DL 1/78, S. 10 bis 13.
- Prange, H. W.*: Eigenschaften und Kennwerte von Speiseleitungen, Paralleldraht- und Koaxialleitungen. Funkamateure 3/94, S. 213 bis 215.
- Prange, H. W.*: Signalübertragungen, Stehwellen, Reflexionen, Paralleldraht- und Koaxialleitungen. Funkamateure 2/94, S. 131 bis 133.
- Queck, U.*: Wellenwiderstand einfach bestimmt. Funkschau 13/1986, S. 42 bis 44.
- Rohde, L.*: Der Rohrdraht als Hochfrequenzleitung. Hochfrequenztechn. und Elektroakustik, 62 (1943), S. 1 bis 6.
- Rohde, L.; Schwarz, H.*: Was man vom Lechersystem wissen muss. CQ 7/1932, S. 49ff.
- Roosenstein, H. O.*: Die Fortleitung hochfrequenter elektrischer Schwingungsenergie. Z. für Hochfrequenztechnik, September 1930, S. 81 bis 85; Oktober 1930, S. 121 bis 133.
- Schmidt, O.*: Das Paralleldrahtsystem als Meßinstrument in der Kurzwellentechnik. Bd. 41 (1933), S. 2 bis 16.
- Smith, P. H.*: Optimum Coax Diameters. Electronics, February 1950, pp. 111, 112, 114.
- Sturm, J.*: Stehwellenverhältnis und Kabeldämpfung UKW-Bereiche 3/1970, S. 139 bis 143.
- Weinstein, H.*: RF transmission cable for microwave applications. Ham Radio, May 1985, pp. 106–109, 111.
- : HF-Übertragungsleitungen. Berliner Union, Stuttgart, 1959.

6. Согласующие и трансформирующие элементы

Такие элементы применяются на входе антенн, которые должны питаться через согласованный фидер, поскольку лишь в данном случае требуется согласование полных сопротивлений. При использовании настроенных фидеров эти элементы не нужны: фидеры сами служат трансформирующими элементами.

Антенна без дополнительных согласующих звеньев электрически и механически проще и, следовательно, является лучшим решением. К тому же некоторые трансформирующие элементы вызывают нежелательное сужение полосы частот антенны. Поэтому всегда желательно применять такие антенны, входное сопротивление которых заведомо совпадает с волновым сопротивлением предполагаемого фидера. В области метровых волн это реализуется сравнительно просто, в частности с помощью петлевого вибратора. При его создании удается подбирать практически любое требуемое входное сопротивление (см. раздел 3.4). Однако в коротковолновом диапазоне построить такой вибратор трудно или даже невозможно.

Согласующие и трансформирующие элементы используют не только на входах антенн, но и в качестве связующих звеньев между несколькими вибраторами.

6.1. Дельта-согласование

(J. F. Morrison – патент США № 2153768, 1936 г.)

Согласующий дельта-трансформатор (рис. 6.1) охотно применяют, когда требуется питать коротковолновый вибратор через двухпроводную линию с волновым сопротивлением 400–600 Ом. По аналогии с распределением полного сопротивления в полуволновом вибраторе, формирующимся из распределений тока и напряжения, при дельта-согласовании находят две точки подключения, симметрично расположенные

относительно середины излучателя, где полное сопротивление равно волновому сопротивлению фидера. Раздвигая для этого провода фидера, согласующему звену придают дельтаобразную форму.

Подключение фидера равносильно удлинению проводников антенны и, следовательно, снижает ее резонансную частоту. Поэтому на расчетной частоте излучателя без дельта-согласования в месте подключения фидера появляется индуктивная составляющая, а в фидере возникают стоячие волны. Их удается ослабить или полностью подавить посредством небольшого укорочения проводника антенны в расчете на частоту, несколько более высокую, нежели рабочая. Возникающая при этом емкостная составляющая антенны позволяет глубоко компенсировать индуктивную составляющую дельта-согласования.

Вообще говоря, соотношение длин $x:D$ должно составлять 1:1,25. При согласовании 600-омного фидера с полуволновым вибратором используются следующие приближенные формулы:

$$x_{\text{мм}} = \frac{36000}{f_{\text{МГц}}} \quad (6.1)$$

для коротковолновых антенн,



Рис. 6.1. Согласующий дельта-трансформатор

$$x_{\text{мм}} = \frac{34500}{f_{\text{МГц}}} \quad (6.2)$$

для антенн метрового диапазона,

$$D_{\text{мм}} = \frac{45100}{f_{\text{МГц}}} \quad (6.3)$$

Механическое преимущество согласующего дельта-трансформатора состоит в том, что проводник антенны в отличие от обычного разрезного полуволнового вибратора остается цельным, а его среднюю часть без всяких опасений можно заземлять или использовать для крепления к металлической опоре.

6.2. Согласующий Т-трансформатор

Т-трансформатор (рис. 6.2) является механически жесткой разновидностью дельта-трансформатора и поэтому особенно удобен для трубчатых излучателей, то есть преимущественно в диапазоне метровых и дециметровых волн. В несколько преобразованной и электрически улучшенной форме он применяется и во вращающихся коротковолновых излучателях (гамма- и омега-трансформаторах).

В метровом диапазоне Т-трансформатор не дает никаких преимуществ по сравнению с петлевым вибратором, кроме некоторой экономии материала. Напротив, вследствие отводов от излучателя образуются реактивные составляющие, как и в случае дельта-трансформатора, но из-за параллельности отводов и проводника антенны они оказываются еще большими. Возникающие при этом трудности удаётся обходить, применяя петлевой вибратор

соответствующих размеров, как уже упоминалось в начале главы.

Входное сопротивление Т-трансформатора, изображенного на рис. 6.2, будет активным, если промежуток x составляет 0,475 длины вибратора l . При этом предполагается, что $D = 0,033\lambda$, $d_1 = d_2$ и $\lambda/d_1 \approx 150$. В этих условиях входное сопротивление Т-элемента в точке ввода питания составляет 650 Ом, если излучателем служит обычный полуволновый вибратор. Поскольку входное сопротивление полуволнового вибратора лежит в пределах 60–70 Ом, рассчитанный таким образом Т-трансформатор обеспечивает преобразование сопротивления в пропорции 1:10. Все прочие точки отвода на излучателе приводят к появлению комплексного входного сопротивления. Их реактивные составляющие устраняются путем укорочения длины излучателя. Таким способом с помощью Т-трансформатора устанавливают реальное входное сопротивление величиной 270–680 Ом.

При вышеуказанных условиях и промежутке $x = 0,5 l$ кратность преобразования сопротивления будет равна приблизительно 1:6, если привести это сопротивление к входному сопротивлению развернутого полуволнового вибратора (около 400 Ом). В данном случае длина излучателя l рассчитывается по формуле с учетом необходимого укорочения излучателя, когда $\lambda/d = 150$:

$$l_{\text{мм}} = \frac{138250}{f_{\text{МГц}}} \quad (6.4)$$

Для промежутка $x = 0,7 l$ кратность преобразования сопротивления составляет 1:4,5 (около 300 Ом), и l рассчитывается по формуле:

$$l_{\text{мм}} = \frac{130580}{f_{\text{МГц}}} \quad (6.5)$$



Рис. 6.2. Согласующий Т-трансформатор: а – рекомендуемая компоновка; б – зажимные скобы

Необходимо предусматривать возможность смещения точек отводов в небольших пределах (рис. 6.2). Значение $x = l$ соответствует обычному петлевому вибратору.

Форма Т-трансформатора неудобна для применения в высокочастотной области любительских коротковолновых диапазонов. В этом случае предпочитают уменьшать диаметр d и промежуток D . Размеры, показанные на рис. 6.3, позволяют практически получить входное сопротивление величиной около 300 Ом. Здесь нет необходимости в дополнительном укорочении излучателя, поскольку реактивная составляющая компенсируется емкостью с помощью пары конденсаторов на входе питания. Согласно эмпирическому правилу, максимальная емкость каждого переменного конденсатора составляет 8 пФ на 1 м длины волны, так что для 10-метрового любительского диапазона требуется емкость до 80 пФ. Имеет смысл заменять такие конденсаторы обычными после точного определения значений емкости при настройке. Для защиты от погодных условий рекомендуется заключать конденсаторы в водонепроницаемый корпус из синтетического материала.

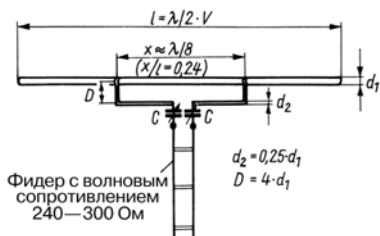


Рис. 6.3. Емкостные компенсаторы в согласующем Т-элементе

6.3. Гамма-согласование

Гамма-согласование применяется преимущественно для питания симметричных вращающихся направленных излучателей непосредственно через коаксиальный кабель без специальных симметрирующих преобразователей. При этом становится осуществимым согласование сопротивлений Т-трансформатором. Фактически согласующим гамма-звеном служит половина Т-трансформатора (рис. 6.4). Такое решение представляется небезупречным по своим электрическим качествам, поскольку следовало бы ожидать, что плечи вибратора будут возбуждаться неодинаково. Однако на деле гамма-согласование зарекомендовало себя очень хорошо [2–7].

Обычно гамма-трансформатор рассчитывается на преобразование сопротивлений в пропорции 1:3, так как в коротковолновых направленных вращающихся излучателях входные сопротивления составляют всего 20–39 Ом из-за малых промежутков между деталями. Тем самым обеспечивается эффективное подключение общедоступных коаксиальных кабелей. Реактивные составляющие компенсируются с помощью емкостных элементов.

В табл. 6.1 приведены размеры деталей для реализации согласующего гамма-трансформатора по схеме, изображенной на рис. 6.4.

При настройке положение металлической скобы между излучателем и трансформатором изменяется и фиксируется в момент, когда удастся найти минимум стоячих волн в коаксиальном кабеле с помощью регулируемого конденсатора. В этом положении настройкой конденсатора устраняют реактивную составляющую и, следовательно, остаточные стоячие волны.

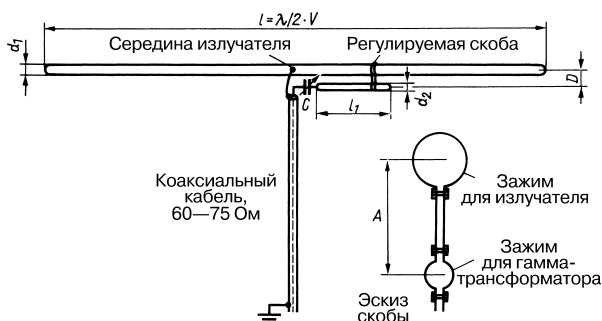


Рис. 6.4. Узел гамма-согласования с произвольным коаксиальным кабелем, выполненный из трубок

Таблица 6.1. Приблизительные размеры согласующего гамма-трансформатора

Диапазоны	Длина l_1 согласующей трубки трансформатора, мм	Промежуток D , мм	Максимальная емкость конденсатора, пФ	Отношение $d_1:d_2$
10 м	800	100	50	0,15–0,25
15 м	1200	140	80	0,33
20 м	1700	160	150	0,15

6.4. Омега-согласование

Омега-трансформатор – усовершенствованный вариант гамма-трансформатора – особенно подходит для тех коротковолновых антенн, где подбор положения зажимной скобы гамма-звена на качающейся мачте слишком неудобен и опасен. В омега-трансформаторе эта скоба неподвижна, а согласование осуществляется двумя переменными конденсаторами вблизи середины излучателя (рис. 6.5).

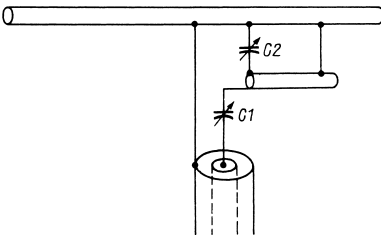


Рис. 6.5. Принцип действия омега-трансформатора

Другое преимущество омега-трансформатора заключается в том, что согласующая трубка вдвое короче, чем у гамма-трансформатора. Наряду с экономией материала, это улучшает механическую прочность системы.

Рекомендуемая компоновка омега-трансформатора представлена на рис. 6.6. Конденсатор C_1 компенсирует индуктивную составляющую, а C_2 заменяет регулирующую зажимную скобу и позволяет быстро и просто устанавливать величину импеданса, отвечающую волновому сопротивлению применяемого коаксиального кабеля.

Данные для гамма-трансформатора (табл. 6.1) справедливы и в случае омега-звена с той разницей, что длина l_1 уменьшается вдвое. Регулируемый конденсатор C_2 должен обладать предельной емкостью 20, 25 и

30 пФ для 10-, 15- и 20-метрового диапазонов соответственно.

В качестве C_1 и C_2 применяются достаточно простые конденсаторы с малым расстоянием между пластинами, так как в месте сочленения излучателя с опорой не бывает высоких напряжений. Необходимо обеспечить точное измерение емкости конденсаторов в ходе настройки, а после ее завершения целесообразно заменить переменные конденсаторы постоянными тех же емкостей, что были определены при настройке. Для точного воспроизведения этих емкостей конденсаторные сборки C_1 и C_2 делают из постоянных конденсаторов с малым температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) – с воздушным диэлектриком, слюдяные. В сборках допустимо применять дорогие подстроечные конденсаторы, размещая их в пластиковых корпусах для надежной защиты от атмосферных воздействий.

Крепление согласующей трубки около ввода питания должно быть выполнено из изоляционного материала либо с применением изоляционной ленты (рис. 6.6 и 6.7).

Согласующий омега-трансформатор был разработан в 1955 г. Б. Орром (W6SAI).

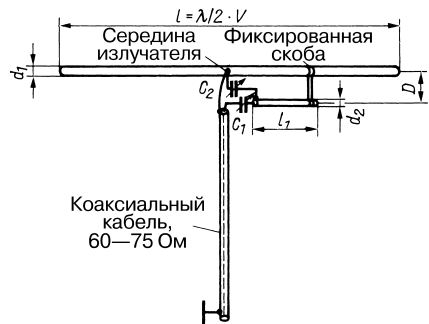


Рис. 6.6. Согласующий омега-трансформатор для антенн с цельным излучающим элементом

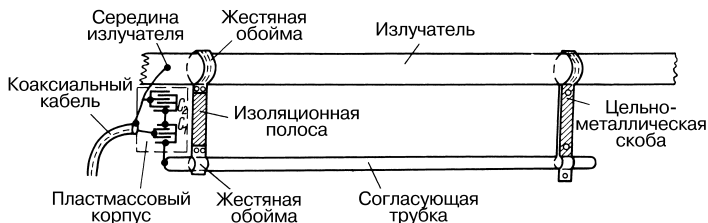


Рис. 6.7. Рекомендуемое устройство согласующего звена

6.5. Четвертьволновый трансформатор

(Н. О. Roosenstein – германский патент № 515121, 1928 г.)

Согласно выражению (5.30), волновое сопротивление Z двухпроводной линии с электрической длиной $\lambda/4$ связано с ее входным (Z_E) и выходным (Z_A) сопротивлениями соотношением:

$$Z = \sqrt{Z_E Z_A}.$$

Это значит, что необходимое волновое сопротивление четвертьволновой линии всегда должно равняться среднему геометрическому обоих согласуемых реактивных сопротивлений Z_E и Z_A .

Если положить Z_E равным волновому сопротивлению имеющегося фидера, а Z_A – входному сопротивлению антенны, то указанное соотношение позволит определить волновое сопротивление Z четвертьволновой трансформирующей линии, необходимое для точного согласования. Преобразуя соотношение, получим:

$$Z_E = \frac{Z^2}{Z_A} \quad (6.6)$$

Подобный четвертьволновый трансформатор представлен на рис. 6.8. Его второе название – согласующий Q-трансформатор (от англ. Quarterwave – четверть волны).

Такая линия-трансформатор подходит для любых антенных систем с симметричным питанием и любых типов симметричных фидеров. Нужно лишь, чтобы в соответствии с величиной волнового сопротивления Z трансформатора требовались такие ее габариты, которые позволили

бы воплотить устройство «в железе». На практике это условие выполняется для волновых сопротивлений в пределах 50–600 Ом.

Пример

Антенная система с входным сопротивлением 120 Ом питается через симметричную двухпроводную линию с волновым сопротивлением 280 Ом. Следовательно, волновое сопротивление Z согласующего четвертьволнового трансформатора должно составлять:

$$Z = \sqrt{120 \times 280} = \sqrt{33600} = 183 \text{ Ом}.$$

Данные на рис. 5.4 показывают, что можно построить двухпроводную линию с $Z = 183$ Ом, если расстояние между осями проводников в 2,5 раз больше их диаметра, а диэлектриком служит воздух.

Изготовление аналогичного трансформатора при использовании стандартного

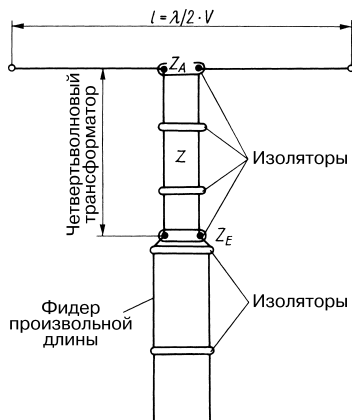


Рис. 6.8. Четвертьволновый трансформатор

высокочастотного кабеля с подходящим волновым сопротивлением реально, если пойти на несколько большие потери. Кроме того, параллельное включение таких кабелей позволяет осуществить гибкую подгонку волнового сопротивления. Например, при параллельном включении пары четвертьволновых плоских звеньев по 280 Ом получится требуемое волновое сопротивление 140 Ом, а звенья по 240 и 300 Ом дадут волновое сопротивление 133 Ом.

Необходимо учитывать коэффициент укорочения плоских линий и исключать их взаимное влияние при параллельном включении (линии должны быть разнесены как можно дальше друг от друга и зафиксированы). Коэффициент укорочения приводится в документации к кабелю (он составляет около 0,8 для синтетического диэлектрика).

Недостаток трансформирующей линии состоит в том, что согласование невозможно подстраивать после сборки, так как для этого надо менять ее волновое сопротивление в узких пределах.

Четвертьволновые трансформаторы для метрового диапазона можно изготавливать самостоятельно (рис. 6.9). С этой целью используется основание из пластика с поперечными пазами на левой стороне в качестве направляющих для блоков крепления левой параллельной трубки, которые перемещаются при ее юстировке. На правой стороне имеется по три отверстия для крепления опор правой трубки, чем обеспечивается и ступенчатая юстировка. Сами блоки выполняются из стойкого синтетического материала с малыми потерями и снабжаются полукруглыми канавками для фиксации трубок разного диаметра. Эта компоновка позволяет обеспечивать волновые сопротивления от 150 до 500 Ом.

Разумеется, согласующий четвертьволновый трансформатор осуществим и в несимметричной форме для согласования коаксиального кабеля с несимметричной антенной (например, типа Groundplane). Однако не всегда удастся подобрать стандартный коаксиальный кабель с волновым сопротивлением, подходящим для четвертьволнового трансформатора, и обойтись без построения коаксиальной четвертьволновой линии своими силами (см. рис. 5.5 и 5.6). Однако радиолюбители почти не применяют такие линии из-за трудностей их изготовления.

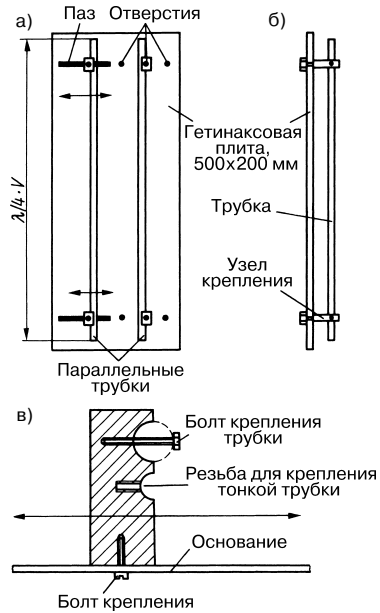


Рис. 6.9. Эскиз четвертьволнового трансформатора с регулируемым волновым сопротивлением: а – вид спереди; б – вид сбоку; в – разрез блока

В отдельных случаях коаксиальный кабель весьма полезен при создании четвертьволнового трансформатора – например, когда требуется для преобразования волнового сопротивления настолько мало, что его невозможно получить с помощью линии из пары параллельных проводов. При параллельном включении двух одинаковых стандартных коаксиальных кабелей их волновое сопротивление уменьшается вдвое, позволяя строить четвертьволновые трансформаторы на 25–37 Ом без особого труда. Достоинство таких линий заключается в том, что их волновое сопротивление одинаково на всем протяжении и что длина линии (с учетом коэффициента укорочения коаксиального кабеля $V = 0,66$) существенно уступает протяженности двухпроводной линии с воздушной изоляцией.

На рис. 6.10 показаны три образца четвертьволновых трансформаторов: а – симметричное последовательное соединение, $Z = 2 Z_K$; б – симметричное параллельное соединение, $Z = Z_K / 2$; в – несимметричное параллельное соединение, $Z = Z_K / 2$.

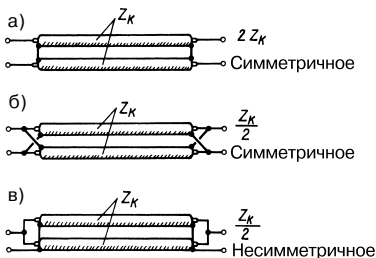


Рис. 6.10. Четвертьволновые трансформаторы, изготовленные из коаксиальных кабелей

При последовательном соединении двух отрезков кабеля суммарное волновое сопротивление Z_K оказывается несимметричным. При этом несложно получить волновые сопротивления в пределах 100–150 Ом.

Теоретически все линии, электрическая длина которых кратна нечетному числу четвертей длины волны (1/4, 3/4, 5/4, 7/4 и т.д.), являются трансформаторами того же качества, что и четвертьволновый трансформатор.

6.6. Согласующий шлейф

Четвертьволновый согласующий шлейф сочетает удобство установки с оптимальностью согласования и представляет собой элемент, требующий минимальных затрат на реализацию.

Шлейф применяется в первую очередь для согласования коротковолновых проволочных антенн с любыми симметричными фидерами. В силу своей частотной зависимости шлейф пропускает не все частоты рабочей полосы антенны, поэтому его целесообразно использовать вместе с широкополосными антеннами.

В разделе 5.2.3 при обсуждении возможностей согласования посредством двухпроводной линии передачи было установлено, что отрезок линии, длина которого меньше $\lambda/4$, всегда проявляет себя как чисто реактивное сопротивление. В короткозамкнутой линии оно является индуктивным (X_L), а в разомкнутой – емкостным (X_C) – см. рис. 5.29.

Если линию, которая короче $\lambda/4$, нагрузить активным сопротивлением Z_A , меньшим ее волнового сопротивления Z , то на другом конце линии образуется комплексное сопротивление Z_E в виде параллельного соединения сопротивлений – активного R_E и реактивного X_E (рис. 6.11а). Чтобы сделать Z_E чисто активным, требуется скомпенсировать индуктивную составляющую равновеликим параллельным емкостным сопротивлением (рис. 6.11б).

Обратный случай имеет место, когда нагрузочное сопротивление Z_A превышает волновое сопротивление линии Z (рис. 6.12а). В этом случае Z_E приобретает заметную емкостную составляющую X_C , для компенсации которой необходимо параллельно подключить индуктивность (рис. 6.12б).

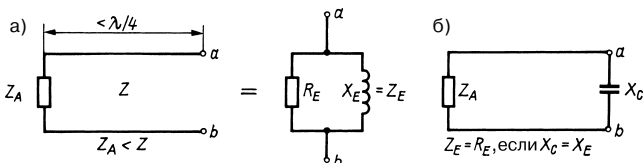


Рис. 6.11. Компенсация индуктивной составляющей линии длиной меньше $\lambda/4$: а – эквивалентная схема; б – компенсация X_E посредством X_C

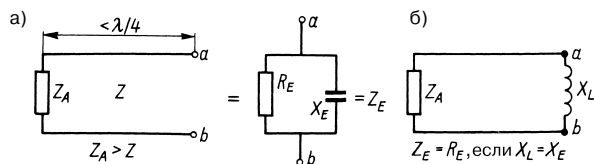


Рис. 6.12. Компенсация емкостной составляющей линии длиной меньше $\lambda/4$: а – эквивалентная схема; б – компенсация X_E посредством X_L

При этом входной импеданс Z_E будет состоять только из активной составляющей R_E . В зависимости от длины линии $R_E = Z_E$ принимает значения от Z_A (длина линии равна нулю) до Z^2/Z_A (электрическая длина линии составляет $\lambda/4$).

Согласующий шлейф является практически применением этих положений. Согласно рис. 6.13, фидер с волновым сопротивлением Z подключается непосредственно к входу антенны Z_A , представленному неким сопротивлением. Если Z не равно Z_A , согласования не происходит и возникают стоячие волны, причем КСВ прямо определяется отношением Z_A/Z .

На расстоянии C от клемм питания полное сопротивление Z_A соответствует волновому сопротивлению Z фидера, но здесь оно отягощено реактивной составляющей. Если скомпенсировать эту составляющую шлейфом, то Z станет активным, а антенна – согласованной.

При $Z_A < Z$ компенсация осуществляется разомкнутым шлейфом (рис. 6.13а), а при $Z_A > Z$ используется короткозамкнутый шлейф (индуктивность) согласно рис. 6.13б.

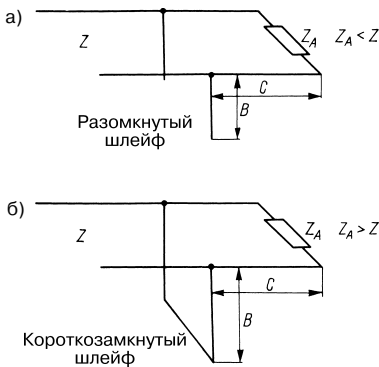


Рис. 6.13. Схема согласующего шлейфа:
а – разомкнутый шлейф;
б – короткозамкнутый шлейф

Следовательно, необходимо прежде всего установить, насколько различаются Z_A и Z . Сделать это несложно, поскольку волновое сопротивление Z фидера должно быть всегда известно (см. раздел 5.1.1), а входное сопротивление Z_A обычной коротковолновой антенны чаще всего дается в ее описании или точно определяется. Входное сопротивление антенны, питаемой в пучности тока, обычно характеризуется низкими значениями

(например, полуволновый вибратор), так что в этом случае почти всегда $Z_A < Z$. Если же речь идет об антенне с питанием по напряжению (волновый вибратор или излучатель с концевым питанием), то имеет место большой входной импеданс ($Z_A > Z$).

Расстояние C между входом антенны Z_A и точками подключения шлейфа, а также длина шлейфа B зависят от волнового сопротивления Z фидера и соотношения между Z_A и Z . Поскольку Z_A/Z или Z/Z_A определяют также КСВ = s , расстояние C и длина B являются функциями s . При равенстве волновых сопротивлений фидера и шлейфа при $Z_A > Z$ выполняются соотношения:

$$\operatorname{tg} C = \sqrt{s} \quad (6.7)$$

и

$$\operatorname{ctg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (6.8)$$

Для $Z_A < Z$ длины рассчитываются по формулам:

$$\operatorname{ctg} C = \sqrt{s} \quad (6.9)$$

и

$$\operatorname{tg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \quad (6.10)$$

C и B выражаются в градусах и пересчитываются на длину волны с помощью соотношения:

$$\text{длина в градусах} = 360^\circ \times \text{длина в } \lambda \quad (6.11)$$

Графики на рис. 6.14 и 6.15 построены по этим формулам и позволяют легко находить значения A , B и C ($A = B + C$) по величине КСВ (s).

Так как предполагается равенство волновых сопротивлений согласующего шлейфа и фидера, входное сопротивление антенны Z_A не имеет реактивной составляющей и антенна должна находиться в резонансе с рабочей длиной волны.

Поскольку при четвертьволновом согласовании применяется согласованная линия, необходимо учитывать коэффициент укорочения используемого отрезка линии. В среднем он составляет 0,975 для линий из параллельных проводов с воздушной изоляцией, так что рассчитанные длины следует умножить на это значение. Величина коэффициента укорочения стандартных

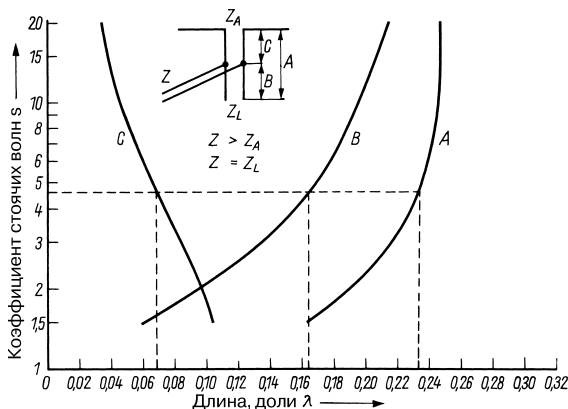


Рис. 6.14. Зависимость длин разомкнутого шлейфа

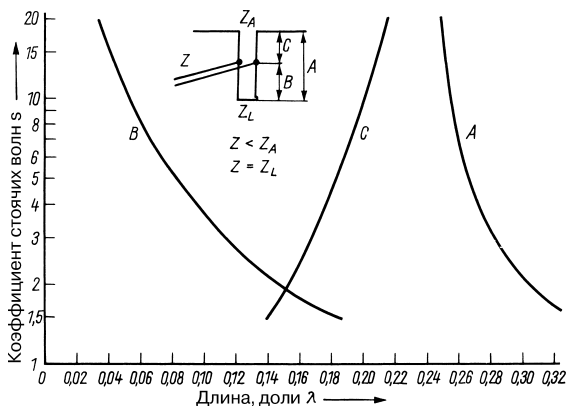


Рис. 6.15. Зависимость длин короткозамкнутого шлейфа

кабелей с синтетическим диэлектриком указывается в их спецификациях.

Пример

Полуволновый вибратор для 40-метрового диапазона (резонансная частота 7025 кГц, длина волны около 42,7 м) имеет входной импеданс 65 Ом. Требуется согласовать его с симметричной двухпроводной линией (волновое сопротивление $Z = 300$ Ом, коэффициент укорочения $V = 0,8$) с помощью согласующего шлейфа, выполненного из такой же двухпроводной линии.

Прежде всего выясняем, что волновое сопротивление превосходит входное, потому необходим разомкнутый шлейф, к которому применимы графики, изображенные на рис. 6.14.

Определяем КСВ по соотношению $Z/Z_A = 300 / 65 \approx 4,6$. На оси ординат находим точку 4,6, проводим из нее горизонтальную линию до пересечения с кривой С, из точки пересечения опускаем перпендикуляр до оси абсцисс и у его основания делаем отсчет: $C = 0,068 \lambda$. Тем же способом по кривой В находим длину шлейфа $V = 0,165 \lambda$. Тогда $A = V + C = 0,233 \lambda$.

Для длины волны 42,7 м получаем:

$$\begin{aligned} C &= 42,7 \times 0,068 = 2,9036 \text{ м,} \\ V &= 42,7 \times 0,165 = 7,0455 \text{ м.} \end{aligned}$$

С учетом коэффициента укорочения:

$$\begin{aligned} C &= 2,9036 \times 0,8 = 2,32288 \text{ м,} \\ V &= 7,0455 \times 0,8 = 5,63640 \text{ м.} \end{aligned}$$

Отсюда следует, что согласование реализуется, когда фидер подключается на расстоянии $C = 2,32$ м от входных клемм антенны и к точкам подключения фидера припаян разомкнутый шлейф длиной $V = 5,64$ м. Эта конфигурация показана на рис. 6.14.

Наилучшее согласование обеспечивается при наличии измерителя КСВ. Сначала определяют КСВ антенны с фидером, но без шлейфа. Знание КСВ позволяет находить точные значения C и V с помощью рис. 6.14 или 6.15. Не отсоединяя фидер, к его отводам припаивают шлейф V на расстоянии C от входа антенны – и звено согласования готово.

Из-за разницы между графическими представлениями шлейфов на рис. 6.13–6.15 создается впечатление, что там показаны два типа согласования. На самом деле они слегка различаются конструкциями, будучи совершенно равноценными по электрическим свойствам. На рис. 6.16 изображены варианты применения согласований, а на рис. 6.17 – примеры

аналогичных электрически тождественных типов согласующих шлейфов. Для излучателей с концевым питанием характерно высокое входное сопротивление, поэтому им требуется высокоомный шлейф.

Шлейф V должен подходить под прямым углом к фидеру. В соответствии с этим требованием и местными условиями выбирается конструктивное исполнение согласующего звена в виде согласования (рис. 6.16) или согласующего шлейфа (рис. 6.17).

В любых согласованных линиях имеются стоячие волны. Во избежание значительных потерь отрезки линий V и C должны быть изготовлены из толстого провода с применением высококачественных изоляторов. Это особенно важно при больших отношениях Z_A / Z или Z / Z_A . Однако вплоть до $КСВ = 5$ использование тонкого провода и изоляторов среднего качества практически не сказывается на потерях, так что допустимо применять стандартный плоский УКВ кабель.

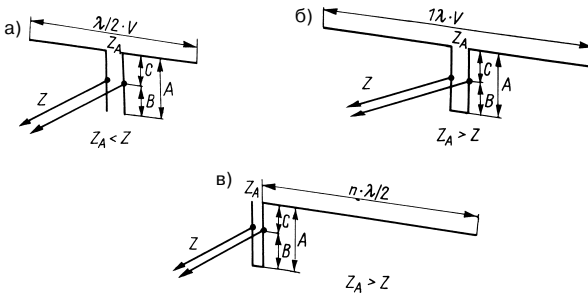


Рис. 6.16. Варианты согласования: а – полуволновый вибратор; б – волновый вибратор; в – антенна с концевым питанием

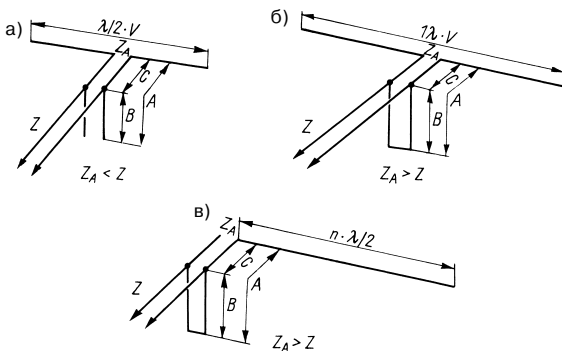


Рис. 6.17. Варианты согласующего шлейфа: а – полуволновый вибратор; б – волновый вибратор; в – антенна с концевым питанием

Согласующий шлейф обеспечивает согласование, даже когда сопротивление на вводе питания антенны Z_A имеет реактивную составляющую. В этом случае распределения тока и напряжения смещаются вдоль линии в зависимости от величины и знака этой составляющей, а их максимумы и минимумы уходят от точек, строго отстоящих на $\lambda/4$ (или $n \times \lambda/4$) от входа антенны, как и при активном входном сопротивлении антенны. Поэтому необходимо найти точку расположения первой пучности или узла тока относительно входа антенны, пользуясь соответствующей аппаратурой. Двигаясь из этой точки в сторону передатчика (или приемника), откладывают отрезки С и В. Если началом отсчета служит пучность тока (минимум напряжения), то С и В рассчитывают по графикам на рис. 6.14; если узел тока (максимум напряжения) – по графикам на рис. 6.15. Этот метод едва ли доступен любителям, не располагающим аппаратурой. Впрочем, всегда стараются использовать антенну в резонансе с рабочей частотой, когда входное сопротивление антенны Z_A является активным.

Несимметричный согласующий шлейф

Для возбуждения антенны с концевым питанием через согласующий шлейф особенно удобен несимметричный коаксиальный кабель, с которым идеально стыкуется несимметричный ввод питания. Он отличается также стойкостью к погодным условиям, а благодаря его совершенному экранированию предотвращаются паразитные излучения, создающие помехи телевидению и радиовещанию. Разумеется, в этом случае согласующий шлейф и фидер делают из коаксиального кабеля одного и того же типа. Все сказанное выше об исполнении шлейфов относится и к четвертьволновому согласованию на коаксиальных кабелях.

Поскольку на свободном конце согласованного фидера длиной $\lambda/2$ (или $n \times \lambda/2$) всегда имеется максимум напряжения, вход антенны с концевым питанием также должен быть высокоомным. Но волновое сопротивление коаксиального кабеля составляет лишь 50 Ом, так что в любом случае Z_A намного превышает Z . Отсюда вытекает необходимость применения короткозамкнутого согласующего шлейфа, длины В и С которого определяются по рис. 6.15. Входной импеданс такой антенны с концевым питанием всегда больше 1000 Ом, поэтому естественно принять КСВ = 20. Это значит,

что точка отвода согласующего шлейфа должна отстоять от точки ввода питания на $0,216 \lambda$ (длина С) и что включенный там короткозамкнутый согласующий шлейф должен иметь длину $B = 0,034 \lambda$.

В расчетах требуемых длин кабелей и точек отводов следует учитывать коэффициент укорочения коаксиального кабеля. В среднем он составляет 0,66 (см. перечень кабелей в приложении), так что рассчитанные значения надо умножить на эту величину.

Отрезок коаксиального кабеля для согласующего шлейфа должен иметь электрическую длину 0,034 λ . Спаяв внутреннюю жилу с экраном на нижнем конце отрезка, получают короткозамкнутый шлейф. Для безупречного подключения его в точке отвода требуется некоторое везение. На месте предполагаемого отвода с кабеля удаляют примерно 1 см защитной поливинилхлоридной оболочки и, раздвинув как можно шире пряди экрана, обнажают диэлектрическую оболочку внутренней жилы (обычно из полиизобутилена или полиэтилена). Затем удаляют часть этой оболочки так, чтобы можно было припаять внутреннюю жилу кабеля шлейфа к обнаженной внутренней жиле кабеля фидера. Далее место отвода шлейфа надежно изолируют, пользуясь подходящим клеем и не допуская соприкосновения внутренних жил с экранами. Наконец, в месте отвода начисто припаявают экраны шлейфа и фидера один к другому и все сочленения плотно обматывают доброкачественной изоляционной лентой для обеспечения влагонепроницаемости. Распайка коаксиального шлейфа показана на рис. 6.18.

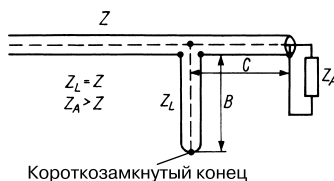


Рис. 6.18. Коаксиальный согласующий шлейф

Несколько расточительное, но электрически и механически идеальное решение состоит в том, чтобы воспользоваться стандартным тройниковым переходником для коаксиальных кабелей вместе с соответствующими резьбовыми разъемами.

Свободный конец шлейфа наматывают на кольцо, а кабель фидера прокладывают произвольно, поскольку на него не влияют внешние воздействия.

Нередко коаксиальный согласующий шлейф применяют для согласования четвертьволновых излучателей, устанавливаемых вертикально в антеннах типа Ground-plane. В них ввод питания всегда асимметричен, а входное сопротивление составляет около 30 Ом (см. раздел 19.4.1). Описание расчетов с использованием комплексных чисел и решения задач согласования с помощью диаграмм Смита приводится в главе 32 (том 2).

6.7. Согласование с помощью дискретных радиокомпонентов

Цепочки реактивных сопротивлений, то есть катушек индуктивности L и конденсаторов C , позволяют создавать различные согласующие схемы (элементы). Среди них различают:

- Г-образный элемент;
- мост Бушера;
- Т-образный элемент;
- П-образный элемент;
- резонансный трансформатор.

6.7.1. Г-образный элемент

Простейшая схема согласования состоит из двух реактивных компонентов (L и C), один из которых включен последовательно, а другой – параллельно. К меньшему сопротивлению R_s подключается последовательный компонент, а к большему R_p – параллельный [13–15].

Значения реактивностей X_s и X_p рассчитываются по заданным значениям R_s и R_p :

$$R_s < R_p, \quad R_s \times R_p = X_s \times X_p,$$

$$X_s = R_s \sqrt{\frac{R_p - R_s}{R_s}},$$

$$X_p = R_p \sqrt{\frac{R_s}{R_p - R_s}}.$$

Пример

Для 20-метрового диапазона нужно согласовать четвертьволновую антенну с входным

сопротивлением 36 Ом и коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом:

$$R_s = 36 \text{ Ом}, \quad R_p = 50 \text{ Ом},$$

$$f = 14,15 \text{ МГц},$$

$$w = 2\pi f = 88,91 \cdot 10^6 \text{ рад/с},$$

$$X_s = 36 \sqrt{\frac{50 - 36}{36}} = 22,45 \text{ Ом},$$

$$X_p = 50 \sqrt{\frac{36}{50 - 36}} = 80,18 \text{ Ом}.$$

Получим для схемы, приведенной на рис. 6.19а:

$$X_s = \omega L; \quad L = \frac{X_s}{\omega} = \frac{22,45}{88,91 \cdot 10^6} = 0,253 \cdot 10^{-6};$$

$$L = 0,253 \text{ мкГн};$$

$$X_p = \frac{1}{\omega C}; \quad C = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{80,18 \times 88,91 \cdot 10^6} = 140 \cdot 10^{-12};$$

$$C = 140 \text{ пФ}$$

и для схемы на рис. 6.19б:

$$X_s = \frac{1}{\omega C}; \quad C = \frac{1}{\omega X_s} = \frac{1}{22,45 \times 88,91 \cdot 10^6} = 501 \cdot 10^{-12};$$

$$C = 501 \text{ пФ};$$

$$X_p = \omega L; \quad L = \frac{X_p}{\omega} = \frac{80,18}{88,91 \cdot 10^6} = 0,902 \cdot 10^{-6};$$

$$L = 0,902 \text{ мкГн}.$$

На рис. 6.22а и 6.22б изображены схемы Г-образных элементов с рассчитанными номиналами емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек.

Проверка:

$$R_s \times R_p = X_s \times X_p, \\ 36 \times 50 = 22,45 \times 80,18, \quad 1800 = 1800.$$

Согласование по схеме рис. 6.19б называют также V-образным или бета-согласованием. Если излучатель многоэлементной антенны укоротить, он приобретает емкостной характер, в результате чего образуется последовательное соединение излучательного сопротивления Z_1 и емкости C . Параллельно этой последовательной цепочке включается катушка L . Тем самым удается согласовать антенну с волновым сопротивлением 50 Ом (Z_2). Если эту параллельную индуктивность

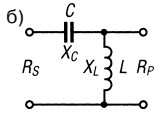
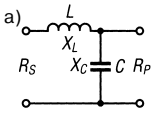


Рис. 6.19. Г-образный согласующий элемент

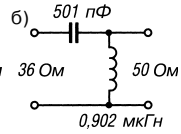
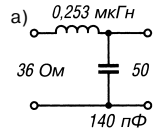


Рис. 6.22. Г-образный согласующий элемент

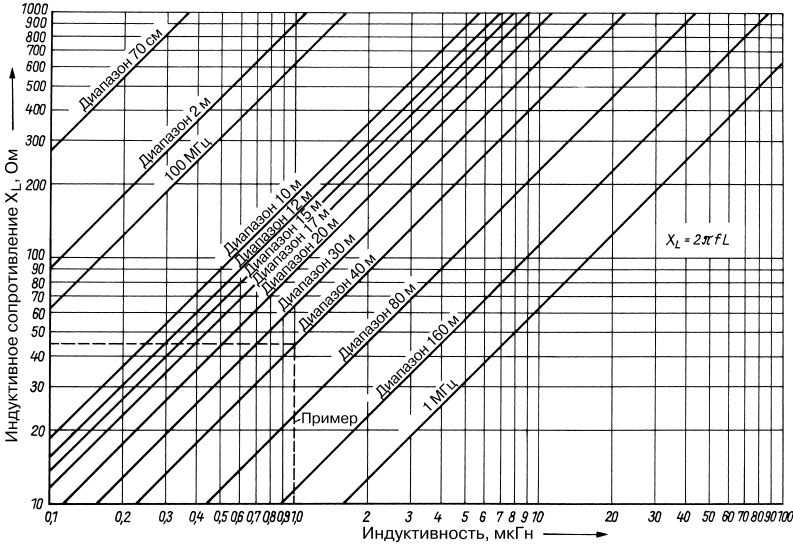


Рис. 6.20. Зависимость индуктивного сопротивления X_L от индуктивности катушки L и от частоты

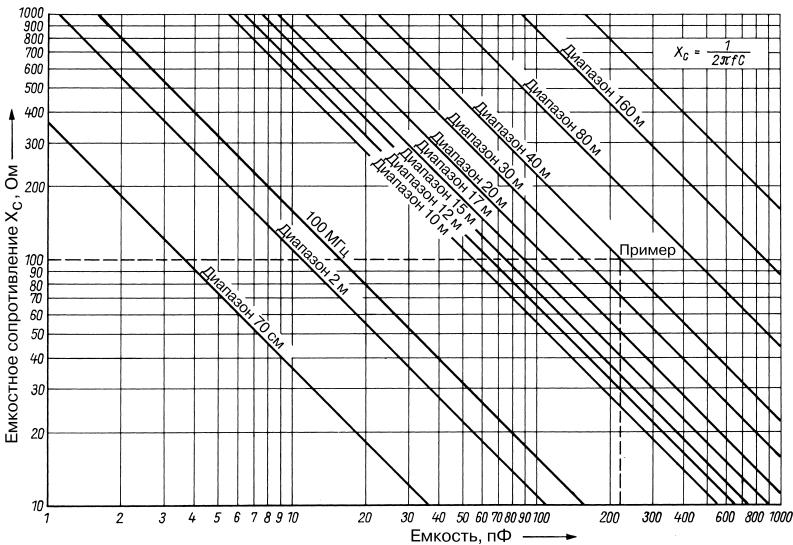


Рис. 6.21. Зависимость емкостного сопротивления X_C от емкости конденсатора C и от частоты

выполнить в виде короткозамкнутой двухпроводной линии, то она примет V-образную форму [16].

При удлинении излучателя формируется последовательное индуктивное соединение (см. рис. 6.19а). Тогда согласование обеспечивается посредством параллельной емкости. В обоих случаях необходим симметрирующий трансформатор.

Непосредственное согласование излучателя многоэлементной антенны с сопротивлением излучения 30 Ом и симметричного 300-омного плоского кабеля показано на рис. 6.23.

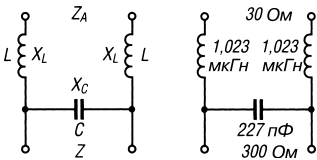


Рис. 6.23. Согласование с помощью симметричного Г-образного элемента

При этом использовались формулы:

$$X_s = \frac{R_s}{2} \sqrt{\frac{R_p - R_s}{R_s}}$$

$$X_p = \frac{R_p}{2} \sqrt{\frac{R_s}{R_p - R_s}}$$

Пример

$R_s = 30 \text{ Ом}$, $R_p = 300 \text{ Ом}$, $f = 7 \text{ МГц}$,
 $\omega = 2\pi f = 44 \cdot 10^6 \text{ рад/с}$.

$$X_s = 15 \sqrt{\frac{300 - 30}{30}} = 45 \text{ Ом};$$

$$X_p = 300 \sqrt{\frac{30}{300 - 30}} = 100 \text{ Ом};$$

$$X_s = \omega L; L = \frac{X_s}{\omega} = \frac{45}{44 \cdot 10^6} = 1,023 \cdot 10^{-6};$$

$$L = 1,023 \text{ мкГн};$$

$$X_p = \frac{1}{\omega C}; C = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{44 \cdot 10^6 \times 100} = 227 \cdot 10^{-12};$$

$$C = 227 \text{ пФ}.$$

Проверка:

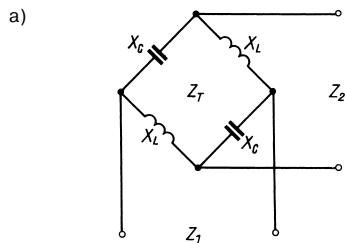
$$R_s \times R_p = X_s \times X_p, \quad 30 \times 300 = 2 (45 \times 100), \\ 9000 = 9000.$$

Диаграммы на рис. 6.20 и 6.21 позволяют сократить расчеты. Точность полученного результата (1 мкГн и 227 пФ) вполне достаточна для практических целей. Пример обозначен на обеих диаграммах.

6.7.2. Мост Бушера в качестве согласующего элемента

(R. Wundt, H. Hornung – германский патент № 603816, 1932 г.)

Импеданс антенны может быть преобразован также с помощью комбинации катушек индуктивности и емкостей конденсаторов по схеме моста Бушера (рис. 6.24).



б)

Трехэлементная директорная антенна с входным сопротивлением 20 Ом

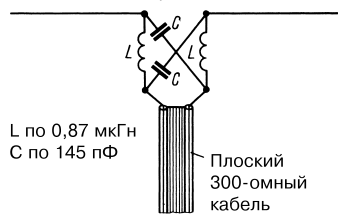


Рис. 6.24. Согласование с помощью моста Бушера: а – принципиальная схема; б – практический пример

Расчет параметров компонентов схемы несложен. Сначала определяют требуемый импеданс моста Z_T :

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2}.$$

Поскольку $Z_T = X_L = X_C$, по графикам рис. 6.20 и 6.21 соответственно находят значения X_L и X_C в омах, а затем – катушки индуктивности в микрогенри и емкости конденсатора в пикофарадах для рабочей частоты.

Пример

Трехэлементная директорная антенна для 20-метрового диапазона обладает входным сопротивлением $Z_1 = 20$ Ом. Ее надо питать через плоский кабель с волновым сопротивлением $Z_2 = 300$ Ом. Определим импеданс моста:

$$Z_T = \sqrt{20 \times 300} = \sqrt{6000} \approx 77 \text{ Ом.}$$

Поскольку $Z_T = X_L = X_C$, индуктивные сопротивления каждой катушки X_L и каждого конденсатора X_C составляют по 77 Ом. С помощью рис. 6.20 и 6.21 легко определить, что в 20-метровом диапазоне сопротивлений $X_L = 77$ Ом и $X_C = 77$ Ом отвечают индуктивность около 0,9 мкГн и емкость примерно 150 пФ соответственно. Точный расчет дает $Z_T = 77,46$ Ом, $L = 0,87$ мкГн, $C = 145$ пФ.

6.7.3. Т-образный элемент

Это еще одна согласующая цепочка из дискретных радиокомпонентов (рис. 6.25), применяемая всюду, где требуется согласовать несимметричный фидер с несимметричной антенной (например, с четвертьволновой штыревой антенной или антенной типа Groundplane).

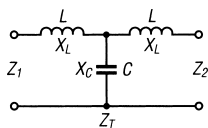


Рис. 6.25. Т-образный согласующий элемент

Импеданс преобразователя Z_T рассчитывается по известной формуле:

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

и равен индуктивному X_L и емкостному X_C сопротивлениям. Используя рис. 6.20 и 6.21, в соответствии с частотой находят индуктивности L каждой из катушек (в микрогенри) и емкость конденсатора C (в пикофарадах). Необходимо проследить за тем, чтобы катушки не имели индуктивной или емкостной связи между собой. Рекомендуемая конфигурация изображена на рис. 19.15.

6.7.4. П-образный элемент

Эта схема согласования (рис. 6.26) похожа на Т-образный элемент, и здесь справедливы

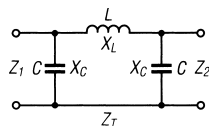


Рис. 6.26. П-образный согласующий элемент

соображения, изложенные в разделе 6.7.3. Импеданс П-образного трансформатора рассчитывается по формуле:

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2},$$

$$Z_T = \omega L; \quad Z_T = \frac{1}{\omega C}.$$

Индуктивность и емкость находят по соответствующим реактивным сопротивлениям:

$$L = \frac{Z_T}{\omega}; \quad C = \frac{1}{\omega Z_T}.$$

Пример

Требуется согласовать входное сопротивление $Z_1 = 36$ Ом вертикальной антенны 20-метрового диапазона с волновым сопротивлением $Z_2 = 50$ Ом коаксиального кабеля.

$$Z_1 = 36 \text{ Ом, } Z_2 = 50 \text{ Ом, } f = 14,15 \text{ МГц,}$$

$$\omega = 2\pi f = 88,91 \times 10^6 \text{ рад/с.}$$

$$Z_T = \sqrt{36 \cdot 50} = \sqrt{1800} = 42,43 \text{ Ом;}$$

$$L = \frac{Z_T}{\omega} = 0,477 \text{ мкГн, } C = \frac{1}{\omega Z_T} = 265 \text{ пФ.}$$

Эти значения пригодны и для Т-образного элемента из раздела 6.7.3 (см. расчет согласования антенны типа Groundplane в главе 19).

6.7.5. Резонансное преобразование

Этот способ применяется для преобразования низкоомного сопротивления в высокоомное и наоборот. В условиях резонанса $\omega^2 LC = 1$, а исходя из равенства мощностей отношение сопротивлений равно квадрату отношения напряжений на входе и выходе:

$$\frac{R_2}{R_1} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2.$$

Индуктивная связь (без взаимной индуктивности между катушками). Следующие

приближенные формулы справедливы при $R_1 > 10X_{LA}$:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{L_A}{L_A + L_B}, \quad R_2 = R_1 \left(\frac{L_A + L_B}{L_A} \right)^2.$$

Емкостная связь. Следующие приближенные формулы справедливы при $R_1 > 10X_{CA}$:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_A}{C_A + C_B}, \quad R_2 = R_1 \left(\frac{C_A + C_B}{C_A} \right)^2.$$

На рис. 6.27 показаны цепочки обоих типов.

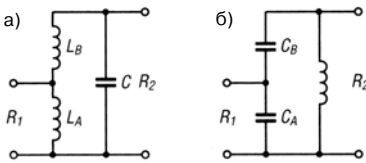


Рис. 6.27. Резонансное преобразование:
а – индуктивная связь; б – емкостная связь

6.8. Широкополосный трансформатор

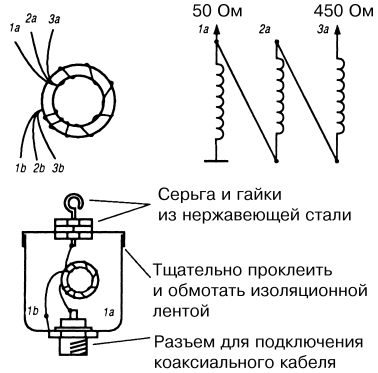
Широкополосные трансформаторы на ферритовых кольцах применяются в качестве линейных (переходных) трансформаторов для согласования.

В линейных трансформаторах первичная и вторичная обмотки не изолированы одна от другой. Развязка осуществляется благодаря соответствующей длине проводников и значительному повышению индуктивности.

Согласно [18], различные коэффициенты трансформации могут обеспечиваться разными схемами последовательных или параллельных соединений. С помощью двух-, трех- и четырехпроводных обмоток одного направления получают отношения сопротивлений 4:1, 9:1 и 16:1.

Соответствующие отводы позволяют получать и другие отношения, например 1,5:1, 2:1 и 3:1 [19]. Линейные трансформаторы отличаются разнообразием исполнения (намотка скруткой, параллельным проводом, коаксиальной линией) [20–23].

Имеется описание широкополосного трансформатора с коэффициентом трансформации 1:9 для согласования длиннопроводной антенны с коаксиальным кабелем [24].



Обмотать изоляционной лентой после установки кабельного разъема. Не допускать попадания влаги внутрь кабеля.

Рис. 6.28. Устройство и схема широкополосного трансформатора



Рис. 6.29. Широкополосные трансформаторы: слева – образец из [24], справа – фирменное изделие

На ферритовом сердечнике типа Amidon FT 50/30 помещено 9 витков скрутки длиной 25 см из трех медных лакированных проводов диаметром 0,25 мм (см. рис. 6.28).

На рис. 6.29 изображен готовый трансформатор самостоятельного изготовления рядом с изделием «MLB» (Magnetic Long-wire Balun – магнитный длиннопроводной симметрирующий трансформатор) фирмы RF-Systems. Сведения о широкополосных трансформаторах приведены также в [19–22, 25, 26].

Литература к главе 6

[1] Morrison, J. F.; Smith, P. H.: The shunt-exited antenna. Proc. IRE, June 1937, pp. 673 bis 696.

- [2] *Washburne, H. H.*: The Gamma Match QST, September 1949, pp. 20 bis 21, 102.
- [3] *Healey, D. J.*: An Examination of the Gamma Match. QST, April 1969, pp. 11 bis 15, 57.
- [4] *Tolles, H. F.*: How to design gamma-matching networks. Ham Radio, May 1973, pp. 46 bis 55.
- [5] *Schreiber, N.*: Einfacher Serienkondensator für Gamma-Anpassung. cq-DL 7/80, S. 312 bis 313.
- [6] *Nelson, R. A.*: Basic gamma matching. Ham Radio, January 1985, pp. 29 bis 33.
- [7] *Lear, V. C.*: Gamma matching towers and masts at lower frequencies. Radio Communication, March 1986, pp. 176 bis 178.
- [8] *Tolles, H. F.*: Design of omega-matching networks. Ham Radio, May 1978, pp. 54 bis 59.
- [9] *Marshall, J. G.*: Antenna Matching with Line Segments. QST, September 1948, pp. 18 bis 21, 102.
- [10] *Luciani, V. J.*: What's A Stub? CQ, August 1979, pp. 36 bis 40.
- [11] *Plant, A. B.*: The transmission line as an impedance transformer. Radio Communication, October 1986, pp. 702 bis 704.
- [12] *Shulman, J. M.*: T-network impedance matching to coaxial feedlines. Ham Radio, September 1978, pp. 22 bis 27.
- [13] *Smith, P. H.*: L-Type Impedance Transforming Circuits. Electronics, March 1942, pp. 48 bis 52, 54, 125.
- [14] *Gordon, R. E.*: L Networks for Reactive Loads. QST, September 1966, pp. 30 bis 32.
- [15] *Franke, E. F.*: Appreciating the L Matching Network. Ham Radio, September 1980, pp. 26 bis 30.
- [16] *Schwarzbeck, G.*: Streifzug durch den Antennenwald: Die Haarnadelanpassung (Beta-Match) einer 3-Element-Yagi-Antenne. cq-DL, 12/80, S. 557 bis 560.
- [17] *Anderson, L. H.*: Pi Network Design. Ham Radio, March 1978, pp. 36 bis 40.
- [18] *Guanella, G.*: Neuartige Anpassungs-Systeme für Hochfrequenz. BBC-Mitt., 31 (1944), S. 327 bis 329.
- [19] *Sevick, J.*: Simple Broadband Matching Networks, QST, January 1976, pp. 20 bis 23.
- [20] *Ruthroff, C. L.*: Some Broad-Band Transformers. Proc. IRE, August 1959, pp. 1337 bis 1342.
- [21] *Sevick, J.*: Broadband matching transformers can handle many kilowatts. Electronics, Nov. 25, 1976.
- [22] *Sevick, J.*: Transmission Line Transformers. ARRL, Newington, NH, 1990.
- [23] *Hille, K.*: Leitungen für Breitbandübertrager. cq-DL, 3/77, S. 99.
- [24] *Blechschildt, A.*: Balun Anpassungsglied von Langdrahtantenne auf Koaxialkabel. Kurier, 10/94, S. 10.
- [25] *Genaille, R. A.*: How to build a Multitap Unun. CQ, May 1992, pp. 28 bis 32.
- [26] *Sevick, J.*: Dual-Ratio Ununs. CQ, March 1993, pp. 54, 56, 58, 60, 61.
- Baudoux, P.*: Current Distribution and Radiation Properties of a Shunt-Excited Antenna. Proc. IRE, June 1940, pp. 271 bis 275.
- Benker, H. A.*: Anpassung in der HF-Technik. cq-DL, 1/80, S. 4 bis 6.
- Bruene, W. B.*: How to Design RF-Coupling Circuits. Electronics, May 1952, pp. 134 bis 139.
- Gooch, J. D., Gardner, O. E., Roberts, G. L.*: The Hairpin Match. QST, April 1962, pp. 11 bis 14, 146, 156.
- Healey, D. J.*: An Examination of the Gamma Match. QST, April 1969, pp. 11 bis 15, 57.
- Janzen, G.*: Kompensations- und Anpassungsschaltungen. cq-DL, 9/82, S. 438 bis 442.
- Peschl, H.*: So werden Wirkwiderstände angepaßt. Funk-Technik, Nr. 7/1979, S. 346 bis 352.
- Schwarz, E.*: Zur Theorie der Anpassung mit zwei Reaktanzen. AEÜ, April 1969, S. 169 bis 176.

7. Симметрирующие и запирающие цепи

Большинство антенн представляет собой симметричную по отношению к земле конструкцию. В то же время часто возникает обоснованная необходимость осуществить соединение антенны с радиопередатчиком или приемником при помощи несимметричного коаксиального кабеля. В этих случаях во избежание нежелательных последствий требуется использовать специальные симметрирующие или запирающие устройства.

7.1. Введение

При питании симметричной антенны (например, вибратора) по несимметричному фидеру (коаксиальному кабелю) антенна нагружается несимметрично, даже если ее входное сопротивление согласовано с волновым сопротивлением кабеля. В результате возникают уравнительные токи (так называемые поверхностные волны), вызывающие излучение оболочки коаксиального кабеля и, как следствие, помехи радио- и телевизионному приему.

Несимметричное возбуждение антенны приводит к деформации ее диаграммы направленности (антенна «косит»). Этот факт известен с 1930 г. [1], а влияние асимметричности фидера было описано уже в 1931 г. [2].

На рис. 7.1 представлена диаграмма направленности полуволнового вибратора, полученная с применением симметрирования (запирающий объемный контур) и без него на частоте 1600 МГц при отсутствии в помещении отражений для тестирования антенн университета Северной Каролины (США) в 1980 г. [3].

Устройства для обеспечения симметричности нагрузки при несимметричной линии (и наоборот) называют преобразователями симметричности, симметрирующими схемами, симметрирующими узлами или симметрирующими трансформаторами.

Гораздо короче термин «Balun» (BALanced to UNbalanced – от сбалансированного к несбалансированному), широко распространенный во всем мире.

Этот термин, придуманный известным американским специалистом по антеннам А. Алфордом (A. A. Alford), впервые появился в литературе в 1947 г. [4]. Первое обобщение по симметрирующим устройствам

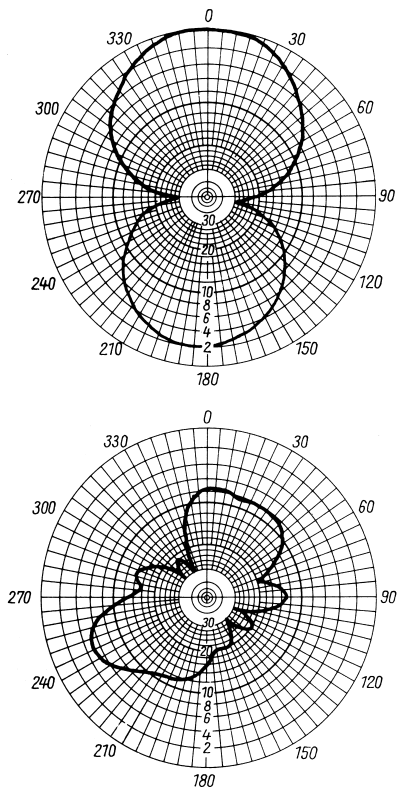


Рис. 7.1. Диаграмма направленности вибратора с использованием симметрирующего устройства и без него

опубликовано в 1939 г. [5]. Тогда же была создана первая установка для измерения поверхностных волн [6]. Самое ранее упоминание симметрирующего устройства датируется 1928 г. и принадлежит Х. О. Роозенштайну (Н. О. Roosenstein), известному германскому конструктору антенн (четвертьволновый трансформатор, экспоненциальная линия, полуволновый шлейф, ферритовый поглотитель).

На рис. 7.2 показана несимметричная вибраторная антенна с питанием по двухпроводной линии. Один провод идет к антенне А, а другой заземляется через конденсатор C_a с номиналом, равным емкости антенны. Конденсатор подбирают так, чтобы стоячие волны в двухпроводной линии достигли минимума.

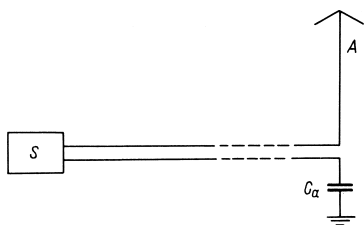


Рис. 7.2. Самое первое симметрирующее устройство

7.2. Основные принципы

Начнем с определений.

Под симметричностью и несимметричностью линии понимают отношение ее проводников к заземлению.

Симметричный (противофазный) режим: напряжение и ток в обоих проводах одинаковы по величине, но противоположны по фазе. На некотором удалении от проводов электромагнитные поля взаимно гасятся, и излучение становится пренебрежимо слабым. Таков обычный режим высокочастотных линий передачи.

Несимметричный (синфазный) режим: напряжение и ток в обоих проводах одинаковы по величине и фазе. Электромагнитные поля усиливаются, и линия генерирует излучение.

Синфазные (поверхностные) волны: суммарная мощность равна сумме мощностей противофазных и синфазных волн. Колебания любой формы могут быть представлены в виде суммы процессов обоих типов.

При переходе от симметричных линий к несимметричным в точке перехода ток разветвляется. Появление прямой и обратной ветвей тока определяется длиной линии и разницей импедансов на конце линии для противофазных и синфазных волн. Это влечет за собой неопределенность соотношения между током и сопротивлением.

Следствия:

- степень развития стоячих волн зависит от длины линии;
- диаграмма направленности деформируется излучением поверхностных волн;
- излучение поверхностных волн порождает помехи радио- и телевизионному приему.

Распределение синфазного и противофазного токов при непосредственном переходе от коаксиальной линии к двухпроводной показано на рис. 7.3.

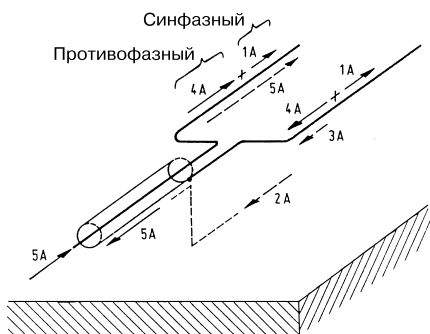


Рис. 7.3. Распределение тока при переходе от коаксиальной линии к двухпроводной

К симметричным системам относятся диполь (вибратор) и двухпроводная линия; к несимметричным — монополь (несимметричный вибратор) и коаксиальный кабель.

Раньше монополь питали через двухпроводную линию. Теперь питание осуществляют с помощью коаксиального кабеля. Такой способ отличается рядом преимуществ: коаксиальный кабель не излучает, пригоден для высоких частот и не создает трудностей при прокладке. Симметричная антенна (вибратор) характеризуется, наряду с приличным КПД, определенным и значительным импедансом и известной диаграммой направленности, почти не зависящими от окружающих предметов.

Таким образом, для перехода от коаксиального кабеля к двухпроводной линии требуется ввести симметрирующее устройство с несимметричной или симметричной стороны.

В длинно-, средне- и коротковолновом диапазонах, где габариты антенн малы по сравнению с длинами волн, используются трансформаторы. В диапазонах метровых и дециметровых волн применяются коаксиальные или симметричные варианты линий, а в микроволновой области – несимметричные микрополосковые и симметричные полосковые линии передачи.

Условия симметрирования:

- импеданс относительно Земли для противofазных волн одинаков;
- напряжения противofазных волн одинаковы по величине, но противofазны;
- токи противofазных волн также одинаковы по величине, но противofазны;
- синфазный (поверхностный) ток равен нулю.

Условия симметрирования по току получаются из условий по импедансу и напряжению.

Если соблюдается только требование по напряжению, то устройство называется симметрирующей цепью или симметрирующим трансформатором по напряжению [8].

Устройство, удовлетворяющее лишь условию по току, носит название запирающей цепи или симметрирующего трансформатора по току [8].

Невыполнение требований симметрирования по импедансу (например, диполь с несимметричным питанием) приводит к нарушению условий по току и напряжению. В этом случае симметрирующая цепь работает недостаточно хорошо, но с помощью запирающей цепи удается обеспечить соблюдение условий по току.

Если масштаб преобразования больше 1:1 (в антенне Виндома (Window) – 1:6), то последовательно включаются симметрирующий трансформатор и блокирующая цепь.

Подразделить симметрирующие трансформаторы на симметрирующие или запирающие цепи затруднительно. Так, например, ряд линейных и широкополосных трансформаторов по существу являются запирающими цепями. Наличие дополнительных линий или витков (компенсирующих или уравнивающих) превращает их в симметрирующие цепи. И наоборот, при последовательном соединении симметрирующих

и запирающих цепей образуется блокирующее звено.

В литературе описано множество разных типов симметрирующих устройств [9–13].

7.3. Симметрирующие цепи

Принцип симметрирования состоит в повороте фазы на 180° , чтобы синфазные волны гасились, а противofазные усиливались.

Реализация возможна следующими способами:

- один трансформатор ($0^\circ/180^\circ$);
- один трансформатор ($-90^\circ/0^\circ/90^\circ$);
- одна полуволновая линия ($0^\circ/180^\circ$);
- две четвертьволновые линии ($2 \times 90^\circ$);
- два согласующих Т- или П-трансформатора ($2 \times 90^\circ$);
- один сдвоенный Т- или П-трансформатор (180°).

На низких частотах применяются дискретные элементы (трансформаторы, катушки индуктивности и конденсаторы), а на высоких – линии передачи из параллельных проводников или коаксиального кабеля.

Различают настроенные и широкополосные симметрирующие цепи, а также симметрирующие цепи с трансформацией и без нее. Нередко вводится одновременное симметрирование и трансформация. Существуют симметрирующие трансформаторы без трансформации (соотношение сопротивлений 1:1) и с трансформацией при соотношении сопротивлений от 1:4 до 1:6. На рис. 7.4 показаны возможные схемы для поворота фазы на 180° .

7.3.1. Трансформаторы

Трансформаторы предназначены для преобразования и симметрирования, а также для разделения цепей по постоянному току. Настроенными трансформаторами являются, например, антенное звено связи и LC-цепочка. Соотношение частот ненастроенных, или широкополосных, трансформаторов с «воздушной» связью составляет 10:1, а с магнитной достигает 100:1 и более. На самых высоких частотах применяют линейные трансформаторы без разделения первичной и вторичной цепей с соотношением частот до 1000:1.

Цепь связи с антенной

В 1928 г. в Германии была опубликована статья о настроенном звене связи с антенной

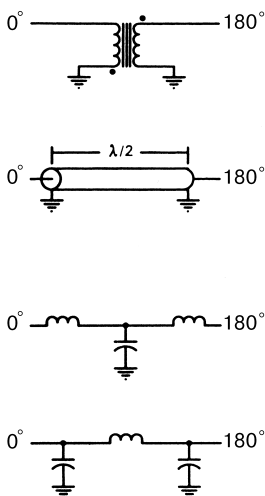


Рис. 7.4. Способы получения фазового сдвига на 180°

в качестве симметрирующего трансформатора. В нем использовался конденсатор, включенный последовательно с несимметричной стороны.

Ставшие уже привычными схемы связи с антенной, которые содержат последовательно включенный конденсатор с несимметричной стороны и параллельно включенный – с симметричной, разработаны в США еще в 1932 г. [15]. На рис. 7.5 изображены два варианта таких схем, где, естественно, конденсатор несимметричной стороны соединен с массой.

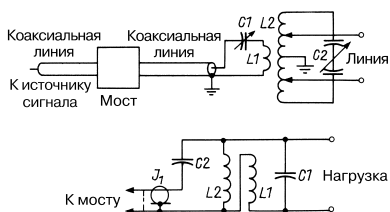


Рис. 7.5. Варианты звеньев связи с антенной

Резонансный согласующий трансформатор

Согласующая LC-цепочка используется для компенсации реактивностей, преобразования импеданса и симметрирования.

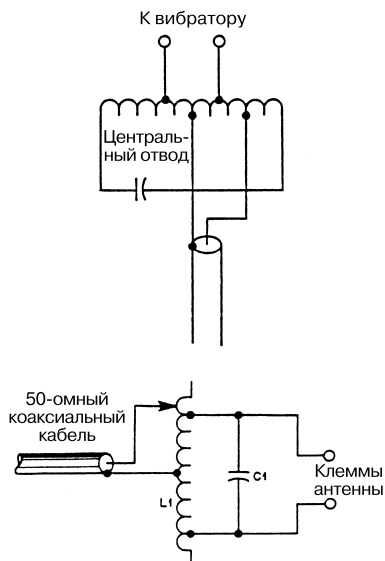


Рис. 7.6. Резонансный согласующий трансформатор с LC-цепочкой

При этом экран коаксиального кабеля подключается строго к средней точке катушки, что и показано на рис. 7.6 в двух вариантах.

Линейный трансформатор

(G. Guanella – швейцарский патент № 233 050, 1942 г.)

Верхняя рабочая частота обычных трансформаторов невелика из-за наличия межвитковой емкости. В линейном трансформаторе этот недостаток устранен, поскольку емкость, вредная в иных устройствах, входит в характеристический импеданс линии (ее волновое сопротивление).

В линейных трансформаторах первичная и вторичная цепи развязаны не гальванически, а через электрическую длину [16]. Исполнение линии в виде витков приводит к росту ее суммарной индуктивности, причем намотка на ферритовый сердечник усугубляет этот эффект.

Различные варианты исполнения линейных трансформаторов представлены на рис. 7.7.

Как показал Гуанелла, разнообразные преобразования сопротивлений реализуются с помощью соответствующих сочетаний последовательных и параллельных соединений линейных трансформаторов [17].

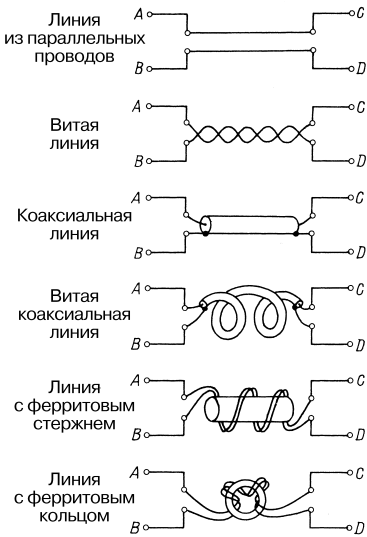


Рис. 7.7. Варианты исполнения линейных трансформаторов

Широкополосные трансформаторы

Широкополосные трансформаторы, как правило, являются симметрирующими линейными, со стержневыми или кольцевыми ферритовыми сердечниками [18–23].

Устройство симметрирующих трансформаторов показано на рис. 7.9. Развязанный линейный трансформатор превращается в симметрирующий посредством компенсирующей линии.

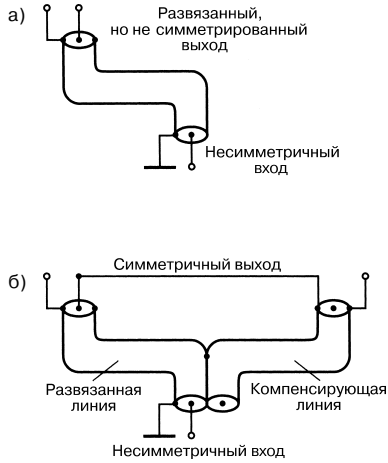


Рис. 7.9. Симметрирующий трансформатор: а – одиночный развязанный линейный трансформатор; б – он же после симметрирования посредством компенсирующей линии

По принципу симметрирующего контура с помощью дополнительной линии или витка формируется симметрирующая цепь. Витки для компенсации или уравнивания изображены на рис. 7.10.

Трансформаторы на ферритовых кольцах представлены на рис. 7.11. Симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 образован трифилярной обмоткой, все три нити которой уложены в одном направлении (рис. 7.11а).

Такой же трансформатор, но с коэффициентом 1:4 состоит из бифилярной обмотки с одинаково намотанными проводами (рис. 7.11б). Волновое сопротивление линейного трансформатора в норме должно равняться геометрическому среднему сопротивлений на концах, что в данном случае соответствует 100 Ом.

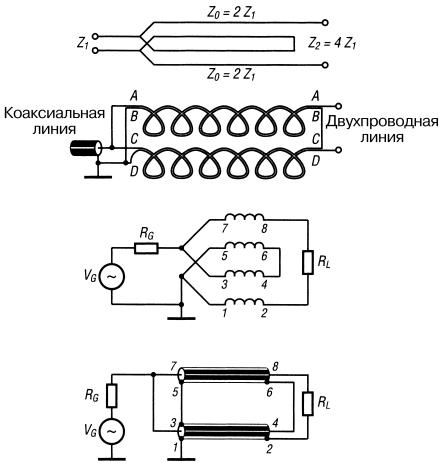


Рис. 7.8. Преобразование сопротивления в пропорции 1:4

На рис. 7.8 изображен ряд устройств, обеспечивающих преобразование сопротивления в пропорции 1:4.

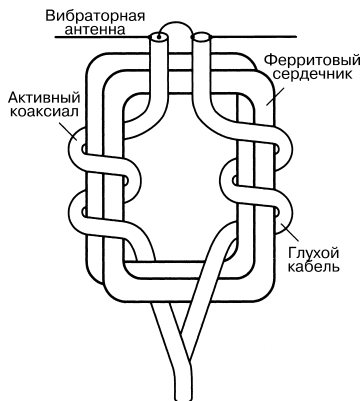


Рис. 7.10. Широкополосный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1

Симметрирующий трансформатор (см. рис. 7.11в) выполнен по двухступенчатой схеме, где первая ступень служит для преобразования, а вторая является блокирующей. Волновое сопротивление преобразующей части с коэффициентом 1:4 составляет 25 Ом, блокирующей – 50 Ом. Блокирующие цепи выполняются также

на паре отдельных кольцевых сердечников.

7.3.2. Петлевые шлейфы

Петлевые шлейфы образуются линиями с электрической длиной $\lambda/4$. Благодаря этому возникает сдвиг фазы на 180° . Для подавления отражения симметричную и несимметричную стороны при согласовании замыкают накоротко.

Полуволновый петлевой шлейф

(A. Gothe, H. O. Roosenstein, L. Walter – германский патент № 568559, 1931 г.)

Полуволновый петлевой шлейф – это симметрирующий элемент с коэффициентом трансформации 1:4 [24].

Коаксиальная линия (рис. 7.12) с волновым сопротивлением Z_W раздваивается в точке G на две линии с сопротивлением по $2 Z_W$, из которых одна длиннее другой на $\lambda/2$. Поскольку полуволновая линия настроена, преобразование сопротивления не зависит от величины волнового сопротивления. Наибольшая ширина полосы получается, когда заданное значение $2 Z_W$ является геометрическим средним Z_W и $4 Z_W$.

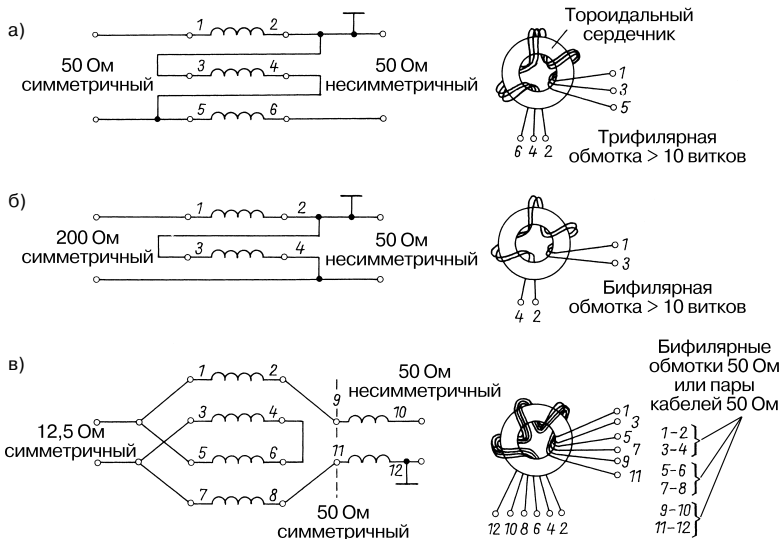


Рис. 7.11. Трансформатор на кольцевых сердечниках: а – 50-омный трифиляр, 1:1; б – от 200-омной симметричной ступени к 50-омной несимметричной, 1:4, бифиляр; в – 12,5-омный двухступенчатый симметричный (1:4)

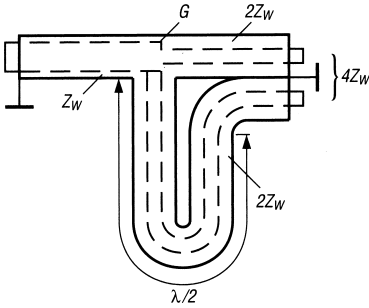


Рис. 7.12. Принцип действия полуволнового шлейфа

Практическое исполнение полуволновой петли показано на рис. 7.13, а рис. 7.14 иллюстрирует этапы ее построения.

Одно сопротивление Z заменяется двумя, соединенными параллельно, по $2Z$ каждое (а). Если между ними вставить

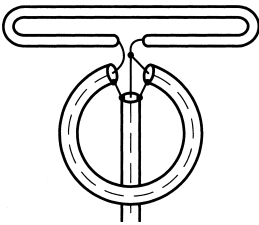


Рис. 7.13. Реализация полуволновой петли

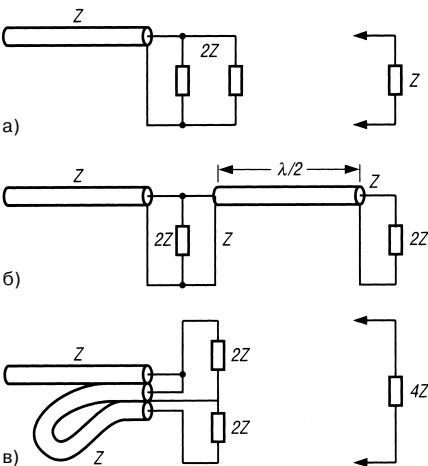


Рис. 7.14. Построение полуволновой петли

полуволновую линию, то фаза изменится на 180° (б). Теперь слева и справа от полуволновой линии находятся симметричные точки. При сворачивании линии в петлю (шлейф) это позволяет свести воедино все подключения сопротивлений к массе. А двум сопротивлениям величинной по $2Z$ соответствует сопротивление $4Z$ (в). Для перехода к геометрической длине петли умножают ее электрическую длину, выраженную через $\lambda/2$, на коэффициент укорочения V (0,66 для полиэтилена).

Реактивный симметрирующий трансформатор

Эта симметрирующая цепь выполняется в виде печатной платы и состоит из распределителя с входной линией и двух выходных шлейфов. Волновые сопротивления линии и шлейфов одинаковы ($Z_0 = 50 \text{ Ом}$). Один из выходных шлейфов длиннее другого на полволны.

Иначе согласуются несимметричные линии с симметричными, имеющими волновое сопротивление 50 Ом . На рис. 7.15 четвертьволновый шлейф-трансформатор с волновым сопротивлением $Z_0 = 50/\sqrt{2} = 35,35 \text{ Ом}$ служит для согласования на несимметричной стороне с целью получения у распределителя волнового сопротивления $35,35^2 / 50 = 25 \text{ Ом}$, равного сопротивлению двух параллельно соединенных 50-омных линий. В симметричных ветвях применены линии длиной $\lambda/4$ и $3\lambda/4$.

В схеме на рис. 7.16 включение симметричных линий с 11 по 20 (59,4; 70,7 и 84,1 Ом) используется при согласовании волнового сопротивления, чтобы обеспечить на распределителе 21 сопротивление 50 Ом , равное сопротивлению двух параллельно соединенных 100-омных линий [26]. В обе симметричные ветви встроены связанные фазовые фильтры $23/24$ и $25/26$ в качестве шлейфов, разность длин которых составляет $\lambda/2$.

Фазовый трансформатор

Полуволновый шлейф специальной формы представляет собой фазовый трансформатор, выполненный в виде настраиваемой линии. Он работает аналогично полуволновому шлейфу, однако удобнее последнего в более высокочастотной области. На рис. 7.17 показан фазовый трансформатора для дециметровых волн.

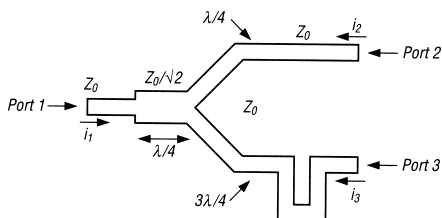


Рис. 7.15. Реактивный симметрирующий трансформатор

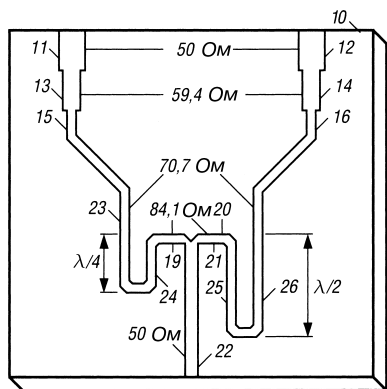


Рис. 7.16. Реактивный симметрирующий трансформатор

Шлейф Картера

(P. S. Carter – патент США № 2,115,764, 1936 г.)

Применение шлейфа Картера (P. S. Carter) иллюстрирует рис. 7.18. От передатчика отходит двухпроводная линия TL к согласующему блоку M. К точке E верхнего провода линии подключен антенный провод A. Нижний провод образует петлю U длиной $\lambda/2$, которая создает фазовый сдвиг на 180° и соединяется с верхним проводом в точке E, где фазы оказываются уже одинаковыми.

Этот способ симметрирования недавно был открыт заново [27].

Гибридное кольцо

Симметрирующий трансформатор этого типа работает подобно полуволновому шлейфу: между парой симметричных плеч создается разность фаз 180° , соответствующая половине длины волны. На рис. 7.19 изображены гибридные кольца двух типов. Одно из них имеет длину окружности $6\lambda/4 = 3\lambda/2$, а другое – $2\lambda/2 = \lambda$. Используемая полоса частот составляет 10–15% от несущей.

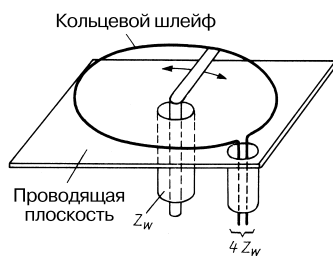


Рис. 7.17. Фазовый трансформатор

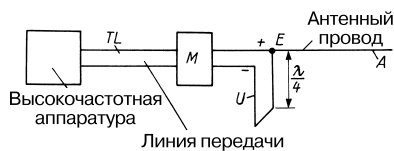


Рис. 7.18. Шлейф Картера

7.3.3. Симметрирующие шлейфы

Симметрирующий шлейф состоит из четвертьволнового отрезка коаксиальной линии, внешний проводник которой дополняется до симметричной петли копией этой линии.

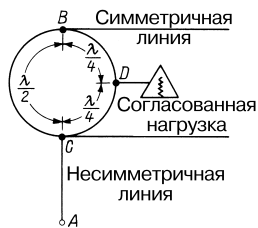
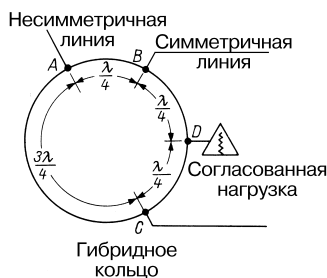


Рис. 7.19. Гибридное кольцо

Шлейф ЕМІ

(W. S. Percival, E. L. C. White – британский патент № 438 506, 1934 г.)

Шлейф носит название британской фирмы ЕМІ (Electric and Musical Industries Ltd.). На рис. 7.20 он представлен в кольцевом, вытянутом и укороченном вариантах. В последнем из них используется настроечный конденсатор. С симметричной стороны ток течет по внешней оплетке кабеля фидера и копии N . Ради симметрирования противолежущая точка заземлена, оба тока взаимно компенсируются, и оплетка левее этого места обесточивается.

Принцип действия шлейфа поясняется на рис. 7.21 (слева), посередине дается вариант исполнения с отрезком кабеля, замкнутого на обоих концах, а справа – конструкция механически жесткого исполнения шлейфа.

Длина шлейфа несколько короче четверти длины волны (коэффициент укорочения $V = 0,95$). Симметрирование не сопровождается преобразованием, так что коэффициент трансформации равен 1:1.

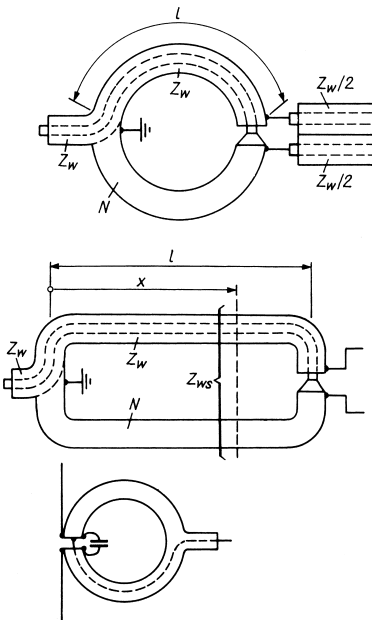


Рис. 7.20. Шлейф ЕМІ: а – кольцевой; б – вытянутый; в – укороченный

Шлейф Позі

(E. C. Cork, J. L. Pawsey – британский патент № 462 911, 1935 г.)

Шлейф Позі (J. L. Pawsey) – это симметрирующее и трансформирующее устройство, которое позволяет симметризовать очень короткие или длинные антенны, отягощенные реактивностями (рис. 7.22).

Настройка осуществляется путем перемещения замыкающей перемычки C , за счет чего компенсируется реактивная составляющая. Согласование обеспечивается выбором точки подключения B . Тем самым активная составляющая сопротивления антенны трансформируется до величины волнового сопротивления коаксиального кабеля.

Широкополосный симметрирующий шлейф

(W. Buschbeck, H. J. v. Baeyer – германский патент № 724 131, 1937 г.)

Этот симметрирующий шлейф образуется двумя кольцами из коаксиального кабеля (шлейф ЕМІ в форме витков) и поэтому оказывается широкополосным [28].

На рис. 7.23 представлено устройство, а на рис. 7.24 – исполнение шлейфа. Укладку витков поясняет рис. 7.25. В США шлейф широко применялся в 60-е годы и известен под названием симметрирующего трансформатора Коллинза, так как В. Брюне (W. Buene) из фирмы Collins получил патент США на комбинацию широкополосного симметрирующего шлейфа и трансформатора Гуанеллы [29].

Потенциал-трансформатор

(W. Buschbeck – швейцарский патент № 228 100 с приоритетом Германии от 1941 г.)

Потенциал-трансформатор представляет собой сочетание шлейфа ЕМІ и симметрирующей цепи с коэффициентом трансформации 1:4 (рис. 7.26). Слева изображен шлейф ЕМІ S , а справа – симметричный трансформатор T (1:4), выполненный из коаксиальной линии с удвоенным импедансом $2Z$. В этом случае выход симметричен по $4Z$. Настройка осуществляется с помощью замыкающей перемычки A .

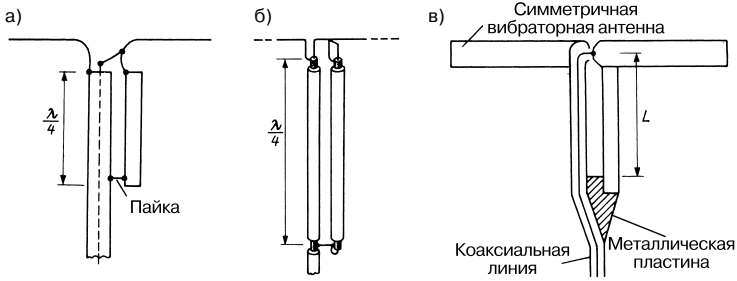


Рис. 7.21. Шлейф ЕМИ: а – принцип действия; б – вариант с отрезком кабеля, закороченного с обоих концов; в – вариант механически жесткого исполнения

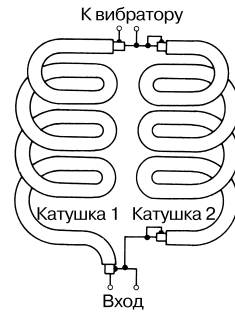
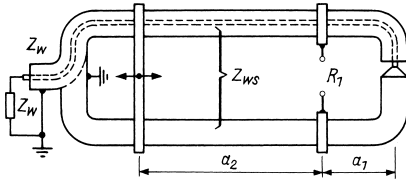


Рис. 7.24. Реализация широкополосного симметрирующего шлейфа

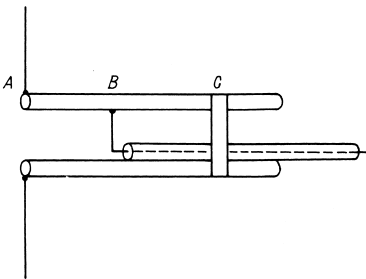


Рис. 7.22. Шлейф Позин

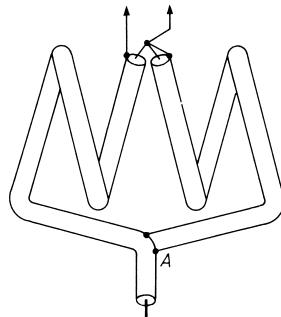


Рис. 7.25. Расположение витков широкополосного симметрирующего шлейфа

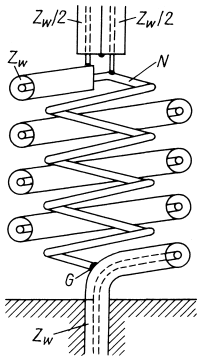


Рис. 7.23. Устройство широкополосного симметрирующего шлейфа

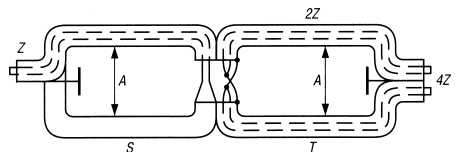


Рис. 7.26. Потенциал-трансформатор

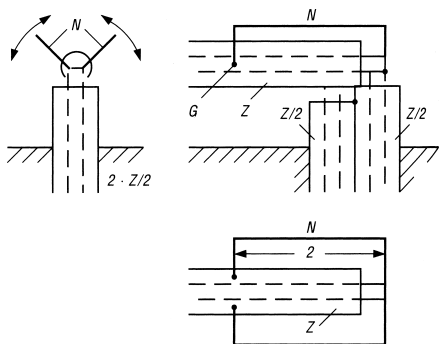


Рис. 7.27. Рамочный симметрирующий трансформатор

Рамочный симметрирующий трансформатор

(W. Buschbeck – германский патент № 753 484, 1942 г.)

Данный трансформатор (рис. 7.27) является упрощенным механически несимметричным вариантом симметрирующего шлейфа. Выравнивание достигается путем перемещения рамки N.

Разрезной симметрирующий трансформатор

Представленный здесь вариант исполнения восходит к англо-американскому образцу. Вибраторная антенна подключена к обеим половинкам оплетки, тогда как внутренний провод соединяется только с одной из них (рис. 7.28) [30]. Величина коэффициента

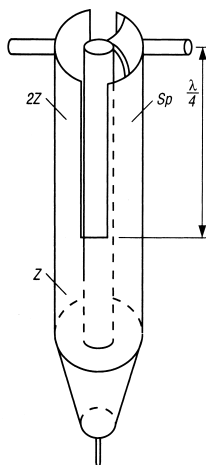


Рис. 7.28. Разрезной симметрирующий трансформатор

трансформации варьируется выбором подрезанной части оплетки, например путем придания ей овальной формы. При равных волновых сопротивлениях достигается преобразование в пропорции 1:4, а при двукратном различии – 1:1.

Открытый симметрирующий шлейф

(E. Gerhard – германский патент № 891 863, 1943 г.)

Эта простая в изготовлении симметрирующая цепь работает по принципу симметрирующего шлейфа (рис. 7.29). От торца экрана

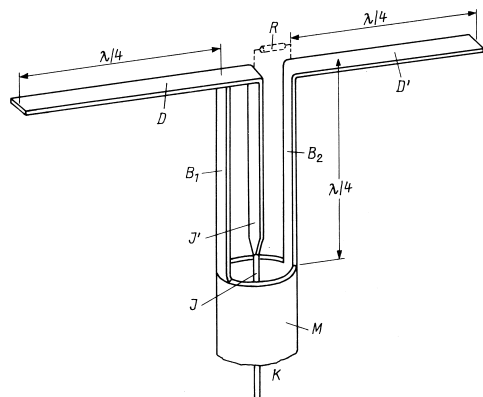


Рис. 7.29. Открытый симметрирующий шлейф

коаксиального кабеля отходит пара плоских выводов к вибраторной антенне. Внутренний провод кабеля также продолжен плоским проводником и на расстоянии $\lambda/4$ соединен с одним из выводов экрана. Подбором ширины отвода от внутренней жилы достигается коэффициент трансформации 1:1 для вибратора.

Симметрирующий трансформатор с оболочкой-полуцилиндром

Трансформатор предложен О. Цинке (O. Zinke) в 1943 г. [31, 32]. В этом симметрирующем элементе экран кабеля охвачен отдельным полуцилиндром и связан с центральной жилой. На другом конце полуцилиндр припаян к экрану. Такая конструкция эффективна там, где требуется обеспечить низкую величину волнового сопротивления между экраном кабеля и оболочкой-полуцилиндром, например для компенсации. Устройство элемента демонстрирует рис. 7.30.

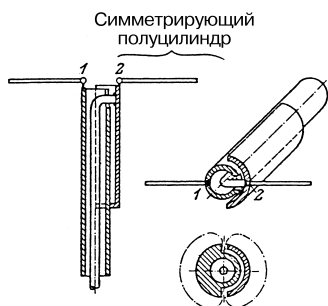


Рис. 7.30. Симметрирующий трансформатор с оболочкой-полуцилиндром

Линия передачи с симметрированием и трансформацией

Линия является широкополосной и сочетает симметрирование с трансформированием (линия СТ) [33]. Переход от коаксиального кабеля к двухпроводной линии, симметричной относительно земли, практически не зависит от частоты. Линия СТ состоит из симметрирующего шлейфа и экспоненциальной линии (рис. 7.31). Применяется преимущественно для питания ромбических антенн. Повторно запатентована [34].

7.3.4. Симметрирующие мосты

Цепи из реактивных компонентов также способны служить симметрирующими трансформаторами. В такой цепи встречается

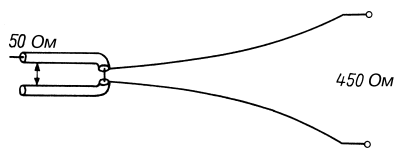


Рис. 7.31. Линия СТ

до пяти реактивностей. В зависимости от решения уравнений моста получают различные варианты его исполнения [35].

В Англии подобные схемы называют мостами Старра (Starr) [36]. Существуют их версии с четырьмя или пятью реактивностями; пятую обычно используют как последовательный компенсатор с несимметричной стороны или как параллельный компенсатор – с симметричной.

Мост Бушера

(Н. Hornung, R. Wundt – германский патент № 603 816, 1932 г.)

Будучи одной из первых симметрирующих цепей, мост строится из четырех дискретных компонентов (реактивных сопротивлений). Мосту присущ вредный побочный эффект: если входное напряжение течет ток, не зависящий от величины этого сопротивления. В прошлом столетии этот эффект использовали при последовательном включении дуговых ламп (мост Бушера). Полезное свойство моста состоит в возможности получать любые коэффициенты преобразования (трансформации) при надлежащем выборе реактивных сопротивлений.

На рис. 7.32 показано формирование мостового элемента (X-элемента). Одна ветвь характеризуется запаздыванием на 90° , другая – опережением на 90° , что в сумме дает 180° . На асимметричное сопротивление нагрузки опираются параллельно включенные емкость и индуктивность. На резонансной частоте они образуют высокоомный параллельный колебательный контур, и из шести реактивных компонентов остаются только четыре. Расчеты компонентов схемы приведены в главе 6.

Еще одно представление моста можно увидеть на рис. 7.33. Мост Бушера называют также схемой Ширэ. Симметрирование происходит и при использовании в схеме трех индуктивностей и емкости или трех емкостей и индуктивности.

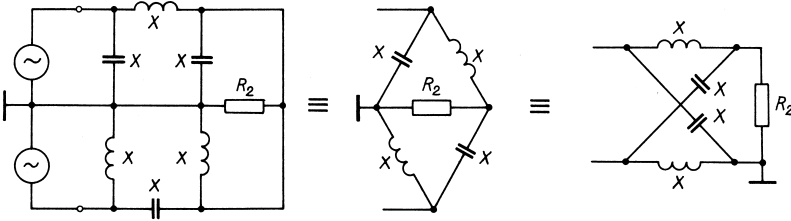


Рис. 7.32. Формирование моста Бушера

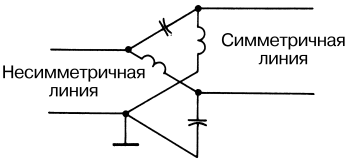


Рис. 7.33. Другая форма моста Бушера

Схема Алфорда

(A. Alford – патент США № 2,165,086, 1936 г.)

Эта схема реализует симметрирование с помощью трех реактивностей [37, 38] и допускает четыре варианта их соединения (рис. 7.34).

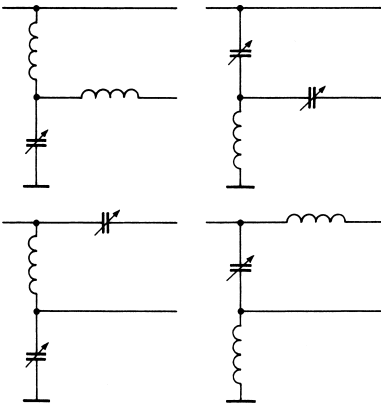


Рис. 7.34. Схема Алфорда

7.3.5. Симметрирующие объемные контуры

Это симметрирующее устройство называют также симметрирующим объемным контуром Линденблада или двойным блокирующим объемным контуром.

Полуволновый симметрирующий объемный контур

(N. E. Lindenblad – патент США № 2,231,839, 1936 г.)

Для симметрирования четвертьволновый запирающий объемный контур (см. раздел «Четвертьволновый блокирующий резонатор») симметрично дополняется до полуволнового симметрирующего объемного контура (рис. 7.35).

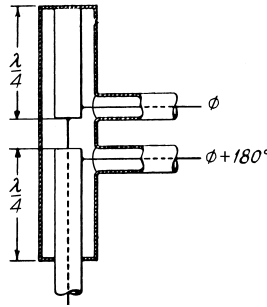


Рис. 7.35. Полуволновый симметрирующий объемный контур

На рис. 7.36 показан укороченный емкостью симметрирующий объемный контур в виде резонатора с габаритами $l < \lambda/4$. Вне резонанса обе половины имеют равную реактивную нагрузку. Симметрия сохраняется, несмотря на появление некоторой рассогласованности. Синфазные волны компенсируются в зависимости от частоты.

V-образный симметрирующий трансформатор

Сочетание симметрирующего шлейфа с запирающим объемным контуром дает V-образный симметрирующий трансформатор (рис. 7.37). В частности, при построении резонансных четырехпроволочных спиральных

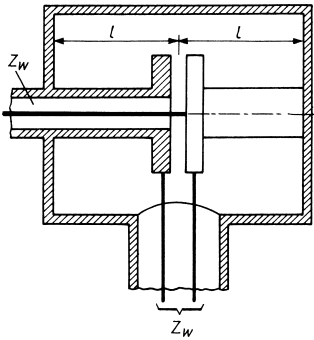


Рис. 7.36. Укороченный полуволновый симметрирующий объемный контур

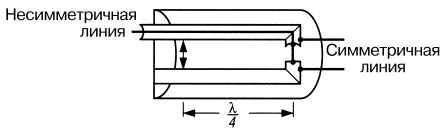


Рис. 7.37. V-образный симметрирующий трансформатор

линий (Килгус, С. С. Kilgus) применяются четыре трансформатора.

Скомпенсированный симметрирующий трансформатор

Открытые и замкнутые отрезки линий служат в симметрирующих объемных резонаторах для компенсации реактивной составляющей. Патентная заявка на компенсацию подавалась Й. Голдманном (J. Goldmann) в Германии в 1949 г. [39] и в США в 1941 г. [40]. Маршан (N. Marchand), не упомянув изобретателя, опубликовал технические

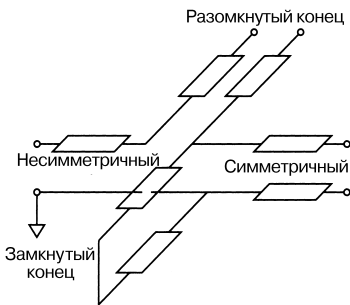


Рис. 7.38. Принципиальная схема скомпенсированного симметрирующего трансформатора

подробности в журнале Electronics за 1944 г. [41], поэтому такой симметрирующий трансформатор в литературе носит его имя.

Принципиальная схема трансформатора показана на рис. 7.38. Коаксиальное исполнение скомпенсированного трансформатора представлено на рис. 7.39, а его эквивалентная схема – на рис. 7.40. Сведения о компенсации опубликованы в [42–46]. Скомпенсированный симметрирующий трансформатор находит все более широкое применение в микроволновой области в виде планарного блока с подключенными линиями.

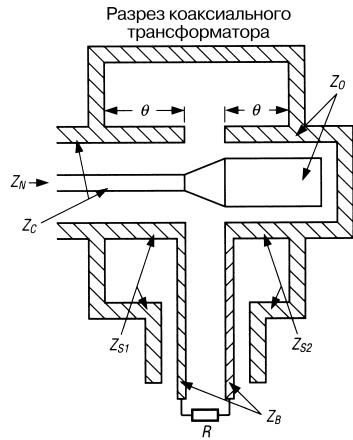


Рис. 7.39. Коаксиальное исполнение скомпенсированного симметрирующего трансформатора в разрезе

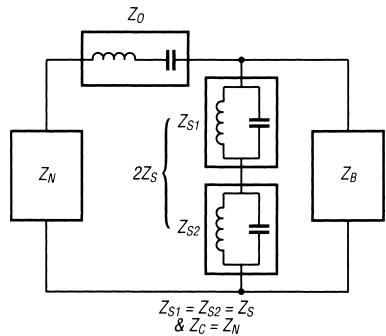


Рис. 7.40. Эквивалентная схема скомпенсированного симметрирующего трансформатора

7.4. Блокирующие цепи

Принцип действия: поверхностные волны во внешнем проводнике коаксиального кабеля блокируются оболочкой из изоляционного материала, что предотвращает излучение линии передачи (блокировка поверхностных волн). Блокирующие цепи подразделяются на:

- резонансные затворы (радиалы, блокирующий резонатор, настроенный контур);
- широкополосные затворы (синфазные и кабельные дроссели с ферритовым сердечником или без него);
- поглотители (феррит, графит).

Ферритовые сердечники используются для поглощения энергии, увеличения индуктивности и подавления резонансов.

7.4.1. Резонансные фильтры

Первые указания на то, что четвертьволновый провод рядом с фидером подавляет поверхностные волны, содержались уже в патенте от 1929 г., выданном на имя Брюса – изобретателя ромбической антенны [48].

Радиальные противовесы

В патенте 1933 г. на имя Понте (Ponte) (изобретателя антенны типа Groundplane) в качестве противовеса и защиты от поверхностных волн фигурировал горизонтальный диск полуволнового диаметра или серия радиальных горизонтальных проводов четвертьволновой длины [49]. Название «радиалы» появилось в 1943 г., прежде они назывались оттяжками, четвертьволновыми стержнями, стержнями заземления или противовесами.

Допустимо не только горизонтальное, но и вертикальное расположение проводов. Любопытный вариант был предложен К. Вайнером (K. Weiner, DJ9HO): спирально наматывать четвертьволновый провод на внешнюю оболочку коаксиального кабеля.

В 1937/38 гг. в Великобритании был выдан патент на вертикальную антенну со спиральными радиалами, настроенными с помощью концевых емкостей.

Четвертьволновый блокирующий резонатор

(N. E. Lindenblad – патент США № 2,131,208, 1936 г.)

Четвертьволновый блокирующий объемный контур, или резонатор Линденбла

(N. E. Lindenblad), был опубликован в указанном патенте (изображен на рис. 12 применительно к антенной системе на крыше Эмпайр Стейт Билдинг).

Резонатор действует как короткозамкнутая линия с волновым сопротивлением Z_{wt} (рис. 7.41). Он не симметрирует, а лишь воздействует на ток во внешнем проводнике. В состоянии резонанса ($l = \lambda/4$) этот проводник «изолирован». На рис. 7.42 показаны принцип действия (а) и конструкция (б) резонатора.

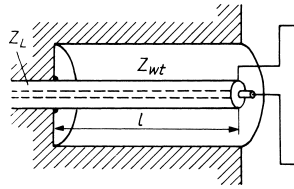


Рис. 7.41. Схема четвертьволнового блокирующего резонатора

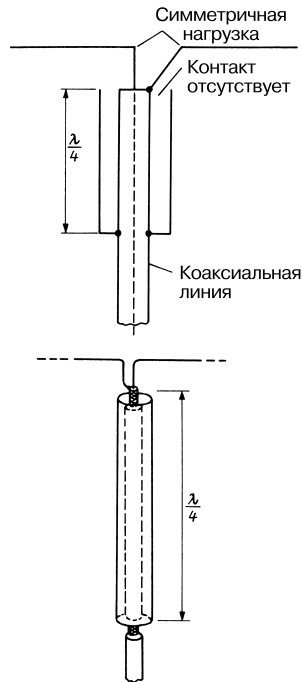


Рис. 7.42. Четвертьволновый блокирующий резонатор: а – принципиальная схема; б – конструкция

В 1973 г. в США была подана патентная заявка [51] на коаксиальную антенну, где в качестве противовеса и гасителя поверхностных волн применен раскрытый снизу четвертьволновый блокирующий резонатор в виде трубы или пирамидальной корзинки (см. том 2, раздел 25.1.1).

Настроенный контур

(E. Tischer – германский патент № 733 697, 1939 г.)

Согласно указанному патенту, колебательный контур строился вокруг коаксиального кабеля. В более поздних реализациях сама внешняя оболочка кабеля участвует в функционировании этого контура.

Рис. 7.43 демонстрирует, как индуктивность L коаксиального кабеля вместе с емкостью C образуют настраиваемый параллельный колебательный контур. На резонансной частоте он имеет весьма высокий импеданс и потому способен «избирательно изолировать» остальную часть кабеля, не влияя на ток внутри него.

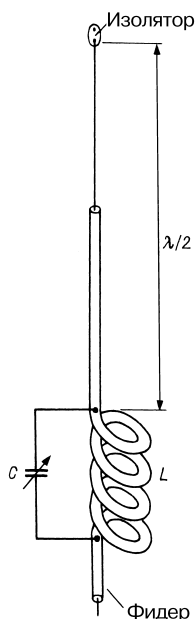


Рис. 7.43. Настраиваемый контур (контур T2LT)

Недавно в литературе [52, 53] вновь обсуждалась эта разновидность согласующего устройства, названная T^2LT (Tuned

ловушка в линии передачи) и предназначенная для полуволновой вертикальной антенны.

На рис. 7.44 приведена схема блокирующего контура на 14 МГц. Слева (а) необходимую индуктивность образует часть экрана кабеля, справа (б) колебательный контур сопряжен с коаксиальным кабелем. Шлейф из провода связан с кабелем сквозь его изолирующую оболочку без повреждения кабеля [54].

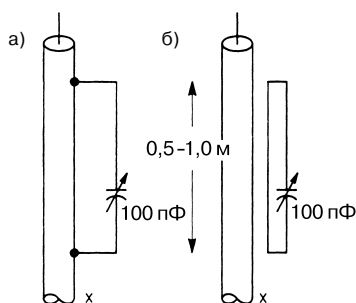


Рис. 7.44. Настраиваемый контур (блокирующие контуры на 14 МГц)

Интегральный симметрирующий трансформатор

(M. T. O'Dwyer – британский патент № 1322300, 1972 г.)

Пара простых интересных вариантов блокирующих резонаторов для питания петлевого вибратора по коаксиальному кабелю представлена на рис. 7.45.

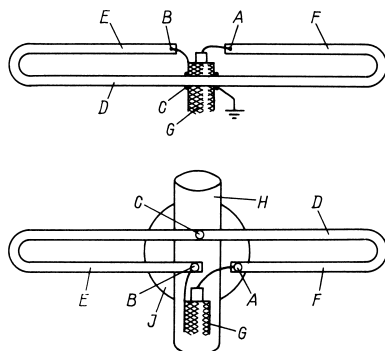


Рис. 7.45. Интегральный симметрирующий трансформатор

Открытый коаксиальный трансформатор

Очень простая система питания антенны по принципу коаксиального трансформатора предложена для высокочастотных диапазонов [55] – см. рис. 7.46. Симметричная антенна питается по коаксиальному кабелю. На расстоянии четверти длины волны от антенны экран кабеля заземлен, и таким образом создается блокирующий резонатор. Одной его частью служит экран коаксиального кабеля, а другой – земля.

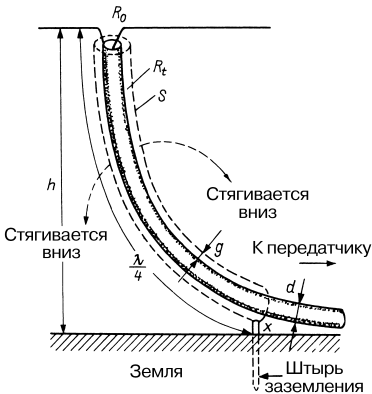


Рис. 7.46. Высокочастотный открытый коаксиальный трансформатор

В области метровых и дециметровых волн имеется еще один несложный способ питания антенны, который основан на принципе блокирующего резонатора (рис. 7.47) и требует минимальных затрат на реализацию. Коаксиальный кабель фидера, оканчивающийся U-образным шлейфом длиной $\lambda/4$, напрямую соединяют с директорной антенной. Место перехода от шлейфа к остальному фидеру электрически связывают с металлической опорой.

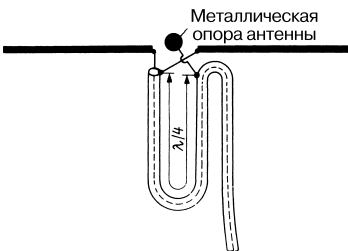


Рис. 7.47. Открытый блокирующий резонатор для диапазонов УКВ и ДМВ

7.4.2. Широкополосные затворы

Значительное число симметрирующих и согласующих устройств предназначено для работы в сравнительно узком диапазоне частот. Тем не менее часто возникает необходимость использования таких систем согласования и симметрирования, которые способны функционировать совместно с широкополосными антеннами.

Бифилярная катушка

(F. Gerth – германский патент № 592 184, 1932 г.)

Идея подавления синфазных волн с помощью дросселя (синфазного дросселя) возникла еще в 1932 г.

Синфазный дроссель (см. рис. 7.48, взятый из германского патента) состоит из двух катушек, тесно связанные витки которых совместно уложены и идут в одном направлении (бифиляр). Бифилярная катушка ведет себя как обмотка из двухпроводного кабеля (см. раздел «Линейный трансформатор»). Симметрирующий трансформатор выполняется также из плоского кабеля, уложенного в виде цилиндрической спирали. В параллельных проводниках противофазные токи текут беспрепятственно, тогда как синфазные – подавляются. Укладка проводов в форме спирали повышает индуктивность для синфазных токов. Так получается симметрирующий трансформатор с коэффициентом 1:1.

Кабельный дроссель

Кольцо из коаксиального кабеля действует подобно широкополосному барьеру. На рис. 7.49 показан кабельный дроссель дециметрового диапазона. В области коротких волн диаметр колец кабеля должен быть увеличен. В табл. 7.1 приведены значения длины кабеля и числа витков для одно- и многополосного режимов, которые могут быть использованы на радиолюбительских диапазонах. Симметрия улучшается при наличии добавочного провода.

Кабельный дроссель, описанный в [57], показан на рис. 7.50. Он образован двумя витками кабеля и добавочным проводом, действующим подобно третьему витку. Легко заметить сходство с симметрирующим шлейфом (см. раздел «Шлейф ЕМІ»).

Дроссель на ферритовом сердечнике

Ферритовые сердечники придают дросселям широкополосность. Это справедливо

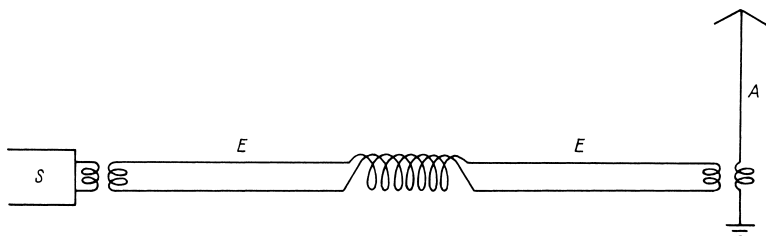


Рис. 7.48. Сифазный дроссель

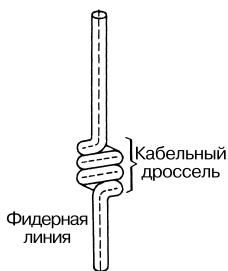


Рис. 7.49. Кабельный дроссель

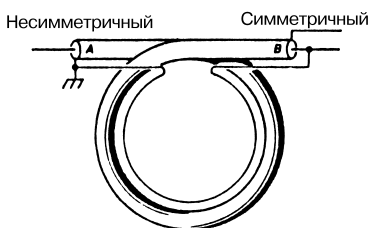


Рис. 7.50. Кабельный дроссель с добавочным витком

относительно бифилярных катушек и кабельных дросселей.

На рис. 7.51 представлен вариант широкополосной коаксиальной катушки, запатентованной в США [58]. Она расположена на расстоянии, равном четверти длины волны ($\lambda/4$) ниже ввода питания антенны, так что нижней частью антенны служит экран коаксиального кабеля.

Весьма интересен дроссель поверхностных волн (рис. 7.52), предложенный Й. Райзертом (J. Reisert) с позывными W1JR [59]. Половинки дросселя кажутся противоположно навитыми, но на самом деле витки уложены в одном направлении, что повышает индуктивность, необходимую для блокировки поверхностных волн. Преимущество

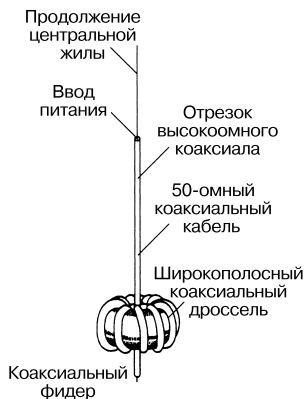


Рис. 7.51. Широкополосная коаксиальная катушка

такой конструкции состоит в том, что вход и выход максимально разнесены. Это снижает паразитную емкость и упрощает монтаж

Таблица 7.1. Параметры кабельных дросселей

Частота, МГц	RG-8, RG-13	RG-58	RG-8, RG-13, RG-58
3,5	6,7 м, 8 витков	6,1 м, 7 витков	
7	6,7 м, 10 витков	4,6 м, 6 витков	
14	3,7 м, 10 витков	2,4 м, 8 витков	
21	2,4 м, 7 витков	1,8 м, 8 витков	
28	1,8 м, 7 витков	1,2 м, 7 витков	
3,5–30			3 м, 7 витков
3,5–10			3,5 м, 9–10 витков
14–30			2,4 м, 6–7 витков

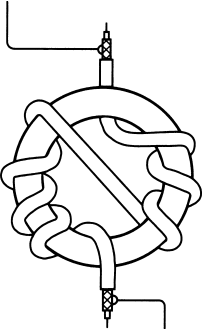


Рис. 7.52. Дроссель поверхностных волн

разъемов. Дополнительный виток способен улучшить симметрию [60].

Рекомендуется проявлять осторожность при питании заземленного вибратора через бифилярную катушку, кабельный дроссель или дроссель на ферритовом сердечнике (рис. 7.53). Поскольку экран коаксиального кабеля также заземлен, ток течет лишь через часть обмотки (рис. 7.54), однако эта проблема решена в трансформаторе с тремя обмотками, где ток всегда течет по всем обмоткам независимо от заземления нагрузочного сопротивления (рис. 7.55).

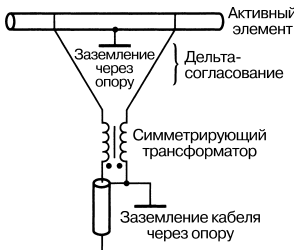


Рис. 7.53. Питание заземленного вибратора через дроссель на ферритовом сердечнике

Ферритовые сердечники генерируют высшие гармоники, причем кольца сильнее, чем стержни. Каскад из двух симметрирующих трансформаторов на ферритовых кольцах служил объектом следующих измерений [61]. Каждый трансформатор состоял из двух кольцевых сердечников FX1588 фирмы Mullard UK, аналогичных сердечникам F568-1 фирмы Indiana General USA. Обмотка трансформатора была выполнена коаксиальным кабелем RG 174

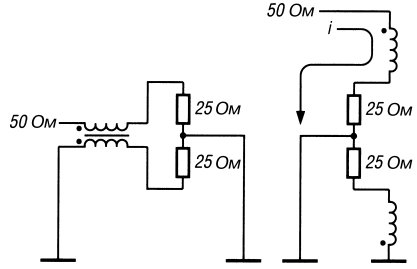


Рис. 7.54. Дроссель на ферритовом сердечнике с заземленной симметричной нагрузкой

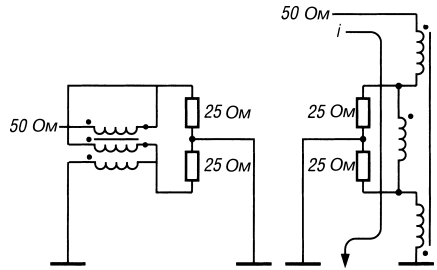


Рис. 7.55. Дроссель на ферритовом сердечнике с дополнительной обмоткой

и добавочным проводом. Измерения проводили на частоте 3,5 МГц.

Взаимная модуляция третьего порядка варьировала от -34 дБ при мощности 200 Вт в максимуме огибающей до -15 дБ при 400 Вт.

По сравнению с этими данными, полученными для двух трансформаторов, оценки для одиночного трансформатора улучшились бы на 3 дБ. Измерения при 28 МГц дали величину -25 дБ при наличии трансформатора и без него, так что на этой частоте ферритовые сердечники уже не действовали.

7.4.3. Поглотители

Широкополосные поглотители поверхностных волн составляют особый класс блокирующих элементов.

Ферритовые поглотители

(H. Roosenstein – германский патент № 718 695, 1938 г.)

Возможности широкополосного поглотителя из магнитного материала были открыты

известным немецким конструктором антенн Роозенштайном еще до второй мировой войны (см. раздел 7.1). Устройство поглотителя показано на рис. 7.56. В то время поглощающим материалом 3 или 3-7 служило чистое железо либо смесь железных опилок с полупроводящим веществом. Устройство оказалось не слишком эффективным, и интерес к поглотителям возродился только с появлением ферритов.

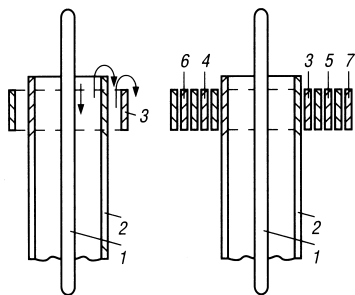


Рис. 7.56. Устройство поглотителя

В 1983 г. радиоловитель В. Максвелл (W2DU) опубликовал статью о новом симметрирующем устройстве (шайба, трансформатор, ферритовая шайба, трансформатор) [62]. Трансформатор W2DU собран из 30-сантиметрового отрезка коаксиального кабеля (RG-303, RG-141 без внешней изоляции или RG-400) и 50 ферритовых колец FB-73-2401 из амидона (рис. 7.57). Трансформатор отличается широкой частотной полосой и рассчитан на большую мощность. Последняя зависит лишь от типа кабеля и наличия стоячих волн.

Ферритовый материал размещен вне противофазных токов, которые текут внутри коаксиального кабеля, благодаря чему при высоких мощностях отсутствуют проблемы, связанные с эффектом насыщения, а измерения параметров антенны не осложняются наличием дополнительных реактивных составляющих.

Применение феррита повышает импеданс оболочки коаксиального кабеля, причем

возрастают и активная, и реактивная составляющие. Феррит вызывает как поглощение – благодаря магнитным потерям, так и отражение – из-за повышенного импеданса.

Использовались следующие материалы:

- металлический порошок (С 75) до 250 кГц;
- молибденовый пермаллой (С110, С130) до 1 МГц;
- цинк-марганцевый феррит (К4000, К6000, К10000) от 10 кГц до 30 МГц (недостаток: уже при небольшой модуляции возникает насыщение);
- никель-цинковый феррит (К2004, К2006, К2008) от 10 МГц до 1 ГГц (преимущество: повышенная модулируемость).

Технические подробности приведены в [63–65].

Кроме того, трансформатор W2DU (1:1 по току) позволяет преобразовывать импеданс. Радиоловитель Д. Белроуз (J. J. Belrose, VE2CV) в 1991 г. показал, как из двух трансформаторов 1:1 получить трансформатор с коэффициентом 1:4, а из трех таких же – трансформатор 1:9 [66]. Принципиальные схемы подобных трансформаторов изображены на рис. 7.58. Рис. 7.59 иллюстрирует практическое исполнение трансформатора с коэффициентом 1:4.

Резистивный поглотитель

На высоких частотах в качестве поглотителя выступает не феррит, а пенопласты с резистивным покрытием [67]. Такой поглотитель состоит из пенопластовых шариков диаметром 5–10 мм, каждый из которых покрыт графитовым лаком, причем все они изолируются и связываются воедино синтетическим клеем (1), или тонких пенопластовых дисков, покрытых плохо проводящим лаком (2). Поглотитель такого рода показан на рис. 7.60.

Поглотитель со стальной путанкой

В США было предложено обкладывать коаксиальный кабель тонкой стальной путанкой [69, 70]. Устройство поглотителя из стальной путанки демонстрируется на рис. 7.61.



Рис. 7.57. Трансформатор W2DU

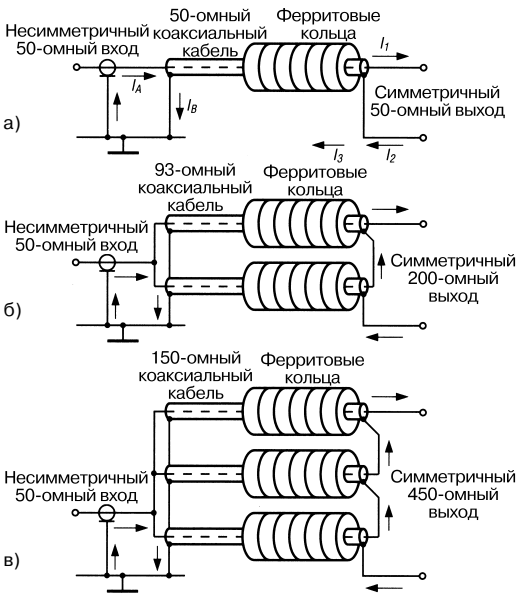


Рис. 7.58. Трансформаторы с коэффициентом преобразования: а – 1:1, б – 1:4, в – 1:9

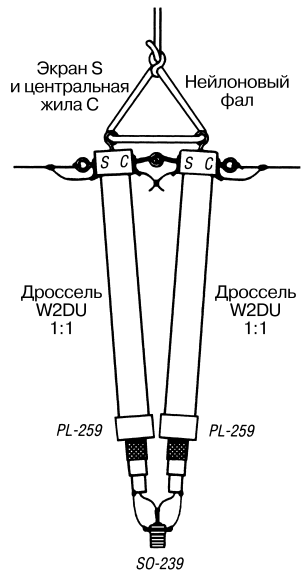


Рис. 7.59. Эскиз трансформатора с коэффициентом 1:4

Как показали измерения В. Максвелла, погонный импеданс оболочки кабеля со стальной путанкой лишь немного выше, чем у свободной оболочки [70]. Активная составляющая несколько увеличивается, если путанку поместить прямо на голый экран кабеля, как предложено в [71]. Однако этого недостаточно для достижения блокирующего эффекта трансформатора за счет роста активной и реактивной составляющих импеданса оболочки кабеля. Вывод: поглотитель на стальной путанке – всего лишь розыгрыш!



Рис. 7.60. Резистивный поглотитель

7.5. Специальные способы

7.5.1. Симметрирование подбором сопротивлений

Симметрирование с помощью резисторных цепочек осуществляется в весьма широком частотном диапазоне [72], однако затухание оказывается настолько большим, что этот способ применим лишь в измерительных схемах с высоким уровнем сигнала, например в случае симметричных эквивалентных антенн. На рис. 7.62 показан трансформатор

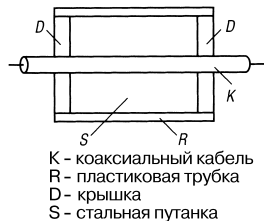


Рис. 7.61. Поглотитель на стальной путанке

К – коаксиальный кабель
 R – пластиковая трубка
 D – крышка
 S – стальная путанка

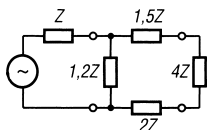


Рис. 7.62. Симметрирующий трансформатор 1:4 с резисторах

с коэффициентом 1:4 [73], составленный из следующих сопротивлений:

$$\begin{aligned} R_p &= 1,15 \times Z \approx 1,2 Z, \\ R_{S1} &= 1,46 \times Z \approx 1,5 Z, \\ R_{S2} &= 2 Z. \end{aligned}$$

7.5.2. Схема X/2

(F. Gutzmann – германский патент № 902 397, 1938 г.)

К параллельно симметричной стороне подключается цепочка по схеме звезды с такими номиналами компонентов, чтобы два параллельно соединенных реактивных сопротивления X были равны между собой, а величина заземленного реактивного сопротивления составляла $-X/2$. Таким образом, это значение вдвое меньше остальных и противоположно по фазе (рис. 7.63).

Симметрирование происходит следующим образом. Для синфазных (поверхностных) волн обе емкости параллельны и вместе с компонентом $X/2$ образуют настроенный последовательный контур, замыкающий синфазные волны и обеспечивающий симметрию. Функционирование схемы зависит от направления передачи энергии.

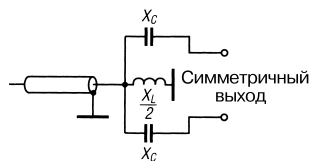


Рис. 7.63. Схема X/2

7.5.3. Симметрирование по электрическому полю

(N.V.M.A.F. – германский патент № 618 514, 1934 г.)

Симметрирование реализуется в пространстве, занятом полем экранированной двухпроводной линии (рис. 7.64). При этом внутренняя жила коаксиального кабеля

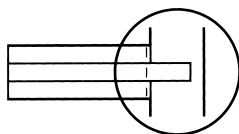


Рис. 7.64. Симметрирование по электрическому полю

направлена одинаково с электрическими силовыми линиями двухпроводного фидера.

7.5.4. Симметрирование с помощью резонатора

(K. Laemmchen – германский патент № 890 977, 1944 г.)

Симметрирование происходит в полном резонаторе (рис. 7.65), где образуется стоячая волна, благодаря чему оба антенных возбуждателя (монополь для несимметричной стороны и диполь – для симметричной) оказываются взаимосвязанными.

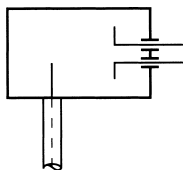


Рис. 7.65. Симметрирование с помощью резонатора

7.5.5. Симметрирование с помощью объемного контура

(W. Puhlmann – германский патент № 735 428, 1940 г.)

Конец коаксиальной линии закорачивается, и к симметричному фидеру подключаются отводы от разрыва внутреннего проводника коаксиального кабеля, отстоящего на полволны от его закороченного конца. Здесь преобладает противофазное распределение тока (рис. 7.66).

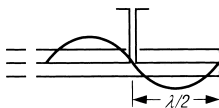


Рис. 7.66. Симметрирование с помощью объемного контура

7.5.6. Клинообразные симметрирующие трансформаторы

Есть множество способов перехода от несимметричной коаксиальной линии к симметричной. На рис. 7.67 представлены две реализации перехода согласно [74, 75], а на рис. 7.68 показан микрополосковый вариант [76]. Указание на возможность использования разрезной коаксиальной линии в качестве перехода к двухпроводной линии имеется в германском патенте 1949 г. [77].

7.5.7. Трансформатор на ответвителях

Если пару ответвителей, у каждого из которых имеется по две реактивности равной величины, замкнуть, например короткозамкнутыми или разомкнутыми линиями равной длины, то на выходах 1 и 2 появится разность фаз 180° , не зависящая от частоты [78]. Такого рода схемы называются также полосковыми симметрирующими трансформаторами. Применение двух гибридных соединений на 3 дБ в качестве симметрирующего трансформатора иллюстрируется рис. 7.69.

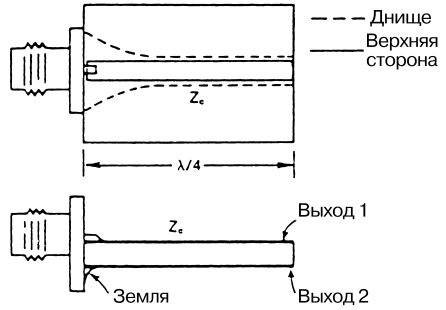


Рис. 7.68. Микрополосковый вариант клинообразного трансформатора

7.5.8. Полуволновый барьер

(H. Schuster – германский патент № 731 313, 1939 г.)

Внутренняя жила коаксиального кабеля подключена к вибратору несколько в стороне от его середины. Внешний проводник линии присоединен к середине вибратора через настроенную катушку (рис. 7.70). Она согласована так, чтобы электрическая длина была в точности равна $\lambda/2$. Тогда

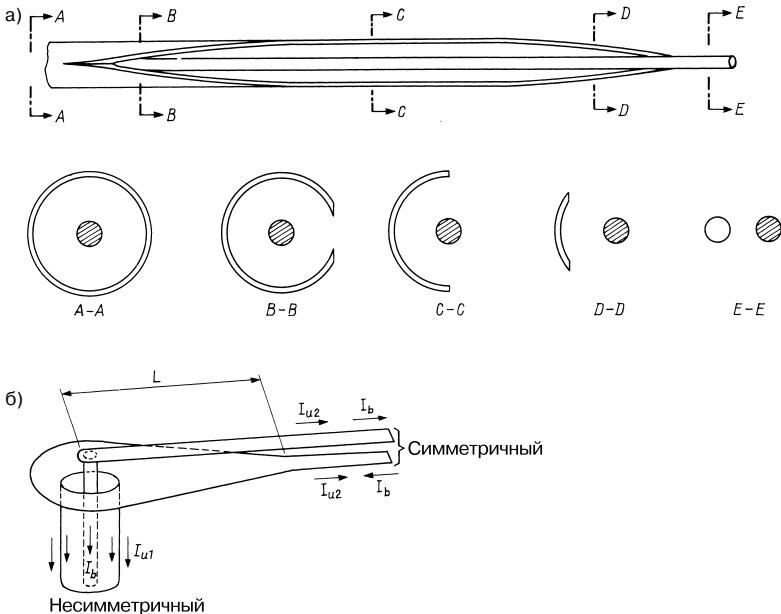


Рис. 7.67. Коаксиальный вариант клинообразного трансформатора

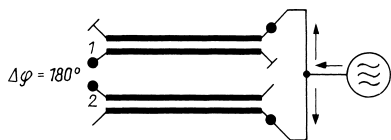


Рис. 7.69. Трансформатор на ответвлениях

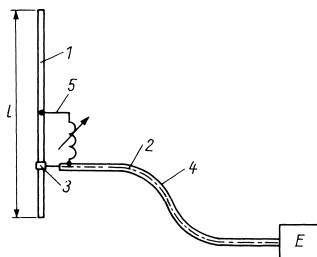


Рис. 7.70. Полуволновый барьер

оплетка кабеля получает потенциал середины вибратора.

7.5.9. Симметрирующий трансформатор на базе петлевого вибратора

Два интересных трансформатора с асимметричным и половинным петлевым вибратором запатентовал Блондер (I. S. Blonder) из США. На рис. 7.71 показан предложенный им петлевой вибратор с асимметричным питанием [79], а на рис. 7.72 – трансформатор на базе ряда из половинных вибраторов в качестве

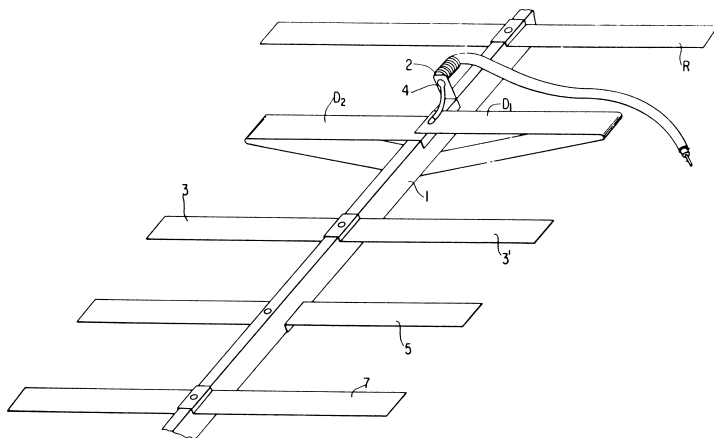


Рис. 7.71. Трансформатор на базе петлевого вибратора (асимметрично возбуждаемый петлевой вибратор)

возбуждаемых элементов [80]. В патентах отсутствуют более подробные сведения.

7.5.10. Гамма-согласование

Гамма-согласование представлено на рис. 7.73. Внешняя оплетка коаксиального кабеля подключается к середине вибратора. Следует отметить, что качество симметрирования небезупречно.

Некоторое улучшение дает двойное гамма-согласование по способу, использованному фирмой Нам-Pro [81]. Коаксиальный кабель прокладывается по Г-образному кронштейну от опоры к середине питаемого вибратора, где и кончается экран. Центральная жила протягивается дальше и через емкость соединяется с другим аналогичным Г-образным кронштейном.

7.5.11. Омега-согласование

Омега-согласование является развитием гамма-согласования (рис. 7.74). И в этом случае внешняя оплетка коаксиального кабеля подключается к середине вибратора.

7.5.12. L-согласование

L-согласование для преобразования и симметрирования применительно к директорным антеннам метрового диапазона было описано в 1967 г. радиолобителем Кампеллом (Campell, W4KAE) [82]. Здесь используется L-образный шлейф, загнутый в сторону

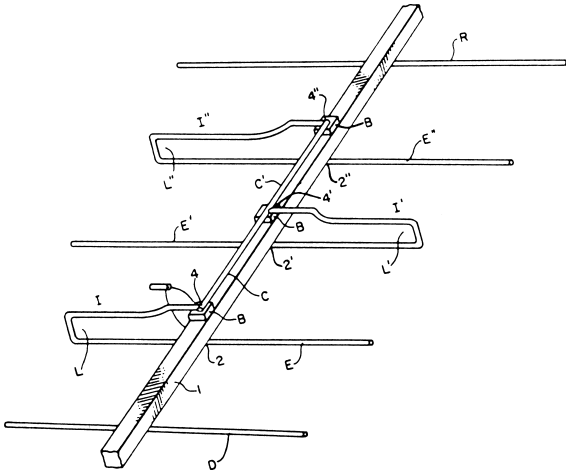


Рис. 7.72. Трансформатор на базе петлевого вибратора

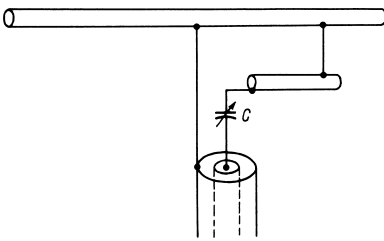


Рис. 7.73. Гамма-согласование

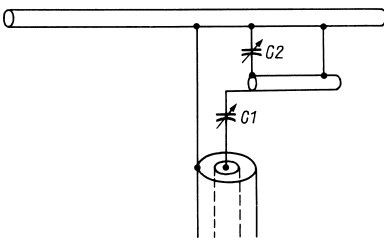


Рис. 7.74. Омега-согласование

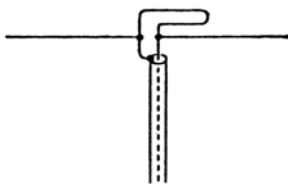


Рис. 7.75. L-согласование

«горячей» половины вибратора, к которой подключена внутренняя жила коаксиального кабеля (рис. 7.75).

7.5.13. Емкостный трансформатор

(М. С. Hatelý – британский патент № 2107128, 1981 г.)

Такой трансформатор (рис. 7.76) предложен радиолюбителем GM3HAT [83]. В этом устройстве внешняя оплетка коаксиального кабеля также присоединена к середине вибратора.

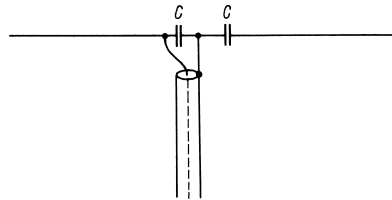


Рис. 7.76. Емкостный трансформатор

Литература к главе 7

[1] Southworth, G. C.: Proc. IRE, Vol. 18, 1930, No. 9, pp. 1502–1536.
 [2] Roosenstein, H. O.: Über die Unsymmetrie von Hochfrequenzleitungen. Telefunken-Zeitung, Nr. 58, 1931, S. 45 bis 50.
 [3] Eggers, B. A.: An Analysis of the Balun. QST, April 1980, pp. 19 bis 21.

- [4] Proc. IRE, December 1947, p. 1456.
- [5] *Buschbeck, W.*: Die Entwicklung des transozeanischen Kurzwellen-Sendediens in Deutschland. Telefunken-Hausmitteilungen, Jg. 20, H. 80, März 1939, S. 11 bis 28.
- [6] *Roosenstein, H. O.*: Femschempfangsantennen. Telefunken-Hausmitteilungen, Jg. 20, H. 81, Juli 1939, S. 13 bis 21.
- [7] H. O. Roosenstein – Dt. Patent 522 682 – 1928.
- [8] *Lewallen, R. W.*: Baluns: What They Do And How They Do It. ARRL Antenna Compendium, Vol. 1, 1985, pp. 157 bis 164.
- [9] *Meinke, H. H.*: Symmetrierschaltungen bei hohen Frequenzen. FTZ, Jg. 1, H. 8, November 1948, S. 193 bis 199.
- [10] *Ruhrmann, A.*: Symmetrierung und Transformation mit Koaxialleitungen. Telefunken-Zeitung, Jg. 24, H. 93, Dezember 1951, S. 237 bis 250.
- [11] – Symmetrierglieder. Telefunken Taschenbuch, Technischer Anhang. AEG-Telefunken, Ulm, 1970.
- [12] *Hu Shuhao*: The Balun Family. Microwave Journal, September 1987, pp. 227 bis 229.
- [13] *Krischke, A.*: Baluns. Kurzwellen-Fachtagung, DARC Distrikt Bayern-Süd, München, 1989.
- [14] O. Schmidt – Dt. Patent 503 349 – 1928.
- [15] A. G. Jensen – US Patent 2,013,154 – 1932.
- [16] *Guanella, G.*: Neuartige Anpassungs-Systeme für Hochfrequenz. BBC-Mitt, 31 (1944), S. 327 bis 329.
- [17] G. Guanella – Schweiz Pat 242060–1944.
- [18] *Ruthroff, C. L.*: Some Broad-Band Transformers. Proc. IRE, August 1959, pp. 1337 bis 1342.
- [19] *Sevick, J.*: Broadband matching transformers can handle many kilowatts. Electronics, Nov. 25, 1976.
- [20] *Hille, K.*: Leitungen für Breitbandübertrager. cq-DL 3/77, S. 99.
- [21] *Hille, K.*: Baluns. cq-DL 4/77, S. 152, 6/77, S. 229.
- [22] *Hille, K. H.*: Baluns. Funk 1-2/84, S. 40; 3/84, S. 40.
- [23] *Red, E. T.*: 50-Technik. Beam, 3/86, S. 12; 4/86, S. 18.
- [24] *Nagle, J. J.*: The half-wave balun, theory and application. Ham Radio, September 1980, pp. 32 bis 35.
- [25] *Demarest, K.; Plumb, R.; Huang, Z.*: Modelling Baluns with the Method of Moments. IEEE Trans., AP-42, No. 8, August 1994, pp. 1195 bis 1198.
- [26] W. G. Sterns – US Pat. 4,460,877 – 1982.
- [27] *Charman, F.*: Baluns. RSGB Bulletin, December 1955, pp. 270, 271, 277, Radio Communication, November 1984 (TT), p. 963.
- [28] *Auerbach, R.*: Coax-Speisung symmetrischer Antennen. DL-QTC 4/1961, S. 159.
- [29] W. B. Bruene – US Pat. 2,777,996 – 1954.
- [30] *Becker, R.*: Die Wirkungsweise des Schlitzübertragers als Symmetriereinrichtung. AEÜ, Bd. 20, H. 12, Dezember 1966, S. 647 bis 656.
- [31] *Zinke, O.*: Grundlagen der Breitbandantennen. ZWB-Bericht Theorie und Technik von Antennen, 1943.
- [32] *Zinke, O.*: Grundlagen der Breitbandantennen für Meter- und Dezimeterwellen. Funk und Ton, Jg. 1950, Nr. 9, S. 437 bis 450.
- [33] *Graziadei, H.*: Eine Lösung für einen praktisch frequenzunabhängigen Übergang zwischen einem HF-Kabel und einer erdsymmetrischen HF-Leitung. FTZ, Heft 7, 1953, S. 311 bis 319.
- [34] F. Raffin, J. M. Martin – Dt. Pat. 3 445 017 – franz. Priorität 1983.
- [35] *Frankel, S.*: Reactance Networks for Coupling Between Unbalanced and Balanced Circuits. Proc. IRE, September 1941, pp. 486 bis 493.
- [36] *Green, E.*: Quarter wave networks. The Marconi Review, Vol. XII, No. 4, October/December 1949, pp. 157–171.
- [37] *Isley, C. T.*: Coupling Unbalanced to Balanced Lines. QST, April 1950, pp. 20–21.
- [38] *Roberts, W. B.*: A Neglected Form of Balun. QST, April 1969, p. 48.
- [39] J. Goldmann – Dt. Pat. 907 544 – 1940.
- [40] J. Goldmann – US. Pat. 2,327,418 – 1941.
- [41] *Marchand, N.*: Transmission-Line Conversion Transformers. Electronics, December 1944, pp. 142–145.
- [42] *Roberts, W. K.*: A New Wide-Band Balun. Proc. IRE, December 1957, pp. 1628–1611.
- [43] *Oltman, G.*: The Compensated Balun. Trans. IEEE MTT-14, March 1966, pp. 112–119.
- [44] *Laughlin, G. J.*: A New Impedance-Matched Wide-Band Balun and Magic Tee. Trans. IEEE MTT-24, March 1976, pp. 135–141.
- [45] G. J. Laughlin – US Pat. 3,827,001–1973.
- [46] *Cloete, J. H.*: Exact Design of the Marchand Balun. Microwave Journal, May 1980, pp. 99, 102.
- [47] *Halford, B. R.*: A Designer's Guide To Planar Mixer Baluns. Microwaves, December 1979, pp. 52, 53, 56 – 57.
- [48] E. Bruce – US Pat. 1,905,792 – 1929.
- [49] M. Ponte – Franz. Pat. 764 473 – 1933.
- [50] E. C. Cork, J. L. Pawsey – Brit. Pat. 509,500 – 1937/38.
- [51] A. B. Bailey – US Pat. 2,184,729 – 1937.
- [52] *Hosang, H.*: Kleine leistungsfähige Lambda/2-Vertikalantenne für den 144 MHz-Bereich. cq-DL 9/85.
- [53] *Klüss, A.*: T²LT – der abgestimmte Sperrkreis in der Speiseleitung. cq-DL 9/88, S. 553 bis 554.
- [54] *Moxon, L.*: HF Antennas for All Locations (RSGB, Potters Bar, Herts UK, 1993), p. 55.
- [55] *Dome, R. B.*: Balanced dipole antenna fed by coaxial cable. QST, May 1979, pp. 43–44.
- [56] The ARRL Antenna Handbook (ARRL, Newington CT, 1994), p. 26–12.
- [57] *Orr, B.*: Ham Radio Techniques. Ham Radio, January 1989, p. 104.
- [58] E. T. Harper – US Pat. 3,576,578 – 1967.
- [59] *Reisert, J.*: Simple and efficient broadband balun. Ham Radio, September 1978, pp. 12–15.
- [60] *Nagle, J. J.*: High-performance broadband balun. Ham Radio, February 1980, pp. 28–34.
- [61] *Titterton, R. G.*: The ferrite-cored balun transformer. Radio Communication, March 1982, pp. 216 – 220.
- [62] *Maxwell, W.*: Some Aspects of the Balun Problem. QST, March 1983, pp. 38 – 40.
- [63] *Parker, C. U.*: How to Select Ferrites and How They Work. EMC Test & Design, January 1994, pp. 26–29.
- [64] *Woody, J.*: The Use of Ferrites as Suppressors of EMI: EMC Technology, January/February 1994, pp. 21–23.
- [65] *Michalowsky, L.; Dreyer, R.*: Kampfansage – Neuartige Magnetmaterialien zum Entstören. Elektronik Praxis, Nr. 19, 6. Oktober 1994, S. 82 bis 85.
- [66] *Belrose, J. J.*: Transforming the Balun. QST, June 1991, pp. 30–33.
- [67] *Meinke, H.; Gössl, H.; Kraus, H.*: Symmetrische Breitbanddipole mit koaxialer Speisung. NTZ, 16 (1963), Heft 2, S. 65 bis 69.
- [68] *Wilson, C.*: Build a Budget 1:1 Balun. QST, November 1992, p. 65.
- [69] *Schips, K.*: Die vergessenen Wellen: Mantelwellen. CQ DL 9/94, S. 641 bis 643.

- [4.23] Steel-wool baluns? Hints & Kinks. QST, September 1993, pp. 77–78.
- [4.24] The Radio Amateur's Handbook (ARRL, Newington CT), 1993, pp. 39–47.
- [5.1] Rotkiewicz, W.; Rotkiewicz, P.: Technika odbioru radiowego (Warszawa, 1962), ff. 62 – 63.
- [5.2] -- Symmetrierglieder: Telefunken Taschenbuch, Technischer Anhang (AEG-Telefunken, Ulm, 1970), S. 13.
- [5.3] Duncan, J. W.; Minerva, V. P.: 100:1 Bandwidth Balun Transformer. Proc. IRE, February 1960, pp. 156–164.
- [5.4] Gans, M.; Kajfez, D.; Rumsey, V. H.: Frequency Independent Baluns. Proc. IRE, June 1965, pp. 647.
- [5.5] Climer, B.: Analysis of suspended microstrip taper baluns. Proc. IEE, Vol. 135, Pt. H, No. 2, April 1988, pp. 65–69.
- [5.6] H. Graziadei – Dt. Pat. 845 967 – 1949.
- [5.7] Jones, E. M.; Shimizu, J. K.: A Wide-Band Strip-Line Balun. Trans. IRE MTT, January 1959, pp. 128–134.
- [5.8] I. S. Blonder – US Pat. 4,218,686 – 1978.
- [5.9] I. S. Blonder – US Pat. 4,468,674 – 1982.
- [5.10] P. K. Onnigian – US Pat. 5,068,672 – 1989.
- [5.11] Campell, R.: The L-Match for 2-Meter Yagi Arrays. QST, July 1967, pp. 19, 150, 152.
- [5.12] Hately, M. C.: A no-compromise, multiband, low-VSWR dipole. Ham Radio, May 1987, pp. 69–78.

8. Связь фидера с оконечным каскадом передатчика

Наиболее эффективная передача мощности от оконечного каскада передатчика через фидер к излучателю обеспечивается при соблюдении двух главных требований:

- генератор (выходной каскад передатчика с его реальным сопротивлением) должен быть нагружен на чисто активную нагрузку (антенну) без индуктивных и емкостных составляющих;
- антенна и генератор должны быть согласованы по импедансу.

Первое из этих требований удовлетворяется всякий раз, когда резонансная частота излучателя совпадает с частотой выходной цепи передатчика. Поскольку между собственно излучателем и генератором почти всегда имеется фидер, он должен быть изготовлен так, чтобы не нарушались условия резонанса между генератором и антенной.

Это требование считается выполненным, когда на генераторном конце настроенного фидера имеется пучность тока (связь по току) или напряжения (связь по напряжению) и, следовательно, фидер и антенна образуют единую резонансную систему. Согласованный фидер обеспечивает полное отсутствие стоячих волн.

Импеданс оконечных каскадов ламповых передатчиков обычно составляет несколько тысяч ом, тогда как импеданс настроенного фидера бывает высоким (связь по напряжению) или низким (связь по току).

Напротив, волновое сопротивление ненастроенного фидера в любительском обиходе варьируется в пределах 50–600 Ом. Согласование фидера с полным входным сопротивлением излучателя уже описывалось в главе 5. Поэтому для дальнейшего изложения достаточно принять, что в соответствии с первым условием нагрузка параллельного резонансного контура оконечного каскада является чисто активной, и это активное сопротивление остается согласовать по импедансу с полным сопротивлением генератора. В принципе процесс согласования фидера с передатчиком аналогичен

согласованию громкоговорителя или наушников (нагрузки) с выходным сопротивлением усилителя низкой частоты (генератора).

Согласование сопротивлений по схемам, представленным на рис. 8.1, используется достаточно редко, хотя выполнить его не сложно.

Если раньше применялись антенны со связью по напряжению (например, длиннопроводные, питавшиеся по схеме рис. 8.1а), то в наши дни распространены почти исключительно антенны со связью по току (например, вибраторы с питанием по схеме рис. 8.1б) и симметрированием. Вместо прямого соединения применяется добавочный П-образный фильтр (см. рис. 8.4).

При согласовании определенного импеданса Z_E с анодным импедансом Z_R используется переводное соотношение:

$$U = \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}} \quad (8.1)$$

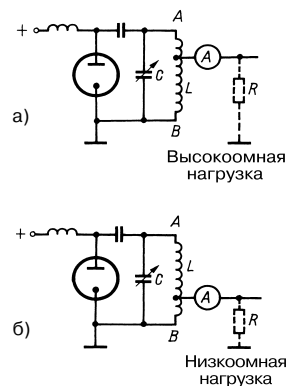


Рис. 8.1. Простейшие способы подключения антенн: а – высокоомная нагрузка (связь с антенной по напряжению); б – низкоомная нагрузка (связь с антенной по току и ненастроенный фидер)

Для схемы, приведенной на рис. 8.1, напряжение U непосредственно связано с числом витков n катушки анодной цепи через соотношение n/U .

Пример

В схеме (рис. 8.1) катушка L имеет 20 витков и $Z_R = 6000 \text{ Ом}$. Требуется определить, от какого витка следует сделать отвод, чтобы обеспечить согласование с импедансом $Z_E = 60 \text{ Ом}$.

Переводное отношение:

$$U = \sqrt{\frac{6000}{60}} = \sqrt{100} = 10$$

и

$$\frac{n}{U} = \frac{20}{10} = 2 \text{ витка.}$$

Поэтому для согласования следует соединить Z_E со вторым витком, считая от заземленного конца катушки.

Отсчет амперметра A максимален при оптимальном согласовании. Однако по величине тока антенны не всегда можно судить об излучаемой мощности, поскольку при подключении по току (пучность тока) значение тока настолько велико, а при подключении по напряжению (пучность напряжения) оно так мало, что обычный высокочастотный амперметр становится непригодным для измерений.

Если антенна присоединена по схеме, представленной на рис. 8.1, то излучаются все высшие и побочные гармоники, генерируемые в резонансном контуре, поэтому ее обычно не применяют.

Радиолобителям желательно подключать антенны такими способами, которые обеспечивают достаточно надежное подавление побочных излучений во избежание помех радио- и телевещанию.

В современных любительских передатчиках используются несимметричные

низкоомные выходные каскады (в том числе транзисторные) для прямого подключения коаксиальных фидеров с сопротивлением 50–75 Ом. Это уже стало нормой и должно учитываться в новых разработках. Преимущества такого подхода будут рассмотрены в разделе 8.4.

8.1. Подключение согласованных фидеров

Современные коротковолновые однополосные антенны, исключая антенны метрового диапазона, возбуждаются исключительно через согласованные фидеры, что обеспечивает наилучшую защиту от помех радио- и телевещанию. Для питания метровых антенн служат фидеры двух типов: коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом и плоские УКВ линии с волновым сопротивлением 240–300 Ом. В коротковолновой области наряду с коаксиальными кабелями все еще используются настроенные открытые двухпроводные фидеры с волновым сопротивлением 400–600 Ом, привлекательные благодаря малым потерям и дешевизне.

8.1.1. Подключение коаксиальных кабелей

На рис. 8.2 представлен простейший способ подключения коаксиального кабеля к выходному каскаду передатчика.

При таком подключении требуется, чтобы добротность резонансного контура составляла не менее 10, иначе связь индуктивности L_K с обмоткой катушки контура L_T оказывается недостаточной. Индуктивное сопротивление катушки связи L_K на рабочей частоте должно быть равно волновому сопротивлению коаксиального кабеля.

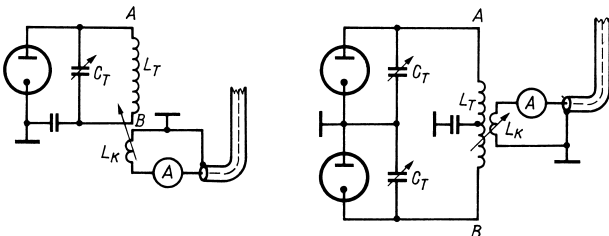


Рис. 8.2. Улучшенный способ подключения коаксиального кабеля

Изменяя положение катушки L_K относительно L_T , выбирают подходящий коэффициент связи между ними, причем эта связь всегда устанавливается относительно «холодного» конца катушки L_T . Во избежание емкостной связи между катушками заземленный вывод L_K следует располагать как можно ближе к «горячему» концу A катушки L_T . В двухтактном контуре на рис. 8.2б связь осуществляется через среднюю часть L_K , поскольку к ней приурочен нулевой потенциал. При этом неважно, к какому концу окажется ближе заземленная часть катушки L_K , так как точки A и B являются одинаково «горячими».

Включение конденсатора переменной емкости C_K последовательно с L_K (рис. 8.3) и настройка контура $C_K L_K$ на рабочую частоту упрощает установление связи. Такой резонансный контур повышает избирательность и, следовательно, способствует подавлению помех.

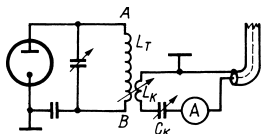


Рис. 8.3. Подключение коаксиального кабеля: а – к одноконтурному каскаду; б – к двухтактному каскаду

Обычно добротность контура связи Q составляет 2–4. Чем меньше Q , тем сильнее должны быть связаны L_T и L_K . Уже при $Q = 2$ связь становится оптимальной, а контур остается настолько широкополосным,

что в границах всего любительского диапазона не требуется подстраивать C_K . Более высокая добротность облегчает связь до такой степени, что коэффициент связи между L_K и L_T уже не обязан быть слишком большим, однако ширина полосы пропускания контура сужается, и его приходится подстраивать конденсатором C_K при каждой смене частоты в пределах любительского диапазона. В табл. 8.1 приведены приближительные значения индуктивностей катушек L_K и емкостей конденсаторов C_K , отвечающие условиям резонанса контура с $Q = 2$.

При настройке такого контура вместе с подключенным фидером сначала добиваются сравнительно слабой связи между L_K и L_T , когда постепенное изменение C_K вызывает заметный рост тока антенны. Прекратив подстройку C_K после достижения максимума тока (в этот момент величина емкости должна быть близкой к соответствующему значению, указанному в табл. 8.1), добиваются наибольшего возможного отбора мощности с анода лампы оконечного каскада посредством регулировки связи L_K и L_T без изменения ранее найденной величины C_K .

Добротность контура заметно улучшается с ростом отношения L/C , поэтому при необходимости следует уменьшать C_K и повышать L_K .

Электрически безразлично, будет подстроечный конденсатор C_K включен между катушкой L_K и центральной жилой кабеля (рис. 8.3) или присоединен к другому концу катушки. Последний вариант, как правило, применяют там, где требуется, чтобы

Таблица 8.1. Емкости и индуктивности контура связи в зависимости от волнового сопротивления фидера

Любительский диапазон, м	Максимальная емкость C_K и индуктивность L_K при разных волновых сопротивлениях фидера					
	50 Ом		60 Ом		75 Ом	
	C_K , пФ	L_K , мкГн	C_K , пФ	L_K , мкГн	C_K , пФ	L_K , мкГн
160	890	8,6	800	9,6	600	12,8
80	450	4,3	400	4,9	300	6,5
40	230	2,2	20	2,5	150	3,4
30	160	1,6	145	1,7	110	2,3
20	115	1,1	100	1,3	80	1,6
17	90	0,9	80	1,0	60	1,3
15	80	0,7	70	0,8	50	1,1
12	65	0,6	60	0,7	45	0,9
10	60	0,5	50	0,6	40	0,8

ползунок конденсатора C_K находился под нулевым потенциалом: малые напряжения позволяют пользоваться обычными для приемников настроенными конденсаторами, если передаваемая мощность не превышает допустимую для любителей величину.

Во многих передатчиках резонансный контур оконечного каскада строится по схеме П-образного фильтра (фильтр Коллинза). В таких случаях специальный контур связи изливен, так что коаксиальный кабель напрямую подключается к выходу передатчика. П-образный фильтр, будучи согласующим трансформатором, хорошо подавляет высшие гармоники (фильтр низших частот) и предотвращает помехи радио- и телевещанию лучше, чем изображенный на рис. 8.3.

Расчет П-образного фильтра

На рис. 8.4 представлен несимметричный, связанный с анодной цепью передатчика П-образный фильтр. При его подключении в расчете на максимальную связь с анодной цепью (то есть в точке А на рис. 8.4) входной импеданс фильтра Z_1 должен быть равен Z_R . Однако обычно такой фильтр присоединяют через конденсатор к отводу от катушки анодной цепи (рис. 8.4а) или индуктивно через катушку связи (рис. 8.4б). Тогда Z_1 определяется по переводному отношению:

$$Z_1 = \frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2} \tag{8.2}$$

Вместо n_1 и n_2 в приведенную формулу подставляют соответствующее число витков.

С одной стороны, желательно добиться хорошей добротности контура фильтра Q (чему соответствует большое отношение L/C), а с другой – нельзя, чтобы емкость была слишком малой, иначе она не будет шунтировать высшие гармоники. На практике добротность контура задают в пределах 10–15, обычно выбирая $Q = 12$.

Емкость C_2 определим по формуле:

$$C_2 = \frac{Q}{\omega Z_1} \tag{8.3}$$

где $\omega = 2\pi f = 6,28 f$ – круговая частота; f – средняя частота.

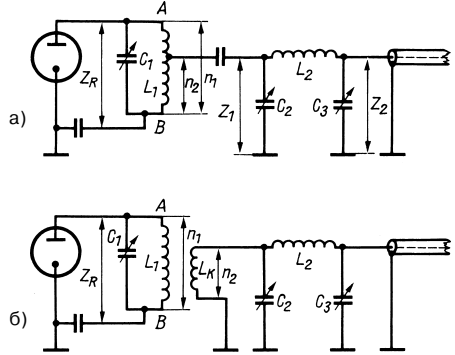


Рис. 8.4. Подключение коаксиального кабеля через П-образный фильтр: а – через емкость; б – через индуктивность

Расчет емкости по приближенной формуле

$$C_{2\text{нф}} \approx \frac{2000}{f_{\text{МГц}} Z_{1\text{кОм}}} \tag{8.4}$$

проще и обеспечивает достаточную точность.

Емкость конденсатора C_3 находим из соотношения:

$$C_3 = C_2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \tag{8.5}$$

где Z_2 – выходной импеданс фильтра, равный волновому сопротивлению кабеля.

Индуктивность рассчитывается по формуле:

$$L_2 = \frac{QZ_1 + \omega C_3 Z_1 Z_2}{\omega(Q^2 + 1)} \tag{8.6}$$

откуда выводится следующая приближенная формула:

$$L_{2\text{мкГн}} \approx 13 \frac{Z_{1\text{кОм}}}{f_{\text{МГц}}} \tag{8.7}$$

Здесь L выражается в микрогенри, Z – в килоомах, f – в мегагерцах. Приближенные формулы справедливы при $Z_1 \geq 10Z_2$ и $Q \geq 10$.

Настройка П-образного фильтра осуществляется следующим образом. Анодная цепь передатчика при отключенном П-образном фильтре настраивается в резонанс конденсатором C_1 (минимум анодного тока). Затем к передатчику подключают

фильтр вместе с фидером и антенной и, оставив C_3 в среднем положении, с помощью C_2 добиваются максимума анодного тока. Эту процедуру повторяют при разных положениях C_3 до тех пор, пока не будет найдено такое, при котором анодный ток достигает наибольшей величины и, следовательно, присутствуют резонанс и согласованность. Во время поиска резонанса фильтра анодная цепь передатчика (C_1) должна оставаться неизменной в резонансном состоянии. Ее подстройка допустима только при смене частоты.

Подключение коаксиального кабеля к оконечному каскаду УКВ передатчика

УКВ антенны с питанием по коаксиальному кабелю подключаются к оконечному каскаду передатчика несколько иначе (см. рис. 8.5).

Схема, изображенная на рис. 8.5а, соответствует распределению тока в схеме на рис. 8.3 и применяется в однокатных и двухтактных каскадах. Аналогичный вариант соединения с симметричным резонансным контуром показан на рис. 8.5б. В этом случае параллельно шлейфу связи включается дополнительный подстроечный конденсатор C_p , который вместе с конденсатором C_s позволяет компенсировать возможные реактивные составляющие.

В 2-метровом диапазоне (145 МГц) емкость лампы оконечного каскада составляет уже значительную долю емкости всей цепи, и потому не удается обеспечивать такое отношение L/C , которое необходимо для высокой добротности резонансного контура схемы, представленной на рис. 8.5а. Пониженная добротность этого контура влечет за собой слабую связь выходного каскада с фидером, так что сближение катушки связи с катушкой резонансного контура может оказаться недостаточным для компенсации малой добротности. В двухтактных каскадах указанная трудность проявляется еще быстрее, поскольку в таком случае выходные емкости ламповых систем включены в

колебательный контур последовательно (а в однокатных каскадах – параллельно).

Схема на рис. 8.6 отличается большей добротностью контуров и, значит, более благоприятными условиями связи. На первый взгляд она похожа на последовательное включение резонансных цепочек, но в действительности это параллельный резонансный контур, где емкости лампы C_T и C_A соединены последовательно.

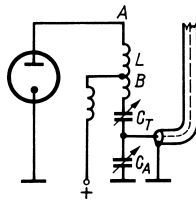


Рис. 8.6. Подключение коаксиального кабеля через емкостный делитель напряжения

Благодаря этому суммарная емкость контура оказывается небольшой, а добротность – высокой. Правильному подключению коаксиального кабеля по импедансу способствует то обстоятельство, что C_T и C_A образуют емкостный делитель напряжения. Тем самым обеспечивается легкость установки таких соотношений емкостей, при которых волновое сопротивление коаксиального кабеля согласуется с импедансом резонансного контура. Максимально возможный анодный ток служит признаком такого состояния. Поскольку C_T и C_A входят в резонансный контур, подстройка резонанса необходима при каждом изменении этих емкостей.

8.1.2. Подключение симметричного согласованного фидера

Способ подключения симметричного фидера не зависит от его типа, будь то плоский УКВ кабель с волновым сопротивлением 240–300 Ом или открытая двухпроводная линия с сопротивлением 400–600 Ом.

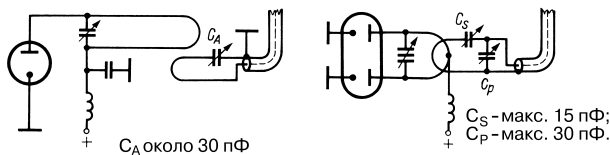


Рис. 8.5. Подключение коаксиального кабеля к оконечному каскаду УКВ передатчика: а – обычная схема; б – усовершенствованное подключение к двухтактной цепи

Такие линии допускают индуктивное соединение с катушкой резонансного контура. Однако волновое сопротивление линии 240–600 Ом столь велико, что катушка связи должна характеризоваться параметрами, при которых число ее витков достигает половины числа витков катушки контура. В этом случае в катушке связи наводится сравнительно слабое напряжение, что затрудняет отбор мощности выходного каскада. Кроме того, требования к габаритам не всегда позволяют размещать большие катушки в корпусе передатчика.

Подобные недостатки можно устранить, если перед фидером ввести настроенный промежуточный контур и подключить его к резонансному контуру через линию-связку. На рис. 8.7 представлены соответствующие схемы для однотактных и двухтактных выходных каскадов.

В начале настройки обеспечивается слабое взаимодействие катушки промежуточного контура с катушкой анодной цепи. После настройки C_T в резонанс (минимум анодного тока) ручки катушек промежуточного контура устанавливаются в среднее положение, а сам контур настраивается в резонанс с помощью конденсатора C_A (максимум анодного тока). Как правило, выходной контур слегка уходит от резонанса, и его приходится подстраивать. Затем

немного изменяют степень взаимодействия катушек промежуточного контура, каждый раз настраивая в резонанс анодный и промежуточный контуры. Признаком успешного завершения настроек служит неизменность резонанса анодного контура при изменении C_A , сопровождаемом только уменьшением анодного тока по обе стороны от резонансного максимума. При этом согласованные сопротивления оказываются чисто омическими. В случае неудачи следует повторить всю процедуру при другом положении ручек катушек промежуточного контура.

Линия связи между обеими катушками промежуточного контура может иметь произвольную длину; она выполняется из отрезка плоского (лучше – коаксиального) кабеля. На рис. 8.8 изображена более совершенная схема с настраиваемыми катушками промежуточного контура и коаксиальным кабелем в качестве линии связи между ними. Здесь контур связи на стороне передатчика L_2C_2 характеризуется теми же параметрами, что и настроенный контур связи на рис. 8.3.

Индуктивность L_3 определяется по формуле:

$$L_{3\text{мкГн}} = \frac{Z_{\text{кОм}}}{\pi f \text{МГц}} \tag{8.8}$$

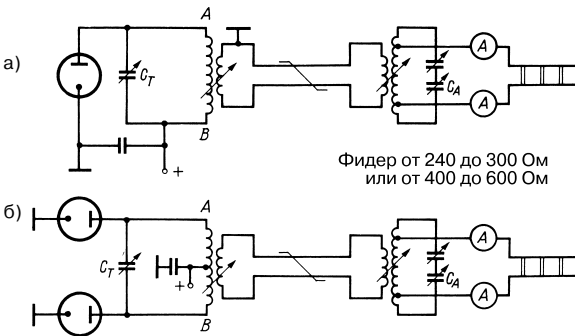


Рис. 8.7. Усовершенствованное подключение ненастроенной симметричной двухпроводной линии: а – однотактный, б – двухтактный оконечные каскады

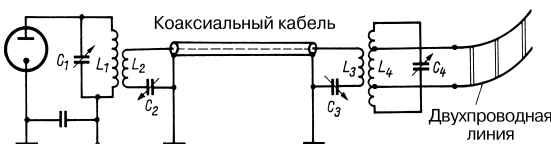


Рис. 8.8. Схема подключения произвольных согласованных симметричных линий передачи

где Z_K – волновое сопротивление (в омах) коаксиального кабеля, связывающего L_2 и L_3 ; L_3 выражена в микрогенри, а f – в мегагерцах.

Пример

$f = 14$ МГц; $Z_K = 60$ Ом

$$L_3 = \frac{60}{14\pi} = 1,36 \text{ мкГн}$$

Емкость C_3 следует выбирать так, чтобы при заданном значении L_3 возникла резонанс на рабочей частоте. Параметры резонансного контура L_4C_4 приблизительно равны параметрам анодной цепи L_1C_1 . Место соединения симметричного фидера с катушкой L_4 подбирается опытным путем в соответствии с его волновым сопротивлением. Лучший способ – воспользоваться рефлектометром в цепи коаксиального кабеля. Изменяя точки отводов на катушке L_4 и подстраивая C_4 и C_3 , находят положение, при котором КСВ = 1. Затем с помощью C_2 устанавливают оптимальную нагрузку выходного каскада.

Описываемые далее схемы подключения настроенных фидеров пригодны и для согласования симметричных линий.

8.2. Подключение согласованных фидеров

Прежде чем подключать согласованный фидер к оконечному каскаду передатчика, необходимо выяснить, является конец линии высокоомным (пучность напряжения) или низкоомным (пучность тока). При соединении фидера и передатчика по току применяют последовательное питание в

соответствии со схемой на рис. 8.9а, а при соединении по напряжению – параллельное питание (по схеме 8.9б). Поскольку антенны с согласованным фидером почти всегда работают в многополосном режиме, целесообразно пользоваться универсальным согласующим блоком, представленным на рис. 8.9в, который позволяет подключать фидер как по току, так и по напряжению. П-образный фильтр особенно эффективен благодаря надежному подавлению высших гармоник. Настроенная линия часто несимметрична относительно земли, поэтому П-фильтр должен быть симметричным (рис. 8.9г). Такая система подключения позволяет добиваться резонанса всего антенно-фидерного комплекса при подстройке рабочей частоты, что всегда важно для многодиапазонных антенн.

Если настроенный фидер симметричен относительно земли, его подключение к двухтактному каскаду существенно упрощается, ибо такому каскаду свойственна аналогичная симметричность (рис. 8.10а).

В случае необходимости подключить симметричный фидер к одноконтурному оконечному каскаду. Выходной резонансный контур делается симметричным за счет смещения высокочастотного нулевого потенциала к середине катушки. В данной точке приложено анодное напряжение, и она отсечена от массы, поэтому здесь присутствует «холодный» потенциал, а концы катушки являются «горячими», что превращает одноконтурный контур в симметричный относительно земли. Однако нужно помнить, что ротор подстроечного конденсатора сохраняет высокочастотный потенциал. В связи с этим разумно применять сдвоенный подстроечный конденсатор, где роторы совместно заземлены, а каждый из статоров соединен со «своим» концом катушки.

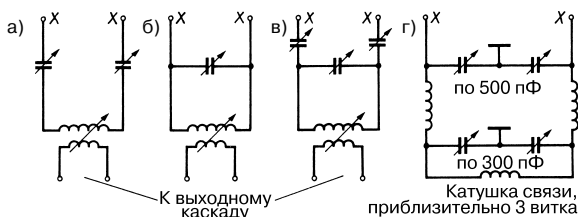


Рис. 8.9. Схемы для подключения настроенного фидера к оконечному каскаду передатчика: а – соединение по току (последовательное питание); б – соединение по напряжению (параллельное питание); в – универсальное соединение (по току и напряжению); г – симметричный П-образный фильтр

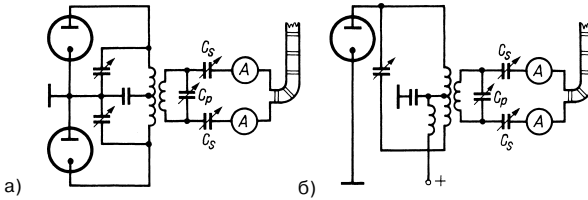


Рис. 8.10. Подключение настроенного фидера: а – к двухтактному оконечному каскаду, б – к однотактному оконечному каскаду

Необходимо, чтобы индуктивная связь анодного контура и катушки связи была регулируемой. Такое условие нередко порождает трудности с размещением компонентов оконечного каскада передатчика. Поэтому во многих случаях целесообразно и электрически оправдано пространственно разнести цепь связи с антенной и оконечный каскад, соединяя их промежуточной линией (рис. 8.11).

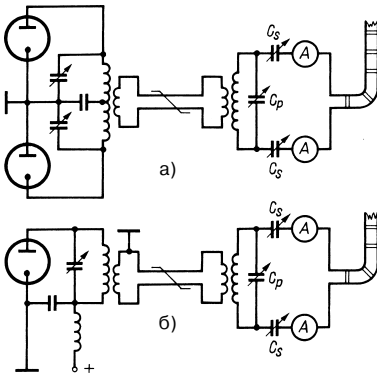


Рис. 8.11. Подключение цепей связи с помощью промежуточной линии: а – к двухтактному, б – к однотактному оконечному каскаду

Для построения такой линии используются витая пара проводов возможно большего сечения, сетевой шнур, плоский УКВ кабель, а еще лучше – коаксиальный кабель. Линия должна быть свободной от ограничений по длине и с обоих концов замыкаться катушками связи. Необходимое число витков этих катушек определяют опытным путем, но обычно достаточно трех. Для расчета оптимальных параметров катушек используется формула:

$$n_k = n_t \sqrt{\frac{Z_1}{Z_R}} \quad (8.9)$$

где n_k – число витков катушки связи;
 n_t – число витков катушки анодной цепи;
 Z_1 – волновое сопротивление промежуточной линии;
 Z_R – импеданс анодной цепи.

Волновое сопротивление витой пары составляет около 80 Ом.

Катушки связи облегчают регулировку степени взаимодействия анодной цепи с настроенным блоком. Промежуточная линия является согласованной, так как по своему волновому сопротивлению она согласована с импедансом настроенного блока. По этой причине длина линии ничем не ограничена, а сама она практически не излучает паразитных колебаний, причем в наибольшей степени сказанное относится к линии из коаксиального кабеля. В разделе 5.3.2 такой случай был назван «смешанным питанием». Настроенная линия превращается в согласованную, что позволяет прокладывать ее в здании от антенного ввода до передатчика, не заботясь о длине и конфигурации и не опасаясь ее излучения.

Антенный настроенный блок монтируется в легкодоступном месте: рядом с вводом антенны в здание или снаружи – рядом с громоотводом. Преимущества подобного размещения обычно перевешивают мелкие неудобства, связанные с необходимостью подстройки блока при смене рабочей частоты. Помехи радио- и телевидению сводятся к минимуму, так как настроенная линия со стоячими волнами вынесена за пределы жилых помещений с их электросетью, а промежуточная согласованная линия низкоомна.

При настройке схемы, изображенной на рис. 8.11, целесообразно придерживаться следующего сценария:

1. Настроить в резонанс анодную цепь оконечного каскада, снижая, если надо, анодное напряжение, и сохраняя найденные установки вплоть до окончания процедуры.

- Если реализуется связь по напряжению, то выставить оба конденсатора C_s на максимальную емкость и оставить ее неизменной до завершения настройки. Добиться наибольших показаний амперметров A с помощью настроечных конденсаторов C_p . В случае связи по напряжению ток антенны крайне слаб и лампочка тлеющего разряда рядом с конденсаторами C_s при необходимости послужит удобным индикатором максимума напряжения.
- Взаимодействие катушек и установка C_p подбираются до тех пор, пока оба амперметра A не покажут одинаковый и максимальный ток антенны.
- Если реализуется связь по току, конденсатор C_p устанавливается на минимум до конца настройки. Подбирая положения конденсаторов C_s и изменяя степень взаимодействия катушек, добиваются максимального тока антенны, одинакового в обоих проводах линии. Необходимо обратить внимание на правильный выбор амперметра: при токовой связи сила тока в антенне очень велика.
- По достижении оптимума улучшить результат можно посредством осторожного подстраивания анодной цепи оконечного каскада.

Фильтр Коллинза – почти идеальное средство настройки антенн, применяемое многими коротковолновиками. Однако в подобных фильтрах имеет место более или менее сильное вынужденное излучение вспомогательных проводников.

Известный П-образный фильтр, принцип действия которого описан в разделе «Расчет П-образного фильтра», отличается целым рядом достоинств и до сих пор почти не имеет конкурентов среди других устройств. Преимущества такого фильтра состоят в следующем:

- с его помощью обеспечивается резонанс неточно рассчитанных излучателей и фидеров;
- почти любые полные сопротивления излучателей или фидеров удается оптимально согласовать с оконечным каскадом передатчика;
- он действует как фильтр нижних частот, то есть пропускает лишь рабочую частоту и более низкие («медленные») частоты, отсекая от антенны более высокие

частоты и эффективно подавляя высшие гармоники, что повышает надежность радио- и телепередач.

Однако, если в схеме и конструкции передатчика не заложены меры подавления высших гармоник, антенный П-фильтр не сможет подавить их настолько, чтобы они не влияли на высокочувствительные телеприемники с их направленными антеннами. Применение П-образного фильтра – лишь одна из мер, необходимых для устранения высших гармоник.

Для антенн с настроенными фидерами пригодны только симметричные П-фильтры. На рис. 8.12 показано, как присоединить такой фильтр к двухтактному оконечному каскаду. При подключении симметричного П-фильтра к одноконтурному каскаду анодная цепь симметрируется по схеме 8.10б и рассматривается как двухтактная. Если желательно сохранить одноконтурную цепь, не отказываясь от симметричности фидера, П-фильтр индуктивно подключают к анодной цепи через промежуточную линию по схеме, показанной на рис. 8.13. При этом надо следить, чтобы связующая катушка L_s на стороне передатчика была заземлена там, где указан «горячий» конец A анодной цепи, и обеспечить жесткость связи между L_s и катушкой усилителя мощности, а также между катушками L_C и L_K .

Катушки L_s и L_C состоят из 2–3 витков во всех коротковолновых диапазонах. L_K и L_C

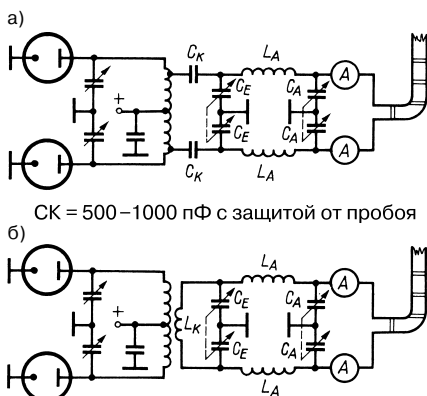


Рис. 8.12. Симметричный П-образный фильтр для антенн с настроенным фидером: а – емкостное соединение с анодной цепью; б – индуктивное соединение с анодной цепью

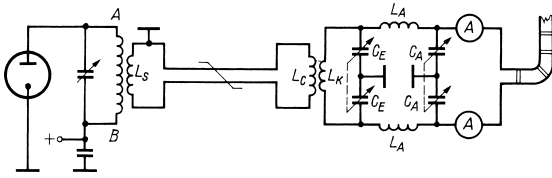


Рис. 8.13. Подключение симметричного П-образного фильтра к несимметричной анодной цепи

должны быть регулируемы по месту: их малые смещения позволяют улучшать симметрию. Вероятный номинал C_E составляет 2×300 пФ, а $C_A - 2 \times 500$ пФ. Предпочтительны конденсаторы с предельно низкой начальной емкостью. Подходящее число витков катушки L_A подбирают опытным путем для каждого диапазона. Ориентировочно для 80-метрового диапазона достаточно 30 витков 3-миллиметрового медного посеребренного провода на катушке диаметром 50 мм.

Последовательность настройки:

1. По мере надобности понизить напряжение на аноде и сетках ламп усилителя мощности, анодную цепь отключить от П-образного фильтра и настроить ее в резонанс с контрольной частотой. Далее ни в коем случае не менять установки, обеспечивающие резонанс цепи усилителя мощности.
2. Подключить П-образный фильтр с антенной к анодной цепи и восстановить ее резонанс подстроечным конденсатором C_E , оставляя C_A в среднем положении.
3. Ступенчато изменяя C_A и подстраивая резонанс анодной цепи с помощью C_E , определить направление смещения C_A , вызывающее возрастание тока антенны, а затем найти положения C_A и C_E , при которых ток выходит на максимум. Добившись совпадения максимальных токов в обоих проводах, завершить процедуру.
4. При первой настройке нового П-образного фильтра или новой антенны следует несколько раз выполнить указанные действия при различном количестве витков катушки L_A , чтобы подобрать наиболее благоприятную величину индуктивности.
5. Если ток в ветвях схемы разный, связь П-образного фильтра и анодной цепи следует регулировать до тех пор, пока не совпадут показания амперметров в цепи антенны. При найденном положении катушек надо еще раз повторить настройку по пунктам 2 и 3.

Всеволновый настроенный блок, особенно удобный для согласования настроенного симметричного фидера и передатчика с выходом под коаксиальный кабель, называют Z-соединителем. Он снабжен симметричными входами для всех любительских коротковолновых диапазонов (рис. 8.14). Конденсатор настройки C_1 монтируется на изоляторе, а ротор конденсатора не должен контактировать с массой. Конденсатором C_2 служит двухстаторный настроенный конденсатор с общим ротором емкостью 2×250 пФ, но его можно заменить обычным двоянным переменным конденсатором. Индуктивная связь между парами катушек L_1/L_2 и L_3/L_4 недопустима, поэтому их размещают взаимно перпендикулярно.

Все катушки выполнены из медного провода диаметром 2 мм со следующими параметрами:

- $L_1 - 5$ витков диаметром намотки 65 мм;
- $L_2 - 5$ витков диаметром намотки 75 мм;
- $L_3 - 8$ витков диаметром намотки 65 мм;
- $L_4 - 6$ витков диаметром намотки 75 мм.

Витки катушек уложены с шагом 6 мм. L_2 расположена над L_1 , а $L_4 -$ над L_3 , так что взаимодействующие катушки тесно связаны между собой.

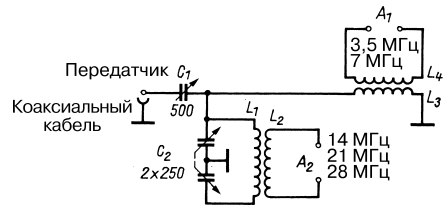


Рис. 8.14. Многодиапазонный Z-соединитель для согласования симметричных фидеров с низкоомным выходом передатчика

8.3. Согласование передатчика с фидером

Такие устройства в зарубежной литературе называют «transmatch» (англ. transmitter line matcher – согласователь линии передачи, СЛП). СЛП применяется для согласования передатчиков или приемопередатчиков с антеннами или высокочастотными линиями передачи. В более широком смысле термин охватывает согласующие устройства с Г-, П- или Т-образными звеньями, включаемыми между передатчиком/приемопередатчиком и антенной.

Как правило, выходная цепь передатчика строится в расчете на согласование с импедансом в интервале 25–100 Ом. Если подключаемый импеданс выходит за указанные пределы, прямое согласование оказывается невозможным и приходится вводить согласующую цепь между выходом передатчика и фидером. Согласование приемопередатчика с антенной кабелем необходимо, чтобы воспрепятствовать снижению выходной мощности из-за рассогласованности транзисторных выходных каскадов современной аппаратуры, однако оно не устраняет рассогласование антенны и фидера.

При определении параметров согласующих устройств исходят из того, что у всех современных приемопередатчиков имеется несимметричный выход для подключения коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Практически есть три типа СЛП:

- базовый;
- Т-образный;
- на последовательно-параллельных емкостях.

8.3.1. Базовый СЛП

Эту схему называют также универсальной (universal transmatch, УТ). Термин «transmatch» принадлежит известному

американскому радиолюбителю Мак-Кою (McCoу), назвавшему так свое согласующее устройство [5]. Схема СЛП приведена на рис. 8.15.

Ее характерной чертой служит двоянный конденсатор на входе. Катушка выполняется с плавной или ступенчатой регулировкой индуктивности. Варианты схемы опубликованы в [6–8]. Возможные номиналы схемных элементов: $C_1 = 2 \times 200$ пФ; $C_2 = 250$ пФ; $L_1 = 18$ –28 мкГн. Аналогичные схемы используются и в УКВ диапазоне (см., например, [9]).

8.3.2. Т-образный СЛП

Если убрать нижнюю часть двоянного конденсатора, получится почти равнозначная, но более простая и дешевая в реализации схема Т-образного СЛП (рис. 8.16) [10, 11]. Такое согласующее устройство называют тюнером СЛС. Он является фильтром верхних частот и широко применяется в современной аппаратуре. Возможные номиналы схемных элементов: $C_1 = 250$ пФ; $C_2 = 250$ пФ; $L_1 = 18$ мкГн.

Существует так называемый дифференциальный Т-образный СЛП, в котором C_1 и C_2 заменены дифференциальным конденсатором [12, 13]. Эту же схему строят как фильтр нижних частот (тюнер LCL), используя следующие возможные номиналы схемных элементов: $L_1 = 18$ мкГн; $L_2 = 18$ мкГн; $C_1 = 250$ пФ [14].

В таком исполнении обеспечивается более глубокое ослабление гармоник: на 25, 35 и 45 дБ для второй, третьей и четвертой гармоник соответственно [15].

8.3.3. СЛП

на последовательно-параллельных емкостях

Отличительным признаком СЛП на последовательно-параллельных емкостях (СЛП ППЕ) является двоянный конденсатор на

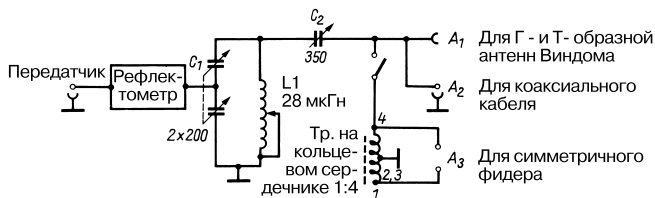


Рис. 8.15. Базовый СЛП

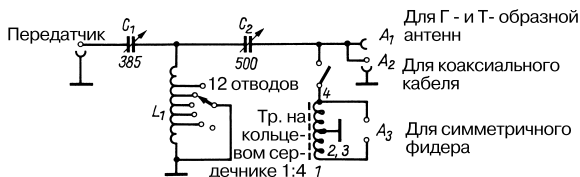


Рис. 8.16. Т-образный СЛП

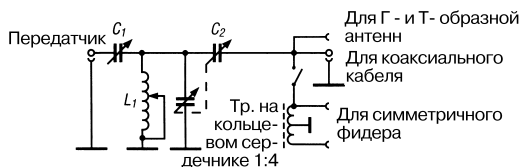


Рис. 8.17. СЛП на последовательно-параллельных емкостях

выходе (рис. 8.16). Схема, опубликованная в 1980 г. [16], обеспечивает согласование полных сопротивлений в весьма широком диапазоне – от нескольких ом до тысячи и более – благодаря последовательному включению выходного конденсатора [17–19]. Возможные номиналы схемных элементов: $C_1 = 200$ пФ; $C_2 = 2 \times 200$ пФ; $L_1 = 28$ мкГн.

Для современных приемопередатчиков, в которых не используется режим класса С и не применяется удвоение частоты в оконечном каскаде, проблема подавления высших гармоник в согласующем устройстве утратила остроту.

В противоположность обычным фильтрам нижних частот (например, П-образным), СЛП ППЕ с его качеством фильтра верхних частот выгоден там, где требуется подавлять сигнал от мешающего длинноволнового передатчика. Например, при согласовании в 80-метровом диапазоне сигнал от средневолнового передатчика ослабляется на 30 дБ.

8.4. Промышленное согласование антенн

Промышленность предлагает аппаратуру для согласования антенн в различном исполнении. Схема строится таким образом, чтобы ее входной импеданс составлял 50 Ом, а выходной регулировался в широких пределах (25–4000 Ом) для согласования линий произвольной длины. На стороне выхода имеются разъемы для фидеров разного типа: коаксиального кабеля, однопроводной линии или двухпроводного фидера. В последнем

случае в качестве симметрирующего устройства применяют трансформатор 1:4 на кольцевом сердечнике.

Аппаратуру для согласования антенн составляют следующие фирмы: США – АЕА, Ameritron, Dentron, Drake, Johnson, Heath, Magnum, MFJ, Miller, Murch, Palomar, SGC, Ten-Tec; Япония – Daiwa, Icom, Kennwood, Yaesu, Tokyo; Великобритания – Cap. Co, KW-Electronics, SST; Германия – Annecke, Kelemen; Канада – Vectronics.

Большинство согласующих устройств промышленного изготовления оснащены встроенным рефлектометром для индикации оптимального согласования.

Схема базового СЛП фирмы Johnson изображена на рис. 8.15. В любительских диапазонах 3,5–28 МГц устройство работает без переключений благодаря наличию катушки L_1 с плавной регулировкой индуктивности и ее индикацией. Симметричные фидеры подключаются через симметрирующий трансформатор на кольцевом сердечнике. Устройство дополнено встроенным рефлектометром.

На рис. 8.16 показана схема Т-образного СЛП типа 160-10 АТ фирмы Denton. Здесь от индуктивности L_1 отходят 12 отводов к ступенчатому переключателю. Устройство можно применять также в 160-метровом диапазоне.

Принцип П-образного фильтра лежит в основе согласующего блока MN-4 фирмы Drake (рис. 8.18). Многопозиционный переключатель одновременно переключает отводы катушки L_2 и постоянные конденсаторы C_6 – C_{10} в соответствии с рабочим любительским диапазоном. C_{12} компенсирует

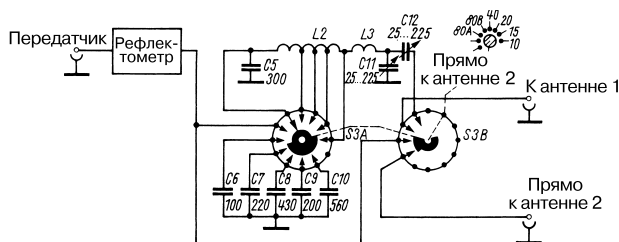


Рис. 8.18. П-образный фильтр (фильтр Коллинза)

реактивное сопротивление на входе фидера. В этом устройстве также имеется встроенный рефлектометр.

8.5. Применение согласующих устройств

Существует множество антенн, рассчитанных на возбуждение через коаксиальный кабель. При непосредственном подключении антенны к коаксиальному разьему приемника малые рассогласования и реактивные составляющие удаётся устранить средствами согласования, встроенными в передатчик. Аппаратуру для согласования следует применять лишь в тех случаях, когда рассогласование и реактивные составляющие выходят за пределы возможностей передатчика, либо при необходимости согласовать антенну с симметричным фидером или с однопроводной линией произвольной длины.

Коаксиальный кабель – технически и экономически оптимальное решение проблемы передачи энергии от передатчика к антенне.

Радиолюбителю ни в коем случае нельзя отказываться от применения рефлектометра: это важнейший и вместе с тем простейший индикатор, позволяющий оптимально согласовывать антенну с выходом приемника и следить за сохранностью согласования. Построить такой прибор несложно, к тому же расход материалов при этом минимален (см. главу 31 тома 2). Точность показаний самодельного рефлектометра всегда достаточна для практических целей, так как его основное назначение – уловить направленность изменений при настройке. Чтобы не ограничивать возможности применения рефлектометра, лучше строить его отдельно от согласующего устройства.

На рис. 8.19а показана конфигурация с рефлектометром, включенным между выходом

передатчика и согласующим устройством в качестве стационарного индикатора рабочего режима. В данном случае устройство и передатчик настраивают так, чтобы рефлектометр показывал максимальную прямую мощность и нулевую обратную. Для этого согласующее устройство должно оптимально согласовать антенну с выходом передатчика. Тогда на выходе не будет отраженной мощности и реактивных составляющих, а сам передатчик сможет передать антенной системе всю свою мощность.

Такая рабочая конфигурация правильна, но ничего не говорит о наличии стоячих волн на входе согласующего устройства со стороны антенны. А это надо знать для оценки суммарных потерь при передаче мощности между передатчиком и антенной. Как уже отмечалось в разделе 5.2.2, радиолюбители бывают сильно, но обоснованно обеспокоены самим присутствием стоячих волн. Их удаётся измерить, если рефлектометр включить по схеме, показанной на рис. 8.19б, между фидером и согласующим устройством, не нарушив при этом его настройки (согласованности с выходом передатчика). В таком положении рефлектометр зафиксирует как раз те стоячие волны фидера, которые предстоит «обрабатывать» согласующему устройству. Оценив стоячие волны и воспользовавшись выкладками из раздела 5.2.2, нетрудно определить, какая часть мощности передатчика растрачивается попусту, а какая расходуется на излучение. После решения этой задачи рефлектометр возвращают на прежнее место (рис. 8.19а) для непрерывного контроля согласованности. При смене частоты передатчика устройство должно быть согласовано так, чтобы рефлектометр вновь показывал максимальную прямую мощность и нулевую обратную. Антенное согласующее устройство даёт преимущества и при радиоприеме, обеспечивая максимально

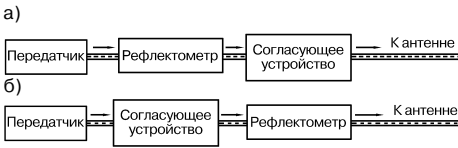


Рис. 8.19. Расположение рефлектометра в антенном тракте передатчика: а – индикация согласованности передатчика, поддерживаемой согласующим устройством; б – индикация стоячих волн фидера

возможное напряжение на входе приемника. В режиме приема согласующее устройство настраивают по наибольшей громкости входного шума. Это особенно оправдано в 40-метровом диапазоне, где фантомные сигналы подавляются благодаря селективности устройства.

В [20] изложены сведения о возможных применениях антенных согласующих устройств, а в [21] приведены общие рекомендации по настройке СЛП. Ниже описана процедура настройки СЛП типа Т-образного звена-фильтра высоких частот:

1. Прежде всего настроить передатчик или приемопередатчик для работы с 50-омной нагрузкой и оставить в неприкосновенности настраиваемые элементы.
2. Между передатчиком или приемопередатчиком и СЛП ввести измеритель КСВ.
3. Оба переменных конденсатора установить на среднюю емкость.
4. Изменяя индуктивность, добиться максимальной громкости шумов или радиопередачи.
5. Включить передатчик или приемопередатчик и уменьшать мощность до тех пор, пока измеритель КСВ не покажет едва заметное отклонение. Ни в коем случае не настраивать при максимальной мощности!
6. При работе с приемопередатчиком, автоматически устраняющим рассогласование, ввести параллельно коаксиальному гнезду Т-образного звена эквивалентную нагрузку в качестве основной.
7. Изменяя индуктивность, добиться снижения КСВ.
8. Посредством вращения переменных конденсаторов Т-звена и антенны снизить КСВ (в силу взаимного влияния этих конденсаторов их надо подстраивать поочередно, пока не будет получен минимальный КСВ).
9. Если он недостижим, то подстроить катушку индуктивности (так же действовать

и при появлении пробоев в конденсаторах).

10. Достигнув минимального КСВ, переключиться на максимальную мощность.

Настройка переменных конденсаторов Т-образного звена (фильтра верхних частот) может оказаться затруднительной из-за недостаточной чувствительности рук при работе на 14 МГц.

Литература к главе 8

- [1] *Grubbe W.*: Das Collins-Filter. Funk-Technik, 1952, H. 4, S. 104 bis 105.
- [2] *Hoff L.*: Pi Matching Networks-Tables of Values. Ham Radio, June 1977.
- [3] *Anderson J. L.*: Pi Network Design. Ham Radio, March 1978, pp. 36–40.
- [4] *Kleine K.-H.*: Zur Dimensionierung von Pi-Filtern, cq-DL, 9/1980, S. 405 bis 408.
- [5] *McCoy L. G.*: The 50-Ohmer Transmatch, QST, July 1961, pp. 30–31, 136.
- [6] *McCoy L. G.*: A Wide-Range Transmatch, QST, November 1961, pp. 51–54.
- [7] *Johnson L. Q.*: Band-Switching Transmatch, QST, October 1967, pp. 22–24.
- [8] *McCoy L. G.*: The Ultimate Transmatch, QST, July 1970, pp. 24–27, 58.
- [9] *Moretti C. F.*: A Transmatch for 432 MHz – Why not! QST, September 1981, pp. 38–39.
- [10] *Schultz J. J.*: Using a T-Network, CQ, May 1968.
- [11] *Schultz J. J.*: Two Tuners Not To End All Tuners, CQ, August 1992, pp. 32, 34, 35–37, 38.
- [12] *Schultz J. J.*: The MFJ-986 Differential-T-Tuner and... CQ, September 1989, pp. 38–40.
- [13] *Grierson M.*: A differential T-match antenna tuner, Radio Communication, September 1990, pp. 48–49.
- [14] *Schultz J. J.*: The Suitcase Antenna Tuner, CQ, August 1989, pp. 40, 42–43.
- [15] *Orr B.*: More on ATU, CQ, August 1992, p. 104.
- [16] *De Maw D.*: Ultimate Transmatch Improved (SPC). QST, July 1980, p. 39.
- [17] *Michaelis M.*: Die Matchbox. Funk 4,90, S. 54 bis 56, Funk 5,90, S. 65 bis 66.
- [18] *Cebik L. B.*: The SPC Transmatch. 73 Magazine, October 1990, pp. 22–25.
- [19] *Blechschildt A.*: Der SPC-Preselector. Kurier 11/93, S. 8 bis 11.
- [20] *De Maw D.*: Antenna Tuners: Are They Necessary? QST, August 1989, pp. 43–44.
- [21] *McCoy L.*: How To Adjust A Transmatch. CQ, April 1991, pp. 18–20, May 1991, pp. 38–40.
- Butterworth D. A.*: A switched «Z»-match aerial unit. Radio Communication, April 1972, pp. 221–222.
- Noel E. A.*: Convenient Antenna-Switching and Transmatch Unit. QST, August 1972, pp. 32–34.
- Rayer F.*: Design for a Multi-Match Coupler, Short Wave Magazine, December 1971, pp. 606–610.
- Simon A.*: Anpassungsschaltungen für unsymmetrische Drahtantennen. Frequenz, 8 (1954), H. 2, S. 48–56.
- Thurber K. T.*: The Transmatch Revised. CQ, July 1982, pp. 70–73, August 1982, pp. 50–55, September 1982, pp. 58–60, 64, 67.
- Varney L.*: An Improved Z-Match ASTU. Radio Communication, October 1985, pp. 770–771, 776.

9. Практика высокочастотных антенн

Новичок обычно теряется, не зная, как выбрать антенну, отвечающую его условиям. Можно, конечно, отправиться к ближайшему преуспевающему коротковолновнику, но далеко не всегда его совет пойдет на пользу: скорее всего, он порекомендует свою передающую антенну с выбранным им расстоянием между проводниками.

К тому же некоторые профессионалы все еще верят в чудо-антенну и продолжают тратить средства и труд в безуспешных поисках. Но физика воздвигла здесь непреодолимые преграды.

Особо благоприятное топографическое положение в сочетании с хорошими ионосферными условиями прохождения волн способны создать миф о некоей «чудесной» антенне, однако при подобных обстоятельствах любая сравнимая коротковолновая антенна окажется столь же «волшебной». Топографическое положение характеризуется формой земной поверхности и наличием окрестных строений на удалении до 1 км, а также высокочастотной проводимостью грунта. Радиолобитель DL1BU [2] предложил следующую «шкалу», согласно которой можно оценить пригодность места расположения антенны для успешного радиообмена: водная поверхность – луг – песчаная почва – кустарник – застроенная территория – лес. Застройка и лес способствуют диффузному отражению волн от грунта, в результате чего они распространяются в направлениях, отличных от главного луча, и не складываются с ним под углом возвышения (см. раздел 3.3.3). Низины, как правило, неблагоприятны, поскольку возвышения в окрестностях антенны безвозвратно отражают радиоволны. Поэтому любую коротковолновую антенну всегда следует рассматривать в единстве с окружающим ее рельефом, и борьба за «децибелы усиления» уже давно потеряла смысл.

Добротная вращающаяся направленная антенна облегчает дальний прием, однако неверно утверждать, что в наши дни

хороших результатов в дальней связи можно достичь только при помощи направленной антенны с приличным усилением. По опыту известно, что параметры главного луча диаграммы направленности трехэлементной директорной антенны с усилением 6 дБ лишь на одну ступень лучше, чем у обычного вибратора. Такой «плюс» не играет особой роли при сильном или среднем сигнале, но при слабом он будет весьма полезен, тем более что направленная антенна снижает уровень шумов с направлений, отстоящих от главного луча. Неискушенный новичок с бесхитростной антенной косвенно извлекает выгоду за счет тех радиолобителей, которые тратят средства на сооружение направленной антенны ради получения сильного сигнала. В то же время слабый сигнал новичка будет благополучно принят направленной антенной более опытного партнера.

Однако антенна и ее местоположение сами по себе недостаточны для успеха. Столь же важно наличие хорошего сигнала передатчика (постоянство частоты, добротность модуляции или качество звука) в сочетании с навыками работы, которые приобретаются и совершенствуются любителем только на практике.

9.1. Обзор

Далее изложены и систематизированы полезные сведения об антеннах разного типа.

9.1.1. Полуволновый излучатель

Горизонтальный полуволновый вибратор излучает волны преимущественно по нормали к своей продольной оси (см. рис. 3.8). Пространственная диаграмма направленности на рис. 3.10 несколько идеализирована. В зависимости от конструктивной длины антенны реальная диаграмма выглядит

примерно так, как на рис. 3.12. К подобным простым антеннам относятся следующие:

- вибратор с кабельным фидером;
- вибратор с фидером на витой паре;
- симметричный вибратор с дельта-трансформатором;
- петлевой вибратор;
- все широкополосные полуволновые вибраторы.

В какой-то степени в этот перечень можно включить многодиапазонные антенны, например типа W3DZZ и «Цепелин», антенну Виндома, многодиапазонную антенну любителя G5RV и прочие многодиапазонные вибраторные антенны. Среди них особой популярностью пользуется всдиапазонная антенна W3DZZ.

Перечисленные типы антенн равноценны по своим возможностям и отличаются лишь способами питания, что слегка влияет на форму диаграмм направленности.

Излом горизонтального полуволнового провода в горизонтальной плоскости приводит к изменению диаграммы направленности в этой плоскости (плоскость E). Наклон в вертикальной плоскости меняет угол возвышения.

Нежелательные изменения диаграммы направленности возникают из-за соседствующих паразитных излучателей (воздушных линий передач, водосточных желобов), а направленность низко расположенных антенн зависит также от состояния почвы, поэтому суждения об однотипных антеннах часто бывают неоднозначными. Однако по защищенности от помех радиовещанию и телевидению различия полуволновых излучателей вполне реальны.

Минимальные помехи дают хорошо согласованные антенны с низкоомным питанием. Помехи в виде высших или побочных гармоник порождаются не антенной, а передатчиком, и именно там надо с ними бороться в первую очередь. Фидер и антенна служат источником остальных паразитных волн (например, в антенне Виндома), однако они сильно ослабляются при низкоомном фидере. Поэтому в густонаселенных районах предпочтительны вибраторные антенны с кабельным питанием типа всеволновой антенны W3DZZ, полуволнового и петлевого вибраторов. Они равноценны, только W3DZZ имеет в 20-, 15- и 10-метровом диапазонах едва заметный выигрш по усилению.

9.1.2. Длиннопроводные антенны

Эти антенны состоят из множества последовательных полуволновых излучателей, причем соседние полуволновые отрезки вынужденно возбуждаются в противофазе. По мере удлинения антенны ее диаграмма направленности дробится на множество лепестков, постепенно сближающихся с направлением провода (см. рис. 11.1). К таким антеннам относятся:

- всдиапазонная DL7AB;
- V-образная;
- ромбическая.

Эти длиннопроводные антенны отличаются хорошо выраженной направленностью и потому обеспечивают замечательные результаты в направлении главного луча. Заметим, однако, что его положение немного изменяется с частотой. В пределах одного радиолюбительского диапазона этим пренебрегают, но при переходе к другому может случиться так, что минимум излучения придется на то направление, где раньше был максимум. В остальном параметры таких антенн практически не имеют значения.

Длиннопроводные антенны экономичны (расходы на их строительство невелики), но требуют много места, а их преимущества лучше всего реализуются в сельской местности. Самой целесообразной формой является V-образная звезда, обеспечивающая и многодиапазонность, и всенаправленность. Усиление антенны и направленность улучшаются с длиной излучателя.

9.1.3. Поперечные (рамочные) излучатели

Такие антенны представляют собой группу элементов, совокупное излучение которых распространяется по нормали к направлению наибольшей протяженности группы. Примером служит комбинация синфазно возбуждаемых полуволновых вибраторов, расположенных один над другим. Простейшим поперечным излучателем считается синфазно питаемый волновый вибратор; модификации которого известны под названиями Fauler Heinrich («Ленивый Генрих»), антенны W8JK, ZL и HB9CV. При благоприятном грунте все они излучают волны под малым углом возвышения в вертикальной плоскости H, характеризуются неплохим усилением

и не требуют особых затрат на изготовление. Обычно их излучение распространяется в единственном направлении главного луча, и только Fauler Heinrich возбуждает волны в двух противоположных направлениях.

9.1.4. Вращающийся направленный излучатель

Такой излучатель отличается неоценимым преимуществом селективного излучения радиоволн по всем направлениям при хорошем усилении антенны. Наибольшее международное признание получила трехэлементная директорная антенна (антенна Уда-Яги), известная как «волновой канал». За ней следует двухэлементная кубическая антенна из квадратных рамок. Вопреки постоянно возникающим спорам об их сравнительных преимуществах следует признать, что для любительской практики они равновальны. Усиление приличной трехэлементной директорной антенны достигает 5,5–6 дБ, а рамочная уступает ей лишь 0,5 дБ.

Желание применять вращающийся направленный излучатель для работы в трех, а с недавних пор и в пяти высокочастотных диапазонах толкает радиолюбителей на сооружение дорогих мачт с антенными поворотными устройствами. Существует множество реализаций подобных излучателей, но повторить их непросто. Особое внимание приходится уделять механической стабильности и коррозионной стойкости, иначе на месте дорогостоящей вращающейся антенны вскоре может оказаться куча лома.

В технической литературе описаны разнообразные варианты директорных и рамочных антенн, иногда значительно отличающихся от своей исходной формы по конструкции (пример – рамочная антенна с дельта-трансформатором), однако их физические принципы и возможности близки к характеристикам прототипов.

Радиолюбителю следует критически относиться к утверждениям об особенно высоком усилении направленных излучателей: в настоящее время изотропный излучатель повсеместно применяется в качестве образцовой антенны в том числе и потому, что приведенное к нему значение усиления на 2,15 дБ выше аналогичных оценок, относящихся к полуволновому вибратору (см. раздел 3.2.3).

9.1.5. Вертикальные антенны

Подобные антенны занимают минимальную площадь и характеризуются круговой диаграммой направленности. Самой пространственной конструкцией является вертикальная антенна с дополнительными горизонтальными отражающими элементами в нижней части (антенна типа Groundplane). Несмотря на круговую диаграмму в горизонтальной плоскости, такая антенна при правильной сборке дает определенный выигрыш по усилению благодаря сужению диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Полуволновой вертикальной антенне требуется вдвое большая монтажная высота, чем четвертьволновой, однако по эффективности она ненамного превосходит антенну типа Groundplane. Особенно благоприятными свойствами отличается излучатель $5\lambda/8$, но из-за большой длины его удастся строить лишь для высокочастотных любительских диапазонов.

Многообразие вертикальных излучателей привлекает все большее внимание радиолюбителей, которым недоступны направленные вращающиеся антенны. К сожалению, вертикальным антеннам необходимо надежное заземление по высокой частоте, что чаще всего обеспечивается множеством противовесов, которые приходится закапывать в землю. Неудачи дальней связи с использованием вертикальных излучателей почти всегда вызываются большими потерями в грунте.

Итак, мы классифицировали важнейшие конструкции по их характеристикам и вероятным применениям. Однако максимально использовать возможности антенны не всегда позволяют реальные условия:

- местные особенности (застройка, расположение и направление линий передач и общественных транспортных потоков);
- размещение антенны, ее пригодность и необходимость получения разрешения на установку;
- наличие громоотводов и возможности заземления, градостроительные аспекты;
- расходы на строительство антенны с учетом обращения к специалистам (например, к кровельщику) и необходимости применения средств обеспечения безопасности;
- возможности приобретения материалов;

- способность самостоятельно выполнять слесарно-механические и другие виды работ.

Очевидно, что тут необходимо тщательное заблаговременное планирование.

Когда речь идет о коротковолновых антеннах, надо помнить, что они находятся вовсе не в «свободном пространстве» и не над «идеальным грунтом». По сравнению с рабочей длиной волны λ они всегда размещаются сравнительно низко над не слишком хорошо проводящей земной поверхностью. Поэтому часть излучения антенны достигает грунта и в большей или меньшей степени отражается от него. Возникает интерференция, вызывающая характерные искажения вертикальной диаграммы направленности. Такой эффект характерен для антенн и с горизонтальной (см. раздел «Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов»), и с вертикальной (см. «Зависимость направленности вертикальных антенн от окружающих предметов» в разделе 3.2.2, а также раздел 19.3) поляризации.

Вертикальная диаграмма направленности, которая формируется на месте установки антенны, содержит практически все сведения, необходимые для оценки соответствия антенны назначению. Знание реальной вертикальной диаграммы направленности позволяет понять, почему антенна работает особенно хорошо (или особенно плохо) [6]. Увы, измерение вертикальной диаграммы направленности намного сложнее, чем горизонтальной. Радиоловитель DL1BU взялся за эту крайне трудоемкую задачу и наглядно представил свои результаты, подкрепив их данными измерений [1–5]. Его выводы четко указывают, какие параметры свойственны приличной антенне и каковы экономически оправданные материальные пределы ее реализации.

Отсюда ясно, что к обычным оценкам усиления относительно образцового излучателя «в свободном пространстве» или «над идеальным грунтом» следует относиться только как к сравнительным данным. Справедливость подобных оценок усиления подробнее обсуждается в разделе 20.2.

Следующее описание множества антенных систем, широко используемых при любительском радиообмене, призвано помочь новичку выбрать антенну подходящего типа. Любая из рассматриваемых антенн

пригодится как образец для копирования, поскольку здесь фигурируют только апробированные и подробно изученные конструкции с благоприятным соотношением затрат и возможностей:

- круговые излучатели с малым углом возвышения и малой занимаемой площадью:
 - диапазоны 10, 12, 15 м – вертикальная антенна $5\lambda/8$ (см. «Вертикальные антенны длиной $5\lambda/8$ » в разделе 19.4.1);
 - диапазоны 17 и 20 м – вертикальная антенна $3\lambda/8$ (см. «Сложенные вертикальные антенны длиной $3\lambda/8$ » в разделе 19.4.1);
 - диапазоны 30 и 40 м – оптимизированная T-образная антенна (см. раздел 19.4.3). Несмотря на сложность создания, рекомендуется кольцевая антенна из главы 20 (том 2);
 - диапазоны 80 и 160 м – для коротких и средних трасс подходит горизонтальный полуволновый вибратор, отличающийся почти круговой диаграммой при размещении вблизи земной поверхности; для дальней связи удобна вертикальная антенна с омега-согласованием (см. раздел «Заземленные вертикальные антенны с омега-согласованием»). Радиолюбители редко располагают достаточной площадью для построения полноценной антенны 160-метрового диапазона. В этом случае хорошим решением станет кольцевая антенна из главы 20 (том 2);
- многодиапазонные круговые излучатели:
 - диапазоны 10, 15 и 20 м – трехдиапазонная вертикальная антенна радиоловителя OD5CG (см. раздел 19.5.3);
 - прочие диапазоны – вертикальная многодиапазонная антенна из раздела 19.5.4;
- многодиапазонные антенны малой направленности и с малым усилением:
 - все диапазоны – всеволновая антенна Виндома с симметрирующим трансформатором на кольцевом сердечнике (см. раздел 10.2.2) и многодиапазонная антенна G5RV (см. раздел 10.2.6). Радиоловителям, располагающим достаточной площадью для размещения антенны, рекомендуется длиннопроводная шестидиапазонная антенна K4EF (рис 11.23);
- однодиапазонный вращающийся излучатель. Равноценными являются:

- трехэлементная директорная антенна (раздел 16.3);
- вращающийся направленный излучатель HB9CV (раздел 14.2.2);
- рамочная антенна (см. раздел 15.4.1) с производными конструкциями (рамочная с дельта-трансформатором);
- «швейцарский квадрат» (swiss quad);
- антенна с вибраторами в виде системы тонких проводов по образующим цилиндра или конуса («птичья клетка»);
- особо малым радиусом вращения отличаются антенны типа X-Beam (см. раздел 16.7.1), G3LDO (см. раздел 16.7.2) и элемент с мини-рамкой, изображенный на рис. 17.9;
- многодиапазонный вращающийся излучатель. Здесь имеется широкий выбор – от трехдиапазонного квадрата до DM2ARD (см. раздел 18.9.3), включая:
 - однолучевой трехдиапазонный квадрат VK2AOU (раздел 18.5);
 - многодиапазонный квадрат DJ4VM (раздел 18.6);
 - многополосную Delta-Loops (раздел 18.7);
 - трехдиапазонный волновой канал VK2AOU (раздел 18.2);
 - экономичную трехдиапазонную лучевую антенну VK2ABQ (см. раздел 18.8.4).

Трудно назвать самый подходящий излучатель дальней связи в 80-метровом диапазоне, так как конструкция такой антенны слишком громоздка. Хорошим примером антенны дальней связи служит «монстр» радиолюбителя DL6WD (см. раздел 19.9.3). Коротковолновики-дальнобойщики 80-метрового диапазона работают преимущественно с горизонтальными длиннопроводными или V-образными вибраторными антеннами (глава 11); тому, кто может позволить себе высокую мачту, лучше воспользоваться вертикально поляризованной антенной Delta-Loop (раздел 19.8) в качестве излучателя для дальней связи. Заслуживает внимания и проволочная пирамида (см. раздел 10.3.4): ей найдется место даже на скромном приусадебном участке, и при этом она является полноценной антенной 80-метрового диапазона, чья мачта способна нести и другие антенны. Экономному радиолюбителю подойдут вышеупомянутые типы многодиапазонных антенн, которые в 80-метровом диапазоне почти

равноценны по эффективности горизонтальным полуволновым вибраторам.

Кольцевая рамочная антенна из главы 20 тома 2 представляется вполне удобным вариантом для многих любителей-коротковолнников, вынужденных довольствоваться комнатными, балконными или чердачными антеннами. Это настраиваемая диапазонная антенна, перекрывающая непрерывный интервал частот 1,8–30 МГц благодаря трем кольцам разного диаметра. В зависимости от частоты настройки она столь же эффективна, как антенна типа Groundplane.

9.2. Лучшая антенна дальней связи

Опрос по всему миру относительно наиболее эффективной антенной системы дал следующие результаты (журнал QST за январь 1967 г.):

- кубическая рамочная антенна является самым лучшим излучателем для дальней связи;
- вращающаяся трехэлементная директорная однодиапазонная антенна больше других распространена среди знатоков дальней связи;
- максимальные результаты в дальней связи достигаются только с помощью вращающихся антенн;
- жесткими конструкциями антенн, включая вертикальные, обычно пренебрегают;
- эффективная высота антенны важнее ее типа;
- благоприятное местоположение (например, хорошая проводимость грунта и подходящий рельеф местности) способно частично компенсировать недостатки простейшей антенны.

Мнение о превосходстве кубической рамочной антенны в качестве излучателя для дальней связи нуждается в уточнении с учетом современных представлений. Практика показывает, что применение кубического квадрата и трехэлементной директорной антенны в таком случае дает одинаковые результаты. Встречающиеся различия почти всегда порождаются условиями прохождения волн. Изучив эти процессы, оператор DL1BU [1] сделал вывод: «На рамочную антенну с давних пор смотрят как на неясный символ дальней связи. Ни измерения в дальнем поле, где нет замираний, ни

длительные эксперименты по дальней связи в идеальных условиях не выявили у обследованных антенн каких-либо признаков их особой пригодности для дальней связи по сравнению с двух- или трехэлементной директорной антенной».

Но радиолюбителям, самостоятельно строящим антенны, важны дополнительные критерии, например денежные расходы, доступность или дефицит строительных материалов, возможность согласования с фидером без специальных согласующих блоков и т.д. Оценивая применимость антенн, в большинстве случаев можно прийти к заключению, что кубическая рамка является наилучшей антенной для дальней связи по доступности при самостоятельном изготовлении.

Назвать при опросе главными факторами эффективности дальней связи высоту и положение антенны – все равно, что потребовать обеспечить малый угол возвышения в вертикальной плоскости. Весьма подробное и экспериментально обоснованное высказывание о значимости вертикального угла излучения КВ антенны опубликовано оператором DL1BU [2]. Как следует из рис. 3.12, горизонтально поляризованные системы значительную часть излучения направляют круто вверх, если их излучатель находится на эффективной высоте, кратной нечетному числу четвертей длины волны ($\lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ и т.д.). При высоте, кратной половине волны (λ , $1,5\lambda$ и т.д.), излучение направлено под желанно малым углом к горизонту. Однако эти данные относятся к условиям идеального грунта, которыми вряд ли располагает радиолюбитель. В соответствии с проводимостью грунта его мнимая поверхность залегает выше или ниже земной поверхности. Эффективная высота антенны, приведенная к длине волны, становится больше геометрической высоты, и ее увеличение зависит от проводимости грунта. При плохом грунте его мнимая поверхность оказывается на расстоянии многих метров под земной. Тогда в промежуточных слоях грунта малой проводимости возникают, как в диэлектрике, потери, из-за которых более или менее значительная часть излучения преобразуется в тепло. Эти неблагоприятные обстоятельства удается компенсировать с помощью возможно более протяженного заземленного или закопанного контура, что обычно и делается для радиовещательных передатчиков. Протяженный контур заземления непосредственно под антенной также не способен существенно

улучшить свойства излучения и увеличить эффективную высоту антенны (во всяком случае, при ее горизонтальной поляризации). Столь же значимое влияние оказывают свойства грунта прилегающей местности (вплоть до расстояний в несколько километров), где вообще невозможно что-либо изменить. Поэтому для успешного дальнего радиобмена конструктивная высота и окружение антенны намного важнее ее типа и усиления.

9.3. Доказательность оценок усиления

Усиление антенны представляет собой величину, соотносительную с образцовым излучателем и показывающую, насколько возрастает интенсивность излучения данной антенны в направлении главного луча по сравнению с интенсивностью образцового излучателя. Значение усиления часто не является исчерпывающей характеристикой, так как во многих случаях не указывается образцовая антенна. В качестве такового нередко используется изотропный излучатель, усиление которого выражается в единицах dBi (децибел относительно изотропного источника). Однако на практике подобный излучатель нереализуем, поэтому весьма распространено сравнение с полуволновым диполем (вibratorом), тогда усиление выражается в dBd (децибел относительно диполя, см. раздел «Зависимость между усилением и направленностью»). Уже в силу этих обстоятельств оценки усиления могут расходиться на 2,15 дБ. Если, например, известный зарубежный изготовитель антенн обещает, что усиление его директорной трехэлементной антенны составляет 9 дБ, подразумевается, что оно приведено к изотропному излучателю. Если же образцовой антенной служил полуволновый vibrator, та же антенна характеризуется усилением 6,85 дБ. А это значение уже очень близко к максимально достижимому усилению директорной трехэлементной антенны.

Несовершенны и методы измерений усиления образцовых антенн. Это утверждение в наибольшей степени справедливо для любительских измерений в коротковолновом диапазоне, поскольку затраты на безупречно точное определение величины усиления намного выше возможностей радиолюбителя.

А поскольку точные методы неприменимы, ясно, что такие оценки базируются преимущественно на сравнительных данных, полученных в рабочем режиме, когда вероятность погрешностей весьма велика.

С точки зрения любителей-практиков, ни строгие оценки усиления заводских лабораторий, ни более или менее интуитивные любительские сведения об усилении не обладают особой доказательностью, когда речь идет о КВ антеннах. Лабораторные измерения выполняются в определенных условиях, близких к идеальным и недоступных для любителя. Любительские результаты справедливы лишь применительно к конкретным и невоспроизводимым параметрам конструкции и состоянию ионосферы в момент измерений. Поэтому нельзя судить о практической применимости коротковолновой антенны по подобным оценкам ее усиления. Так же обстоит дело и с оценками КСВ на основании данных измерений. В большинстве практических случаев ими просто пренебрегают, особенно когда используется короткий высококачественный фидер, а $КСВ < 2$. При некоторых предположках заметных потерь нет, даже когда $s \leq 4$ (см. раздел 5.2.2).

Правила оценки усиления

Усиление направленной антенны неразрывно связано с ее диаграммой направленности (см. раздел 3.2.3). При наличии такой диаграммы для плоскостей Е и Н или углов ширины диаграммы по половинной мощности усиление антенны достаточно точно рассчитывается по приближенной формуле Крауса (3.19), что позволяет как минимум перепроверить реальность высказываний об усилении данной антенны. «Настоящая» диаграмма направленности КВ антенны – редкость, поскольку ее измерение требует крупных затрат. К тому же она действительна только в конкретных условиях (окружение антенны, ее конструктивная высота, проводимость грунта и т.д.). Часто строят сильно уменьшенную модель антенны (см. раздел 31.2.6 тома 2) и измеряют диаграмму модели в помещении с гарантией отсутствия отражений и при почти идеальном окружении, с чем едва ли столкнется пользователь.

Вообще говоря, у радиолюбителя нет возможности экспериментально проверить рекламируемое усиление КВ антенны, но он может, опираясь на общие физические обоснованные правила, вынести суждение о справедливости оценок усиления. Нередко

приводят теоретическое максимально возможное усиление, но на практике оно недостижимо – по крайней мере, для коротковолновых антенн.

В случае двухэлементной антенны реально удастся обеспечить усиление $4 \text{ dBd} + 0,5 \text{ dB}$. У кубической рамочной и ее дочерних антенн (рамочная с дельта-трансформатором и т.п.) этот параметр повышается на 1 dB .

Трехэлементная директорная антенна обеспечивает реальное усиление $5,5 \text{ dBd} + 1 \text{ dB}$. В антеннах многодиапазонного исполнения без резонансных контуров для развязки между элементами, а также в антеннах с механически укороченными элементами параметр усиления должен быть соответственно уменьшен.

Для других типов направленных антенн (длиннопроводных, W8JK, ромбической и т.д.), не конкурирующих с образцами промышленного изготовления, данные об усилении представляются реальными. Но и здесь надо учитывать, что такие данные, как правило, получаются расчетным путем, и практически достижимое усиление оказывается несколько меньшим.

Поэтому при оценке усиления вполне уместно проявлять здоровый скептицизм и всегда помнить главное правило: как бы ни старались «изобретатели», чудо-антенну создать невозможно.

9.4. Затраты на направленные антенны

Направленная антенная система на предельно высокой мачте – мечта любого практико-волновика. А если есть подходящий участок и необходимые разрешения, остается лишь приступить к планированию. Здесь уже важно знать, во что обойдется строительство, и добиваться максимального выигрыша при минимальных затратах.

Оператор DL1VU опубликовал всеобъемлющую и ценную с точки зрения практики информацию о возможных расходах [7]. Речь идет о вращающихся вибраторах и директорных антеннах. Расходы разложены на:

- мачту с фундаментом и растяжками;
- антенну с кронштейном;
- двигатель с системой управления.

В качестве эталона выбран вращающийся полуволновой вибратор на 14 МГц на конструктивной высоте $10 \text{ м} (\approx \lambda/2)$.

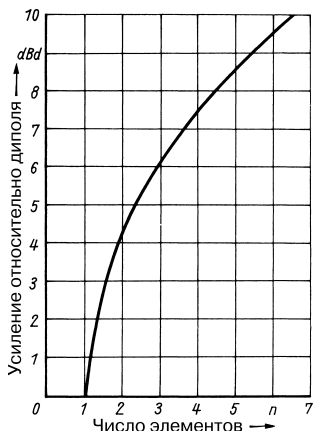


Рис. 9.1. Зависимость максимального усиления директорной антенны без потерь от числа ее элементов n

При оптимальных расстояниях между элементами усиление директорной антенны растет с их числом. Прирост усиления на элемент уменьшается с увеличением количества элементов (см. рис. 9.1), и, следовательно, дорожает каждый децибел усиления. Для обеспечения S-ступени 1 по приему необходимо повысить усиление на 6 дБ. Это удастся сделать, если вибратор достроить до трехэлементной директорной антенны. Но чтобы обеспечить S-ступень 2, требуется уже 9-элементная антенна (12 дБ).

Коротковолновые антенны всегда размещают близко (по сравнению с длиной волны) к земной поверхности, поэтому надо учитывать «высотное усиление». Примем его равным 0 дБ для образцового полуволнового вибратора на 14 МГц, поднятого на 10 м над идеальным грунтом. Согласно [3], при увеличении конструктивной высоты до 20 м (1λ), 30 м ($1,5\lambda$) и 40 м (2λ) высотное усиление составит 6 дБ (S-ступень 1), 9,5 и 12 дБ (S-ступень 2) соответственно. При дальнейшем увеличении высоты через каждые $\lambda/2$ это усиление несколько возрастает через каждые $\lambda/2$, но влияние грунта постепенно

уменьшается. Следует избегать установки антенн на высотах, кратных нечетному числу $\lambda/4$ ($3\lambda/4$, $5\lambda/4$ и т.д.), когда усиливается излучение под большими углами к горизонту и, следовательно, ослабляется главный луч (см. рис. 3.12). Это применимо к вибратору и в меньшей степени — к многоэлементной антенне (рис. 3.13). Конструктивная высота менее $\lambda/2$ недопустима: когда она составляет $\lambda/4$, потери доходят до 6 дБ.

В соответствии с подробными расчетами расходов [7], оптимальному отношению возможностей к затратам отвечает 4-элементная директорная антенна при конструктивной высоте 1λ . Упрощение антенны до трех элементов снижает усиление только на 1,37 дБ (см. рис. 9.1). Если затраты на мачту высотой 1λ слишком велики, ее высоту надо уменьшить до $\lambda/2$. По утверждению DL1VU, любые антенные конструкции с четырьмя и более элементами на высоте, равной длине волны, свидетельствуют лишь о тщеславии создателей и не дают преимуществ для дальней связи.

Литература к главе 9

- [1] Schwarzbeck G.: Streifzug durch den Antennenwald, I. Teil. cq-DL 8/1978, S. 342–344.
 - [2] Schwarzbeck G.: KW-Antennenmesstechnik, Messungen an einem Dreiband-Telrex-Beam TB 6 EM. cq-DL 11/1978, S. 502–508.
 - [3] Schwarzbeck G.: DX-Antennen für 80 m und 160 m. cq-DL 4/1979, S. 150–155.
 - [4] Schwarzbeck G.: Streifzug durch den Antennenwald, Vergleich Quad- mit Yagi-antennen, cq-DL 6/1979, S. 246–255.
 - [5] Schwarzbeck G.: Bedeutung des vertikalen Abstrahlwinkels von KW-Antennen. cq-DL 5/1985, S. 184–189.
 - [6] Vogelsang E.: Vertikaldiagramme typischer Kurzwellenantennen. cq-DL 6/1985, S. 300–303.
 - [7] Hille K. H.: Kostenüberlegungen zu Antennensystemen. beam 6/1984, S. 27–30.
- Nitschke W.: Datensammlung fuer Kurzwellenantennen. Muenchen: Franzis-Verlag, 1987.
- Schick R. Loop-, Dipol- und Vertikalantennen, Vergleiche und Erfahrungen, cq-DL 3/1979, S. 115–119.
- Schwarzbeck G.: Yagi-, Quad- und LP-Richtantennen, Messungen von Gewinn und Richtdiagrammen, cq-DL 4/1986, S. 197–204.

10. Полуволновые излучатели

Полуволновые излучатели коротковолнового диапазона различаются в основном способами питания. Их характеристики подробно рассмотрены в разделе 3.1. По своему назначению они подразделяются на:

- однодиапазонные антенны;
- многодиапазонные антенны;
- компактные вибраторы;
- V-образные вибраторы;
- широкополосные вибраторы.

10.1. Однодиапазонные вибраторы

Такие полуволновые вибраторы не возбуждаются высшими гармониками, поскольку питаются через согласованные линии, а это значит, что их можно применять в единственном любительском диапазоне.

10.1.1. Y-образная антенна

Так называемая Y-образная антенна является полуволновым вибратором с согласованным фидером. Он подключается по образцу дельта-согласования (см. раздел 6.1). Длина излучателя всегда равна длине полуволны, умноженной на коэффициент укорочения и, как для любой полуволновой КВ антенны, рассчитывается по формуле:

$$l_m = \frac{142500}{f_{\text{кГц}}} \quad (10.1)$$

В соответствии с рис. 10.1, отрезок X между точками подключения дельта-согласования, симметричными относительно центра излучателя, составляет

$$X_m = \frac{36000}{f_{\text{кГц}}} \quad (10.2)$$

а длина равна

$$D_m = \frac{45100}{f_{\text{кГц}}} \quad (10.3)$$

Ненастроенный фидер характеризуется волновым сопротивлением 600 Ом и, как видно из рис. 5.4, выполняется в виде двухпроводной линии с воздушной изоляцией из проводов диаметром 2 мм с расстоянием между ними 150 мм. Y-образная антенна, как и всякий полуволновый вибратор, описывается диаграммой направленности, представленной на рис. 3.10.

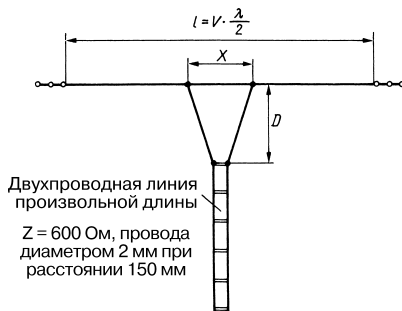


Рис. 10.1. Y-образная антенна

10.1.2. Вибратор с коаксиальным фидером

Коаксиальный кабель служит идеальным фидером также и в коротковолновой области. Простейший полуволновый вибратор питается непосредственно по коаксиальному кабелю (рис. 10.2), так что питание симметричной антенны осуществляется с помощью несимметричного кабеля (поверхностные волны). Несимметричное возбуждение плеч излучателя слегка меняет его диаграмму направленности (см. главу 7).

Согласно [1], для подавления поверхностных волн достаточно заземлить внешний проводник коаксиального кабеля на геометрическом расстоянии $\lambda/4$ от места соединения с антенной (см. раздел «Открытый коаксиальный трансформатор»). Если кабель длиной $\lambda/4$ не достает до земли, точку

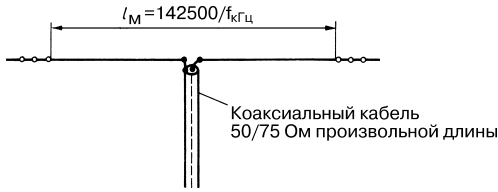


Рис. 10.2. Полуволновый вибратор с питанием по коаксиальному кабелю

заземления смещают на расстояние, кратное нечетному числу четвертей длины волны.

10.1.3. Суррогатный вибратор

В полуволновых вибраторах с витым фидером (рис. 10.3) часто применяют двухжильный сетевой шнур вместо пары витых проводов. Существует множество таких шнуров, волновое сопротивление которых составляет 80–100 Ом. Им свойственно значительное затухание в высокочастотных любительских диапазонах, поэтому сетевой шнур в резиновой оболочке допустимо применять только для питания антенн 80- и 40-метрового диапазонов, делая фидер предельно коротким.

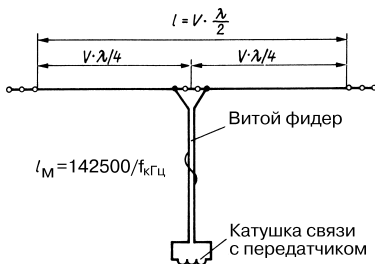


Рис. 10.3. Вибратор с витым фидером

Подобное решение является суррогатным и восходит к временам, когда радиолюбители не имели доступа к высококачественным фидерам.

Широко распространенный плоский сетевой кабель подходит для скрытой проводки гораздо лучше благодаря меньшим потерям. Параллельные провода плоского кабеля изолированы синтетическим диэлектриком на основе поливинилхлорида (ПВХ). Его потери ниже, а погодная стойкость выше, нежели у резиновой оболочки.

Как известно, входное сопротивление полуволнового вибратора составляет 73 Ом.

Для согласования витого фидера, имеющего несколько большее волновое сопротивление, с излучателем концы фидера подключают симметрично относительно середины излучателя и подбирают такой промежуток между концами, чтобы в фидере исчезли стоячие волны.

10.1.4. Петлевой вибратор

Петлевой вибратор, преобладающий среди антенн метрового диапазона, применяется и в коротковолновой области. Его полоса пропускания несколько шире, чем у развернутого диполя, и используется такой вибратор прежде всего потому, что его входное сопротивление 300 Ом позволяет непосредственно подключать фидер в виде легкодоступного плоского УКВ кабеля. В остальном петлевой вибратор аналогичен развернутому.

Этот вибратор применим только в однодиапазонном режиме и характеризуется коэффициентом укорочения 0,95 (рис. 10.4). Расстояние D между параллельными проводниками излучателя не столь существенно и равно 300, 200, 150, 130, 100, 90, 80, 70 или 50 мм для частот 1,8, 3,5, 7, 10, 14, 18, 21, 25 или 28 МГц соответственно.



Рис. 10.4. Петлевой вибратор в качестве КВ антенны

Чтобы питать петлевой вибратор через коаксиальный кабель, достаточно подключить симметрирующий трансформатор 4:1 на

кольцевом сердечнике к входу питания. Коротковолновый петлевой вибратор изготавливается также из плоского УКВ кабеля (рис. 10.5). При этом следует учитывать, что между параллельными полуволновыми отрезками излучателя находится изоляционный материал. Если такой вибратор рассматривать как цепь из параллельно включенных полуволновых отрезков, диэлектрическая постоянная изолятора слабо влияет на коэффициент укорочения, равный 0,95. Но тот же вибратор допустимо представлять в виде двух последовательно включенных короткозамкнутых четвертьволновых линий (рис. 10.5б). В этом случае уже нельзя пренебрегать действием изолятора между параллельными проводниками и следует исходить из величины коэффициента укорочения $V = 0,82$. Излучатель настроен в резонанс, когда его длина составляет $0,95 \times \lambda/2$, однако четвертьволновые отрезки слишком длинные, и потому появляется дополнительная индуктивная реактивная составляющая. Если принять $V = 0,82$ и соответственно укоротить излучатель, он перестанет быть настроенным в резонанс, а на входе антенны появится реактивное сопротивление. На рис. 10.5а показано простейшее решение проблемы: длину излучателя делают равной $0,95 \times \lambda/2$, а на длине $0,82 \times \lambda/2$ накоротко замыкают проводники.

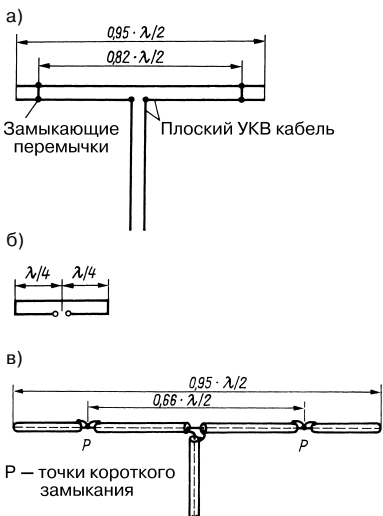


Рис. 10.5. Вибратор с четвертьволновыми отрезками: а – петлевой вибратор из плоского УКВ кабеля; б – четвертьволновые отрезки; в – вибратор из коаксиального кабеля

Антенны из плоского легкого и гибкого кабеля особенно удобны для передвижных станций. Как правило, изолятор из синтетического материала просто крепится и прочно приклеивается, что облегчает прокладку кабеля к излучателю. Как показано на рис. 10.5в, подобный вибратор можно сделать также из коаксиального кабеля. В этом случае он действует как разрезной диполь с входным сопротивлением 50 Ом. Общая длина излучателя остается равной $0,95 \times \lambda/2$, но при определении промежутка между точками закорачивания P надо учесть коэффициент укорочения коаксиального кабеля, в среднем равный 0,66. Уже было показано, что антенны напрямую питаются через коаксиальный кабель. Подобные вибраторы отличаются сравнительно широкой частотной полосой. Например, коаксиальный вибратор на резонансную частоту 3,6 МГц характеризуется ростом КСВ в интервале 3,5–3,8 МГц в пропорции всего лишь 1,5:1.

10.2. Многодиапазонные вибраторы

Для электрически безупречного возбуждения полуволнового вибратора в режиме высших гармоник требуется питать его через настроенный фидер. Многодиапазонные антенны с согласованным фидером всегда являются компромиссным решением, при котором широкополосность компенсируется более или менее сильным излучением фидера или других звеньев системы. Подобным многодиапазонным системам недоступны диапазоны 12, 17 и 30 м, поскольку им не свойственны резонансные соотношения ни между собой, ни с другими любительскими диапазонами.

10.2.1. Антенны типа «Цепелин»

(Н. Beggerow – германский патент № 225204, 1909 г.)

Классическая антенна типа «Цепелин» представляет собой простой полуволновый излучатель с концевым питанием в пучности напряжения через двухпроводную линию (рис. 10.6). При этом один провод фидера соединен с излучателем, а другой свободен и изолирован [2, 3].



Рис. 10.6. Антенна типа «Цепелин»

Длина фидера равна или кратна $\lambda/4$. Если она кратна четному числу четвертей волны ($2\lambda/4$, $4\lambda/4$, $6\lambda/4$ и т.д.), то распределение тока и напряжения на концах фидера одинаково, а если нечетному числу $\lambda/4$ (составляет $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ и т.д.), то распределение тока и напряжения на конце фидера противоположно распределению на его входе. На концах излучателя образуются максимумы напряжения. Если он питается через фидер длиной $2\lambda/4$, то на нижнем конце последнего также оказывается максимум напряжения; такую ситуацию называют связью по напряжению. Когда длина фидера кратна нечетному числу $\lambda/4$, соотношения оборачиваются: на конце излучателя сохраняется максимум напряжения, тогда как на входе фидера формируется максимум тока (минимум напряжения). При подключении фидера к передатчику в точках с максимумом тока говорят о связи по току.

Полуволновая антенна типа «Цепелин», рассчитанная на 80-метровый диапазон, способна одновременно служить многодиапазонной антенной. В 40-метровом диапазоне она становится волновой антенной типа «Цепелин», а в 20-, 15- и 10-метровом – двух-, трех- и четырехволновой длиннопроводной антенной с питанием типа «Цепелин». При длине фидера около 40 м, что отвечает полуволне в диапазоне 80 м, во всех диапазонах имеет место связь по напряжению. Если, напротив, длина фидера составляет всего 20 м (то есть четверть волны длиной 80 м), устанавливается связь по току на частоте 3,5 МГц и связь по напряжению во всех остальных любительских диапазонах.

Для подключения настроенного фидера к оконечному каскаду передатчика всегда требуется соответствующая цепь связи с антенной (см. разделы 5.3.2 и 8.2).

Длина фидера не должна составлять точно $\lambda/4$ или быть кратной ей, поскольку при этом появляются слабые помехи вследствие нежелательных синфазных волн относительно земли и увеличивается наклон излучения фидера. Длина фидера 12,5–14 м наиболее благоприятна для многодиапазонной антенны: при этом удается избежать указанных помех во всех диапазонах и облегчить настройку цепи связи с антенной в резонанс.

Многодиапазонная антенна типа «Цепелин»

Многодиапазонная антенна такого типа, построенная с учетом изложенных соображений, приведена на рис. 10.7.

Она характеризуется связью по току в диапазонах 80, 40, 20 и 15 м и по напряжению в 10-метровом диапазоне. Кроме того, для ее построения достаточен излучатель длиной всего 20,42 м, но в этом случае режим работы в 80-метровом диапазоне с питанием типа «Цепелин» оказывается невыполнимым. В качестве суррогатного решения предлагается закорачивать фидер со стороны передатчика и связывать его с антенной через П-образный фильтр, что позволяет использовать такой излучатель в 80-метровом диапазоне как простую Г-образную антенну.

Если антенну с концевым питанием необходимо применять только в однодиапазонном режиме, выгодно подключить к ее входу короткозамкнутую четвертьволновую линию и питать антенну через согласованную двухпроводную линию по схеме, изображенной на рис. 10.8.

Формулы из раздела 6.6 применимы для оценки работы и параметров согласованной линии. Двухпроводная согласованная линия произвольной длины выполняется из готового плоского УКВ кабеля или строится самостоятельно.

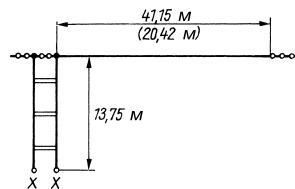


Рис. 10.7. Многодиапазонная антенна типа «Цепелин»



Рис. 10.8. Излучатель с концевым питанием через ненастроенный фидер

Антенна типа двойной «Цепелин»

Симметричный излучатель с возбуждением в средней части характеризуется симметричной диаграммой направленности, а вибратор с центральным питанием является как бы двойной антенной «Цепелин». Подобные антенны можно применять в многодиапазонном режиме (рис. 10.9).

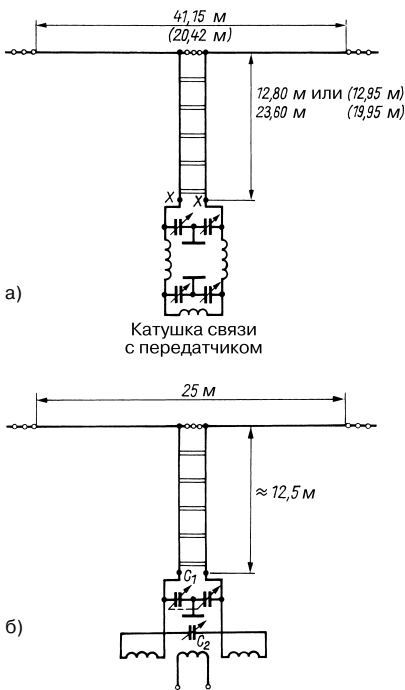


Рис. 10.9. Многодиапазонная антенна двойной «Цепелин» с центральным питанием и настроенным фидером: а – традиционная антенна с симметричным П-образным фильтром; б – многодиапазонное исполнение VK5RG

В такой антенне также возникают нежелательные синфазные волны, если длина фидера и подключенного к нему плеча излучателя кратны полуволне, поэтому сам фидер не следует настраивать в резонанс. В табл. 10.1 приведены проверенные размеры для различных вибраторов с длиной фидера, которая рассчитана на подавление синфазных волн.

Размеры классического двойного «Цепелина» на рис. 10.9 соответствуют табл. 10.1. Для многодиапазонного режима всегда необходима цепь настройки антенны. Здесь подойдут устройства, описанные в разделе 8.2.

При использовании такой антенны только в однодиапазонном режиме четвертьволновая согласующая линия служит, как указывалось в разделе 6.6, переходным звеном к согласованному фидеру произвольной длины. Короткозамкнутую четвертьволновую согласующую линию применяют вместе с излучателем суммарной длиной не менее 1λ (или кратной λ). Если длина излучателя кратна нечетному числу полуволн, требуется разомкнутая четвертьволновая согласующая линия.

Радиолобитель VK5RG разработал двойной «Цепелин» меньшего размаха, подходящий для работы в многодиапазонном режиме (рис. 10.9б). В 80-метровом диапазоне эта антенна действует как укороченный вибратор, в 40-метровом – как удлиненный вибратор, а в 30-метровом – как укороченный волновый вибратор с усилением около 1,8 дБ. В 20-метровом диапазоне она выступает в качестве удлиненного волнового вибратора с усилением 3 дБ. Антенна VK5RG служит длиннопроводной антенной с центральным питанием в диапазонах 17, 15, 12 и 10 м, обладая усилением порядка 2 дБ. Наконец, при замкнутом фидере она способна играть роль укороченного вертикального излучателя с концевой емкостью в 160-метровом диапазоне.

Фидер выполнен в виде двухпроводной линии с воздушной изоляцией (см. рис. 5.8). Цепь настройки антенны изображена там только для примера. Сдвоенный переменный конденсатор C_1 с максимальной емкостью 2×500 пФ аналогичен конденсаторам настройки в приемниках. Напротив, для емкости C_2 используется конденсатор от передатчика с максимальной емкостью 100 пФ и увеличенным расстоянием между пластинами.

Таблица 10.1. Размеры многодиапазонных вибраторов

Суммарная длина излучателя, м	Длина настроенного фидера, м	Любительский диапазон, м	Способ соединения с передатчиком
41,15	12,8	80	По напряжению
		40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По току
41,15	23,60	80	По напряжению
		40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По напряжению
20,42	12,95	40	По напряжению
		20	По напряжению
		15	По напряжению
		10	По напряжению
20,42	19,95	40	По току
		20	По напряжению
		15	По току
		10	По напряжению

10.2.2. Антенна Виндома

В 1923–1925 гг. в журнале QST (США) были помещены описания множества вертикальных и горизонтальных антенн с однопроводным питанием.

В университете штата Огайо Еверитт и Бирн разработали точный метод резонансной настройки и согласования фидеров, который опубликован в Proc. IRE (октябрь 1929 г.). Однако статья Лорена Виндома, W8GZ, появившаяся в QST в том же году, получила гораздо более широкий отклик, в силу чего подобное устройство окрестили за рубежом антенной Виндома. Она представляет собой полуволновый излучатель с согласованным однопроводным фидером произвольной длины [4–6].

Применение согласованного однопроводного фидера основано на том факте, что отдельный провод диаметром 1,5–2 мм над благоприятным грунтом обладает волновым сопротивлением около 500 Ом. Если на антенном проводе отыскать точку с полным сопротивлением 500 Ом и соединить с ней однопроводный фидер, он окажется согласованным с антенной. У полуволновой проволочной антенны такая точка находится на расстоянии $0,18\lambda$ от конца излучателя (рис. 10.10).

Предпосылкой успешного функционирования антенны Виндома является хорошее качество грунта, образующего «второй проводник» фидера. Кроме того, однопроводный фидер должен быть проложен по возможно более прямой и длинной трассе, перпендикулярной продольной оси проводника антенны.

Длина излучателя l и удаление точки подключения фидера от конца излучателя A рассчитываются по формулам:

$$l_m = \frac{143000}{f_{\text{кГц}}} \quad (10.4)$$

и

$$A_m = \frac{54000}{f_{\text{кГц}}} \quad (10.5)$$

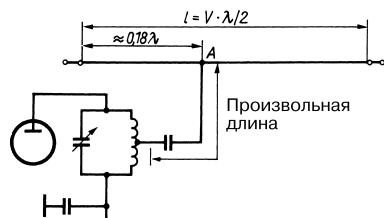


Рис. 10.10. Антенна Виндома

Чтобы отыскать правильную точку подключения А, надо конец однопроводного фидера удлинить не менее чем на $\lambda/4$ и на этом отрезке в разных точках измерять протекающий высокочастотный ток (или высокочастотное напряжение). Смещая конец фидера на излучателе, можно найти такую точку их соединения, чтобы высокочастотный ток (или высокочастотное напряжение) не изменялся на всей длине свободного отрезка фидера. При этом величина тока не имеет значения, и надо остерегаться его выравнивания вблизи максимума. Фидер считается согласованным, когда во всех точках отрезка будет регистрироваться одинаковый средний высокочастотный ток, что и служит признаком отсутствия стоячих волн в фидере. После согласования фидера и излучателя отрезок-удлиннитель фидера удаляют (рис. 10.11).

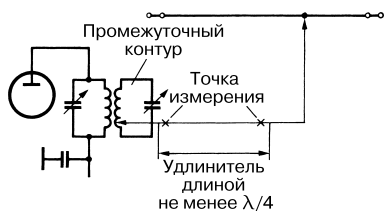


Рис. 10.11. Антенна Виндома с промежуточным контуром и отрезком-удлиннителем

Высокочастотный милливольтметр в виде измерительной головки упрощает эту процедуру, избавляя от необходимости разъединять линию при измерениях. Признаком согласования является равенство высокочастотного напряжения во всех точках.

При средних и больших мощностях передачи достаточным индикатором напряжения

служит лампа тлеющего разряда. В этом случае о согласовании свидетельствует равномерное свечение лампы при ее перемещении вдоль фидера. Подключение однопроводного фидера непосредственно к отводу анодной цепи через емкость приведет к беспрепятственному излучению высших гармоник. Поэтому всегда следует вводить промежуточный контур (рис. 10.11), а еще лучше использовать П-образный фильтр (см. раздел «Расчет П-образного фильтра»). Параметры промежуточного контура приведены в табл. 10.2.

При подключении и через емкость (см. рис. 10.10), и через промежуточный контур отвод на катушке анодной цепи выбирается так, чтобы фидер с его волновым сопротивлением около 500 Ом замыкался правильным импедансом. Поэтому прежде всего стараются свести к минимуму стоячие волны, изменяя отвод от анодной цепи или настройку П-образного фильтра. Остаточное рассогласование устраняют путем подбора точки А для подключения фидера к излучателю.

На рис. 10.12 изображены диаграммы, позволяющие определять длину излучателя l и положение точки подключения В относительно его середины, которые получены опытным путем для антенны Виндома 80-метрового диапазона. Фидером служит провод диаметром 1,5–2 мм. Предполагается достаточно высокая проводимость грунта, так что можно рассчитывать на хорошее согласование.

Пример

Требуется определить длину излучателя l и расстояние В от его центра для антенны Виндома при резонансной частоте 3700 кГц.

Длину $l = 39,18$ м находим по верхней шкале длин над точкой пересечения прямой l с

Таблица 10.2. Приближенные параметры промежуточного контура

Любительский диапазон, м	Индуктивность, мкГн	Максимальная емкость переменного конденсатора, пФ	Намоточные данные однослойных катушек с воздушным сердечником		
			Число витков	Диаметр катушки, мм	Длина катушки, мм
80	18	150	19	50	60
40	10	100	17	50	50
30	6,5	75	14	50	50
20	4,3	50	12,5	40	40
17	3,1	50	10,5	40	40
15	2,6	50	9,8	40	40
12	2,1	50	8,8	40	40
10	1,5	50	7	30	30

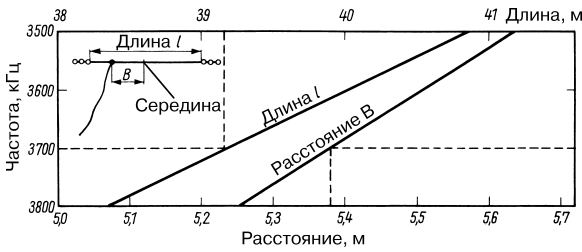


Рис. 10.12. Частотные зависимости геометрической длины l антенны Виндома для 80-метрового диапазона и расстояния B между точкой подключения фидера и центром излучателя

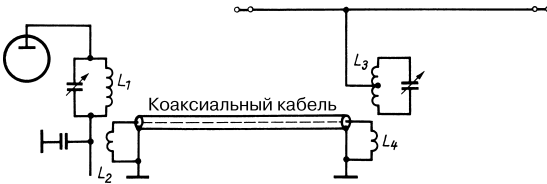


Рис. 10.13. Антенна Виндома с линией-связкой

горизонтально, соответствующей частоте 3700 кГц. Расстояние $B = 5,38$ м определяем, пользуясь нижней шкалой расстояний, под точкой пересечения прямой B с той же горизонталью (штриховые линии на рис. 10.12).

Описанные способы подключения антенны Виндома применимы, если передатчик находится рядом с антенным вводом. Прокладка фидера в помещении приводит к высокочастотным наводкам в электросети и, следовательно, к помехам радио- и телевизионному приему.

Близость стен изменяет волновое сопротивление однопроводного фидера, поэтому в помещениях наблюдается особенно заметное рассогласование, так что для передачи энергии в зданиях следует применять линию-связку, показанную на рис. 10.13. Параметры такой линии подробно описаны в главе 8.

Антенна Виндома версии VS1AA

Многодиапазонная антенна Виндома получила известность в 1936 г. благодаря оператору VS1AA. К излучателю из провода диаметром 2 мм подключается фидер в виде провода диаметром 1 мм (отношение диаметров 2:1).

Компромиссная антенна Виндома версии VS1AA с необходимыми данными представлена на рис. 10.14. Ее можно применять во всех любительских диапазонах, но требуется учитывать определенную рассогласованность. На входе фидера имеется П-образный фильтр для настройки в резонанс. При этом однопроводный фидер не является оптимально настроенным и согласованным, но это вполне приемлемое решение проблемы согласования.

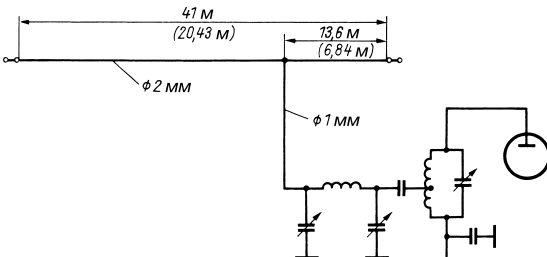


Рис. 10.14. Многодиапазонная антенна Виндома версии VS1AA

В 80-метровом диапазоне многодиапазонная антенна Виндома работает как полуволновая с главным лучом, перпендикулярным продольной оси излучателя. В 40-метровом режиме она становится волновой длиннопроводной. На излучателе укладываются две и четыре волны в 20- и 10-метровых режимах. В 15-метровом диапазоне антенна рассогласована. Соответствующие диаграммы направленности изображены на рис. 11.1. На рис. 10.14 в скобках указаны размеры для уменьшенной многодиапазонной антенны Виндома.

Фидер такой антенны должен иметь длину 10–15 м и подключаться через П-образный фильтр. Впрочем, в 80-метровом диапазоне она работает не как антенна Виндома. В этом случае однопроводный фидер сам излучает над землей как четвертьволновый излучатель, недостаточность длины которого компенсируется горизонтальной излучающей частью в качестве концевой емкости, а П-образный фильтр обеспечивает согласование на рабочей длине волны. В 40-метровом режиме антенна становится полуволновой антенной Виндома с известной двухлестковой диаграммой, тогда как на 10, 15 и 20 м (1λ , $1,5\lambda$ и 2λ) горизонтальные диаграммы направленности вновь приобретают вид, представленный на рис. 11.1.

Ограниченность 15-метрового режима описанных антенн Виндома объясняется появлением полного сопротивления величиной в несколько тысяч омов в точке подключения фидера к антенне, что приводит к существенной рассогласованности – со всеми отрицательными последствиями.

Не следует увлекаться антеннами Виндома с однопроводным фидером (например, для мобильной работы) из-за большой вероятности сильных помех радио- и телевидению. В этом отношении гораздо удобнее многодиапазонные антенны Виндома с симметричным питанием. К. Шипс (K.Schips, DL1DA) описал такую антенну для диапазонов 80–10 м с двигателем для дистанционного согласования [7].

Многодиапазонная антенна Виндома с симметричным питанием

Теория приписывает однопроводному фидеру антенны Виндома волновое сопротивление около 500 Ом. Фактически как волновое сопротивление фидера, так и полное сопротивление в точке отвода имеют несколько меньшие значения в зависимости от окружения антенны и ее конструктивной

высоты. Многодиапазонная антенна может питаться и по 300-омному плоскому кабелю. Такой кабель обеспечивает симметричность и, в противоположность однопроводной линии, характеризуется вполне определенным волновым сопротивлением по всей своей длине, отличаясь сравнительно слабым собственным излучением. Поэтому многодиапазонные антенны Виндома с питанием плоским кабелем гораздо безопаснее в отношении помех вещанию, чем антенны того же типа, питающиеся посредством однопроводной линии. В 1950 г. оператор DL1BU предложил антенну Виндома с питанием по плоскому кабелю для диапазонов 40 и 20 м [8] с размерами $6,7 + 14 = 20,7$ м.

На рис. 10.15а представлена схема двухдиапазонной антенны Виндома DL1BU. Ее габариты соответствуют волновой антенне 20-метрового диапазона. Для 40 м она длинновата из-за концевых эффектов, но это не вредит делу, благодаря не критичности согласования. При наличии антенного тюнера ее можно применять и в 10-метровом диапазоне [9].

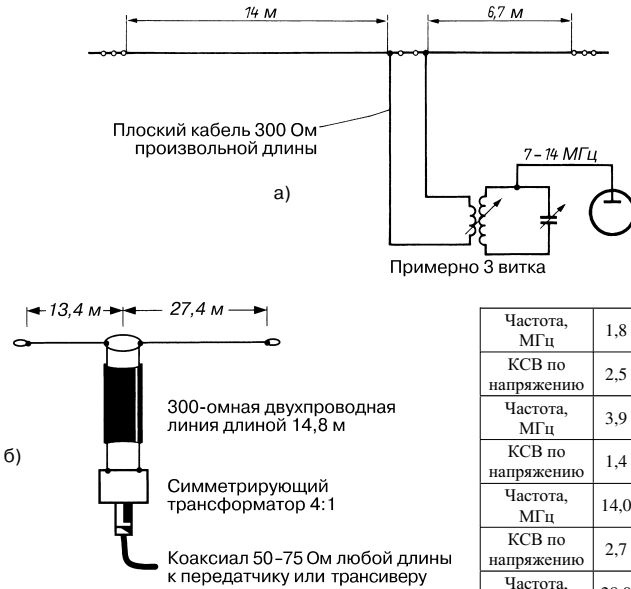
Всediaпазонная антенна Виндома (160–10 м) была представлена оператором WA4PYG в 1984 г. и подробно описана оператором W8FX в журнале CQ [10, 11]. Длина антенны составляет $13,4 + 27,4 = 40,8$ м, а 300-омная согласующая линия длиной 14,8 м на нижнем конце снабжена симметрирующим трансформатором 4:1 с разъемом для подключения любого коаксиального кабеля (рис. 10.15б). Дальнейшее развитие антенн Виндома привело оператора DL1VU к созданию антенны со сложением токов [13]:

$$8,72 + 33,87 = 42,59 \text{ м (телеграфия);}$$

$$17,35 + 24,20 = 41,55 \text{ м (телефония).}$$

Многодиапазонная антенна Виндома с коаксиальным фидером

В 1970 г. К. Фритцель (K.Fritzel, DJ2XH) разработал многодиапазонную антенну Виндома с коаксиальным фидером и выпустил ее в продажу под маркой FD4-Windom (здесь FD4 обозначает четырехдиапазонный диполь Фритцеля) [14]. Антенна размером $13,8 + 27,7 = 41,5$ м оснащена симметрирующим трансформатором 6:1 на кольцевом сердечнике и коаксиальным фидером (рис. 10.16). В 1983 г. трансформатор был переделан: на сердечнике большего размера была выполнена другая намотка ради повышения высокочастотной мощности



Частота, МГц	1,8	1,9	3,5	3,6	3,7	3,8
КСВ по напряжению	2,5	2,5	1,3	1,4	1,3	1,3
Частота, МГц	3,9	4,0	7,0	7,1	7,2	7,3
КСВ по напряжению	1,4	1,3	1,5	1,2	1,1	1,1
Частота, МГц	14,0	14,2	14,3	21,0	21,2	21,4
КСВ по напряжению	2,7	2,4	2,0	3,5	1,8	1,2
Частота, МГц	28,0	28,5	29,0	29,5		
КСВ по напряжению	3,0	1,8	2,5	1,9		

А – компоновка антенны и верхней части фидера
 Типовая частотная зависимость КСВ по напряжению

Рис. 10.15. Многодиапазонные антенны Виндома с симметричным фидером:
 а – двухдиапазонная (DL1BU); б – всдиапазонная (WA4PGY)

и лучшего подавления поверхностных волн. В настоящее время антенна FD4 работает в любительских диапазонах 80, 40, 20, 17, 12, 10 м. Уменьшенная версия FD3 (6,6 + 13,6 = 20,2 м) перекрывает диапазоны 40, 20, 10 м.

Эта антенна безупречна, несмотря на питание по коаксиальному кабелю и улучшенное подавление поверхностных волн. Ее не без оснований считают источником высших гармоник и помех телевидению.

Антенна Виндома с асимметричным питанием ведет себя как паразитный излучатель (излучает подобно антенному противовесу в аналогичной ситуации).

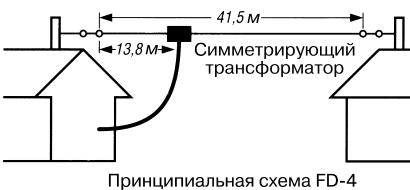


Рис. 10.16. Многодиапазонная антенна Виндома с питанием по коаксиальному кабелю типа FD4

Такая антенна, как и вибраторная или антенна Inverted Vee, допускает монтаж с изломом между лучами, что экономит площадь земли.

Версия FD4, которая отличается легкостью, жесткостью и погодной стойкостью, получила широкое распространение в служебной связи. Исчерпывающие теоретические и практические сведения об антеннах Виндома можно найти в [6].

Сдвоенные антенны Виндома

Чтобы распространить действие четырехдиапазонной антенны Виндома на 15-метровый диапазон, радиолобитель DJ2KY [15] параллельно обычной многодиапазонной конструкции длиной 41,5 м подключил отдельную антенну Виндома для работы на 15 метрах. Так появилась сдвоенная антенна Виндома, показанная на рис. 10.17а. Как правило, 15-метровая добавка выполняется в виде тупоугольной V-образной антенны с синтетическими оттяжками между землей и концами проводников. При этом угол раствора между обоими лучами должен быть не менее 100°.

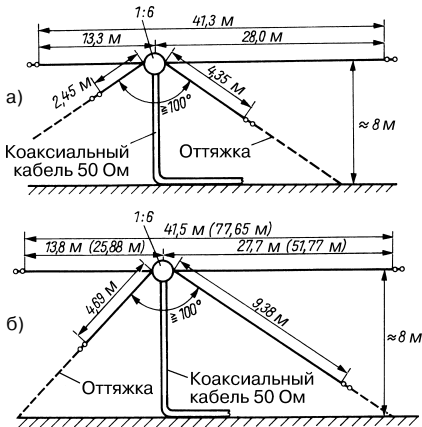


Рис. 10.17. Сдвоенная антенна Виндома: а – на пять диапазонов (10, 15, 20, 40 и 80 м); б – всдиапазонная на восемь или девять диапазонов (в скобках – 9-диапазонный вариант)

Этот и последующие варианты питались по коаксиальному 50-омному кабелю произвольной длины через симметрирующий трансформатор 1:6. При 75-омном кабеле выбирают коэффициент трансформации 1:4, так как входное сопротивление составляет около 300 Ом. Размеры элементов антенны приходится уточнять в зависимости от ее конструктивной высоты и местного окружения. Версия с указанными параметрами хорошо проявила себя при работе в пяти диапазонах.

После того как радиолюбителям разрешили работать в других КВ диапазонах, естественно было применить сдвоенные антенны Виндома и в новых частотных областях. С этой задачей успешно справились операторы DJ7SH и DL1BVC [16]. Как видно из рис. 10.17б, дополнительная антенна Виндома рассчитана на резонанс в диапазоне 30 м, но выполняются и условия резонанса высших гармоник для 15-метрового диапазона. Кроме того, измерения выявили хорошую согласованность ($K_{СВ} < 1,5$) в процессе эксплуатации антенной системы в 17- и 12-метровом диапазонах. Таким образом, данная сдвоенная антенна Виндома обеспечивает успешную работу в восьми любительских КВ диапазонах. В указанном варианте исполнения дополнительная Виндом-антенна V-образной формы также должна устанавливаться под углом не менее 100° и натягиваться синтетическим фалом

изолятором. Посредством изменения угла раствора удастся тонко подстраивать антенну в целом на последней стадии монтажа. Коаксиальный кабель фидера должен быть проложен от точки ввода питания отвесно к земле, иначе расстраивается вся антенная система. Конструктивная высота образцової антенны над грунтом составляет 8 м. Питание осуществляется через трансформатор 1:6 на кольцевом сердечнике по 50-омному коаксиальному кабелю. График КСВ свидетельствует о том, что в частотной области всех восьми диапазонов величина КСВ не превышает 1,5.

В ходе дальнейшего развития сдвоенной антенны Виндома для работы во всех девяти радиолюбительских КВ диапазонах [17] был добавлен 160-метровый диапазон. Длину первоначальной антенны пришлось увеличить до 77,65 м с целью обеспечения условий полуволнового резонанса (размеры в скобках на рис. 10.17б). Дополнительная Виндом-антенна осталась прежней, и для всех девяти диапазонов $K_{СВ} < 1,5$. Конструктивная высота данной антенны также равна 8 м, более короткий луч основной антенны (25,88 м) проходит под углом 90° , так что эта часть в плане имеет Г-образную форму. При достаточной площади предпочтительнее развернутое размещение антенны на большей высоте.

Расширение FD4 как сдвоенной антенны Виндома на все диапазоны WARC (World Administrative Radio Conference) описано оператором DL8HBE [18]. Длина лучей антенны для этих диапазонов составляет $5,4 + 11,2 = 16,6$ м.

Сдвоенные антенны Виндома до сих пор остаются полем для эксперимента. Местные условия вынуждают модифицировать опубликованные конструкции, в связи с чем в разделе 10.2.6 приводится ряд основных рекомендаций. Никакие утверждения об усилении и диаграммах направленности не могут быть одинаково справедливыми для разных диапазонов. Вследствие взаимного влияния окружения антенны, ее конструктивной высоты и состояния грунта проявляются самые невероятные факторы. В большинстве высокочастотных диапазонов сдвоенная антенна Виндома эквивалентна длиннопроводной. Для характерных частот диапазонов (80 или 160 и 30 м) такую антенну справедливо приравнять к полуволновому вибратору. Сама возможность сравнительно малыми усилиями реализовать действительно всдиапазонный режим

работы гарантирует популярным антеннам Виндома дальнейшее совершенствование.

Оператор DF4UW экспериментально установил [19], что сдвоенная антенна Виндома наряду с восемью ожидаемыми резонансами в любительских диапазонах обладает множеством побочных. Следовательно, присутствует протяженный спектр высших гармоник, которые порождают помехи радио- и телевидению. Поэтому настоятельно рекомендуется работать с антенной через фильтр нижних частот при граничной частоте около 30 МГц (см. главу 30 тома 2).

10.2.3. Согласованный трехдиапазонный вибратор

Построить простую, компактную антенну на диапазоны 10, 20 и 40 м нетрудно, если есть возможность опустить ее настолько, чтобы сделать доступным вход для питания. С необходимостью опускания антенны стоит смириться, если излучатель, представленный на рис. 10.18, пригоден для всех трех диапазонов и хорошо согласуется с коаксиальным фидером произвольной длины.

В 40-метровом диапазоне антенна работает как обычный полуволновый вибратор с лучами длиной по 10,1 м. В этом диапазоне коаксиальный кабель подключается в точках AA с входным сопротивлением 60 Ом. Разомкнутая двухпроводная линия длиной 5,2 м практически не влияет на резонансные свойства и излучательные параметры антенны в 40-метровом режиме.

При переходе к 20-метровому диапазону коаксиальный кабель подключается в точках CC на нижнем конце двухпроводной линии. В этом случае половинки излучателя образуют симметричный волновый вибратор с высокоомным входом (пучность напряжения). Двухпроводная линия длиной 5,2 м для 20-метровой волны служит четвертьволновым трансформатором (раздел 6.5), где импеданс в точках CC сводится к 60 Ом. Для линии передачи с параллельными проводами волновое сопротивление

принимается равным 500–600 Ом, что соответствует диаметру проводников 1,5 мм и промежутку между ними 70 мм (см. рис. 5.4).

В режиме 10-метрового диапазона на излучателе укладываются четыре полуволны, а диаграмма направленности имеет нулевую точку на нормали к оси проводника – там, где в 40- и 20-метровом диапазонах находился главный луч (возмущениями вследствие внешних условий пренебрегаем). Кроме того, в данном режиме узел тока приходится на точки AA (высокое сопротивление). Благодаря подключению коаксиального кабеля в точках ВВ двухпроводная линия превращается в четвертьволновый трансформатор для 10 м, причем неиспользуемый открытый отрезок между ВВ и СС не оказывает никакого влияния.

Чтобы отыскать и пометить оптимальное положение мест подключения ВВ и СС, антенну настраивают, начиная с 10-метрового диапазона. Коаксиальный кабель подсоединяют приблизительно посередине двухпроводной линии и, меняя положение контактов на линии, находят точку с минимальным КСВ, значения которого определяют по показаниям рефлектометра в цепи коаксиального кабеля. Аналогичная настройка выполняется и для участка СС. Обычно оптимум располагается чуть выше конца двухпроводной линии.

Поскольку переход от симметричной антенной системы к несимметричному коаксиальному кабелю реализован без промежуточной симметрирующей цепи, существует опасность возникновения поверхностных волн в коаксиальном кабеле и помех радио- и телевидению. Удлинение или укорочение коаксиального кабеля на 1–2 м противодействует этому эффекту.

10.2.4. Согласованный четырехдиапазонный вибратор

В описанных выше антеннах можно найти такую точку на проводнике, в которой полное сопротивление почти одинаково в нескольких диапазонах. В этом месте излучатель

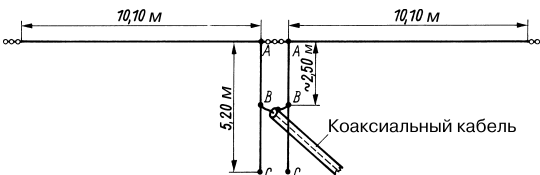


Рис. 10.18. Трехдиапазонный вибратор

отделяется и подключается фидер с волновым сопротивлением, приблизительно равным полному входному сопротивлению антенны в найденной точке.

Аналогичный способ применяют и к разомкнутому четвертьволновому шлейфу. К центральному клеммам питания полуволнового вибратора, рассчитанного на самую низкую рабочую частоту, подключается разомкнутая четвертьволновая линия (рис. 10.19). Если полуволновый вибратор настроен в резонанс в 80-метровом диапазоне, почти гармонический резонанс существует и в диапазонах 40, 20 и 10 м. Разомкнутая четвертьволновая линия одновременно служит полуволновой линией для 40 м, волновой линией для 20 м и двухволновой линией для 10 м. На этой разомкнутой двухпроводной линии имеется точка, где полное сопротивление для всех указанных любительских диапазонов составляет 300 Ом (см. раздел 6.6). Здесь можно подключать фидер произвольной длины с волновым сопротивлением 300 Ом и питать антенну, приблизительно соблюдая требования по импедансам во всех диапазонах. Теория и практика указывают на то, что точка подключения фидера отстоит от клемм питания излучателя на треть длины шлейфа.

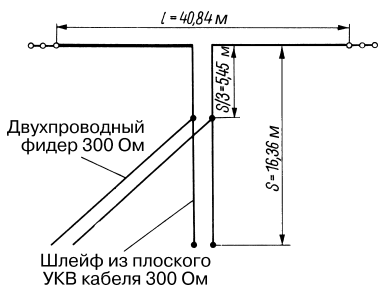


Рис. 10.19. Четырехдиапазонный вибратор

Шлейф и фидер изготавливаются из плоского УКВ кабеля. В этом случае надо учитывать коэффициент укорочения кабеля четвертьволновой линии. В случае стандартного плоского УКВ кабеля с волновым сопротивлением 240 Ом коэффициент $V = 0,8$, так что длина шлейфа составит $0,8 \times \lambda/4$.

Вместо 300-омного фидера можно использовать коаксиальный кабель, если к отводам шлейфа подключить симметрирующий трансформатор 6:1 на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.7.3).

При размерах, указанных на рис. 10.19, в начале 80-метрового диапазона (3500 кГц) КСВ составляет 1,8 и возрастает в конце до 4. В 40-метровом диапазоне согласование превосходит и КСВ не превышает 1,5. В области 14000–14200 кГц КСВ по-прежнему меньше 2. Однако излучатель продолжает прилично работать и в диапазоне 15 м, где КСВ всюду меньше 2,5. В 10-метровом диапазоне при 29500 кГц наблюдается хорошо выраженный резонанс, при котором КСВ убывает до 1,2, но возрастает до 2,5 в конце и до 3 в начале этого диапазона.

Всediaпазонные антенны с согласованным фидером – это всегда компромисс, и, как представляется, компромисс выгодный. Впрочем, надо учитывать, что в диапазонах 20, 15 и 10 м на диаграммах направленности появляется все больше провалов и меняется направление главного луча.

10.2.5. Многодиапазонный вибратор

(V. D. London, J. D. Reid – британский патент № 460570 с приоритетом США от 1934 г.)

Весьма привлекательное решение, позволяющее настроить полуволновый вибратор в резонанс сразу в нескольких диапазонах, состоит в том, чтобы на каждый требуемый диапазон выделить по одному резонансному вибратору, соединить клеммы питания вибраторов и возбуждать их через общий коаксиальный кабель. Подобные вибраторные блоки известны с 1937 г. Промышленные образцы по принципу параллельных вибраторов работают совместно со специальной линией передачи, причем самый длинный выполняется из легированной стали, отличающейся особой прочностью на растяжение, и несет на себе остальные вибраторы. Последние, подобно широкому сетевому кабелю для скрытой проводки, заделываются в общий диэлектрик параллельно друг другу.

Очевидно, что столь плотная упаковка вибраторов в сочетании с общим питанием уже не позволяет рассчитывать полуволновые резонансы каждого из них в отдельности по общеизвестным выражениям (10.1). Клоде (Claudet), установивший это в ходе длительных экспериментов, выявил следующие тенденции [20].

Если два расположенных рядом вибратора разной длины включить параллельно по схеме, изображенной на рис. 10.20а, произойдет явное электрическое укорочение

меньшего из них (возрастет резонансная частота), тогда как больший электрически удлинится (резонансная частота снизится).

На рис. 10.20а представлен пример из опытов Клоде, относящийся к блоку из двух вибраторов для 20 м ($f_{рез} = 14,0$ МГц) и 10 м ($f_{рез} = 28,8$ МГц). Чтобы снизить их взаимное влияние, концы 10-метрового вибратора отведены от 20-метрового на 450 мм, однако клеммы питания расположены рядом. Сначала вибраторы рассчитывались по уравнению (10.1) – найденные размеры указаны в скобках. Выяснилось, что вибратор диапазона 20 м оказался слишком длинным для резонанса, тогда как вибратор на 10 м был слишком короток. Лишь после удлинения вибратора 10-метрового диапазона с 4,94 до 5,19 м при одновременном укорачивании второго от 10,04 до 9,91 м удалось добиться резонанса в обоих диапазонах. Стоит также заметить, что 20-метровый вибратор при длине 10,04 м, рассчитанной по уравнению (10.1), настроившись в резонанс на частоте 14,175 МГц, а укорочение до 9,91 м снизило резонансную частоту до 14,0 МГц. Нетрудно посчитать, что тот же вибратор при дальнейшем укорачивании до 9,79 м вернется к прежней резонансной частоте 14,175 МГц.

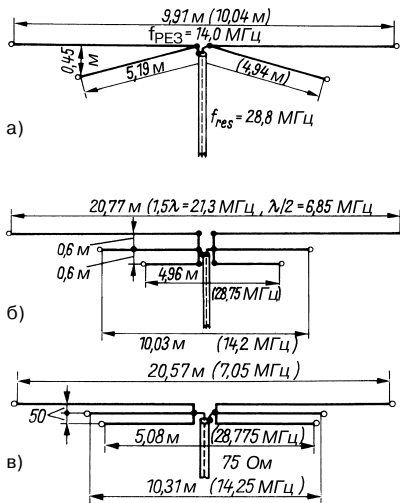


Рис. 10.20. Блок вибраторов: а – влияние межвибраторной связи на резонансную частоту; б – четырехдиапазонная антенна с блоком вибраторов G3ESP; в – четырехдиапазонная антенна с блоком вибраторов G1AJTF

Из этого примера следует равенство сумм длин вибраторов, рассчитанных по уравнению (10.1) и исправленных ($10,04 + 4,94 = 9,97 + 5,19 = 14,98$ м). Следовательно, уравнение (10.1) пригодно для расчета длины вибраторов в составе блока, надо лишь ввести поправочные множители 0,975 для вибратора диапазона 20 м и 1,051 – для 10 м.

Задача чрезвычайно усложняется, когда речь идет о блоке из трех и более вибраторов. Здесь еще требуются экспериментальные исследования.

По-видимому, описанные трудности с расчетом параметров не возникают в случае многодиапазонного вибратора, разработанного G3ESP [21], – см. рис. 10.20б. Здесь длины строго соответствуют известным расчетным соотношениям. В данной конфигурации вибраторы проложены параллельно друг другу с шагом 600 мм, и, что особенно важно, клеммы их питания располагаются с таким же интервалом. Фидер подключен к среднему вибратору. В качестве распорок G3ESP применил деревянные полоски с пропиткой, но лучше заменить их профилями из синтетического материала. Средний вибратор выполнен из медного канатика с синтетическим покрытием, а остальные – из голого провода диаметром 2 мм (твердая медь).

Самый длинный вибратор с размахом 20,77 м служит излучателем на $3\lambda/2$, рассчитанным для 15-метрового диапазона. Поэтому его входное сопротивление несколько выше сопротивления полуволнового вибратора. Некоторая рассогласованность почти незаметна при питании через 75-омный коаксиальный кабель.

Для работы в полуволновом режиме в диапазоне 40 м такой вибратор длинноват (резонансная частота составляет 6,85 МГц). Когда в указанном диапазоне важна эффективность, вибратор укорачивают до 20,21 м (резонансная частота равна 7,05 МГц). Если при этом требуется сохранить хорошее согласование в диапазоне 15 м, DL7AB рекомендует добавлять компактные катушки к точкам расположения внешних пучностей тока, электрически удлиняющие излучатель для 15-метрового диапазона (см. раздел 11.3). С вибраторами на 20 и 10 м никаких трудностей не возникает. G3ESP не предусматривает подключение симметрирующего преобразователя к клеммам питания. При необходимости здесь вводится дроссель на коаксиальном кабеле (см. «Кабельный дроссель» из раздела 7.4.2) или

симметрирующий трансформатор 1:1 на кольцевом сердечнике.

Оператор G14JTF разработал четырехдиапазонный вариант блока параллельных вибраторов с шагом между ними всего 50 мм (конфигурация и размеры приведены на рис. 10.20в). Антенну следует устанавливать на 10 м выше грунта. Она работает даже в 15-метровом диапазоне при КСВ = 1,8 во всей частотной области. Для применения в телеграфии требуется удлинить 20-метровый вибратор до 10,46 м (резонансная частота составляет 14,05 м), а 10-метровый – до 5,2 м (резонансная частота равна 28,1 м). Расчетные формулы отдельных вибраторов разные и для верхнего, среднего и нижнего вибраторов соответственно имеют следующий вид:

$$l_m = \frac{145,02}{f_{\text{МГц}}} \quad (10.6)$$

$$l_m = \frac{146,9}{f_{\text{МГц}}} \quad (10.7)$$

$$l_m = \frac{146,18}{f_{\text{МГц}}} \quad (10.8)$$

Эти выражения справедливы только для параллельных вибраторов с промежутком 50 мм, находящихся на строительной высоте около 10 м. При меньшей высоте антенны резонансные частоты убывают, что требует соответствующего укорачивания вибраторов.

Образец такой антенны питался через 75-омный плоский кабель. По опыту известно, что его с успехом заменяет 75-омный коаксиальный кабель, а при необходимости к нему можно добавить симметрирующий трансформатор 1:1 на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.3.1).

10.2.6. Многодиапазонная антенна G5RV

Эта известная многодиапазонная антенна, созданная Л. Варни (L. Varney, G5RV) еще в 1946 г., была опубликована значительно позже [23]. Она является потомком симметричной антенны длиной 31 м с согласующей линией в 25 м, описанной в 1935 г. А. Коллинзом и Л. М. Крофтом (L. M. Croft). Продавалась она также в виде набора, но не нашла широкого применения из-за слишком высокой цены и сложности сборки.

Только антенна G5RV обеспечила легкую сборку и низкий уровень стоячих волн в фидере благодаря превращению согласующей линии в полуволновый трансформатор 1:1 и приданию ей формы двухпроводной линии с воздушной изоляцией и распорками. Однако для многодиапазонного режима по-прежнему необходимо антенное согласующее устройство [9].

Варни [28] вновь исследовал применимость антенны G5RV в диапазонах, недавно разрешенных WARC. При рассмотрении принципов действия антенны исходят прежде всего из режима работы в 20-метровом диапазоне. На горизонтальной части длиной 31,2 м укладываются три полуволны (рис. 11.5), причем в геометрическом центре наблюдается пучность тока. Там активное сопротивление, зависящее от строительной высоты, оказывается близким к 100 Ом. Поскольку при возбуждении излучателя высшими гармониками резонансную длину определяют по уравнению (11.1), обратным счетом получаем оценку резонансной частоты 14,2 МГц. Подключенная трансформирующая линия в соответствии с ее длиной также находится в полуволновом резонансе при 14,2 МГц. С учетом коэффициента укорочения $V \approx 0,975$ (линия передачи из двух параллельных проводов с воздушной изоляцией и распорками – см. раздел 5.1.2) ее геометрическая длина составляет 10,3 м. Так как полуволновая линия передает входной импеданс на свой выход в соотношении 1:1, там получится активное (действительное) сопротивление 100 Ом на частоте 14,2 МГц. Для 75-омного кабеля, подключенного к точкам XX, КСВ составит лишь 1,33. Нетрудно пересчитать длину и для других резонансных частот 20-метрового диапазона.

Наличие трех полуволн в горизонтальной части приводит к дроблению горизонтальной диаграммы направленности и появлению четырех главных и двух боковых лепестков.

В 10-метровом диапазоне на горизонтальной части укладывается чуть больше шести полуволн, и потому верхняя точка подключения трансформирующей линии оказывается высокоомной. При избыточности длины горизонтальной части ее электрическая длина составляет $5\lambda/4$, то есть является нецелочисленной и, следовательно, трансформирующей. Поэтому вход XX оказывается высокоомным, так что требуется блок настройки антенны.

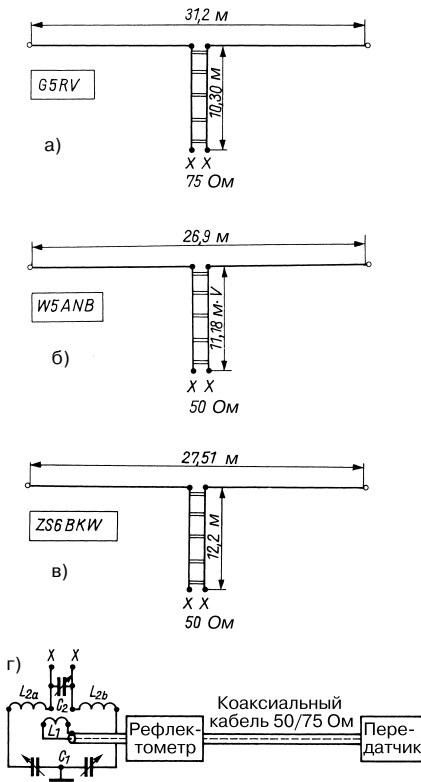


Рис. 10.21. Многдиапазонные антенны G5RV: а – исходный вариант G5RV; б – исполнение по образцу W5ANB; в – исполнение по образцу ZS6BKW; г – пример подходящей схемы согласования

Благоприятными условиями согласования характеризуется 12-метровый диапазон. Здесь на горизонтальной части укладывается пять полуволн и линия-трансформатор подключается в пучности тока, так что в точках XX вероятно активное входное сопротивление величины 90–100 Ом.

В режиме 15-метрового диапазона горизонтальную часть занимают приблизительно 2,5 волны. В соответствии с распределением напряжения линия-трансформатор подключается в пучности тока, а вход XX приходится на узел тока и потому отличается высоким сопротивлением. Здесь также нужно применять блок настройки антенны.

В диапазоне 17 м применяется двухволновый вибратор, синфазно возбуждаемый в своей средней части. Вход XX является

высокоомным; требуется обеспечить входное сопротивление 75 Ом с помощью согласующего блока.

В 30-метровом диапазоне работают с волновым вибратором, синфазно возбуждаемым в своей средней части в узле тока. Длина линии-трансформатора не отвечает условиям резонанса, и на входе XX имеется реактивное сопротивление. Поэтому и в данном случае для 30-метрового диапазона необходим блок настройки антенны.

Условия 40-метрового диапазона аналогичны. Горизонтальная часть длиной 31,2 м дополняется до волнового вибратора отрезком линии длиной 4,87 м из пары параллельных проводов. Остальная часть этой линии создает емкостное реактивное сопротивление на входе XX, в силу чего здесь также применяют блок настройки антенны.

В 80-метровом диапазоне антенна эквивалентна укороченному полуволновому вибратору. Недостающую для резонанса длину 5,18 м обеспечивает соответствующий отрезок линии из пары параллельных проводов. Оставшийся отрезок линии создает индуктивное реактивное сопротивление на входе XX. Таким образом, блок настройки антенны необходим и для 80-метрового диапазона.

Методы настройки укороченных или удлиненных полуволновых вибраторов близки соответствующим приемам работы с элементами трехдиапазонной остронаправленной антенны G4ZU (см. раздел 18.1).

Реактивные сопротивления на входе антенны устраняют с помощью LC-цепочек, подключаемых в точке XX. На рис. 10.21г изображена схема цепочки, а ее параметры приведены в табл. 10.3. С помощью подобных цепей коаксиальный кабель фидера согласуется в любом диапазоне. Наличие стоячих волн контролируют рефлектометром в цепи фидера. Практика показала, что при переходе от линии-трансформатора, симметричной относительно земли, к несимметричному коаксиальному кабелю симметрирующий трансформатор не нужен. Поверхностные волны во внешнем проводнике коаксиального кабеля подавляются с помощью дросселя на коаксиальном кабеле (см. «Кабельный дроссель» из раздела 7.4.2).

Параметры согласующей линии-трансформатора:

- 400/600 Ом – двухпроводная линия «куриный насест» 10,4 м;

Таблица 10.3. Параметры схемы согласования (рис. 10.21г)

Любительский диапазон, м	Катушка L ₁ , витки	Катушка L ₂ , витки	Диаметр катушки, мм	Шаг намотки, мм
80	4–5	17+17	65	0
40	3	9+9	65	0
30	3	7+7	65	0
20, 17	3	5+5	60	3
15, 12, 10	1	4+4	45	6

- 450 Ом – плоский (ленточный) кабель, 9,3 м;
- 300 Ом – плоский (ленточный) кабель, 8,8 м.

Антенна G5RV поставляется, в частности фирмами Англии (Bricomm) и США (Radio Works, QuickKit), с размерами:

- удвоенная длина (1,8–28 МГц):
 - антенна – 62,5 м;
 - согласующая линия – 18,6 м;
- нормальная длина (3,5–28 МГц):
 - антенна – 31,3 м;
 - согласующая линия – 9,3 м;
- половина длины (7–28 МГц):
 - антенна – 15,6 м;
 - согласующая линия – 4,6 м;
- четверть длины (14–50 МГц):
 - антенна – 7,8 м;
 - согласующая линия – 2,3 м.

Антенна W5ANB

Эта антенна является вариантом G5RV [29], ее размеры приведены на рис. 10.21б. Она применяется в диапазонах 40, 17 и 10 м без антенного согласующего блока. Входное сопротивление в точке XX составляет 50 Ом. Обеспечено прекрасное согласование по всем частотным областям диапазонов 40 и 17 м ($K_{CB} < 2$). В диапазоне 10 м минимальный $K_{CB} = 1,1$ приходится на 29,3 МГц, а частотная область применения (где значение K_{CB} остается меньше 2) простирается от 29,0 до 29,6 МГц. Используется 300-омная трансформирующая линия.

Многодиапазонная антенна ZS6BKW

На основе G5RV Б. Остин (B. Austin) создал антенну ZS6BKW на пять диапазонов.

Она обходится без антенного согласующего блока, а сопротивление на ее входе XX является чисто активным и составляет около 50 Ом. Антенна, разработанная с помощью компьютерной программы в сочетании с контрольными измерениями, подробно описана в [21]. Ее оптимальные размеры приведены на рис. 10.21в.

И в этом случае удобным решением проблемы трансформатора была сочтена самодельная линия из параллельных проводов с волновым сопротивлением 400 Ом. Она изготавливается в соответствии с данными, приведенными в разделе 5.1.2, причем для расчета волнового сопротивления в зависимости от расстояния между проводами и их диаметра используются уравнения (5.2) и (5.3). Для ZS6BKW были установлены, в частности, диаметр проводов 1,63 мм, расстояние между ними 23 мм и коэффициент укорочения $V = 0,9$.

Горизонтальная часть антенны подвешивалась на различных расстояниях от грунта. Наилучшее входное сопротивление удалось получить при высоте антенны 13 м, но и на высоте 7 м сопротивление оставалось вполне удовлетворительным. Допустимо монтировать антенну V-образной формы, пользуясь 12-метровой мачтой, но при этом вследствие концевых эффектов сужаются частотные области. Подробности приведены в [31].

Антенну ZS6BKW можно эксплуатировать с 300-омным плоским кабелем, однако тогда ее габариты становятся иными [31]: антенна – 28,1 м, согласующая линия – 11,2 м.

В силу вышеизложенных причин совершенно необходим трансформатор симметрии. Возможные поверхностные волны в коаксиальном кабеле устраняются дросселем на этом кабеле. Антенна непригодна для работы в диапазонах 15 и 30 м.

10.2.7. Вибраторы с запирающим контуром

(Н. К. Morgan – патент США № 2229856, 1938 г.)

Последовательный или параллельный колебательные контуры, встроенные в антенну, упоминались в патенте США уже в 1934 г. [32]. Антенна с запирающим контуром в современном виде запатентована в 1938 г., а в 1940 г. информация о ней опубликована в журнале Electronics [33].

Антенна W3DZZ

Антенна привлекла внимание радиолобителей, лишь когда Ч. Л. Бьюкенен (С. L. Buchanan, W3DZZ) в 1955 г. в журнале QST (США) сообщил о созданной им всдиапазонной антенне с единственным запирающим контуром в каждом из ее плеч.

После войны в Англии П. Дж. Шьерс (P. G. Shears, G8KW) по тем же принципам разработал всеволновый вибратор с запирающим контуром, а фирма KW Electronics Ltd. продает эту антенну с 1956 г. под названием G8KW Multiband Trap-dipole.

Такие антенны до сих пор остаются излюбленными в качестве многодиапазонных. Английским словом «trap» (ловушка), называют параллельный резонансный контур, встроенный в антенную линию. Он служит запирающим контуром для резонансной частоты. На частотах ниже резонансной контур действует как последовательная индуктивность, а выше – как последовательная емкость. Рис. 10.22 поясняет принцип действия антенны.

Запирающие контуры в проводнике антенны настроены на резонансную частоту 7,05 МГц. Внутренние отрезки плеч вибратора длиной по 10,07 м находятся в полуволновом резонансе с частотой 7,05 МГц, так что запирающие контуры с такой же резонансной частотой играют роль изоляторов, а внешние отрезки плеч вибратора «остаются не у дел». При возбуждении вибратора на частоте 3,5 МГц резонанс отсутствует и контур перестает быть изолятором. Теперь он действует чисто индуктивно как удлиняющая катушка

и электрически удлиняет внешний отрезок настолько, что излучатель в целом отвечает условиям резонанса полуволнового вибратора на частоте 3,5 МГц. В высокочастотных любительских диапазонах длина излучателя составляет около $1,5\lambda$ для 20 м, $2,5\lambda$ для 15 м и $3,5\lambda$ для 10 м. Расчет электрической длины проводников по уравнению (11.1) показывает, что при возбуждении высшими гармониками они оказываются слишком длинными для резонанса в 20-метровом диапазоне и, напротив, слишком короткими в 15- и особенно в 10-метровом диапазонах. Избыток длины на 20 м в значительной степени компенсируется запирающим контуром, поскольку на частотах выше резонансной он ведет себя как электрически укорачивающая емкость. По этой же причине проводники вибратора, и без того укороченные, становятся еще короче в диапазонах 15 и 10 м. Как показала практика, никакие комбинации параметров антенны не позволяют одновременно привести все три резонанса излучателя к середине диапазонов.

Встроенные в проводники антенны запирающие контуры служат не только отличительным признаком антенны W3DZZ, но и мерой ее работоспособности. Здесь важны высокая добротность контуров и их температурная стабильность. Не следует забывать, что на открытом воздухе контуры подвергаются сильным колебаниям температуры, а это влияет на резонансную частоту. Случается, что W3DZZ функционирует лишь в определенном интервале температур и выходит из строя при сильных ее изменениях, поэтому перед окончательной сборкой необходимо обеспечить температурную компенсацию. С данной целью в контуре применяют катушку с небольшим положительным температурным коэффициентом индуктивности и конденсатор с противоположной температурной зависимостью. Для уверенной компенсации влияния температуры часто приходится использовать несколько конденсаторов с разными температурными коэффициентами емкости. При этом нужно, чтобы суммарная емкость конденсаторов равнялась расчетной величине. Об успешности температурной

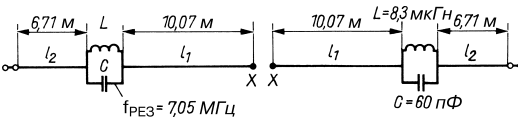


Рис. 10.22. Антенна W3DZZ

компенсации судят, измеряя резонансную частоту при нагреве и охлаждении контура и корректируя ее температурный ход. Частота параллельного резонансного контура измеряется с помощью поглощающего частотомера с транзисторным генератором под контролем калиброванного приемника или электронно-счетного частотомера.

Высококачественную катушку изготавливают из свободно уложенного посеребренного медного провода диаметром 2 мм. Конденсатор заделывают в полистироловую трубку и герметизируют полистироловым клеем. Желательно весь контур разместить в изолирующем защитном корпусе, для чего подойдет бытовая пластиковая посуда.

На запирающих контурах падает высокое напряжение, поэтому рекомендуется применять конденсаторы высокой электрической прочности с напряжением пробоя не ниже 3, а лучше – 5 кВ. Конденсатор можно сделать из отрезка коаксиального кабеля с хорошо известной погонной емкостью. У 50-омного кабеля с полиэтиленовым диэлектриком ($V = 0,66$) она равна 100 пФ/м, у 60-омного – 85 пФ/м и у 75-омного – 67 пФ/м. Точные данные приводятся в спецификациях изготовителя. Берется отрезок кабеля, длина которого соответствует необходимой емкости, один его конец включается параллельно катушке, а другой остается свободным, причем внутренняя жила не соединяется с экраном. Такой кабельный конденсатор может свободно висеть, но лучше привязать его параллельно одному из проводников антенны, к концу которого припаивается экран кабеля.

Способ изготовления высококачественного запирающего контура целиком из коаксиального кабеля (рис. 10.23) описан оператором W3JIP [35]. В варианте, изображенном на рис. 10.23а, вместо конденсатора использован отрезок коаксиального кабеля, а индуктивность обеспечивается обычной катушкой. Ее также можно заменить определенным завитым отрезком коаксиального кабеля, поскольку большая площадь его внешнего проводника гарантирует высокую добротность катушки. Внутренняя жила кабеля не влияет на индуктивность, но при соответствующем включении образует емкость контура. Такой вариант параллельного резонансного контура приводится на рис. 10.23б; его достоинствами являются температурная стабильность, высокая электрическая прочность и приличная добротность контура.

Как видно из рис. 10.23б, проводник катушки в виде экрана кабеля включается

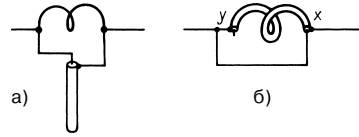


Рис. 10.23. Варианты запирающего контура из коаксиального кабеля: а – кабель в качестве емкости контура; б – кабель в качестве емкости и индуктивности

между точками х и у. Внутреннюю жилу с левой стороны оставляют свободной и тщательно изолируют для предотвращения пробоя высоким напряжением; ее правый конец соединяют с точкой х. Автор использовал 50-омный коаксиальный кабель типа RG58/U, навитый без натяга на трубку из полиэтилена диаметром 38 мм. После заделки концов запирающий контур помещают в защитную оболочку (например, из силиконовой резины). Табл. 10.4 поможет воспроизвести антенну. Тонкая подстройка осуществляется смещением витков обмотки.

С ростом популярности всдиапазонной антенны W3DZZ увеличивается и число попыток сконструировать «идеальную» антенну с запирающим контуром путем ее целенаправленных изменений. В табл. 10.5 приведена сводка различных параметров таких антенн, составленная по материалам любительских публикаций. В них ничего не говорится об условиях и методах измерений, и потому не стоит переоценивать эти данные. Тем не менее в данной сводке есть и полезные сведения о многодиапазонных антеннах с контурами-«ловушками».

Из табл. 10.5 явно следует, что все конструкции с $l_1 < 10$ м (№ 4–9) предназначены для применения в странах второго региона, поскольку там разрешено пользоваться 80-метровым (3500–4000 кГц) и 40-метровым (7000–7300 кГц) диапазонами.

Таблица 10.4. Параметры запирающего контура из коаксиального кабеля

Любительский диапазон, м	Число витков	Длина катушки, мм
40	123/4	75
30	93/4	60
20	63/4	45
17	53/4	35
15	5	35
12	41/2	30
10	33/4	30

Таблица 10.5. Сводка параметров многодиапазонных антенн

№ №	l ₁ , м	l ₂ , м	L, мкГн	C, пФ	Резонансные частоты антенн, МГц				
					3,7	7	14	21	28
1	10,07	6,71	8,3	60	3,7	7,05	14	21,2	>30
2	10,1	6,75	8,3	60	3,7	7	13,75	21,2	30,2
3	10	6,57	8,3	60	3,68	7,03	?	21,6	>30
4	9,75	6,93	8,2	60	3,75	7,2	14,15	?	29,5
5	9,76	6,71	8,2	60	3,74	7,2	14,15	21,4	30
6	9,76	6,71	8	65	3,7	7,2	14,1	21,5	30
7	9,76	6,71	5,8	85	3,85	7,28	14	21,4	29,8
8	9,76	6,4	5	100	3,9	7,25	14,1	21,5	29,9
9	9,76	6,71	4,6	102	3,92	7,24	13,8	21,35	29,9

Для Европы (первый регион) частотные области этих диапазонов сужены и параметры № 1–3 более благоприятны.

В 10-метровом диапазоне все варианты страдают «внешними дефектами», так как резонанс соответствует высокочастотному краю диапазона или даже выходит за его пределы. Причина этого понятна из рис. 10.24д: действующая здесь емкость колебательного контура С в данном режиме приурочена к узлу тока; излучатель, чья длина недостаточна и без «ловушки», становится еще короче, и при резонансе посередине диапазона

возникает реактивная составляющая емкости (показана пунктиром). Посредством соответствующего удлинения l₂ можно вернуть резонанс к середине диапазона. Как свидетельствуют данные табл. 10.5, такая мера недостаточно действенна, поскольку даже при большей длине проводника антенны резонанс оказывается далеко от середины диапазона. Существенное же удлинение проводника одновременно вывело бы резонанс при 14 МГц за пределы диапазона в сторону 13 МГц. Радиоловитель G6LX предложил наращивать проводник l₂ = 6,71 м

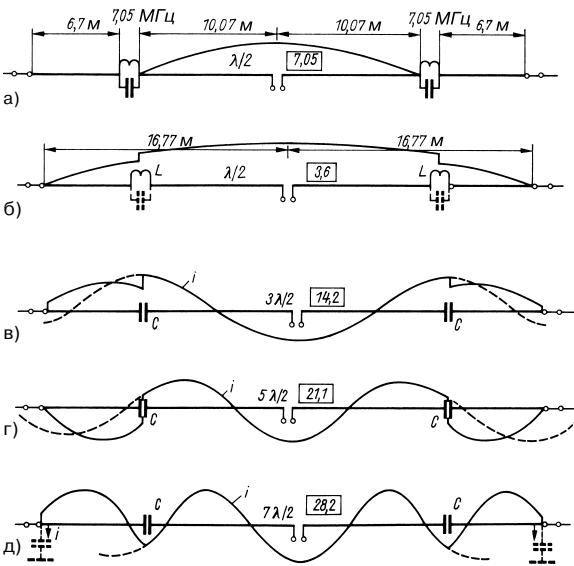


Рис. 10.24. Распределение тока в антенне W3DZZ: а, б и в – соответственно 40-, 80- и 20-метровые полуволновые вибраторы на 1,5 λ; г – 15-метровый вибратор на 2,5 λ; д – 10-метровый вибратор на 3,5 λ

вторым проводником длиной 7,7 м, как это сделано в блоке вибраторов на рис. 10.20а.

Условия 15-метрового диапазона относительно благоприятны, так что иногда даже говорят о «широком резонансе» (рис. 10.24б). Но и здесь резонансы чаще всего выходят за верхнюю границу диапазона (табл. 10.5), поэтому некоторое удлинение l_2 будет полезным. Увеличение емкости C при одновременном уменьшении индуктивности L не решит проблемы; в этом случае 80-метровый резонанс выйдет за пределы диапазона для региона 1 (табл. 10.5, № 7–9), так как эффект удлинения от уменьшенной катушки контура окажется недостаточным.

При определении длины излучателя на частоте 14,2 МГц по уравнению (11.1) можно сделать вывод: антенна оказывается на 3 м длиннее, чем требуется для резонанса на отрезке $3\lambda/2$. Это следует и из рис. 10.24в (распределение тока выделено пунктиром). Укорочение за счет емкости C не настолько эффективно для всех размеров, чтобы добиваться резонанса в середине диапазона, и потому резонанс частично оказывается вне данного диапазона (табл. 10.5, № 2 и 9).

Итак, есть возможность модифицировать всдиапазонные антенны с запирающим контуром. Однако у всех вариантов есть недостатки: либо хорошие условия для резонанса в диапазонах 10 и 15 м реализуются из-за ухода резонанса 20-метрового диапазона за его пределы, либо параметры для наилучшего согласования в этом диапазоне получаются за счет резонанса в 10- и 15-метровом диапазонах.

Нужно учесть и столь важные факторы, как высота излучателей над грунтом, окружение антенны и проводимость грунта в ее окрестностях, ведь любой из них способен существенно изменить свойства антенны. Поэтому всдиапазонные антенны обычно монтируют на высоте не менее 10 м: лишь в этом случае можно надеяться на приблизительное сохранение расчетных параметров.

Как показывает распределение тока на рис. 10.24, при возбуждении всех диапазонов в пучности тока у полуволновых вибраторов

для диапазонов 80 и 40 м следует ожидать входной импеданс величиной около 60 Ом. В высокочастотных любительских диапазонах происходит возбуждение высшими гармониками и сопротивление излучения в пучности тока растет. Согласно рис. 11.2, оно составляет 100, 120 и 130 Ом в диапазонах 20, 15 и 10 м соответственно.

При питании антенны 75-омным коаксиальным кабелем имеет место почти полное согласование для 80 и 40 м, если излучатель возбуждается на частоте резонанса. В тех же условиях КСВ составляет по меньшей мере 1,73, 1,6 и 1,33 в диапазонах 10, 15 и 20 м. Однако на практике приходится сталкиваться с менее благоприятными значениями из-за несоблюдения условий резонанса. Как уже отмечалось в разделе 5.5.3, рассогласование не слишком длинного фидера влечет за собой умеренные потери. Требуется лишь на выходе передатчика включить согласующий блок, который позволит оконечному каскаду взаимодействовать с чисто активной нагрузкой и благодаря этому отдавать антенне всю мощность.

Для возбуждения симметричной антенны несимметричным коаксиальным кабелем необходим соответствующий симметрирующий преобразователь. В современных всдиапазонных антеннах его функцию чаще всего выполняет симметрирующий трансформатор 1:1 на кольцевом сердечнике.

Многодиапазонная антенна с запирающим контуром HA5DM

Коротковолновик HA5DM разработал многодиапазонную антенну с запирающим контуром по принципу W3DZZ, но в качестве антенны применил петлевой вибратор, для чего потребовалось четыре запирающих контура (рис. 10.25). Размах вибратора достигает 34,5 м, а параллельные проводники проложены на расстоянии 0,3 м от вибратора и зафиксированы с помощью распорок-изоляторов. В запирающих контурах используются индуктивности 6,4 мкГн и емкости 68 пФ, обеспечивающие расчетную резонансную частоту 7,63 МГц.

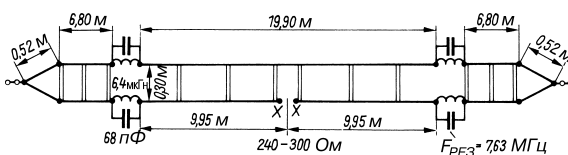


Рис. 10.25. Многодиапазонная антенна с запирающим контуром HA5DM

При соблюдении размеров, показанных на рис. 10.25, и питания произвольно длинным плоским УКВ кабелем с волновым сопротивлением 240–300 Ом условия согласования для всех коротковолновых любительских диапазонов должны быть хорошими. Приводятся следующие оценки КСВ: 1,2 на 3,5 МГц; 1,3 на 7 МГц; 1,5 на 14 МГц; 1,8 на 21 МГц; 2 на 28 МГц. Сведения о положении резонансной частоты в пределах диапазонов отсутствуют. Наличие симметрирующего трансформатора на кольцевом сердечнике позволяет питать эту систему по коаксиальному кабелю (см. раздел 7.3.1).

Трехдиапазонная антенна с запирающим контуром

Трехдиапазонная антенна, сконструированная оператором K2GU, схематически изображена на рис. 10.26. Она не рассчитана на прием 80-метрового диапазона, поэтому ее общая длина составляет лишь 17 м. Проводники по обе стороны от клемм питания имеют длину по 5,08 м и, следовательно, соответствуют полуволновому резонансу на 20 м. Запирающие контуры настроены в резонанс на частоту 14,1 МГц с помощью индуктивности 4,7 мкГн и емкости 27 пФ. Суммарная длина антенны с учетом индуктивности «ловушки» обеспечивает полуволновый резонанс в диапазоне 40 м.

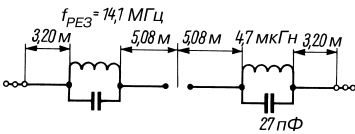


Рис. 10.26. Модификация антенны W3DZZ для трех диапазонов

В 10-метровом диапазоне антенна превращается в полудторавольный вибратор. При этом возникает избыточная длина проводников антенны, что, однако, компенсируется

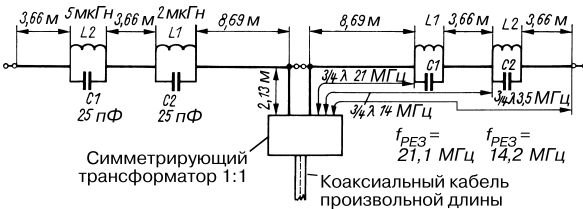


Рис. 10.27. Трехдиапазонная антенна W7QB (размеры указаны для резонансных частот 3, 7, 14,2 и 21,2 МГц)

укорачивающим действием контуров-«ловушек». Если необходимо, та же антенна преобразуется в волновый вибратор 15-метрового диапазона. В таком режиме вход питания становится высокоомным и возникает опасность сильной рассогласованности. В данном случае фидер должен быть изготовлен в виде настроенной линии с электрической длиной, кратной нечетному числу четвертей длины волны.

Рекомендации, относящиеся к антенне W3DZZ, применимы и к описываемой антенне, так как они аналогичны по питанию и конструкции.

Еще одна трехдиапазонная антенна с запирающим контуром предложена оператором W7QB. Как следует из рис. 10.27, ее размах составляет 32,5 м, и для поддержания рабочих режимов в диапазонах 80, 20 и 15 м приходится применять четыре запирающих контура. Необычно то, что внутренние концы вибратора загнуты вниз на 2,13 м, где и находятся клеммы питания. Тем самым уменьшается размах антенны без ущерба для ее резонансной длины. Поскольку на отвесном отрезке линии в параллельных проводниках протекают противофазные токи, эти короткие проводники не излучают. Данное обстоятельство благоприятно сказывается на диаграммах направленности 15- и 20-метрового диапазонов и предположительно дает выигрыш по усилению на 1,8 дБ.

Излучательная длина 15-метрового диапазона ограничивается обеими внутренними «ловушками» L₁C₁ с резонансной частотой 21,2 МГц (2 мкГн × 25 пФ). В сумме с отвесными отрезками резонансная длина равна 2 × 10,82 м, что соответствует 2 × 3λ/4. Так получается полудторавольный вибратор с волновым сопротивлением 100 Ом, возбуждаемый в пучности тока.

Электрически эквивалентны также условия функционирования в 20-метровом диапазоне. Здесь значения резонансной длины ограничиваются внешними запирающими

контурами L_2C_2 , настроенными на резонансную частоту 14,1 МГц ($4 \text{ мкГн} \times 25 \text{ пФ}$). В этом случае длина плеч вибратора составляет 14,48 м, и они оказываются слишком короткими для $3\lambda/4$ -волнового резонанса на частоте 14,1 МГц. Поскольку внутренние «ловушки» L_1C_1 действуют только как индуктивности, длина излучателя возрастает до требуемой величины.

В 80-метровом диапазоне суммарная длина излучателя равна 36,28 м, что на 4,26 м меньше длины полуволнового резонанса. Но здесь все четыре «ловушки» работают как индуктивности, и излучатель электрически удлиняется до резонанса. В данном случае он рассчитан на частоту 3,7 МГц. Путем изменения внешних отрезков излучатель удастся настроить на любую резонансную частоту в пределах данного диапазона, не влияя на резонансную частоту 20- или 15-метрового диапазонов.

На частоте 3,7 МГц активное входное сопротивление составляет около 60 Ом, а для двух других диапазонов оно близко к 100 Ом, так что КСВ в 75-омном фидере равен всего лишь 1,3. Фидер на коаксиальном кабеле симметрируется трансформатором 1:1.

Контуры-«ловушки» широко распространены в многодиапазонных разборных антеннах промышленного изготовления, например в знаменитых антеннах типа Trap-Vertical. Более подробные сведения можно найти в [37–42].

10.3. Компактные антенны

Большинство радиолюбителей стремится обзавестись эффективной антенной системой, но им недостает площади для ее монтажа.

Как правило, на крыше дома вполне размещается эффективная антенна высокочастотных любительских диапазонов. Однако новичок, следуя собственному жизненному опыту, начинает с «детской площадки» – излюбленного 80-метрового диапазона. Здесь требуются длинные излучатели, а это затрудняет создание антенны. Но если вникнуть в суть дела, то и в сложных обстоятельствах найдется реальная возможность построить приличную конструкцию. К сожалению, разнообразие местных условий не оставляет шансов патентованным универсальным решениям.

Ниже описываются компактные антенны для 80- и 40-метрового диапазонов. Даже

если их не удастся повторить, знакомство с ними будет полезным.

10.3.1. Вложенные многодиапазонные вибраторы

(D. O. Morgan – патент США № 362296298, 1962 г.)

В итальянском радиожурнале за 1967 г. можно найти описание многодиапазонной антенны американской фирмы Mog-Gain [43]. Ее принцип действия показан на рис. 10.28 и 10.29.

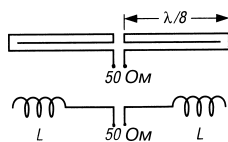


Рис. 10.28. Принцип действия двухдиапазонной антенны Mog-Gain в 80-метровом диапазоне

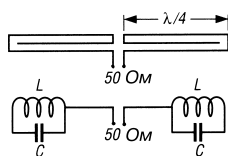


Рис. 10.29. Принцип действия двухдиапазонной антенны Mog-Gain в 40-метровом диапазоне

На 80 м антенна является удлиненным четвертьволновым вибратором. Ее внутренний шлейф длиной $\lambda/8$ действует как индуктивность (см. рис. 10.28). На 40 м она становится полуволновым вибратором, а внутренний шлейф служит параллельным колебательным контуром (LC) – см. рис. 10.29.

В 1979 г. в журнале фирмы Fritzel было рассказано, как самостоятельно собрать петлевую антенну на 80 м [44], сведения о которой опубликованы в [45, 46].

Позднее оператор HB9KL сообщил об укороченном вибраторе с концами, отогнутыми к тыльной стороне [47], предложив следующую формулу для удлинения вибратора из-за отгиба:

$$L_m = \frac{157,2}{f_{\text{МГц}}}$$

Технические характеристики трехдиапазонного вибратора (80, 40, 15 м):

- общая длина – 31,1 м;
- длина проводника:
 - на 80 м – 42,48 м;
 - на 40 м – 20,18 м;
- ширина полосы (КСВ × 2):
 - 80 м – 42 МГц;
 - 40 м – 255 кГц.

Этот вибратор представлен на рис. 10.30.

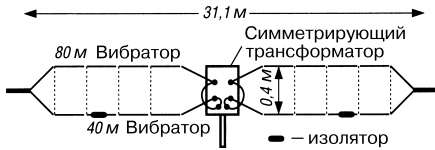


Рис. 10.30. Укороченная трехдиапазонная антенна для диапазонов 80, 40 и 15 м

Вибратор 40-метрового диапазона можно применять и на 15 м.

На рис. 10.31 воспроизведена вложенная многодиапазонная антенна для диапазонов 80, 40, 20 и 15 м (вибратор для OVC26, размеры такие же, как у DF4MR, 1988 г.). Для 80, 40 и 20 м существуют собственные вибраторы, а в 15-метровом диапазоне используется вибратор на 40 м. Общая длина антенны составляет 29,9 м. При установке на другом месте ее пришлось довести до 31,4 м.

По сравнению с развернутыми конструкциями, вложенные антенны нуждаются в удлинении и отличаются более узкой частотной полосой.

10.3.2. Укороченные вибраторы

Укороченными считаются вибраторы, длина которых меньше резонансной полуволновой длины [45–51]. Есть много причин укорачивать антенны относительно их «нормального» размера: недостаток пространства для монтажа, недружелюбные соседи, несогласие домовладельца, необходимость

работы на ходу или выполнения в переносном варианте.

Однодиапазонный укороченный вибратор

Длина антенны может быть уменьшена без чрезмерного ухудшения характеристик ее излучения, однако укороченная антенна уже не является резонансной. Существует два способа восстановить резонансное входное сопротивление: компенсировать укорочение индуктивностью или нагрузить антенну концевой емкостью.

Индуктивная компенсация

Любая антенна, геометрически укороченная с помощью удлиняющих катушек, характеризуется тремя параметрами: длиной излучателя, положением удлиняющей катушки и ее индуктивностью. Чем ближе катушка к пучности тока, тем эффективнее укорочение. Но при этом полоса частот антенны сужается вслед за укорочением свободного отрезка ее проводника.

Многодиапазонный укороченный вибратор

Двухдиапазонный режим реализуется с помощью простых катушек. Этот принцип известен с 1924 г., а в 1961 г. Латтин (W4JRW) описал его в [52].

Двухдиапазонный вибратор на 80 и 40 м имеет длину 26 м (рис. 10.32). Индуктивность катушек составляет около 120 мкГн. Она обеспечивается плотной намоткой 200 витков медного провода диаметром минимум 1 мм на пластиковой трубке диаметром 26 мм. При меньшем диаметре провода возрастают потери из-за нагрева катушки. В качестве трубки-каркаса удобно использовать водопроводную трубу из ПВХ на 3/4 дюйма. Обмотку следует покрыть изоляционным лаком, так как при высокой мощности возникает опасность коронирования.

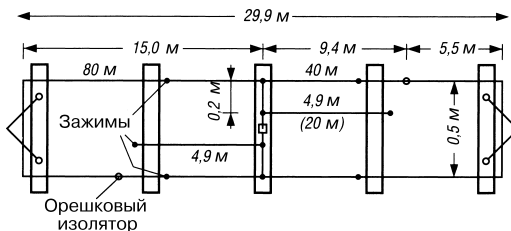


Рис. 10.31. Вложенная антенна для диапазонов 80, 40, 20 и 15 м

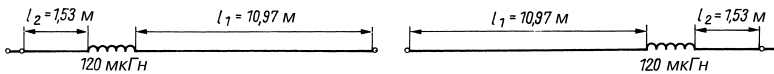


Рис. 10.32. Двухдиапазонный короткий вибратор на 80 и 40 м

Вибратор рассчитан на работу в телеграфном режиме. Если необходимо сместить 80-метровый резонанс к высокочастотному краю полосы, следует несколько укоротить l_2 (например, до 1,25 м). Собственная емкость катушек составляет около 2,3 пФ, а собственная резонансная частота – примерно 10 МГц. Катушки не имеют резонанса в 40-метровом любительском диапазоне и потому вовсе не являются здесь «замаскированными запирающими элементами».

Ширина полосы частот (КСВ $\times 2$) в 80-метровом диапазоне составляет всего 50 кГц, а в 40-метровом – около 350 кГц.

С помощью нескольких катушек строят многодиапазонные укороченные вибраторы. В США такие антенны выпускают фирмы Alpha Delta и W9INN Antennas.

10.3.3. Проволочная пирамида

Диапазон 80 м «оживает» в годы минимума солнечных пятен, когда диапазоны 10 и 15 м почти или совсем «умолкают». Однако возможности дальней связи в 80-метровом диапазоне реализуются только при наличии соответствующей антенны.

Увы, приличному 80-метровому излучателю нужно много места и высокие опоры. Минимальным требованиям отвечал бы полуволновый излучатель размахом не менее 40 м, подвешенный не ниже 20 м над грунтом. Но и в этом случае не всегда гарантируется благоприятное излучение радиоволн из-за сильного влияния горизонтальных проводов, кромок крыш, металлических сооружений и других объектов. Кроме того, возникают неконтролируемые поглощения и отражения, а эффективная длина антенны оказывается существенно меньше геометрической. Подобный полуволновый вибратор характеризуется вовсе не теоретическим входным сопротивлением 60–70 Ом, а гораздо меньшим, поэтому так редко встречается любительский 80-метровый излучатель с хорошими свойствами.

Как правило, приходится довольствоваться укороченными суррогатами, стараясь скомпенсировать потери избытком мощности.

Пока что мало известен тип антенны «проволочная пирамида» (рис. 10.33). Для

нее достаточны площадь 14×14 м и мачта высотой 13 м. Тем не менее это полноценная антенна с хорошими свойствами, удачно приспособленная к режиму работы в 80-метровом диапазоне [53].

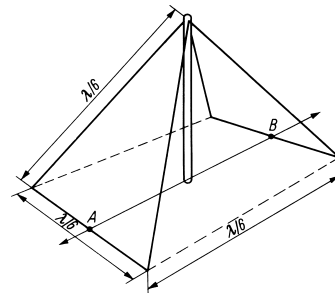


Рис. 10.33. Эскиз проволочной пирамиды

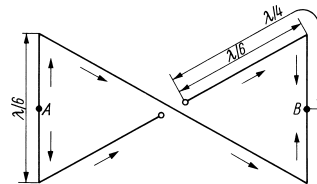


Рис. 10.34. Прокладка проводников и направление тока в проволочной пирамиде

Суммарная длина проводника пирамиды составляет 1λ . Провод антенны одновременно служит оттяжками мачты. Прокладка проводника и расположение клемм питания представлены на рис. 10.34. Как видно, проводник образует два равнобедренных треугольника со сторонами длиной по $\lambda/6$. Благодаря принятому способу питания через наклонные отрезки проводника рядом с клеммами питания течет синфазный ток, на что указывают стрелки на рис. 10.34. В горизонтальных, ближайших к грунту, отрезках длиной по $\lambda/6$ ток течет в противоположных направлениях, причем в их средних точках А и В наблюдается максимум напряжения. Отсюда следует, что вклад этих отрезков в излучение антенны невелик.

На диаграмме направленности имеется максимум в направлении А–В и минимум – по нормали к нему. Однако оба максимума

слабо выражены, поэтому считается, что такие антенны хорошо излучают по всем направлениям. Углы излома проводника, строительная высота и качество грунта влияют на диаграмму направленности и входное сопротивление. Последнее составляет 35–75 Ом, позволяя питать антенну непосредственно по коаксиальному кабелю. Идеализированная диаграмма направленности проволочной пирамиды, рассчитанная для разных строительных высот, опубликована в [54].

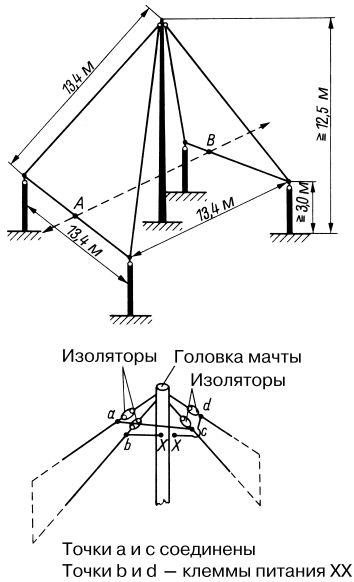


Рис. 10.35. Устройство и параметры проволочной пирамиды на резонансную частоту 3700 кГц

КПД антенны зависит от ее строительной высоты. Высота центральной мачты 13 м и расстояние от горизонтальных отрезков до земли 3 м – таковы минимальные требования. Пирамида отличается очень острым резонансом (узкополосностью). А поскольку она еще и возбуждается через согласованный фидер, то настроить ее в резонанс с помощью блока настройки антенного соединителя не удается. Благодаря столь быстрому падению мощности по краям диапазона есть возможность менять резонансную частоту по мере необходимости. С этой целью резонанс смещают к высокочастотному краю диапазона (например, к 3750 кГц), а затем перестраивают его на требуемую

частоту, подсоединяя отрезок провода к средним точкам А или В горизонтальных отрезков. Из опыта известно, что удлинение данного отрезка на 45 см уменьшает резонансную частоту на 50 кГц. Как правило, этого достаточно для настройки антенны на частоту 3700 кГц.

Такой прием позволяет уверенно работать в области телефонии в диапазоне 3600–3800 кГц. Для обеспечения телеграфного режима антенну настраивают на 3550 кГц, подключая к точкам А или В по отрезку провода длиной 1,35 м. Если же важен внешний вид или требуются особо стабильные условия, между мачтой и точкой А или В надо укрепить жесткий проводник из отрезков по 450 или 900 мм, разделенных изоляторами, что позволит менять резонансную частоту через 50 или 100 кГц с помощью переключателя в обход изоляторов. Поскольку точки А или В приходятся на максимумы напряжения, нужны высококачественные изоляторы.

Для коаксиального кабеля рекомендуется длина $\lambda/2$. Его геометрическая длина составляет 26,75 м при коэффициенте укорочения 0,66. Симметрирование необязательно. На центральной мачте допустимо монтировать и другие антенные системы.

Пирамидальная антенна выгодно отличается от горизонтальных излучателей: благодаря наклону проводников она намного слабее взаимодействует с соседними горизонтальными силовыми или телефонными линиями, что существенно ослабляет влияние окружающей обстановки на ее свойства.

10.4. Угловые вибраторы

(Р. S. Carter – патент США № 2258406, 1938 г.)

Во многих случаях, в частности в 80-метровом диапазоне и радиовещании, предпочтительны антенны с круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости Е. Такая диаграмма присуща вертикальным вибраторам. К сожалению, вертикальный полуволновый вибратор практически невозможно реализовать в длинноволновых любительских диапазонах, поскольку высота подобной 80-метровой антенны составила бы 40 м. Даже четвертьволновые вертикальные антенны типа Groundplane или Маркони должны иметь высоту не менее 20 м.

Меньших издержек требуют проволочные антенны горизонтального расположения, чья диаграмма направленности придается почти круговая форма в плоскости Е путем соответствующего изменения конфигурации самой антенны. Как показано на рис. 10.36, диаграмма направленности горизонтального вибратора меняется вместе с его изломом в горизонтальной плоскости. Минимумы излучения на двухлепестковых диаграммах развернутых вибраторов (рис. 10.36, а1 и б1) исчезают с увеличением угла излома вибратора, и диаграмма становится более или менее близкой к круговой (рис. 10.36, строки 2–4). Судя по этим диаграммам, конструкция угловых вибраторов настолько гибка, что удовлетворяет любым запросам.

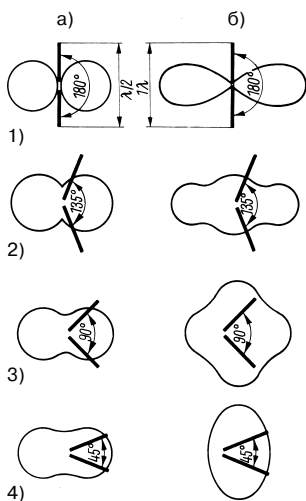


Рис. 10.36. Горизонтальные диаграммы направленности угловых вибраторов

К сожалению, не существует угла излома, при котором диаграмма направленности становилась бы чисто круговой. На практике любители-коротковолновники довольствуются отсутствием на ней выраженных минимумов.

10.4.1. Волновой угловой вибратор с круговой диаграммой направленности

Волновым угловым вибратором называется простая проволочная антенна с углом излома 90° (рис. 10.36, б3). Она излучает

практически одинаково во все стороны и применяется в качестве всдиапазонной антенны.

Волновый угловой вибратор, показанный на рис. 10.37, почти неизвестен в радилюбительских кругах, хотя и относится к тому же семейству, что и популярные U-образные передающие УКВ- и телеантенны, рамочные излучатели и их современные варианты.

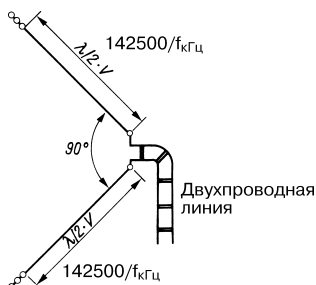


Рис. 10.37. Волновой угловой вибратор с круговой диаграммой направленности

90-градусный волновой угловой вибратор, рассчитанный на работу в диапазоне 40 м, одновременно может служить и полуволновым угловым вибратором 80-метрового диапазона. Такому режиму отвечает диаграмма направленности, изображенная на рис. 10.36, а3. Она далека от идеальной круговой, но вместе с тем лишена минимумов излучения, присущих диаграмме развернутого вибратора. К тому же указанный излучатель пригоден и для диапазонов дальней связи 20, 15 и 10 м, где он становится V-образной антенной с хорошо выраженной направленностью. При этом энергия излучается преимущественно в двух направлениях вдоль биссектрисы угла излома.

Для всдиапазонного режима требуется возбуждение через настроенный фидер. Согласование с произвольным ненастроенным фидером посредством замкнутой четвертьволновой согласующей линии целесообразно только в однодиапазонном режиме. Волновой угловой вибратор с углом излома 60° отличается особенно удачной формой горизонтальной диаграммы направленности в виде сглаженного шестиугольника.

Заслуживают упоминания еще несколько горизонтально поляризованных вибраторов с круговым излучением (турникетная

антенна, антенна типа «листок клевера» и др.), но они слишком громоздки для КВ диапазонов и будут рассмотрены вместе с УКВ антеннами.

10.5. Наклонные антенны

В 1940 г. Яхнов рассчитал поле излучения прямого наклонного провода [55]. В любительской литературе названия sloping V (наклонная V-образная) и sloper (наклонная) впервые упоминаются операторами WA6WUI и W6MZ в 1975 г. применительно к антеннам дальней связи 80-метрового диапазона [56]. Три переключаемых наклонных антенны описаны в 1979 г. [57]. Различают три типа наклонных антенн:

- Inverted V. У этого вибратора обе ветви наклонены и в определенном направлении образуют угол раскрытия от 60° до 90° ;
- полуволновая наклонная антенна (собственно наклонная антенна). Такой вибратор натянут от вершины мачты к земле под углом около 45° и питается в средней части (рис. 10.38). Впрочем, радиолюбитель OE5CVL получил патент на подобную многодиапазонную антенну с переключаемой диаграммой направленности [59]. Наклонная угловая антенна для диапазона 160 м описана в [61–64];
- четвертьволновая наклонная антенна (половинная наклонная антенна). Этот четвертьволновый излучатель, или полудиполь, наклонно натягивается от конца мачты к земле и питается с верхнего конца [61–64].

10.6. Широкополосные вибраторы

Вибратор при резонансе имеет чисто активное входное сопротивление. В случае возбуждения на частотах вне резонанса у входного сопротивления появляются индуктивная или емкостная реактивные составляющие.

Чем тоньше вибратор, тем быстрее нарастают реактивные составляющие при отклонении от резонансной частоты и тем уже частотная полоса вибратора. Поэтому для обеспечения широкой полосы применяют вибраторы с малым отношением λ/d

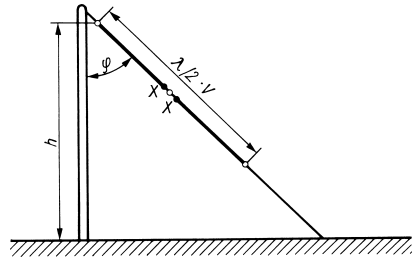


Рис. 10.38. Полуволновая наклонная антенна

(«толстые» вибраторы) как в полуволновом, так и в волновом вариантах.

10.6.1. Волновые вибраторы

Если говорить о широкополосности, то выгоднее оказываются волновые вибраторы, поскольку при равных отношениях λ/d их отличает гораздо более широкая полоса пропускания по сравнению с полуволновыми.

Распределение тока в «толстых» вибраторах не строго синусоидальное, а несколько более плоское (рис. 10.39). Поэтому величина тока в точках ввода питания «толстого» вибратора относительно велика, чем и объясняется падение входного сопротивления с уменьшением отношения λ/d [65].



Рис. 10.39. Распределение тока в «толстом» волновом вибраторе

Если широкополосный вибратор образован толстыми цилиндрическими трубами или стержнями (рис. 10.39), то на их торцах в точках ввода питания появляется большая емкость. Кроме того, при подключении фидера происходит резкая смена сечения проводников. Поэтому обычно в месте ввода питания стержни сводят на конус (рис. 10.40а), что четко локализует область подключения фидера и позволяет оптимизировать входной импеданс и ширину полосы за счет формы зоны питания.

Нередко коническую форму придают всей антенне, получая двухконусный вибратор (рис. 10.40б). Его входное сопротивление рассчитывается по величине угла при вершине конуса и определяется с помощью

рис. 10.41. Благодаря широкополосности таких вибраторов величина коэффициента укорочения не слишком существенна. Считается, что в среднем $V = 0,73$.

Конические «корзины» (рис. 10.40в), даже построенные из множества стержней,

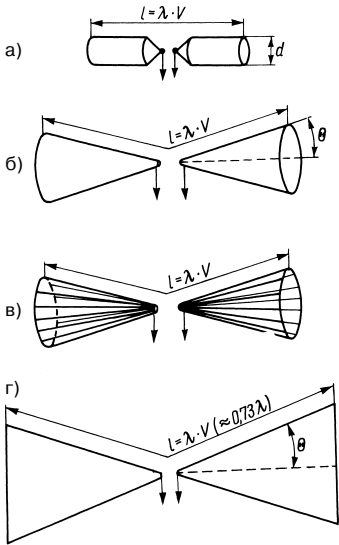


Рис. 10.40. Широкополосные вибраторы: а – «толстый» волновой вибратор из цилиндрических стержней, сведенных на конус; б – двухконусный вибратор; в – волновой вибратор с двумя коническими «корзинами»; г – плоский вибратор

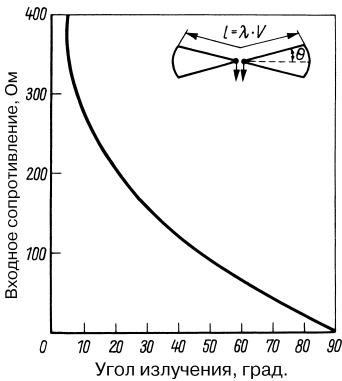


Рис. 10.41. Зависимость входного сопротивления двухконусного вибратора от угла при вершине

отличаются малыми массой и ветровым сопротивлением, но сохраняют свойства двухконусного вибратора. Наконец, можно вообще отказаться от объемности и перейти к плоскому вибратору, которому ради определенности точек ввода питания придают треугольную форму (рис. 10.40г). При изготовлении плоскостей из металлической сетки или перфорированных пластин снижаются ветровое сопротивление и масса антенны без существенного ущерба для ее свойств. Коэффициент укорочения V и в этом случае составляет 0,73. Подробнее широкополосные плоские антенны рассматриваются в разделе 26.1 (том 2).

У представленных здесь широкополосных вибраторов относительная ширина полосы b зависит от их размеров и составляет 0,5–0,8 f_0 . Об относительной ширине b упоминается в разделе 3.1.4; она определяется выражением (3.6).

В более совершенных конструкциях с оптимизированным вводом питания отношение граничных частот полосы антенны достигает 4:1.

10.6.2. Антенна T2FD

Данная антенна выпускается промышленностью. T2FD соответствует сокращению TTFD (Tilted Terminated Folded Dipole – замкнутый наклонный петлевой вибратор). Иногда ее называют антенной W3NH – по позывному пропагандирующего ее радиолубителя [66–68].

Длина антенны T2FD, воспроизведенной на рис. 10.42, составляет лишь $\lambda/3$ на самой низкой частоте. Благодаря наклону антенны под углом 30° экономится занимаемая площадь. К тому же для ее монтажа достаточно мачта высотой всего 10 м и столбик высотой 1,85 м.

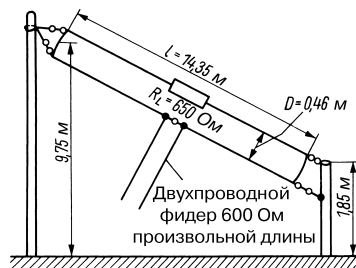


Рис. 10.42. Антенна T2FD согласно W3NH

Подкупает широкая частотная полоса аperiodического излучателя с отношением граничных частот 1:5. Настройкой антенны на самую низкую частоту 7000 кГц обеспечивается размах интервала длины волн в 14,35 м, так что антенна оказывается пригодной для работы на более высоких частотах во всех любительских КВ диапазонах. При этом речь идет не о гармоническом резонансе, а о ширине полосы, формируемой затуханием. Таким образом, T2FD подходит и для любых промежуточных частот, что избавляет от лишних затрат при переходе к недавно разрешенным любительским диапазонам.

При указанном выше угле наклона антенна излучает по многим направлениям. Сложная изрезанная диаграмма направленности вовсе не является круговой, но не имеет и четко выраженного главного луча. На ней много лепестков и побочных максимумов, однако нет ни одного четкого минимума. Поэтому T2FD способна работать почти одинаково эффективно в разных направлениях. В равной степени она пригодна и в качестве приемной антенны.

До сих пор нет конкретных данных об усилении такой антенны. Изрезанность диаграммы направленности не позволяет сравнивать ее по усилению с полуволновым вибратором, поскольку у нее нет главного луча. В некоторых сообщениях утверждается, что T2FD на 1–2 S-ступени превосходит полуволновый вибратор, но это противоречит теории и, возможно, объясняется случайными эффектами, связанными с особенностями диаграммы направленности. У образцового вибратора диаграмма направленности изображается парой почти идеальных окружностей, а мощные лепестки излучения антенны T2FD как бы вписываются в нее. «Усиление» зависит от частоты и в лучшем случае составляет –3 дБ, а в норме – от –6 до –5 дБ. Это утверждение не исключает необходимости дополнительной проверки антенны T2FD, поскольку усиление является лишь одним из множества свойств антенны.

Размеры антенны, которая изображена на рис. 10.42, соответствуют данным W3NH и рассчитаны на работу в 40-метровом диапазоне, но ее удается настроить также на частоты в интервале 7–35 МГц (1:5). С несколько меньшим КПД она удовлетворительно функционирует и в 80-метровом диапазоне. Здесь для работы с полной отдачей следует удвоить размеры по сравнению с показанными на рис. 10.42.

В принципе длина $l = \lambda/3$ приводится к наименьшей рабочей частоте:

$$l_m = \frac{100}{f_{\text{МГц}}} \quad (10.9)$$

Оптимальный промежуток D равен $\lambda/100$ и рассчитывается по формуле:

$$D_m = \frac{3}{f_{\text{МГц}}} \quad (10.10)$$

Угол наклона антенны составляет 30°, но допустимы отклонения от него вплоть до 20° или 40°.

Можно применять фидеры с волновым сопротивлением 300–600 Ом. Благодаря низким потерям особенно выигрышны двухпроводные линии с воздушной изоляцией, волновое сопротивление которых определяется по графику на рис. 5.4. Здесь применяются и плоские УКВ кабели.

Важнейшей и самой трудновыполнимой деталью антенны является нагрузочный резистор. Он должен быть безындукционным и с малой емкостью, чтобы в рабочем интервале частот отсутствовали заметные реактивные составляющие. Поэтому здесь нельзя применять проволочные резисторы в виде обмотки. В режиме передачи резистор преобразует в тепло по крайней мере 35% коротковолновой мощности оконечного каскада, так что для 100-ваттного передатчика понадобится резистор, способный рассеивать мощность 35 Вт. Разумеется, это не важно, когда антенна используется только для приема радиоволн. В таком случае в качестве сопротивления нагрузки подойдет любой пленочный резистор соответствующего номинала (желательно без спиральной нарезки).

Сопротивление поглощающего резистора равно волновому сопротивлению фидера произвольной длины. 600-омный фидер требует нагрузку такого же сопротивления (600 Ом). Однако на практике выгоднее, чтобы сопротивление нагрузки было несколько большим [69, 70].

Не рекомендуется применять фидеры с волновым сопротивлением менее 300 Ом, иначе величина нагрузочного сопротивления становится слишком существенной.

Волновое сопротивление фидера, Ом	Оптимальное сопротивление нагрузки, Ом
600	650
450	500
300	390

В противоположность этим данным оператор DK9FN определил, что оптимальное сопротивление нагрузки составляет 340 Ом, если антенна T2FD питается по 75-омному коаксиальному кабелю через симметрирующий трансформатор 6:1 на кольцевом сердечнике. В эксперименте по сопоставлению T2FD и настроенного вибратора антенна всякий раз уступала ему 1–2 S-ступени [70].

Согласованный фидер подключается непосредственно к выходному контуру оконечного каскада передатчика через катушку связи. При 600-омном фидере нужно шесть витков в режиме 40- и 80-метровых диапазонов и три витка в диапазоне 20 м. Поскольку антенна T2FD в силу своей широкополосности беспрепятственно излучает все высшие и дополнительные гармоники, для защиты от помех следует пользоваться избирательной цепочкой связи. В первую очередь рекомендуется схема связи, показанная на рис. 8.8, которая подходит для любых согласованных симметричных линий. При включении на входе антенны симметрирующего трансформатора на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.4) и выборе коэффициента трансформации 8:1 антенна T2FD возбуждается через коаксиальный кабель произвольной длины.

В США фирма Barker & Williamson запатентовала и выпустила петлевые широкополосные вибраторы AC 1.8-30 и AC 3.5-30, основанные на принципе антенны T2FD [73].

10.6.3. Замкнутый широкополосный вибратор

Этот интересный вибратор на бегущих волнах был представлен Гертлером (Guertler) и Кольером (Colluyer) на съезде IREE в Мельбурне в 1973 г. [74, 75]. Его длина составляет лишь 40,6 м, а КСВ меняется от 1,3 до 2,6 в интервале частот 3,5–30 МГц. Эскиз антенны

приведен на рис. 10.43а, а частотный ход КСВ в указанном интервале – на рис. 10.43б.

Горизонтальные провода четырех двухпроводных секций зафиксированы на требуемом расстоянии друг от друга с помощью восьми алюминиевых трубок диаметром 25 мм и длиной по 1,80 м. Между внешней и внутренней секциями находятся нагрузочные резисторы сопротивлением по 330 Ом, параллельно которым включены индуктивности по 16 мкГн. Величина нагрузки и индуктивности катушек не слишком существенны. КСВ очень слабо зависит от индуктивности на низкочастотном конце рабочей области, а уменьшение сопротивления на 150 Ом больше влияет на величину КСВ.

Симметричное входное сопротивление составляет 300 Ом и может быть согласовано с любым коаксиальным кабелем с помощью подходящего симметрирующего трансформатора на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.3.1).

Относительно допустимой нагрузки резисторов данные не приводятся, но поскольку затухание распределяется по двум нагрузочным резисторам, параллельно которым включены катушки индуктивности, можно ожидать, что нагрузка 20 Вт для передатчика выходной мощностью 100 Вт допустима. Пока что нет практических сведений и об эффективности этих антенн.

Использование алюминиевых распорок в сочетании с медным проводом представляется сомнительным: при наличии влаги возможны электрохимические процессы. Так как двухпроводная секция должна быть замкнутым прямоугольником, распорки разрешается выполнить из механически прочного изолирующего материала (например, из бамбука), обеспечив контакт между проводами на концах двухпроводных секций. Несомненно, эта антенна послужит

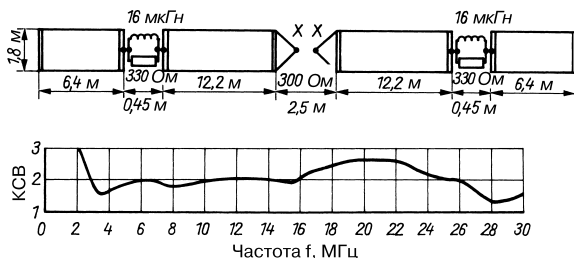


Рис. 10.43. Замкнутый широкополосный вибратор для частот 2,5–30 МГц: а – эскиз антенны; б – частотная характеристика КСВ

благодарным объектом для радиолюбителя, склонного к экспериментированию.

Еще один интересный широкополосный вибратор длиной 23 м описан в [76, 77].

10.7. Антенны особой формы

К антеннам особой формы принято относить такие, внешний вид которых является нетрадиционным, например оптимизированный вибратор в виде крыловидной антенны.

10.7.1. Оптимизированный вибратор

Оптимизация повышает эффективность линейных антенн; в частности, их усиление увеличивается благодаря оптимизации формы антенны по Ландсторферу [78, 79]. Такие антенны называют по имени разработчика – антеннами Ландсторфера или по их форме – крыловидными [80]. Полутораволновый вибратор обеспечивает усиление 7,8 dBi (5,65 dBd).

Скругленная оптимальная форма была приближенно реализована китайцами в 1984 г. в виде проводника с изломами (рис. 10.44) [81]. Он прост в изготовлении и имеет следующие параметры:

- $AB = 0,150 \lambda$;
- $BC = 0,225 \lambda$;
- $CD = 0,375 \lambda$;
- усиление – 6,6 dBi;
- ширина диаграммы главного луча в плоскости E – $37,5^\circ$;
- ширина диаграммы главного луча в плоскости H – 110° ;
- входное полное сопротивление – $(118,64 + j 15,7) \text{ Ом}$;
- частота вибратора – 203 МГц.

10.7.2. Удлиненный вибратор

Идея скомпенсированного удлиненного вибратора принадлежит Х. Беншу (H.Bensch,

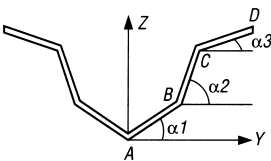


Рис. 10.44. Оптимизированный вибратор (ломаная из трех отрезков)

DL4KCJ) [82]. Если вибратор сделать длиннее $\lambda/2$, то возрастет сопротивление источника питания. Например, при длине вибратора $0,6-0,65 \lambda$ сопротивление увеличивается на 200–300 Ом (с индуктивной составляющей 200–300 Ом). Такое изменение компенсируется парой соответствующих конденсаторов на вводе питания. Для согласования с полным сопротивлением 50-омного кабеля к вибратору подключается полуволновый шлейф с коэффициентом преобразования 4:1. Тогда реактивная составляющая компенсируется общим конденсатором (рис. 10.45)

В зависимости от размеров усиление антенны составляет 0,5–1 дБ.

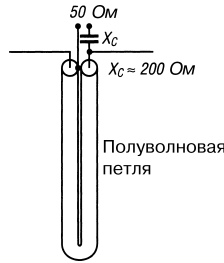


Рис. 10.45. Удлиненный вибратор

Удлиненный петлевой вибратор

Тот же принцип был применен оператором DL4KCJ к петлевому вибратору с периметром $3\lambda/2$. Его усиление составило 4 дБ и оказалось на 3 дБ выше, чем у рамки с периметром λ . Схема удлиненного петлевого вибратора для 70-сантиметрового любительского диапазона показана на рис. 10.46.

Сопротивление источника питания шлейфа равно 160 Ом. Для согласования с сопротивлением в 50 Ом используется четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением 90 Ом.

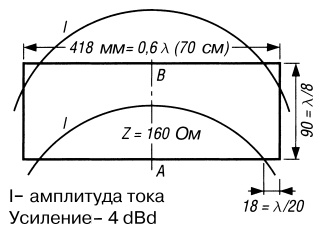


Рис. 10.46. Удлиненный петлевой вибратор

10.8. Настройка вибратора

Существуют определенные соотношения между размерами антенн и длиной радиоволн. В свободном пространстве наименьшей длиной обладает полуволновый вибратор.

Для правильного выбора габаритов антенны важно знать ее резонансную длину. Как правило, она меньше полуволны в свободном пространстве.

С ростом поперечного размера антенны уменьшается ее длина, необходимая для резонанса. Укорочение тем сильнее, чем меньше вытянута антенна, то есть чем она толще.

Приведем формулу для изменения длины антенн.

Среднее изменение длины антенны (в сантиметрах), отнесенное к приращению частоты на 100 кГц, равно удесятеренной разности длин антенны (в метрах) в начале и конце диапазона длин волн, деленной на разность частот (в мегагерцах) в начале и конце того же диапазона.

Методика настройки

Прежде всего определяют резонанс антенны с помощью щупа или измерителя антенных шумов: антенна слишком длинна, если резонансная частота низка, и наоборот, высокая резонансная частота антенны свидетельствует о недостаточности ее длины. Затем антенну удлиняют или укорачивают. На практике настройку антенны выполняют, пользуясь данными табл. 41.2 приложения (см. том 2), с учетом длины полуволнового диполя ($0,5 \lambda$). При этом из табл. 10.6 берется среднее удлинение, приведенное к приращению частоты на 100 кГц. Проводник укорачивают, отгибая или откусывая его концы.

Таблица 10.6. Средние приращения длины антенны на 100 кГц изменения частоты для полуволнового вибратора

Диапазон, м	Частота, МГц	D, см
160	1,8–1,9	416
80	3,5–3,8	108
40	7,0–7,1	28
30	10,1–10,15	12
20	14,0–14,35	6,8
17	18,068–18,168	4,0
15	21,0–21,45	3,2
12	24,89–24,99	2,0
10	28,0–29,7	2,8

Для удлинения проводника наращивание применяются парные клеммы, обжимные гильзы или автомобильные штекеры.

При настройке пользуются также измерителем КСВ, с помощью которого определяют величину КСВ по напряжению: если она мала на низкой частоте, значит, длина антенны слишком велика, а если на высокой – длина недостаточна.

При настройке многодиапазонных антенн из параллельных вибраторов необходимо учитывать их взаимное влияние. Целесообразно начинать с самого длинного вибратора (с наименьшей частоты), поскольку обратное влияние последующих изменений длины высокочастотных вибраторов представляется незначительным. Процесс упрощается в случае многодиапазонной антенны с запирающими контурами в вибраторах: настройку начинают с наименьшего вибратора (с самой высокой частоты). Обратное влияние последующих изменений длины низкочастотных вибраторов оказывается незначительным благодаря разъединению отрезков вибратора запирающими контурами.

Если после многократных попыток настройки не удастся добиться определенной величины КСВ по напряжению, то остаются две возможности:

- антенна подвешена слишком низко, и поэтому рассогласование сохраняется, несмотря на настройку путем изменения ее длины;
- электрическая длина плеч вибратора неодинакова, что наблюдается, например, если одно из плеч находится близко от крыши дома, мачты или других объектов; подобная добавочная емкость удлиняет плечо, так что его следует укоротить.

Литература к главе 10

- [1] *Dome R.*: Balanced dipole antenna fed by coaxial cable. QST, May 1979, pp. 43–44.
- [2] *Gibilisco S.*: Zepp and Sons – an end-fed, 1/2-wave antenna. 73 Magazine, May 1982, pp. 96–98.
- [3] *Moxon L.*: HF Antennas for All Locations (Zepp pp. 47–50) RSGB, Potters Bar, Herts, 1993.
- [4] *Windom L. G.*: Notes on Ethereal Adornments Practical Design Data for the Single-Wire-Fed-Hertz Antenna. QST, September 1929, pp. 19–22, 84.
- [5] *Blaeser G.*: Die Windom-Antenne DL-QTC 1/52, S. 9–12.
- [6] *Nagle I.*: Windom antennas. Ham Radio, May 1978, pp. 10–19
- [7] *Schips K.*: Eine universelle Unterdachantenne. CQ-DL, 10/92, S. 612.
- [8] *Schwarzbeck G.*: Eine ideale Zweibandantenne. QRV, 10/50, S. 364–366.

- [9] *Craigher W.*: Eine Allbandantenne, CQ-OE 3/62, S. 7–8.
- [10] *Thurber K. T.*: Antennas – This and That (The Windom Revised). CQ, January 1984, pp. 65–66.
- [11] *Thurber K. T.*: Antennas – Reader Forum (modified Windom). CQ, March 1989, pp. 60–61.
- [12] *Hille K. H.*: Von der Windomantenne zur Stromsummenantenne. Funk 9/87, S. 12–14.
- [13] *Hille K. H.*: Die Stromsummenantenne. CQ-DL, 10/87, S. 621–624.
- [14] *Spillner F.*: Die FD4-Windom-Antenne. QRV 0/71, S. 13–20.
- [15] *Spillner F.*: Eine Windom-Antenne für 5 Bänder und allgemeine Betrachtungen. QRV, 8/72, S. 425–430.
- [16] *Scholle H.*; *Steins R.*: Eine Doppel-Windom-Antenne für acht Bänder. CQ-DL 9/83, S. 427.
- [17] *Scholle H.*; *Steins R.*: Eine Doppel-Windom-Antenne für neun Bänder. CQ-DL, 7/84, S. 332.
- [18] *Ermisch P.*: Erweiterung der FD4 für die «WARC»-Bänder. CQ-DL, 10/92, S. 612.
- [19] *Günther W.*: Eine echte Allbandantenne ohne Traps. CQ-DL, 7/85, S. 378.
- [20] *Claudet A.*: Erfahrungen mit Mehrband-Dipol-antennen. QRV, 1/79, S. 31–32.
- [21] *Farrar W.*: Multiband dipole for the hf bands. Radio Communication, June 1979, p. 527.
- [22] *Squance E.*: Multiple hf parallel dipoles – some further thoughts. Radio Communication, March 1982, p. 225.
- [23] *Varmey L.*: An Effective Multiband Aerial of Simple Construction. RSGB Bulletin, July 1958, pp. 19–20.
- [24] *Varmey L.*: The G5RV aerial – some notes on theory and Operation. RSGB Bulletin, November 1966, pp. 705–707.
- [25] *Krischke A.*: Theorie und Praxis der G5RV-Allbandantenne, QRV, 2/1980, S. 65–69.
- [26] *Orr B.*: The G5RV antenna Revisited – Again. CQ, November 1992, pp. 74, 76, 78, 80, 81.
- [27] *Belrose J. S.*; *Bouliane P.*: On Center-Fed Multiband Dipoles. Is the G5RV really an allband antenna? QST, March 1994, pp. 34–36.
- [28] *Varmey L.*: G5RV Multiband Antennat... Up-To-Date. Radio Communication, July 1984, pp. 572–575.
- [29] *Nicholson T.*: Compact multiband antenna without traps, QST, November 1981, pp. 26–27.
- [30] *Hawker P.*: Technical Topics Potential of the G5RV antenna. Radio Communication, May 1982, pp. 412–413.
- [31] *Austin B.*: Computer-aided design of a multiband dipole – based on the G5RV principle. Radio Communication, August 1985, pp. 614–617, 624.
- [32] *E. V. Amy and J. G. Aceves* – US Pat 2,243,182 – 1934.
- [33] *Morgan H. K.*: Multifrequency Tuned Antenna System. Electronics, vol. 13, August 1940, pp. 42–50.
- [34] *Buchanan C. L.*: The Multimatch Antenna System. QST, March 1955, pp. 22–23, 130.
- [35] *Johns R. H.*: Coaxial Cable Antenna Traps. QST, May 1981, pp. 15–17.
- [36] *Schafer D.*: Four-Band Dipole with Traps, QST, October 1958, p. 38.
- [37] *Thurber K.*: All about traps and trap antennas. Ham Radio, August 1979, pp. 34–41.
- [38] *Sommer R. C.*: Optimizing Coaxial-Cable Traps. QST, December 1984, pp. 37–42.
- [39] *Grebenkemper J.*: Multiband Trap and Parallel HF Dipoles – A Comparison. QST, May 1985, pp. 26–31.
- [40] *Kleine K. H.*: Der verkürzte Dipol – die W3DZZ-Antenne. CQ-DL, 1/87, S. 22–24.
- [41] *Schilling H.*: Traps aus Koaxial-Kabel, CQ-DL, 10/92, S. 611.
- [42] *Buxton A.*: Two New Multiband Trap Dipoles. QST, August 1994, pp. 26–29.
- [43] *Nucciotti G.*: Un'antenna per 40 e 80. Radio Revista 3/67, pag. 133.
- [44] *Fritzel K.*: FX1, eine kurze 80m Antenne. Die Antenne Nr 1. Fritzel KG. Neuhofen, 1979.
- [45] *Mahall R.*: Erfahrungsbericht über eine Verschachtelte Mehrband-Dipol-Antenne für 80m, 40m, 20m, 15m und 10m nach «Rothammel», CQ-DL 9/1983, S. 426.
- [46] *Bürges N.*: Platzsparende Multiband-Antenne für 1,8 bis 10 (14) MHz. CQ-DL 5/91, S. 287.
- [47] *Kagi R.*: Doppeldipol für 80, 40 und 15 Meter mit verkürzter Spannweite. QSP4/94, S. 62–63.
- [48] *Dome R. B.*: Impedance of Short Horizontal Dipoles. QST, January 1976, pp. 32–33.
- [49] *Kleine K. H.*: Der verkürzte Dipol. CQ-DL, 6/77, S. 230–233.
- [50] *Janzen G.*: Eigenschaften verkürzter Antennen. CQ-DL, 9/85, S. 500–502.
- [51] *Janzen G.*: Kurze Antennen Entwurf und Berechnung von verkürzten Sende- und Empfangsantennen Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1985.
- [52] *Lattin W. J.*: Multiband Antennas Using Loading Coils. QST, April 1961, pp. 43, 148.
- [53] *Pierson G. H.*: The Guywire Pyramid. Antenna Roundup. New York: Cowan Publishing Corp, 1963.
- [54] *Nitschke W.*: Datensammlung für Kurzwellenantennen. München: Franzis-Verlag, 1987.
- [55] *Jachnow W.*: Zur Theorie der Langdrahtsendeantenne, I. Die einfache Langdrahtantenne. Telefunken Mitt., 21 Jg., Nr 83, Mai 1940, S. 55–64.
- [56] *Orr W. I.*: Antennas. CQ, September 1975, pp. 41–42.
- [57] *Hopps T. A.*: 75-Meter DX Antenna. QST, March 1979, p. 44.
- [58] *Weigl J. A.*: A shortend 40-Meter Four Element Sloping Dipole Array, Ham Radio, May 1988, pp. 74–78.
- [59] *J. A. Weigl* – Oesterr. Pat AT 392 173 – 1988.
- [60] *Christman A.*; *Duffy T.*; *Breakall J.*: The 160-Meter Sloper System at K3LR. QST, August 1994, pp. 36–38.
- [61] *Atchley D.*: Putting the Quarter-Wave Sloper to Work on 160. QST, July 1979, pp. 19–21.
- [62] *Belrose J. S.*: The Half Sloper – Successful Deployment is an Enigma. QST, May 1980, pp. 31–33.
- [63] *De Maw D.*: More Thoughts on the «Confounded» Half-Sloper. QST, October 1981, pp. 31–33.
- [64] *Belrose J. S.*: More on the Half Sloper, QST, February 1991, pp. 39–40.
- [65] *Zinke O.*: Breitbandantennen für Rundstrahlung im Kurzwellen- und Meterwellen-Bereich. FTZ, 1950, H. 10, S. 385–390.
- [66] *Countryman G. L.*: An Experimental All-Band Nondirectional Transmitting Antenna. QST, June 1949, pp. 54–55.
- [67] *Countryman G. L.*: Performance of the Terminated Folded Dipole. Antenna Roundup. New York: Cowan Publishing Corp., 1963, pp. 68–70.
- [68] *Countryman G. L.*: More on the T2FD. Antenna Roundup, New York: Cowan Publishing Corp., 1963, pp. 70–72.

- [69] *SoNdhauss C.*: Die T2FD-Antenne, Bericht einer amateurmaßigen Untersuchung. QRV, 2/1976, S. 84–86.
- [70] *Liedtke K.*: Die T2FD, eine Breitband-Antenne für alle Bänder. CQ-DL, 10/81, S. 484–485, und Leserschrift DK 9 FN, CQ-DL, 12/1981, S. 619.
- [71] *Hille K. H.*: Die Wahrheit über die TFD-Antenne. Beam 3/82, S. 26–29, Beam, 4/82, S. 24–27.
- [72] *Belrose J. S.*: Terminated Folded Dipole. QST, May 1994, pp. 88–89.
- [73] *Bush E. R.* – US Pat 4,423,423 – 1981.
- [74] *Guertler R. J. F.; Collier G. E.*: Improvements in travelling wave dipoles. Melbourne: Proc. IREE Convention, 1973, pp. 70–71.
- [75] *Hawker P.*: Technical Topics: Broad band travelling wavedipole. Radio Communication, June 1974, p. 379.
- [76] *Fourie A. P. C.; Austin B. A.*: Improved HF Broad-band Wire Antenna. Electronics Letters, 12th March 1987, Vol. 23, No. 6, pp. 276–277.
- [77] *Eisenwagner R.*: Breitbanddipol 3–30 MHz. QSP 12/87, S. 10–11.
- [78] *Landstorfer F.*: Neue Wege zur Optimierung des Empfangs. Kleinheubacher Berichte, 19 (1976), S. 95–105.
- [79] *Landstorfer F.*: Zur optimalen Form von Linearantennen. Frequenz 30 (1976), S. 344–349.
- [80] *Pautsch M.; Würtz H.*: Vogelschwingenantenne. CQ-DL 4/82, S. 160–162.
- [81] *Du Jia-Cong; Zhang Zhong-Pei.*: Tribroken-Line Dipole. Electronics Letters, 24th May 1984, Vol. 20, No. 11, pp. 468–469.
- [82] *Bensch H.*: Kompensierter Extended Dipol. Funk 3/93, S. 50–60.

11. Длиннопроводные антенны

В любительском радиообмене на коротких волнах обычно применяются длиннопроводные антенны. Само их название говорит о том, что длина проводника излучателя превышает рабочую длину волны, то есть антенна возбуждается ее гармоническими резонансами (высшими гармониками). В зависимости от способа питания и особенностей конструкции разновидности таких антенн называются V-образными, ромбическими и т.д. Все длиннопроводные антенны подчиняются общим закономерностям.

Такая антенна просто устроена и недорога. Но, к сожалению, ей требуется много места: чем она длиннее, тем лучше ее направленность и выше усиление. При соответствующих размерах и питании эта антенна способна служить многодиапазонной в любительских КВ диапазонах.

Механическая длина ее проводника определяется соотношением:

$$l_m = \frac{150(n - 0,05)}{f_{\text{МГц}}} \quad (11.1)$$

где n – число полуволн, укладываемых на антенне;

f – резонансная частота.

При удлинении антенны направление главного луча сближается с ее продольной осью, излучаемая энергия все более концентрируется в главном луче и вместе с тем растет число боковых лепестков диаграммы направленности. Диаграммы направленности в плоскости Е таких антенн различной длины с концевым питанием в свободном пространстве представлены на рис. 11.1. Вторая половина диаграммы, симметричная относительно оси провода, не показана (по Meinke/Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik).

Очевидно, что удлинению излучателя сопутствуют побочные боковые лепестки диаграммы направленности. Ее расщепление, однако, не является серьезным недостатком, поскольку длиннопроводная антенна излучает в побочных лепестках почти такую

же долю энергии, что и полуволновый излучатель; между лепестками имеются глубокие провалы. В направлении главного луча коэффициент направленности довольно велик и растет вместе с длиной излучателя. Эти антенны замечательны также излучением под малым углом возвышения, что особенно ценно для передач на дальние расстояния.

Пример

Требуется построить длиннопроводную антенну для работы в 20-метровом любительском диапазоне. Местные условия позволяют протянуть провод длиной 85 м с востока на запад. Необходимо определить:

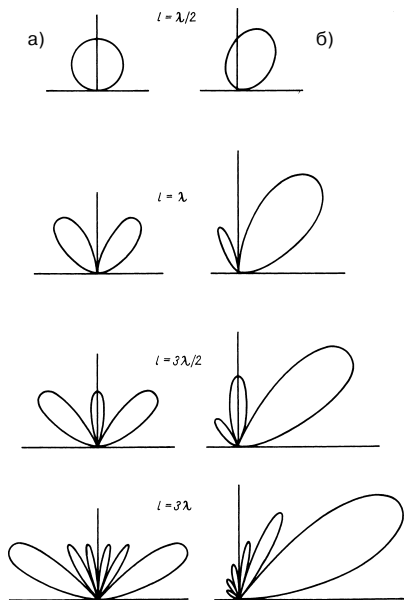


Рис. 11.1. Диаграммы направленности длиннопроводной антенны: а – при стоячих волнах, б – при бегущих волнах (фактическая ситуация является промежуточной между этими крайними положениями)

- точную длину провода для антенны длиной 4λ ;
- предполагаемое усиление в направлении максимума излучения;
- сопротивление излучения и направление максимального излучения.

Длина провода рассчитывается по формуле (11.1). На антенне длиной 4λ укладывается восемь полуволн, так что $n = 8$. Середина 20-метрового диапазона приходится на частоту 14,1 МГц, поэтому

$$l = \frac{150(8 - 0,05)}{14,1} \approx 84,57 \text{ м.}$$

На рис. 11.2 представлена номограмма для определения усиления, сопротивления излучения и направления главного луча длиннопроводной антенны в зависимости от длины излучателя, кратной длине волны λ . Кривая I – усиление антенны без потерь (dBd), кривая II – сопротивления излучения в пучности тока, кривая III – угол между максимумом излучения и продольной осью излучателя.

Длина провода составляет 84,57 м. Из рис. 11.2 видно, что при длине антенны 4λ (пересечение с кривой I) следует ожидать усиления около 3 dBd в направлении главного луча. По кривой II находим сопротивление излучению 130 Ом. Одновременно оно является сопротивлением при питании антенны в пучности тока. Согласно кривой III угол между направлением максимума

излучения и продольной осью антенны равен 26° . При монтаже антенны вдоль оси восток-запад, то есть под углами 90° и 270° относительно направления на север, главные лучи, согласно рис. 11.1а, направлены под углами (север соответствует нулю градусов):

$$\begin{aligned} 270^\circ + 26^\circ &= 296^\circ; \\ 270^\circ - 26^\circ &= 244^\circ; \\ 90^\circ + 26^\circ &= 116^\circ; \\ 90^\circ - 26^\circ &= 64^\circ. \end{aligned}$$

На карте мира в проекции, правильно передающей соотношение углов, можно было бы указать регионы, для связи с которыми эта антенна подходит больше всего.

Диаграммы направленности на рис. 11.1 представляют два крайних случая. На практике в антенне со свободным концом стоячие волны в чистом виде не существуют. Затухание излучения в той или иной степени вызывает бегущие волны. Но и их в чистом виде нет, поскольку для этого требуется корректное подключение к концу антенны с учетом влияния окружающей обстановки (грунта) и частотной зависимости, что реализуется с большим трудом.

Бегущим волнам свойственна несимметричная диаграмма направленности. Максимумы излучения разворачиваются в сторону свободного конца провода, тогда как побочные лепестки отклонены от главного направления несимметрично. Поэтому при концевом питании провода с ростом его

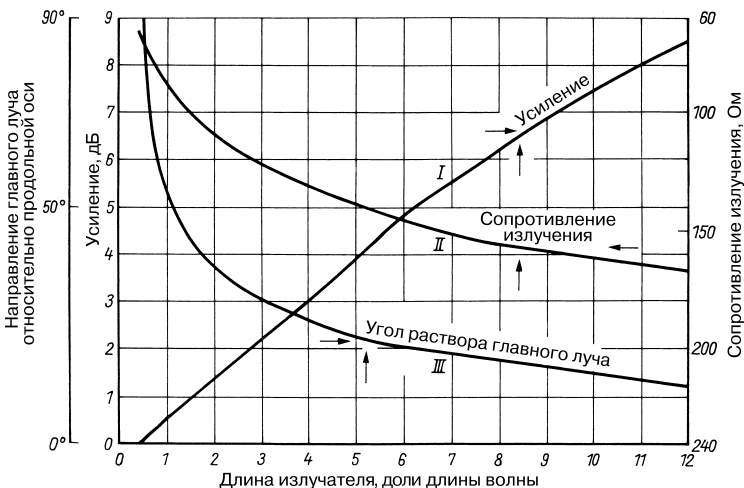


Рис. 11.2. Параметры длиннопроводной антенны в зависимости от ее длины

длины все большая часть энергии излучается в сторону свободного конца антенны.

Диаграмма направленности меняется еще сильнее, если провод натянут под небольшим углом относительно земной поверхности или параллельно склону (рис. 11.3). Это обстоятельство влияет на угол возвышения для излучения в вертикальной плоскости.

Когда вниз наклонен свободный конец провода или антенна натянута параллельно склону (см. рис. 11.3), излучатель часто обеспечивает поразительно удачную дальнюю связь на любительских КВ диапазонах в направлениях, указанных стрелками.

Вертикальный угол возвышения главного луча антенны важен для радиообмена на больших расстояниях и определяет длину скачков при отражении от ионосферы. Уже говорилось, что «плоское» излучение (малый вертикальный угол возвышения) весьма благоприятно при дальних передачах. Такое излучение характерно прежде всего для высоко расположенных длиннопроводных антенн. Высота над грунтом 2λ обеспечивает, например, минимальный вертикальный угол возвышения около 10° , но при высоте антенны $0,5\lambda$ он возрастает до 35° . При низком расположении антенны ее вертикальный угол возвышения уменьшаются за счет наклона излучателя (см. выше), что улучшает дальнюю связь в любительских КВ диапазонах.

11.1. Г-образные антенны

(G. Marconi – британский патент № 14788, 1905 г.)

Среди КВ антенн простейшей считается Г-образная. Ее внешний вид не отличается от давно известных средневолновых антенн для радиовещания (рис. 11.4).

Суммарная длина антенны l вплоть до разбега на корпусе аппаратуры равна как минимум полуволне, умноженной на коэффициент укорочения. Г-образная антенна является многодиапазонной, если рассчитывается как полуволновый излучатель для диапазона 80 м. Тогда в 40-метровом диапазоне она работает как волновая антенна, а в 20-, 15- и 10-метровом диапазонах – как двух-, трех- и четырехволновый излучатель соответственно.

К сожалению, эти выкладки не вполне строги. Расчет длины полуволнового излучателя по формуле (11.1) для резонансной

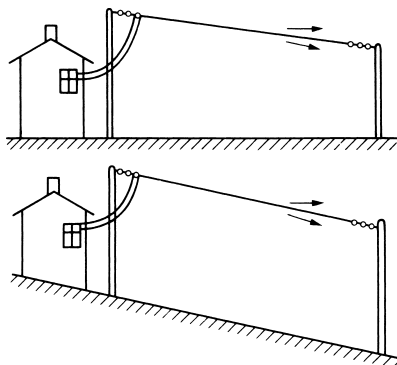


Рис. 11.3. Наклонные длиннопроводные антенны над горизонтальной и наклонной площадками

частоты 3500 кГц дает величину 40,71 м. Однако такой же провод в качестве волновой антенны на частоте 7,0 МГц, гармонически кратной 3,5 МГц, согласно этой же формуле должен иметь длину 41,78 м, так что волновый излучатель оказывается более чем на метр короче необходимого. Эти различия свойственны не только Г-образным, но любым антеннам, работающим на гармониках частот передатчика. Причина кроется в неодинаковости коэффициента укорочения.

Он в значительной мере определяется емкостными эффектами на концах излучателя. Провод, возбуждаемый своими гармониками, как бы состоит из множества полуволновых отрезков, но укорачивающие емкостные эффекты действуют только на крайние из них и не затрагивают остальные (рис. 11.5). Емкостный краевой эффект должен компенсироваться укорочением излучателя. Из рис. 11.5 видно, что излучатель длиной в несколько полуволн подвержен краевым эффектам только на своих концах и потому должен укорачиваться в меньшей степени, нежели полуволновый излучатель.

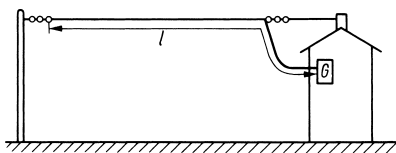


Рис. 11.4. Г-образная антенна

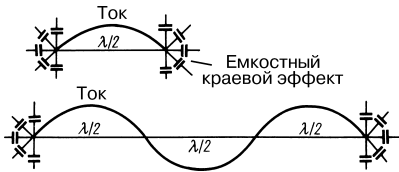


Рис. 11.5. Емкостный краевой эффект и его влияние на коэффициент укорочения излучателя

Ниже приведены данные, которые показывают, что полуволновый излучатель, правильно рассчитанный для частоты 3500 кГц, оказывается слишком коротким для возбуждения высшими гармониками, соответствующими гармонически упорядоченным любительским диапазонам.

Резонансная частота	Длина излучателя	
3500 кГц	0,5 λ	40,71 м
7000 кГц	1,0 λ	41,78 м
14000 кГц	2,0 λ	42,32 м
21000 кГц	3,0 λ	42,50 м
28000 кГц	4,0 λ	42,60 м

Таким образом, резонанс излучателя при работе антенны на высших гармониках не вполне кратен частоте основной волны.

На практике длина излучателя $l = 42,2$ м считается приемлемой компромиссной величиной. В этом случае резонанс оказывается в пределах диапазонов дальней связи (14040, 21140 и 28230 кГц), тогда как для 40- и 80-метрового диапазонов такая длина излучателя слишком велика.

Г-образная антенна для работы во всдиапазонном режиме

Соображения о резонансной длине излучателя беспредметны, если Г-образная антенна в соответствии с рис. 11.6 согласуется с выходом передатчика посредством несимметричного П-образного фильтра (см. «Расчет П-образного фильтра» из раздела 8.1.1). В этом случае допустимо применение провода

произвольной длины, и, следовательно, доступное пространство может быть полностью использовано. На практике это означает монтаж на максимальной высоте прямого провода максимальной длины, согласованного с выходом передатчика П-образным фильтром, который настроен на любой из любительских диапазонов. Такая антенна является подлинно всдиапазонной, перекрывающей и «новые» диапазоны 30, 17, 12 м, а также 120 м. В главе 8 описаны подходящие переключаемые антенные согласующие устройства.

В зависимости от длины антенны и выбранного диапазона длины волн, на выходе П-образного фильтра со стороны антенны встречаются максимумы тока или напряжения, равно как и любые промежуточные значения этих величин. При питании преимущественно по току часто возникает «блуждающее» высокочастотное напряжение на корпусе передатчика. Работая в высокочастотных любительских диапазонах, нередко наблюдают свечение лампы тлеющего разряда при прикосновении щупа к корпусу или ощущают легкое покалывание либо жжение, когда притрагиваются к корпусу кончиками пальцев. Появляются искажения модуляции сигнала или сбой в функционировании электронного ключа – признаки плохого заземления корпуса передатчика по высокой частоте (см. раздел 19.1.1).

Защитный проводник сетевого кабеля вовсе не обеспечивает надежного высокочастотного заземления, причем рост частоты усугубляет этот недостаток. Используемое заземление через водопроводную сеть нередко также оказывается недостаточным, прежде всего при использовании труб большой длины или изготовленных из синтетического материала. Система центрального отопления и прочие протяженные металлоконструкции лучше подходят для высокочастотного заземления. Имеет смысл связывать воедино все доступные металлические

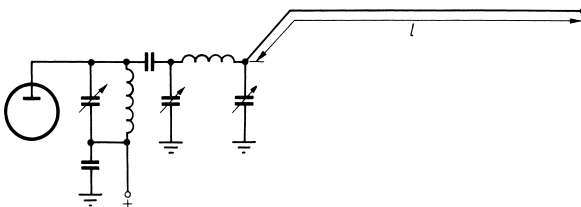


Рис. 11.6. Подключение Г-образной антенны через П-образный фильтр

массы в качестве вспомогательных элементов сети заземления.

Радиолобители DL2RM и DL1VU применяют «искусственную землю», эффективность которой была подтверждена при эксплуатации Г-образной антенны длиной 52 м [1]. При этом учитывается тот факт, что все токопотребляющие антенны (например, типа Groundplane или антенны с излучателем $5\lambda/8$) работают в сочетании с очень хорошим высокочастотным заземлением либо с низкоомными противовесами. В случае упомянутой Г-образной антенны длиной 52 м для каждого диапазона были подобраны четвертьволновые противовесы, установленные около радиостанции на расчалках и подключенные к опорной точке заземления. Благодаря этому на корпусе передатчика отсутствовало высокочастотное блуждающее напряжение и возрос ток антенны.

Разумеется, такое решение не является единственным. Было бы неплохо создать столь же эффективную, но более компактную и настраиваемую «искусственную землю». Ее роль может исполнять последовательный резонансный контур (рис. 11.7) между корпусом передатчика и противовесом длиной 2 м. Его оптимальная длина подбирается опытным путем. Дисковая катушка на 40 мкГн заменяется соответствующей цилиндрической катушкой с отводом. При мощностях до 100 Вт достаточен стабильный переменный конденсатор на 500 пФ, знакомый по обычным радиоприемникам. К корпусу передатчика подключаются «искусственная земля» и все доступные вспомогательные заземления. 2-метровый противовес желательнее вынести в свободное пространство, а относящиеся к нему элементы настройки – встроить в антенное согласующее устройство. Противовесы всегда настраиваются на максимальный ток антенны. Настройка считается оптимальной, когда достигнут минимум высокочастотного напряжения на корпусе передатчика. Возрастание тока антенны указывает на улучшение ее КПД.

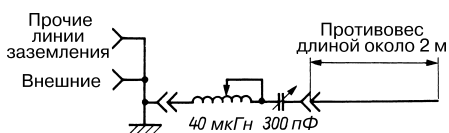


Рис. 11.7. Настраенный противовес в качестве «искусственной земли»

Благодаря настроенному противовесу существенно снижаются помехи радио- и телевизионным передачам. Тем не менее эта опасность сохраняется: Г-образная антенна излучает всей своей длиной (ведь у нее нет фидера), а помехи возникают при сближении антенны с бытовыми электроприборами и телевизионными антеннами. Интересная антенна Маркони описана в [2].

11.2. Антенна Фукса

(J. Fuchs – австрийский патент № 110357, 1927 г.)

Когда радиолобительство только зарождалось, австриец Й. Фукс (J. Fuchs, OE1JF, UO1JF, EAAA) разработал антенну, известную в настоящее время под его именем. Она долго оставалась популярной передающей КВ антенной, но теперь почти не применяется. Речь идет об обычной Г-образной антенне, отличающейся особым способом подключения к выходному контуру передатчика.

Как следует из рис. 11.8а, антенна Фукса работает в сочетании с промежуточным контуром, индуктивно связанным с «холодным» концом катушки анодного контура. Для промежуточного контура желательно иметь большое отношение L/C (высокую добротность); параметры приведены в табл. 10.2. В этом контуре даже при малой мощности передачи текут большие токи. Чтобы свести потери к минимуму, катушку выполняют из толстого провода или трубки. Прибор А – амперметр с нагреваемой нитью или иного типа, подходящего для измерения высокочастотных токов. В крайнем случае в качестве индикатора тока допустимо применять зашунтированную лампу тлеющего разряда.

Резонансная частота промежуточного контура, которая определяется произведением L_2C_2 , соответствует требуемой рабочей частоте, а длина излучателя рассчитывается по формуле (11.1). Следовательно, антенна Фукса также может работать на своих гармониках и использоваться в качестве многодиапазонной. Для этого контур Фукса переключается на ту или иную рабочую частоту.

Антенна Фукса, Г-образная антенна и другие с бесфидерным питанием излучают всей своей длиной. Излучающая подводка порождает потери, связанные с близостью

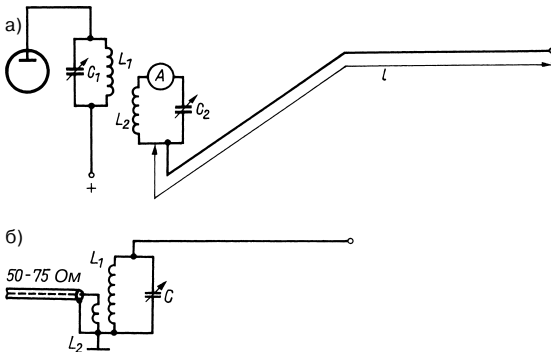


Рис. 11.8. Антенна Фукса: а – первоначальная конфигурация; б – обновленный вариант с питанием через коаксиальный кабель

силовых сетей, деталей зданий, металлоконструкций и т.п. Наряду с потерями на излучение, такие «блуждающие» высокочастотные токи служат причиной более или менее сильных помех соседним радио- и телевизионным приемникам.

На рис. 11.8б показан обновленный вариант антенны Фукса с фидером в виде коаксиального кабеля произвольной длины, индуктивно связанным с промежуточным контуром. Здесь допустима и гальваническая связь (рис. 19.36а), при которой не возникает излучение фидера, однако она неудобна из-за невозможности прямого доступа к промежуточному контуру на конце антенны. Последнее затрудняет эксплуатацию антенны в многодиапазонном режиме, да и при работе в единственном диапазоне используется лишь относительно узкая частотная полоса, если не подстраивать промежуточный контур. По этой причине приходится ограничиваться диапазонами с узкой полосой частот (40, 30, 17 и 12 м).

Практическая реализация обновленной антенны Фукса описана оператором DF2BC [2]. Он применял ее в качестве однодиапазонной антенны длиной 21 м для 40-метрового диапазона (рис. 11.8б). Индуктивность промежуточного контура $L_1 = 10$ мкГн определялась по табл. 10.2. Емкость контура $C = 50$ пФ вычислялась по приближенной формуле:

$$C_{\text{пФ}} = \frac{25330}{(f_{\text{МГц}})^2 L_{\text{мкГн}}}$$

Катушка L_1 была намотана на ферритовом кольце с внешним диаметром 50 мм. Чтобы получить индуктивность 10 мкГн,

потребовалось 20 витков. Катушка отбора мощности L_2 имела четыре витка. КСВ не превышал 1,1 на краях частотной полосы антенны, настроенной на среднюю частоту 7,05 МГц. Подключение коаксиального кабеля к оконечному каскаду усилителя описано в разделе 8.1.

11.3. Многодиапазонная антенна DL7AB

Предложение коротковолновика DL7AB позволяет легко настраивать длинноволновую антенну в резонанс в любых любительских диапазонах. За основу взяты следующие принципы: включение катушки в излучатель увеличивает его электрическую длину; эффект удлинения максимален, когда катушка находится в пучности тока, и ослабляется с ее приближением к узлу тока. Из рис. 11.9 нетрудно понять, как максимумы тока распределяются по излучателю длиной $\lambda/2$ в 80-метровом диапазоне, если излучатель служит многодиапазонной антенной [4, 5].

В режиме 10-метрового диапазона удлиняющая катушка строго располагается в первой пучности тока и эффект удлинения максимален при ее включении на расстоянии 2,5 м от конца излучателя. Оставаясь на том же месте в диапазоне 15 м, катушка достаточно близка к максимуму тока, но ее влияние ослаблено. С ростом длины волны катушка сближается с минимумом тока, а эффект электрического удлинения антенны убывает.

Если за основу многодиапазонной антенны DL7AB взять излучатель длиной 40 м,

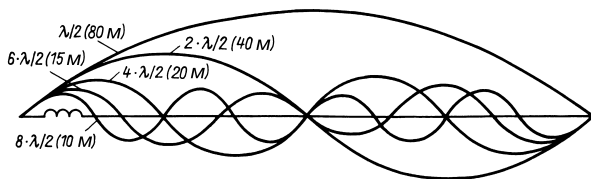


Рис. 11.9. Распределение тока по многодиапазонному излучателю

он окажется слишком коротким, чтобы служить полуволновым излучателем в 80-метровом диапазоне. Несмотря на близость удлиняющей катушки к узлу тока, ее действие все же достаточно для обеспечения резонанса излучателя в диапазоне 80 м. При работе в 40-метровом диапазоне излучателю не хватает уже 1,7 м, но катушка располагается ближе к пучности тока и компенсирует этот недостаток. В диапазонах 20, 15 и 10 м дефицит длины излучателя составляет 2,3, 2,5 и 2,6 м соответственно. Однако с ростом частоты удлиняющая катушка приближается к пучности тока, возвращая антенну к резонансу. Таким образом, благодаря изменениям удлиняющего действия катушки излучатель обретает правильную электрическую длину при переходах между любыми любительскими диапазонами.

Невозможно привести строгие данные о положении и величине удлиняющей катушки, так как каждая антенна подвергается различным влияниям в зависимости от состояния грунта, высоты антенны, окружающих ее объектов и способа питания. Подходящие параметры катушки представлены на рис. 11.10.

Разумеется, метод DL7AB применим и к другим многодиапазонным длиннопроводным антеннам для настройки их резонансов в каждом из диапазонов. Пример всдиапазонной антенны с симметричным питанием,

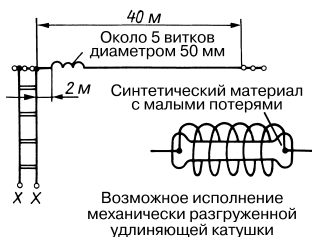


Рис. 11.10. Многодиапазонная антенна DL7AB с питанием типа «Цепелин»

работающей в диапазоне 80 м как волновой вибратор, приведен на рис. 11.11.

Работа в многодиапазонном режиме по методу DL7AB не сопровождается появлением реактивных составляющих на входе питания антенны, в чем и заключается преимущество данного метода. Несмотря на многодиапазонность, это позволяет применять согласованные фидеры. Но антенны DL7AB всегда питаются в пучности напряжения (они высокоомны по входу питания), так что здесь не обойтись без согласования с сопротивлением фидера. Принцип DL7AB открывает интересные перспективы создания многодиапазонной антенны Виндома с использованием удлиняющей катушки.

Излучатель DL7AB не получил особого распространения в качестве любительской антенны, но идеи, положенные в его основу, воплощаются в современных многодиапазонных направленных вращающихся антеннах.

11.4. V-образная антенна

(P. S. Carter – патент США № 1974387, 1930 г.)

V-образное расположение двух горизонтальных длиннопроводных антенн позволяет

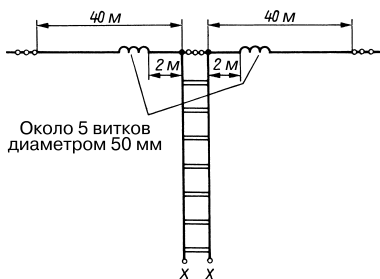


Рис. 11.11. Многодиапазонная антенна с симметричным питанием, основанная на принципах DL7AB

улучшить направленность и повысить усиление. Здесь образуется двунаправленный излучатель (радиоволны посылаются в двух направлениях) с усилением антенны на 3 дБ выше относительно одиночного провода той же длины, если угол раскрыва α выбран оптимальным образом (рис. 11.12) [6].

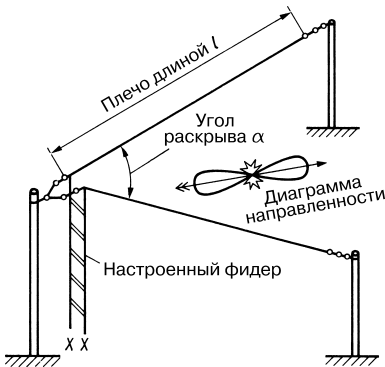


Рис. 11.12. Схема V-образного направленного излучателя

С ростом длины плеч антенны улучшается ее направленность и увеличивается усиление. Главный луч тяготеет к биссектрисе угла раскрыва. Его оптимальная величина убывает с удлинением плеча антенны l (рис. 11.13).

V-образная антенна является весьма эффективным излучателем для дальней связи благодаря малости угла возвышения

излучения диаграммы направленности в плоскости Н.

Эта антенна питается в пучности напряжения и потому характеризуется высоким входным сопротивлением. Чаще всего пользуются настроенным фидером, что делает возможным многодиапазонный режим. В однодиапазонном режиме предпочтительнее применять ненастроенный фидер, согласовав его с излучателем посредством четвертьволновой замкнутой тупиковой линии. При очень большой длине плеч антенны ее входное сопротивление достигает 600 Ом, и тогда V-образная антенна питается непосредственно через согласованный 600-омный фидер.

Строгое соблюдение длины плеча V-образного излучателя, рассчитываемой по формуле (11.1), не слишком важно. Поэтому такие антенны достаточно широкополосны. Напротив, выбор оптимального угла раскрыва α становится весьма существенным при большой длине плеч, так как от него зависит синфазность главных лепестков диаграммы направленности обоих плеч.

Угол раскрыва $\alpha = 47^\circ$ и длина плеча 63,05 м являются оптимальными параметрами V-образной антенны для 15-метрового любительского диапазона ($l = 4,5 \lambda$, усиление около 6,5 dBd). Этот излучатель успешно приспособляется для работы в диапазоне 10 м с таким же усилением ($l = 6 \lambda$) и в диапазоне 20 м ($l = 3 \lambda$) с усилением до 5 dBd. В диапазонах 10 и 20 м угол раскрыва неоптимален, поэтому максимальное усиление, соответствующее длине плеч антенны,

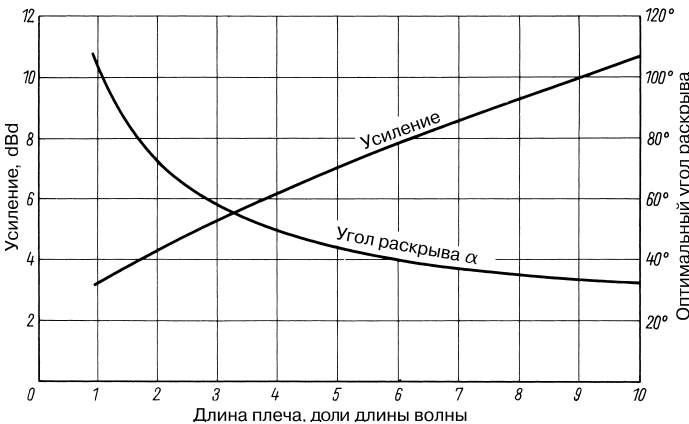


Рис. 11.13. Приблизительное усиление относительно полуволнового вибратора и оптимальный угол раскрыва V-образной антенны в зависимости от длины ее плеча, отнесенной к рабочей длине волны

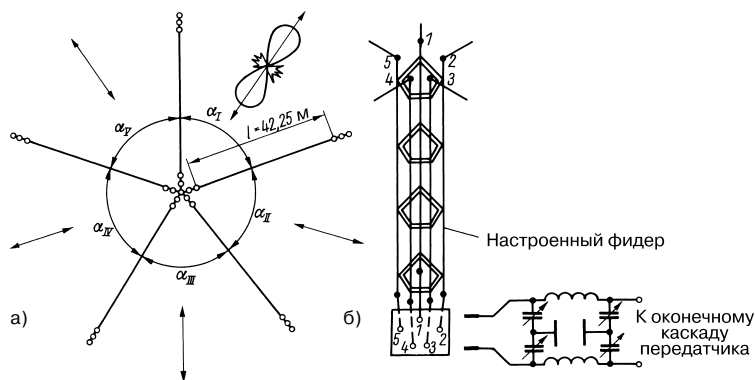


Рис. 11.14. Звезда из V-образных антенн в качестве многодиапазонной антенны с изменяемой диаграммой направленности

оказывается недостижимым. Усиление мало в диапазонах 40 и 80 м. Увеличенный угол возвышения главного луча на этих частотах вовсе не является недостатком. Вышеприведенные величины усиления – всего лишь результаты теоретических оценок, справедливые в идеальных условиях, но далеко не всегда реализуемые на практике.

11.4.1. Звезда из V-образных антенн

При наличии свободного пространства может быть построена весьма эффективная комбинация V-образных антенн, применимая в любом любительском диапазоне и обеспечивающая высокое усиление по всем направлениям (рис. 11.14).

От средней мачты высотой не менее 10 м по радиусам отходят пять проводов длиной по 42,25 м с углом раскрыва между соседними проводами 72° (рис. 11.14а). Допустимо и даже желательно сделать внешние мачты ниже центральной, поскольку это уменьшает угол возвышения главного луча.

От центральной мачты прокладывается фидер особой формы. Он состоит из пяти проводов с промежутками 10–15 см между ними (рис. 11.14б). Каждая пара соседних проводов образует настроенный фидер для «своего» V-образного излучателя. Чтобы обеспечить простое и надежное переключенное звездоподобной структуры, достаточно каждый провод соединить с отдельным гнездом на панели и подключать требуемую комбинацию лучей антенны к блоку настройки с помощью пары штекеров с коротким кабелем.

Описанная звезда состоит из пяти V-образных излучателей, что позволяет выборочно включать пять независимых V-образных антенн, равномерно распределенных по азимуту. Но поскольку лучи этих антенн являются двунаправленными, формируется 10 главных лучей. Каждый лепесток главного луча охватывает азимутальный интервал 36° , так что звезда обеспечивает круговое 10-ступенчатое переключение направлений излучения. Здесь допускается произвольное подключение пар проводов, что позволяет получать комбинации излучателей, формирующих почти круговое излучение или направленное особой формы. В разделе 10.4 указано, при каких условиях следует ожидать излучения с круговой диаграммой направленности.

Звезда из V-образных излучателей представляет собой полноценную антенну для работы также в 40- и 80-метровом диапазонах. В этом ее преимущество перед вращающимися направленными излучателями, промышленно изготавливаемыми из легких металлических труб. Для построения звезды не требуются дорогостоящие трубки, сложная механика и трудоемкая настройка.

Вот еще ряд примеров особо эффективных звезд из V-образных излучателей:

- 7 проводов длиной по 4 λ , угол раскрыва $51,5^\circ$;
- 8 проводов длиной по 5 λ , угол раскрыва 45° ;
- 9 проводов длиной по 6 λ , угол раскрыва 40° .

Один или несколько проводов можно не ставить, если отказаться от требования

работать по всем направлениям при максимальном усилении. На рис. 11.15 изображен вариант антенны с четырьмя проводками длиной по 3λ и углом раскрыва 60° , предназначенный для диапазона 15 м.

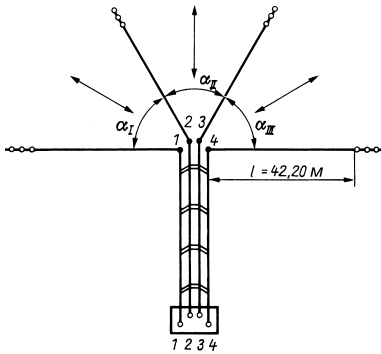


Рис. 11.15. Упрощенная звезда из V-образных излучателей

Лучше выбирать длину плеч и угол раскрыва многодиапазонной антенны из V-образных излучателей в расчете на 15-метровый диапазон. Поскольку для работы в многодиапазонном режиме в любом случае необходимо применять настроенный фидер, неточности определения длин излучателя и фидера всегда удается компенсировать с помощью устройства сопряжения антенны и передатчика. Длина излучателей рассчитывается по формуле (11.1) для определения параметров длиннопроводных антенн. Еще проще взять соответствующие значения из табл. 41.2 приложения (см. том 2).

11.4.2. Составные V-образные антенны

Усиление V-образной антенны повышается на 3 дБ без уменьшения горизонтального угла раскрыва благодаря вертикальной фокусировке. С этой целью две одинаковые V-образные антенны монтируют одну над другой (рис. 11.16). Расстояние между этажами составляет от $\lambda/2$ до λ при оптимуме около $0,7\lambda$. Отсюда следует, что необходимая строительная высота антенны очень велика и едва ли осуществима в КВ диапазонах.

Питание антенны упрощается при расстоянии между этажами $\lambda/2$. Оба V-образных излучателя должны возбуждаться синфазно. Полуволновая линия межэтажной связи трансформирует сопротивления в отношении 1:1, но разворачивает фазу приложенного напряжения на 180° . Для синфазного питания этажей необходимо перекрещивать провода полуволновой линии межэтажной связи, если запитывается только нижняя антенна.

Иногда две горизонтальные V-образные антенны располагают рядом так, что их конфигурация напоминает букву W. Кроме того, за V-образным излучателем на расстоянии λ устанавливают второй такой же излучатель в качестве отражателя, в результате чего излучение становится однонаправленным при питании обоих излучателей со сдвигом по фазе на 90° .

11.4.3. Тупоугольная V-образная антенна

(Е. Bruce – патент США № 1899410, 1929 г.)

Тупоугольная V-образная, или полуромбическая, антенна – потомок V-образного

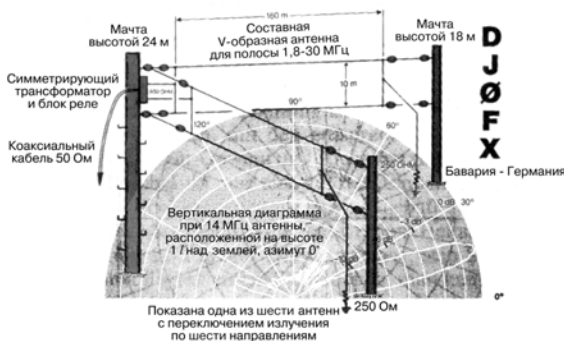


Рис. 11.16. Составная V-образная антенна

излучателя (рис. 11.17); используется в исключительных обстоятельствах, так как ее протяженность почти вдвое превышает размеры V-образного излучателя с острым углом при вершине. К тому же сравнимая с ней равноплечая антенна Normal-V обеспечивает более высокое усиление.

Подобно антенне типа «Цепелин», тупоугольная V-образная антенна питается через настроенный фидер. Оптимальный угол α для плеч разной длины l составляет:

$$\begin{array}{lll} 2\lambda - 110^\circ & 5\lambda - 137^\circ & 8\lambda - 144^\circ \\ 3\lambda - 122^\circ & 6\lambda - 140^\circ & 9\lambda - 146^\circ \\ 4\lambda - 130^\circ & 7\lambda - 142^\circ & 10\lambda - 147^\circ \end{array}$$

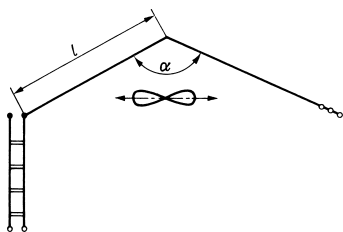


Рис. 11.17. Тупоугольная V-образная антенна

11.5. Открытая ромбическая антенна

Эта антенна возникла как комбинация двух V-образных излучателей и является самой эффективной проволочной направленной антенной, доступной для изготовления радиолобительскими средствами. Ромб отличается более широкой частотной полосой по сравнению с V-образной антенной той же общей длины.

Схема открытой ромбической антенны показана на рис. 11.18. Концы ее плеч не замкнуты, и этим она отличается от известного замкнутого ромба – аперриодической широкополосной антенны (глава 12).

Согласно рис. 11.18, открытая ромбическая антенна является почти строго двунаправленной. Она характеризуется более высоким усилением относительно V-образного излучателя. Например, усиление ромба без потерь с длиной плеч $l = 3\lambda$ составляет 8,5 dBd (табл. 11.1), тогда как усиление V-образного излучателя с $l = 6\lambda$ достигает лишь 7,8 dBd (рис. 11.13). В обоих случаях требуется провод одинаковой длины. Кроме того, диаграмма направленности ромба в меньшей степени зависит от частоты, нежели диаграмма V-образной антенны.

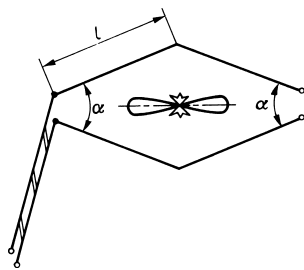


Рис. 11.18. Двунаправленная ромбическая антенна

Оценки усиления в табл. 11.1 приведены к полуволновому вибратору.

Открытый ромб ведет себя относительно длины плеч и угла раскрытия точно так же, как и V-образная антенна, что дает возможность доработать хорошо выверенную антенну до ромба, добавляя к ней идентичный второй экземпляр V-образной антенны. В результате получается ромб, который характеризуется оптимальными параметрами, повышенным на 3 дБ усилением и более широкой полосой частот.

11.6. Удлиненный двойной «Цепелин»

(V.E.O. – германский патент № 562306 с приоритетом СССР от 1931 г.)

Удлиненный двойной «Цепелин» относится к длиннопроводным антеннам, так как его длина превышает длину волны. Название

Таблица 11.1. Оптимальный угол раскрытия и усиление открытой ромбической антенны без потерь в зависимости от длины плеча l

Длина плеча, l/λ	Угол раскрытия, град.	Усиление, dBd
1	105	6,5
1,5	85	7
2	73	7,5
2,5	64	8
3	58	8,5
3,5	54	9
4	50	9,5
4,5	48	10
5	45	10,5

этой антенны означает лишь способ ее возбуждения через настроенную двухпроводную линию, а по электрическому принципу действия она представляет собой серию вибраторов (см. раздел 13.1).

Антенна данного типа была запатентована как «направленная горизонтальная коротковолновая антенна» уже в 1931 г. в СССР, а затем и в других странах. По просьбам радиолюбителей Х. Романдер подробно описал ее в 1938 г. [8].

Речь идет о вибраторе с длиной плеч по $0,64 \lambda$ (рис. 11.19). Параметры такого вибратора, длина которого равна $1,28 \lambda$, представлены в табл. 3.1 (№ 6). Идеализированная диаграмма направленности в плоскости E (рис. 11.20) показывает, что главный луч антенны имеет ширину 35° и является двунаправленным; кроме того, есть еще четыре симметричных побочных лепестка. Усиление составляет 3 dBd, тогда как волновый вибратор, будучи на четверть волны короче, имеет усиление 1,7 dBd при ширине главного луча 50° (параметры волнового вибратора приведены в табл. 3.1). Из распределения тока на рис. 11.19 следует, что антенна возбуждается только через настроенный фидер, удовлетворяющий условиям резонанса.

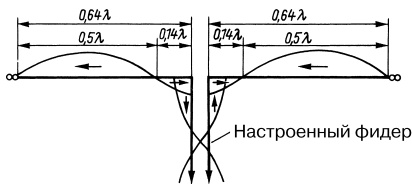


Рис. 11.19. Распределение тока в удлиненном двойном «Цеппелине»

С ростом длины плеч вибратора выше предела $0,64 \lambda$ усиление быстро падает, в то время как при укорачивании плеч оно убывает медленно. Поэтому рекомендуется выбирать длину плеч равной значению $0,64 \lambda$, приведенному к самой высокой частоте, с которой планируется работать в определенном диапазоне. В таких условиях точность размеров антенн не играет особой роли, поскольку в любом случае резонанс обеспечивается настроенным фидером. Этот способ питания разъясняется в разделе «Антенна типа двойной «Цеппелин» (рис. 10.9). Настроенный фидер делает возможным многодиапазонный режим работы со всеми вытекающими для усиления и диаграммы направленности последствиями.

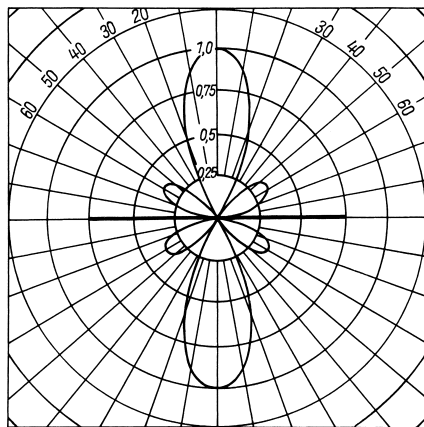


Рис. 11.20. Идеализированная диаграмма направленности в плоскости E

Возбуждение через согласованный фидер произвольной длины осуществимо, если ограничиться однодиапазонным режимом. Как известно, вибратор в полторы длины волны является резонансным, а его вход по питанию совпадает с пучностью тока, благодаря чему его входное сопротивление предполагается активным и равным 90 Ом . Из рис. 11.21 очевидно, что эти условия соблюдаются и в случае удлиненного двойного «Цеппелина», если подключить отрезок двухпроводной линии длиной $0,11 \lambda$. Тем самым длина каждого из плеч вибратора доводится до резонансного значения $0,75 \lambda$ без каких-либо изменений свойств излучения. Теперь можно возбуждать излучатель через 90 -омный двухпроводной фидер произвольной длины, подключая его к точкам XX. Однако в силу вышеизложенных соображений выгоднее использовать 75 -омный коаксиальный кабель в сочетании с симметрирующим трансформатором $1:1$. Согласованные антенны должны быть максимально точно рассчитаны под рабочую частоту, поскольку резонансную частоту удается менять только путем укорочения или удлинения настроечного антенного шлейфа.

В табл. 11.2 представлены размеры излучателя (рис. 11.21б) для различных резонансных частот в любительских диапазонах коротких волн, рассчитанные по формуле (11.1) с учетом коэффициента укорочения $V = 0,983$. Разумеется, значение длины l подходит и при реализации антенны с настроенным фидером согласно рис. 11.19.

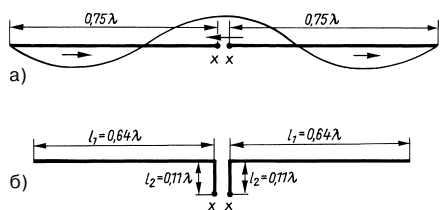


Рис. 11.21. Доработка полуволнового вибратора до удлиненного двойного «Цепелина» согласованным фидером

Для пересчета на другие резонансные частоты служат следующие формулы:

$$l_{1M} = \frac{188,7}{f_{\text{МГц}}} \quad (11.2)$$

и

$$l_{2M} = \frac{32,4}{f_{\text{МГц}}} \quad (11.3)$$

Оператор GЗТКН описал практически испытанный вариант удлиненного двойного «Цепелина» на 21 МГц, способного слушать и полуволновым вибратором на 7 МГц [9]. Его размеры показаны на рис. 11.22. Длина плеча этой антенны l_1 для 21 МГц составляет лишь $5\lambda/8$ ($0,625\lambda$); $l_2 = \lambda/8$. В диапазоне 7 МГц излучающий отрезок приблизительно равен $0,4\lambda$, а недостающие до полуволнового резонанса $0,1\lambda$ обеспечиваются

Таблица 11.2. Размеры удлиненного двойного «Цепелина» для любительских диапазонов

Резонансная частота, МГц	Длина l_1 , м	Длина l_2 , м
1,83	103,11	17,7
3,55	53,16	9,13
3,7	51	8,76
7,05	26,77	4,6
10,12	18,65	3,2
14,05	13,43	2,31
14,2	13,29	2,28
18,1	10,43	1,79
21,05	8,96	1,54
21,3	8,86	1,52
24,95	7,56	1,3
28,05	6,73	1,16
28,5	6,62	1,14
29	6,51	1,12

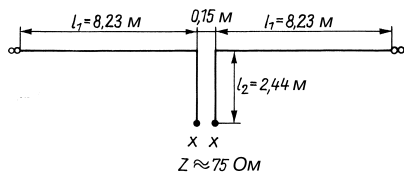


Рис. 11.22. Двухдиапазонный вариант антенны GЗТКН (указаны размеры для 7 и 21 МГц)

линией l_2 . По своим качествам антенна вполне сопоставима с полноразмерным полуволновым вибратором и питается через симметрирующий трансформатор 1:1 и 75-омный коаксиальный кабель произвольной длины. В [10] описан вариант для диапазона 12 м.

11.7. Длиннопроводная шестидиапазонная антенна K4EF

Оператор K4EF разработал шестидиапазонную длиннопроводную антенну, внешне примитивную по устройству, но весьма рациональную по своим функциям. На рис. 11.23 представлены три горизонтальных антенных проводника l_1 , l_2 и l_3 разной длины, причем l_1 перпендикулярен l_2 и l_3 . При указанных на рисунке размерах резонанс имеет место в любительских диапазонах 30, 20, 17, 15, 12 и 10 м. Полное входное сопротивление на клеммах XX во всех диапазонах составляет около 200 Ом. Смещение XX относительно середины проводников

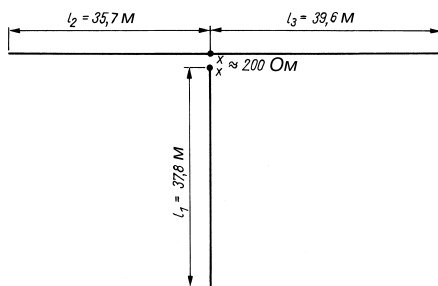


Рис. 11.23. Схема с размерами шестидиапазонной длиннопроводной антенны K4EF (вид сверху)

Таблица 11.3. Условия резонанса и частотные области антенны K4EF

Система	Эффективная длина, м	Любительский диапазон, м	Число полуволн	Частотная область для КСВ = 2, МГц
$l_1 + l_2$	73,5	30	5	9,95–10,26
$l_1 + l_2$	73,5	20	7	13,98–14,40
$l_1 + l_2$	73,5	17	9	18,00–18,54
$l_1 + l_3$	77,5	15	11	20,89–21,53
$l_1 + l_3$	77,5	12	13	24,71–25,46
$l_1 + l_3$	77,5	10	15	28,52–29,30

свидетельствует о принципиальном сходстве с антенной Виндома (см. раздел 10.2.3) [11–14].

Речь здесь идет о комбинации двух систем. Одна образована отрезками $l_1 + l_2$ суммарной длиной 73,5 м, а другая – отрезками $l_1 + l_3$ длиной 77,5 м. В табл. 11.3 представлены условия резонанса для каждого диапазона и найденные оператором K4EF частотные полосы, в которых КСВ < 2. Эти данные свидетельствуют о недостаточности частотной полосы в 10-метровом диапазоне, что вынуждает пользоваться согласующим устройством для работы на частотах менее 28,5 МГц.

Трудно судить о различных свойствах излучения в отдельных диапазонах, так как при этом приходится учитывать даже угол между проводниками антенны. Приблизительные оценки демонстрируются на рис. 11.1 и 11.2. Наверняка здесь можно рассчитывать на небольшой угол возвышения и, следовательно, приличные условия дальней связи.

Длина проводников должна быть строго выдержана, но для углов между тремя проводниками это не столь существенно. В зависимости от местных условий их сумма должна составлять от 180° (в норме) до 120°. Допустимо протягивать проводники от центральной мачты к наружным, менее высоким, опорам наклонно (наподобие Inverted V). Разумеется, и эту антенну следует монтировать как можно выше над грунтом и на максимальном удалении от других объектов. Центральную мачту следует делать высотой не менее 10 м.

Входное сопротивление величиной 200 Ом позволяет согласовать антенну с 50-омным коаксиальным кабелем по симметрии и полностью сопротивлению с помощью широкополосного симметрирующего трансформатора 1:4 на кольцевом сердечнике

(рис. 7.11). По мнению оператора K4EF, в регионах с частыми грозами имеет смысл прокладывать двухпроводный 200-омный фидер вдоль всей центральной мачты и только около грунта соединять его с трансформатором на кольцевом сердечнике. Тогда в случае опасности поражения молнией система заземляется непосредственно через легкодоступный 200-омный фидер.

Литература к главе 11

- [1] Wolf R.; Hille K. H.: Einfache DX-Antenne mit künstlicher Erde. cq-DL, 11/79, S. 493 bis 495.
- [2] Tamburro G.: Twinlead-Marconi-Antenna. QRV, 6/1979, S. 341.
- [3] Klüss A.: Die optimierte Fuchs-Antenne. cq-DL, 7/85, S. 377.
- [4] Bätz B.: Die DL7AB-Antenne. Funk-Technik, 19/49, S. 576.
- [5] Klüss A.: Praktische Ausführung einer DL7AB-Korrekturspule. cq-DL, 6/88, S. 363.
- [6] Missler E.: V-Antennen im Kurzwellenbereich. Techn. Mitt. RFZ, 15 Jg., H. 2/1971, S. 82 bis 85.
- [7] Klier W.: Die V-Antenne in Theorie und Praxis. beam, 3/83, S. 26 bis 28.
- [8] Romander H.: The Extended Double-Zepp Antenna. QST, June 1931, pp. 12–16, 76.
- [9] Lear V. C.: A 7/21 MHz space-saver antenna. Radio Communication, November 1979, pp. 1031–1032.
- [10] Reh J. J.: An Extended Double Zepp Antenna for 12 Meters. QST, December 1987, pp. 25–27.
- [11] Brown E. S.: Antenna design using longwire principle. Ham Radio, May 1977, pp. 10–21.
- [12] Brown E. S.: K4EF allband antenna. Ham Radio, November 1984, pp. 76–77.
- [13] Brown E. S.: The K4EF antenna for 10–30 MHz. Ham Radio, January 1985, p. 77.
- [14] Brown E. S.: K4EF Long Wire Antenna Designs. Ham Radio, September 1989, pp. 32–42.
- Baird B.: Try an Extended Double Zepp Antenna. QST, February 1992, p. 75.
- Bensch H.: Langdrahtantennen – besser als ein Quad-Element beam, 9/87, S. 31–33.

- Brown E. S.*: Antenna design using the longwire principle. Ham Radio, May 1977, pp. 10–21.
- Bruce E.*: Developments in Short-Wave Directive Antennas. Proc. IRE, Vol. 19, No. 8, August 1931, pp. 1406–1433.
- Brunswig H.*: Bestimmung des Horizontaldiagramms einer L-Antenne. DL-QTC, 1/62, S. 7 bis 9.
- Haisty B.*: The ND1W South Sandwich Island Special Antenna. CQ, March 1993, pp. 32, 36, 38, 40.
- Hart T.*: The Under-rated Inverted V Antenna. antennex, August 1969, pp. 12–14.
- Jachnow W.*: Zur Theorie der Langdrahtsendeantenne, I. Die einfache Langdrahtantenne. Telefunken Mitt., 21 Jg., Nr. 83, Mai 1940, S. 55 bis 64.
- Morrow R. B.*: The Half Rhombic Antenna. antennex, July 1989, pp. 22–25.
- Orr B.*: The End-Fed Long Wire Revised. CQ, February 1991, pp. 68–70.
- Schultz J. J.*: The DEZI Dipole Antenna For 10 Meters. CQ, July 1989, pp. 18–20.
- Wrigley W. B.*: Impedance Characteristics of Harmonic Antennas. QST, February 1954, pp. 10–14, 100.

12. Аперриодические длиннопроводные антенны

Излучатели, замкнутые нагрузочными сопротивлениями, называются аперриодическими, или замкнутыми, антеннами (рис. 12.1). Нагрузочное сопротивление R_L (его называют также поглощающим резистором) по величине равно волновому сопротивлению антенны Z_A и на рабочей частоте должно быть чисто активным.

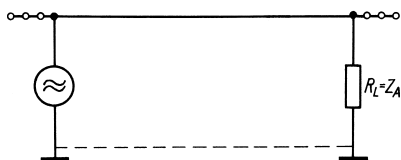


Рис. 12.1. Аперриодическая антенна

В антенне, замкнутой своим волновым сопротивлением (в отличие от резонансных разомкнутых), стоячие волны не образуются. Энергия, которая достигает конца антенны, воспринимается находящимся там нагрузочным сопротивлением и превращается в тепло. Теоретически замкнутую антенну допустимо рассматривать как согласованную линию передачи, вторым проводом которой служит земля. Линия передачи с волновым сопротивлением Z_A замкнута на нагрузочное сопротивление R_L . В ней образуются бегущие волны, отличающиеся монотонным убыванием тока вдоль проводника, начиная от входа антенны.

Вообще говоря, линии передачи из параллельных проводников, замкнутые собственным волновым сопротивлением, почти или совсем не излучают радиоволны. Но в случае замкнутой антенны оба ее провода и земля настолько удалены друг от друга, что противофазные составляющие поля не возникают. Таким образом, система способна излучать радиоволны и служить передающей или приемной антенной.

Входное сопротивление аперриодической антенны не зависит от частоты в широких пределах ее изменения. Это достоинство уравновешивает тот недостаток, что часть

высокочастотной энергии бесполезно расходуется на нагревание нагрузочного резистора. Хорошо выраженная зависимость диаграммы направленности от частоты, как правило, определяет протяженность полезной полосы частот аперриодической антенны.

12.1. Замкнутая длиннопроводная антенна

Диаграммы направленности замкнутого длинного проводника и открытой длиннопроводной антенны той же протяженности подобны. Однако в первом случае лепестки диаграммы тем меньше, чем ближе их оси к направлению на точку ввода питания антенны. Открытая антенна посылает радиоволны в двух противоположных направлениях (рис. 12.2а), а замкнутая – только в одном (рис. 12.2б).

Хорошая электропроводность грунта является предпосылкой успешной работы замкнутой длиннопроводной антенны, так как земная поверхность служит ей вторым проводником. Но эта предпосылка реализуется далеко не всегда; в таких случаях приходится прокладывать по земле противовес той же длины в качестве «искусственной земли». Сопротивление на рис. 12.2в называется в пучности тока благодаря проводнику длиной $\lambda/4$. Но введение частотно-зависимого элемента делает невозможным эффективный многодиапазонный режим работы. Поэтому для его реализации используют «веер» переключаемых четвертьволновых противовесов, настроенных на каждый из рабочих диапазонов.

Усиление аперриодической длиннопроводной антенны увеличивается с ростом отношения длины провода к рабочей длине волны. Волновое сопротивление Z антенны лежит в интервале 300–600 Ом в зависимости от сечения провода d и высоты антенны над грунтом h и рассчитывается по формуле:

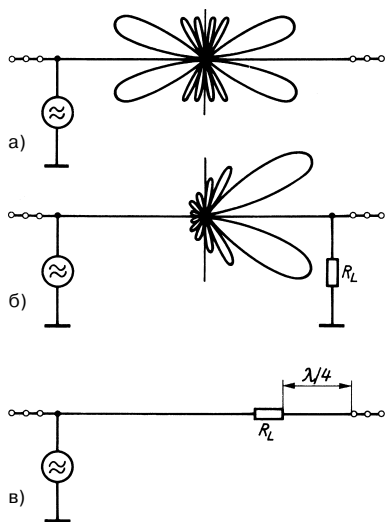


Рис. 12.2. Сравнение идеализированных горизонтальных диаграмм направленности: а – согласованная длиннопроводная антенна длиной 3λ ; б – замкнутая антенна той же длины; в – замкнутая антенна с противовесом длиной $\lambda/4$

$$Z = \frac{276}{2} \lg \frac{2(2h+d)}{d} \approx 138 \lg \frac{4h}{d} \quad (12.1)$$

Такое же значение сопротивления следует иметь и нагрузочному резистору R_L . При передаче он должен выдерживать половину выходной высокочастотной мощности передатчика и не содержать реактивных составляющих. Требование к стойкости по рассеиваемой мощности снижается с ростом длины проводника антенны. Когда эта длина составляет 2λ , на резистор приходится 25% мощности.

12.2. Однопроводная антенна бегущей волны

(Н. Н. Beverage – патент США № 1381089, 1920 г.)

Очень длинную замкнутую антенну, протянутую на сравнительно малой высоте от земной поверхности, называют антенной Бевереджа. В отечественной литературе она известна как однопроводная антенна бегущей волны. Ранее ее использовали преимущественно при приеме передач в

низкочастотных КВ диапазонах. Для радиолюбителя она незаменима в качестве приемной антенны 160-метрового диапазона, а благодаря своей широкополосности прекрасно работает и в диапазонах 80 и 40 м [1, 2].

Необходимо, чтобы длина провода, приведенная к наименьшей частоте, равнялась как минимум длине волны, но обычно она составляет несколько длин волн. Уже из этого ясно, что подобная антенна осуществима лишь в малонаселенной местности. Антенне не страшны лесополосы, фруктовые сады, живые изгороди, отдельные хозяйственные постройки и другие легкие препятствия. Проводимость почвы играет второстепенную роль, но для нагрузочного сопротивления надо обеспечить надежное заземление по высокой частоте (см. раздел 19.1). Требования к высоте антенны также вполне умеренные: обычно достаточно натянуть провод на расстоянии 2–3 м от грунта.

В простейшем виде антенна Бевереджа соответствует замкнутой длиннопроводной антенне, изображенной на рис. 12.2б. Несколько более совершенный вариант из [3] демонстрируется на рис. 12.3. Антенна предназначена для приема в 160-метровом диапазоне, имеет длину 460 м ($\approx 2,8\lambda$) и протянута на высоте 3 м. Надежное заземление по высокой частоте обеспечивается большим числом противовесов, расположенных в земле. Т1 является высокочастотным трансформатором с отношением витков обмоток 1:2,5, что соответствует преобразованию импеданса в масштабе 1:6. Трансформатор согласует антенну с обычным низкоомным входом приемника. Первичная и вторичная обмотки проложены навстречу друг другу на кольце из феррита высокой проницаемости. Для подавления наводок со стороны близко расположенных вещательных средневолновых передатчиков первичная обмотка заземляется на корпусе приемника, а вторичная – в другом месте.

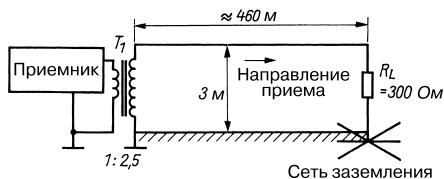


Рис. 12.3. Простая антенна Бевереджа для диапазона 160 м (согласно W8HHS)

Белроуз [4] сообщает о результатах исследования антенны Бевереджа длиной 100 м, полученных на частоте 2 МГц. Вкратце они сводятся к следующему.

Антенна более эффективна при пониженной проводимости грунта под ней. Усиление антенны на высоте 1 м над плохо проводящим грунтом было на 5,7 дБ больше, чем в случае хорошей проводимости почвы. На более высоких частотах (например, 25 МГц) имеет место обратная тенденция.

Усиление слабо зависит от высоты антенны над грунтом. Переход от метровой высоты к трехметровой дает прирост усиления всего на 1,3 дБ; даже когда провод был натянут на высоте 0,3 м, усиление уменьшилось лишь на 2 дБ относительно трех метров.

Усиление растет с длиной антенны. Стометровая антенна была натянута на высоте 1 м над сухой почвой. Удлинение антенны до 200 и 400 м давало увеличение усиления на 3,5 и 5 дБ соответственно.

Белроуз также установил, что на частоте 2 МГц антенна Бевереджа длиной 100 м при высоте 1 м характеризуется горизонтальной и вертикальной шириной главного луча около 77° и 60° соответственно (угол возвышения равнялся 42°). Следует учитывать, что в данном случае длина антенны составляла лишь $0,67\lambda$, однако здесь важна тенденция превышения горизонтальной ширины диаграммы направленности над вертикальной.

Судя по диаграмме направленности, антенны Бевереджа являются остронаправленными. К сожалению, даже при наибольших реализуемых длинах этих антенн их усиление в диапазонах 160, 80 и 40 м уступает усилению изотропного излучателя. Антенны длиной 400 м обеспечивают при передаче «усиление» -3 дВн на 40 м, -4 дВн

на 80 м и -6 дВн на 160 м [4]. Таким образом, эффективность антенны Бевереджа крайне низка. Причины этого кроются в нагрузочном сопротивлении, неизбежных потерях в грунте (особенно при монтаже антенны на малой высоте), омических потерях в сравнительно длинном и тонком проводнике, диэлектрических потерях на многочисленных изоляторах для подвески антенны. Поэтому в режиме передачи надо учитывать, что более 50% мощности будет потеряно. Но при работе на прием антенна характеризуется однонаправленностью, горизонтальной поляризацией, узким главным лучом и малым углом возвышения, что гарантирует эффективное подавление радиоволн, поступивших с направлений вне главного луча. Благодаря этому резко снижается уровень помех, и даже атмосферные помехи ослабляются в зависимости от направления на их источник. Сигналы дальней связи, поступающие под малым углом возвышения в пределах доступного диапазона азимутальных углов, усиливаются, и в целом запас помехоустойчивости оказывается достаточно велик. Кроме того, антенна Бевереджа большой длины способна сглаживать замирания.

Усовершенствованием антенны Бевереджа явилась ее версия с двумя проводниками (рис. 12.4). Она описана W9UCW [5]. Антенна длиной 162 м предназначена для работы в диапазоне 160 м. Преимущества новой версии состоят в меньших потерях, связанных с грунтом, в более высоком напряжении сигнала и в переносе нагрузочного резистора R_L на сторону приемника, где проще оптимизировать режим работы, пользуясь доступной RLC-цепочкой. Используя экспериментальный подбор элементов R_L и C , удается ослаблять шумы и помехи от других передатчиков.

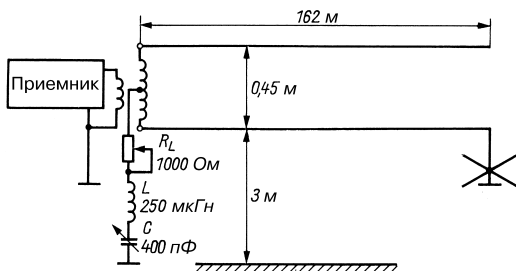


Рис. 12.4. Двухпроводный вариант антенны Бевереджа для диапазона 160 м; максимальный сигнал приходит справа

Хотя диаграммы направленности описанных антенн Бевереджа в какой-то степени поддаются изменению, антенны остаются направленными, с единственным лучом и работоспособными в сравнительно узком интервале азимутальных углов. Однако имеются способы разворачивать горизонтальную диаграмму направленности на 180° . Один из них был предложен W9UCW (рис. 12.5) применительно к двухпроводному варианту этой антенны.

Параметры катушек, намотанных медным эмалированным проводом:

- L_1, L_5 – 6 витков провода диаметром 1,6 мм на каркасе диаметром 60 мм;
- L_2 – 56 витков провода диаметром 0,4 мм с отводом посередине на каркасе диаметром 80 мм (L_1 центрируется внутри L_2);
- L_6 – 56 витков провода диаметром 0,4 мм на каркасе диаметром 80 мм (L_6 центрируется внутри L_5);
- L_3 – 60 витков провода диаметром 0,4 мм с отводом посередине на каркасе диаметром 100 мм. Эту обмотку следует заключить в заземленную металлическую фольгу, оставив щель шириной 20 мм, чтобы не создавать короткозамкнутый виток (электростатический экран);
- L_4 – 40 витков того же провода диаметром 0,4 мм, симметрично намотанных поверх фольги на катушку L_3 в виде вторичной обмотки;
- L_7 – 40 витков того же провода диаметром 0,5 мм на каркасе диаметром 25 мм, ширина обмотки 25 мм при индуктивности 250 мкГн.

В качестве нагрузочного сопротивления R_L необходимо применять резистор с минимальной индуктивностью (проволочный потенциометр недопустим).

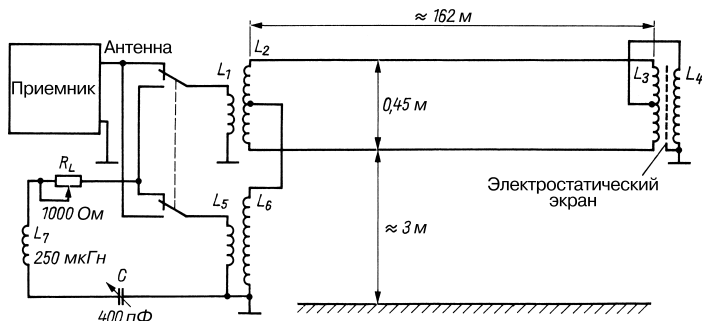


Рис. 12.5. Двухпроводная антенна Бевереджа с переключением направления приема, предложенная W9UCW; положение переключателей соответствует приему сигнала справа

Однопроводная антенна Бевереджа для 40-метрового любительского диапазона подробно описана в [6].

Будучи прекрасной антенной для приема сигналов дальних станций, антенна Бевереджа гораздо хуже работает в качестве передающей. Это вовсе не противоречит принципу взаимности, согласно которому свойства и параметры антенны при приеме и передаче приблизительно одинаковы. Причина различий кроется в особенностях режима эксплуатации. Как известно, любительские диапазоны 160, 80 и 40 м страдают от сильных помех разного происхождения. Удивительно, что в этих обстоятельствах вообще удается дальний радиосвязь. В подобных условиях высокая чувствительность приемника не только не решает проблемы, но может лишь усугубить трудности. Приходится увеличивать запас помехоустойчивости между сигналом дальней связи и уровнем помех. Антенна Бевереджа обладает этим качеством в большей степени, нежели антенны других типов. Поэтому рецепт успеха многих поклонников дальней связи в диапазонах 40, 80 и 160 м таков: пользуйся антенной Бевереджа для приема, а вертикальным четвертьволновым излучателем (см. главу 19) – для передачи.

12.3. Замкнутые V-образные антенны

Замкнутую V-образную антенну применяют преимущественно в виде отвесно установленного тупоугольного V-образного излучателя, упоминавшегося в разделе 11.4.3 в качестве открытой резонансной антенны. Добавив к ней сопротивление нагрузки R_L ,

получаем схему, представленную на рис. 12.6 (E. Bruce – патент США № 1899410, 1929 г.).

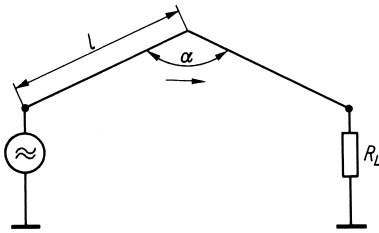


Рис. 12.6. Замкнутая тупоугольная V-образная антенна

Преимущество вертикальной компоновки состоит в том, что требуется единственная мачта и возможно непосредственное заземление нагрузочного сопротивления. В этом исполнении антенна характеризуется смешанной поляризацией, а главный луч идет в одном направлении – к концу антенны с нагрузочным сопротивлением R_L . Как и в открытом варианте, оптимальный угол раскрытия α зависит от длины плеча l , причем значения параметров антенны в обоих случаях приблизительно одинаковы. Оптимальная величина нагрузочного сопротивления совпадает с волновым сопротивлением антенны и составляет 600 Ом. Поскольку волновое сопротивление почти не зависит от частоты, полное входное сопротивление также равно 600 Ом и является чисто активным в весьма широкой области частот.

Обычная V-образная антенна (раздел 11.4) тоже выполняется в аperiodическом варианте. При этом она превращается в однонаправленную, а ее частотный диапазон расширяется. Однако эта антенна почти не применяется радиолюбителями из-за необходимости использовать три мачты и два нагрузочных сопротивления. Определенные трудности связаны с заземлением поглощающих сопротивлений, так как в норме их удаление от грунта равно высоте мачты. Здесь приходится устраивать «искусственную землю». Ее образуют провода длиной по $\lambda/4$, подключаемые к нагрузочным сопротивлениям – см. рис. 12.7 (P. S. Carter – патент США № 2099296, 1931 г.). Увы, из-за этого параметры антенны вновь становятся частотно-зависимыми, и для работы в многодиапазонном режиме приходится предусматривать отдельные четвертьволновые линии в каждом диапазоне. Поэтому выгодно

наклонять замкнутое плечо как можно круче к земле, чтобы напрямую заземлять поглощающие сопротивления. Величина таких сопротивлений составляет по 500 Ом на плечо. Волновое сопротивление согласованного симметричного фидера приблизительно равно 600 Ом. Эта антенна возбуждается также через коаксиальный кабель произвольной длины, если на ее входе включить симметрирующий трансформатор 8:1 на кольцевом сердечнике (глава 7).

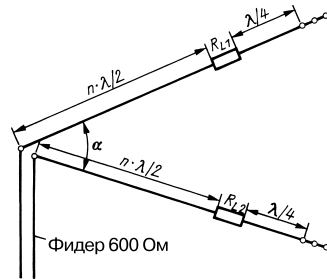


Рис. 12.7. Замкнутая V-образная антенна

К сожалению, V-образным антеннам требуется много места. Но если его достаточно, лучше воспользоваться ромбической антенной.

12.4. Замкнутые ромбические антенны

(E. Bruce – патент США № 2285565, 1931 г.)

Как правило, ромб строят в качестве направленной антенны, излучающей радиоволны в одном направлении. При этом открытые концы ромба замыкают поглощающим резистором R (рис. 12.8) с сопротивлением 750–800 Ом. Он должен выдерживать по крайней мере половину высокочастотной выходной мощности передатчика.

Замкнутой ромбической антенне присуща исключительно широкая полоса частот, и потому строгое соблюдение длины излучателя не играет существенной роли, что избавляет от скрупулезных расчетов. Пределы полосы частот характеризуется отношением 1:2, но при этом нельзя упускать из виду более или менее сильное изменение формы диаграммы направленности в пределах полосы, обусловленное тем, что угол раскрытия оптимален только на одной

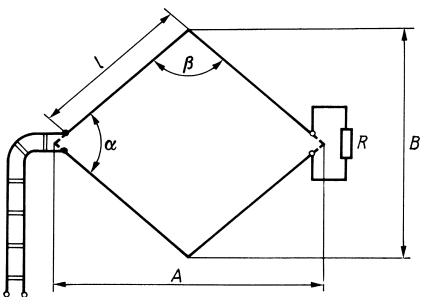


Рис. 12.8. Однонаправленная ромбическая антенна

определенной частоте. Усиление также зависит от частоты. Оно растет вслед за длиной плеча антенны l (стороны ромба). Горизонтальная и вертикальная диаграммы направленности определяются преимущественно углами α и β . Высота антенны над грунтом должна равняться или превышать рабочую полуволну.

При меньших высотах растет вертикальный угол излучения, что крайне нежелательно для работы в любительских КВ диапазонах. Если длина плеча l превосходит 6λ , главный луч становится очень узким и трудно определить оптимальный угол распыления.

12.4.1. Питание ромбической антенны

Входное сопротивление замкнутой ромбической антенны составляет 700–800 Ом, что позволяет питать ее по произвольно длинной линии с таким же волновым сопротивлением. Даже обычный 600-омный двухпроводный фидер не вызывает заметного расогласования и представляется вполне достойным решением, в том числе и в многодиапазонном режиме. Конечно, замкнутый ромб согласуется с любым иным фидером произвольного волнового сопротивления, если воспользоваться уже описанными известными средствами согласования. Однако все они зависят от частоты, поэтому преимущество широкополосной антенны частично утрачивается и остается лишь возможность работы в однодиапазонном режиме.

Согласованная 600-омная линия предпочтительнее настроенного фидера благодаря малым потерям в ней и тому обстоятельству, что она не требует затрат на средства настройки для присоединения к

оконечному каскаду передатчика. Излучение высших гармоник и прочих помех лучше всего подавляется путем надлежащего подключения фидера к оконечному каскаду передатчика. Кроме того, ромбическая антенна возбуждается через коаксиальный кабель произвольной длины, если на ее входе ввести симметрирующий трансформатор 10:1 на кольцевом сердечнике (см. главу 7). При этом полоса частот сужается и согласование с полным выходным сопротивлением передатчика не вызывает никаких трудностей.

12.4.2. Нагрузочное сопротивление

Индуктивность и емкость поглощающего резистора R должны быть предельно низкими. При малой мощности передатчика этим требованиям вполне удовлетворяют обычные пленочные резисторы, рассчитанные на соответствующую нагрузку. Вредная емкость нагрузочного сопротивления останется достаточно малой, если использовать последовательную цепочку неспиральных резисторов необходимого суммарного сопротивления. Проволочные резисторы рассчитаны на значительную нагрузку, но их применение недопустимо из-за большой индуктивности.

Пленочные резисторы, способные выдерживать значительную мощность передатчика, слишком громоздки и дороги. Рекомендуются резисторы, которые отвечают этому требованию и отличаются малыми значениями индуктивности и емкости благодаря специальной технологии изготовления. Они служат нагрузочными сопротивлениями в поглотителях («искусственных антеннах»).

Величина сопротивления нагрузочного резистора должна быть близка к 800 Ом. Его следует защищать водонепроницаемым кожухом и соединять с концом излучателя кратчайшим проводом

Во время грозы в любой длинноволновой антенне наводятся существенные токи. В ромбической антенне они способны разрушать поглощающий резистор. Поэтому целесообразно монтировать его на легкодоступной высоте и подключать к концу излучателя через двухпроводную линию произвольной длины с волновым сопротивлением 700–800 Ом (рис. 12.9).

Кожух нагрузочного сопротивления может быть выполнен в виде вставного блока, тогда в случае грозы сопротивление просто

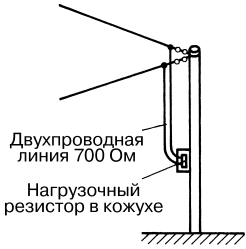


Рис. 12.9. Подключение нагрузочного резистора ромбической антенны посредством линии произвольной длины

удаляют из гнезда. При использовании поглощающих сопротивлений, рассчитанных на значительную мощность, едва ли стоит опасаться их разрушения во время грозы. Однако для обеспечения грозозащиты рекомендуется заземлять весь антенный комплекс.

Без нагрузочных резисторов можно обойтись, если воспользоваться так называемыми гасящими линиями передачи. Внешне они выглядят, как обычные двухпроводные разомкнутые линии, но выполнены из высокоомных проводов. В качестве таковых рекомендуется пара параллельных хромоникелевых проводов диаметром 0,4–0,5 мм, расположенных на расстоянии 15 см друг от друга. Длина двухпроводной линии с повышенным сопротивлением, приведенная к средней рабочей длине волны, не должна быть меньше 6λ . Конец такой линии следует замкнуть нагрузочным резистором, но

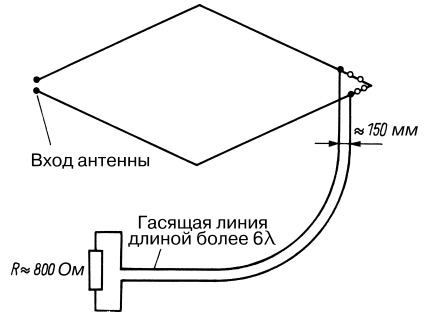


Рис. 12.10. Замкнутая ромбическая антенна с гасящей линией

теперь ему достаточно выдерживать примерно $1/10$ максимальной мощности передатчика – см. рис. 12.10 (W. Jachnow – германский патент № 710453, 1940 г.).

12.4.3. Устройство ромбической антенны

Чтобы свести к минимуму побочные лепестки диаграммы направленности и добиться максимального усиления, надо обеспечить определенное соотношение между углами ромба и его стороной l . Значения этих величин приведены на рис. 12.11.

На графике, изображенном на рис. 12.11, под шкалой длины стороны ромба l указано теоретическое максимальное усиление (в децибелах), поскольку при оптимальном угле раскрыва α усиление в направлении

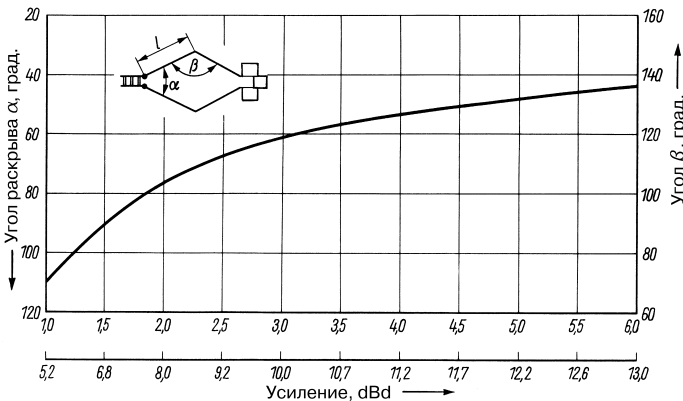


Рис. 12.11. Зависимость оптимального угла раскрыва α и угла β от длины стороны l замкнутой ромбической антенны

главного луча и длина стороны ромбической антенны пропорциональны. Здесь уже введена поправка в 3 дБ на потерю излучения, связанную с нагрузочным сопротивлением.

Вертикальный угол возвышения ромбической антенны зависит от ее строительной высоты. Для обеспечения максимального излучения в высокочастотных КВ диапазонах строительная высота должна превышать $\lambda/2$, а стороны ромба следует располагать на одинаковой высоте параллельно земной поверхности.

Планируя построение ромбической антенны, надо заранее представить себе ее размеры. В табл. 12.1 приведены все конструктивные данные, необходимые при строительстве ромбов для любительских диапазонов от 10 до 160 м. Здесь длина сторон указана в расчете на среднюю часть любительского диапазона. Широкополосность ромбических антенн делает излишней сантиметровую точность размеров. Продольный и поперечный размеры ромба, важные для выбора места под опоры антенны, округлены. Рекомендуется ставить опоры на несколько большем удалении друг от друга, чтобы обеспечить возможность тонкой подстройки углов α и β в процессе монтажа антенны. Это особенно важно при большой длине сторон антенны l , когда главный луч становится предельно узким.

12.4.4. Многодиапазонный режим

Данные табл. 12.1 свидетельствуют о легкой реализации многодиапазонного режима работы ромбической антенны. Длина стороны, например 42 м, составляет 1λ , 2λ , 3λ или 4λ при работе в диапазонах 40, 20, 15 или 10 м соответственно. Угол раскрыва делается оптимальным для 15- или 20-метрового диапазона. Тогда в диапазоне 10 м он будет немного велик, а на 40 м – несколько мал. В первом случае (угол α слишком велик) главный лепесток сужается, побочные слегка увеличиваются, чуть возрастает обратное излучение, но это мало сказывается на усилении в направлении главного луча. В режиме 40-метрового диапазона (угол α слишком мал) диаграмма направленности расщепляется и появляется обратное излучение. Такую антенну удобно использовать как излучатель 40-метрового диапазона с приличным усилением по множеству направлений.

12.4.5. Специальные типы ромбических антенн

«Толстый», или широкополосный, ромб (рис. 12.12) является торговой разновидностью ромбической антенны, отличающейся еще более широкой полосой частот. Благодаря параллельному включению трех и более проводников по схеме, показанной на рис. 12.12, полоса частот расширяется, а входное сопротивление уменьшается до 600 Ом.

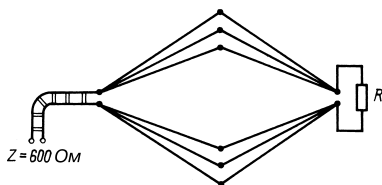


Рис. 12.12. Широкополосный ромб

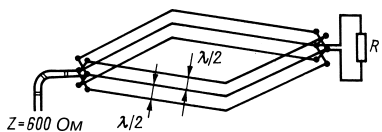


Рис. 12.13. Ромбическая антенна с поэтажным расположением излучателей

Монтаж нескольких ромбов друг над другом (рис. 12.13) дает дополнительный выигрыш по усилению благодаря более острой фокусировке главного луча в плоскости H . Однако такие ромбы строят преимущественно в диапазонах метровых и дециметровых волн. С помощью сдвоенных ромбов и ромбоидов доводят усиление до 17 dBd.

Если не направлять энергию к нагрузочному сопротивлению, а возвращать ее на вход антенны с соответствующими амплитудными и фазовыми характеристиками, то можно добиться выигрыша по энергии (L. Walter, W. Moser – германский патент № 738032, 1037 г.).

Литература к главе 12

- [1] Beverage H. H.: A wave antenna for 200 m reception. QST, November 1922, p. 7.
- [2] Beverage H. H.; Rice C. W.; Kellogg E. W.: The wave antenna: a new type of highly directive antenna. Trans. AIEE, February 1923, pp. 215–266.
- [3] Beverage H. H.; De Maw D.: The Classic Beverage-Antenna, Revisited. QST, January 1982, pp. 11–17.

Таблица 12.1. Размеры ромбических антенн

Отношение длины плеча к длине волны	Длина стороны В21, м	Оптимальный угол раскрыва α , град.	Угол β , град.	Усиление, dBd	Продольный размер, м	Поперечный размер, м
1	2	3	4	5	6	7
Диапазон 160 м						
1,0	160	111	69	5,2	182	264
1,5	243	91	89	6,8	341	347
2,0	326	76	104	8,0	514	401
Диапазон 80 м						
1,0	82	111	69	5,2	92	134
1,5	123	91	89	6,8	173	176
2,0	165	76	104	8,0	260	204
Диапазон 40 м						
1,0	41,5	111	69	5,2	47	69
1,5	62,8	91	89	6,8	88	90
2,0	84,1	76	104	8,0	133	104
2,5	105	68	112	9,2	176	118
Диапазон 30 м						
1,0	29	111	69	5,2	33	48
1,5	44	91	89	6,8	62	63
2,0	59	76	104	8,0	93	72
Диапазон 20 м						
1,0	21	111	69	5,2	24	34
1,5	32	91	89	6,8	44	45
2,0	42	76	104	8,0	66	52
3,0	63	63	117	10,0	108	67
4,0	85	54	126	11,2	151	77
Диапазон 17 м						
1,0	16,5	111	69	5,2	18,5	27
1,5	24,5	91	89	6,8	34,5	35
2,0	33	76	104	8,0	52	40,5
3,0	50	63	117	10,0	84	52
4,0	66	54	126	11,2	118	60
Диапазон 15 м						
1,0	14	111	69	5,2	16	23
2,0	28	76	104	8,0	44	35
3,0	42	63	117	10,0	72	44
4,0	56	54	126	11,2	100	51
Диапазон 12 м						
1,0	12	111	69	5,2	13,5	20
2,0	24	76	104	8,0	38	30
3,0	36	63	117	10,0	62	38
4,0	48	54	126	11,2	86	44
Диапазон 10 м						
1,0	10,3	111	69	5,2	12	17
2,0	21	76	104	8,0	33	26
3,0	31,5	63	117	10,0	54	33
4,0	42	54	126	11,2	75	38

- [4] *Belrose J. S. et al.*: Beverage Antennas for Amateur Communications. QST, January 1983, pp. 22–27; QST, September 1981, p. 51.
- [5] *Boothe B.*: Weak-Signal Reception on 160 – some Antenna Notes. QST, June 1977, pp. 35–39.
- [6] *Brunemeier, B. H.*: Short Beverage for 40 meters. Ham Radio, July 1979, pp. 40–43.
- [7] *Bruce E.*: Developments in Short-Wave Directive Antennas. Proc. IRE, Vol. 19, No. 8, August 1931, pp. 1406–1433.
- [8] *Bruce E.; Beck A. C.; Lowry L. R.*: Horizontal Rhombic Antennas. Proc. IRE, Vol. 23, No. 1, January 1935, pp. 24–46.
- Altshuler E. E.*: The Traveling Wave Linear Antenna. Trans. IRE, AP-9, July 1961, pp. 324–329.
- Bailey R.*: Aperiodic Aerials. Wireless Engineers, July 1951, 208–214.
- Barker R. H.*: Rhombic Aerial Design Chart. Wireless Engineer, November 1948, pp. 361–369.
- Beverage H. H.*: Beverage Antenna. QST, December 1981, p. 55.
- Bohnstengel H.*: Der Rhombus als Empfangsantenne. FTZ, 1953, H. 4, S. 172–178.
- Davis H. E.*: The Wave Antenna. CQ, May 1978, pp. 24, 26.
- De Maw D.*: Low-Noise Receiving Antennas. QST, December 1977, pp. 36–39.
- Devoldere J.*: Die Beverage-Antenne auf den unteren Bändern. cq-Dt., 7/92, S. 411–417.
- Ellwell H. G.*: Controlled Vertical Radiation Rhombics. Ham Radio, March 1985, pp. 100–116, April 1985, pp. 99–106.
- Foster D.*: Radiation from Rhombic Antennas. Proc. IRE, October 1937, pp. 1327–1353.
- Jachnow W.*: Zur Theorie der Langdrahtsendeantenne, II. Die Rhombusantenne. Telefunken Mitt., 21 Jg., Nr. 83, Mai 1940, S. 64–71.
- Kamp T.*: Die Beverage-Antenne, Mit viel Draht zu viel DX!. Baden-Baden: Antennen-funk Spezial 29, Verlag für Technik und Handwerk, 1994.
- King R. W. P.*: The Wave Antenna for Transmission and Reception. IEEE Trans. AP-31, No. 6, November 1983, pp. 956–965.
- Laport E. A.; Veldhuis A. C.*: Improved Antennas of the Rhombic Class. RCA Review, March 1960, pp. 117–123.
- Miriam P.; Palm E.*: Rhombusantennen mit optimalen Betriebseigenschaften. NTZ, 1960, H. 2, S. 82–91.
- Misek V. A.*: The Beverage Antenna Handbook. Misek, Hudson, NH, 1987.
- Morrow R. B.*: The Beverage Antenna. antenneX, June 1989, pp. 23–24.
- Schulz W.*: Die Beverage-Antenne zum Empfang der Mittel- und Langwelle. Köln: W. Herbst Verlag, 1988.

13. Излучатели с поперечным излучением

Синфазная антенная система излучает в направлении, перпендикулярном своему продольному расположению (система поперечного излучения); ее основой служит полуволновый вибратор. Комбинация нескольких синфазно питаемых вибраторов позволяет повысить усиление.

13.1. Вибраторные ряды

Вибраторный ряд (коллинеарный вибратор) представляет собой группу близко расположенных вибраторов с осями, лежащими на одной прямой.

Если несколько полуволновых излучателей разместить в виде ряда и возбуждать все его звенья синфазно, то направление главного луча останется таким же, как и в случае одиночного излучателя, однако ширина диаграммы направленности по ходу главного луча уменьшится благодаря увеличению поперечных размеров совокупного излучателя и более интенсивному излучению. Следовательно, усиление, приведенное к одиночному полуволновому вибратору, возрастает [1, 2].

На рис. 13.1 показаны вибраторные ряды из четырех коллинеарных вибраторов и распределение тока в них при синфазном возбуждении. Все токи одинаковы по фазе, направлению и величине. Применение коллинеарных систем излучателей обеспечивает

следующее усиление, приведенное к одиночному полуволновому вибратору при разном числе коллинеарных полуволновых звеньев (промежуток между вибраторами мал – см. рис. 13.1а):

- 2 звена – 1,7 dBd;
- 3 звена – 3,2 dBd;
- 4 звена – 4,3 dBd;
- 5 звеньев – 5,2 dBd;
- 6 звеньев – 5,9 dBd;
- 7 звеньев – 6,5 dBd;
- 8 звеньев – 7,1 dBd.

Чтобы несколько повысить усиление, промежуток между вибраторами устанавливают равным $\lambda/4 - \lambda/2$ (рис. 13.1б). Однако при этом сложнее осуществить синфазное возбуждение элементов. Простейшим вибраторным рядом служит волновый вибратор с питанием в средней части. В такой ситуации синфазно возбуждаются два полуволновых элемента (рис. 13.2а) и усиление возрастает на 1,7 dBd. Рис. 13.2б иллюстрирует противоположный случай конечного питания волнового излучателя (антенны типа «Цепелин»), половинки которого возбуждаются противофазно в силу особенностей питания, о чем свидетельствует распределение тока на рисунке. При этом диаграмма направленности в плоскости Е расщепляется на четыре лепестка, а усиление составляет лишь 0,5 dBd при той же длине антенны. Чтобы добиться синфазного возбуждения волнового излучателя с

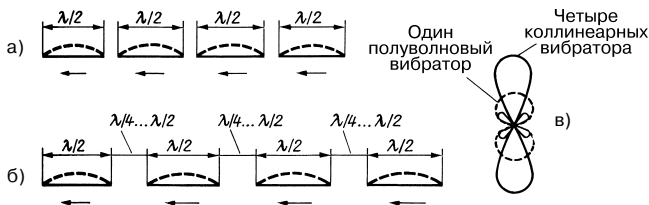


Рис. 13.1. Вибраторные ряды: а – вибраторы при малом промежутке между ними; б – то же, при промежутке $\lambda/4$; в – диаграммы направленности в плоскости Е полуволнового вибратора (пунктир) и ряда из четырех вибраторов

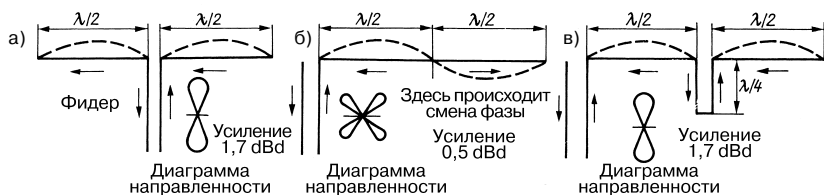


Рис. 13.2. Влияние синфазного и противофазного возбуждения вибраторов

концевым питанием, необходимо разделить его полуволновые отрезки (рис. 13.2в) и включить в разрыв фазовращатель. В качестве такового используется короткозамкнутый четвертьволновый шлейф, разворачивающий фазу на 180° . Можно выстроить в ряд любое число таких полуволновых отрезков и запитать их синфазно, связав фазовращателями.

Сопротивление излучения R_S в пучности тока вибраторного ряда растет с увеличением числа вибраторов быстрее, чем в случае линейной антенны с противофазно возбуждаемыми полуволновыми отрезками (длиннопроводная антенна). Для вибраторного ряда справедливы следующие приближенные формулы:

$$R_S = 73 + 120(n - 1) \quad (13.1)$$

$$G \approx n^2 \frac{73}{R_S}, \quad g_{\text{dBd}} = 10 \lg G \quad (13.2)$$

где n – число полуволн.

На рис. 13.3 приведены примеры вибраторных рядов (стрелки указывают направление тока). Вариант на рис. 13.3а питается

в пучности тока, поэтому входное сопротивление и сопротивление излучения там одинаковы – по 313 Ом при усилении 3,2 dBd. В варианте на рис. 13.3б питание осуществляется в пучности напряжения, и входное сопротивление антенны велико. В зависимости от степени вытянутости проводника оно составляет от 1000 до 6000 Ом при усилении 4,3 dBd.

Коллинеарные вибраторы могут быть расположены и вдоль отвесной линии (рис. 13.3в). В этом случае имеет место вертикальная поляризация и фокусировка главного луча, а в горизонтальной плоскости диаграмма направленности оказывается круговой. По конструктивным соображениям вертикальная линейка вибраторов питается с нижнего конца (рис. 13.3в), хотя было бы электрически выгоднее подвести питание к середине центрального полуволнового отрезка. Замкнутый четвертьволновый шлейф вызывает поворот фазы на 180° и играет роль параллельного резонансного контура, включенного между полуволновыми отрезками (рис. 5.29). Аналогичное действие оказывает и разомкнутая полуволновая линия из двух параллельных

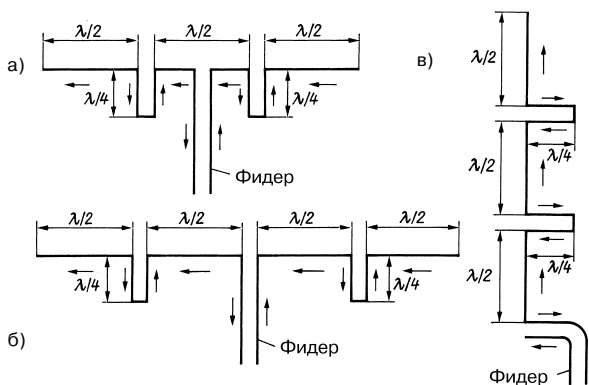


Рис. 13.3. Примеры вибраторных рядов

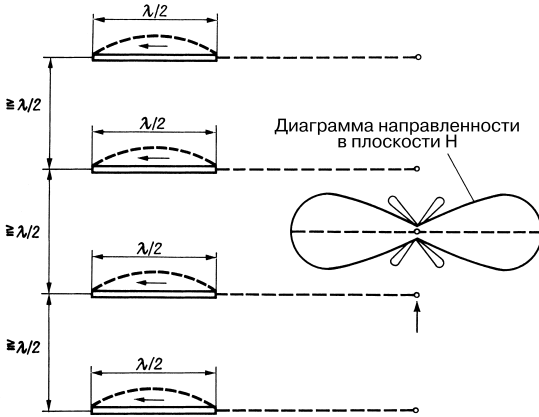


Рис. 13.4. Вибраторный столбец из четырех синфазно возбуждаемых горизонтальных полуволновых вибраторов

проводов. Кроме того, отрезки линий могут быть заменены высококачественными запаривающими (параллельными резонансными) контурами. Однако чаще всего для синфазного возбуждения вибраторных рядов применяются замкнутые четвертьволновые шлейфы, так как контуры из отрезков линий обеспечивают высокую добротность цепи ценой малых затрат.

13.2. Вибраторный столбец

Вибраторный столбец представляет собой группу параллельных вибраторов с осями, перпендикулярными линии, вдоль которой они размещены. Для наглядности конфигурацию на рис. 13.4 называют поэтажным расположением вибраторов. Диаграмма направленности в плоскости *Е* у таких полуволновых вибраторов идентична диаграмме направленности отдельного вибратора. Поэтажное расположение фокусирует главный луч в плоскости *Н*. В качестве примера на рис. 13.4 показан вибраторный столбец из четырех синфазно возбуждаемых полуволновых элементов с межэтажным промежутком $\geq \lambda/2$ и его диаграмма направленности в плоскости *Н*.

Усиление, обусловленное фокусировкой излучения в плоскости *Н*, определяется числом параллельных вибраторов и величиной промежутка *S* между ними. Вероятное усиление системы из двух синфазно возбуждаемых вибраторов, расположенных один над

другим, в зависимости от межэтажного промежутка *S* представлено на рис. 13.5. В качестве ориентировочного значения принимается, что удвоение числа элементов при межэтажном промежутке $0,4 \lambda$ сопровождается повышением усиления приблизительно на 3 дБ. Прирост усиления несколько увеличивается при оптимальном промежутке *S*. Все элементы должны размещаться в одной и той же плоскости.

При $S = 0,5 \lambda$ усиление еще не достигает своего максимума (рис. 13.5), но это значение межэтажного промежутка является предпочтительным благодаря преимуществам по механическим и электрическим параметрам. На диаграмме направленности в плоскости *Н*, характерной для двухэтажного столбца полуволновых элементов, при $S = 0,5 \lambda$ нет побочных лепестков, но они появляются, когда этот промежуток достигает



Рис. 13.5. Зависимость максимального усиления двух синфазных вибраторов, расположенных один над другим, от межэтажного промежутка *S* (по ARRL-Antennen Book)

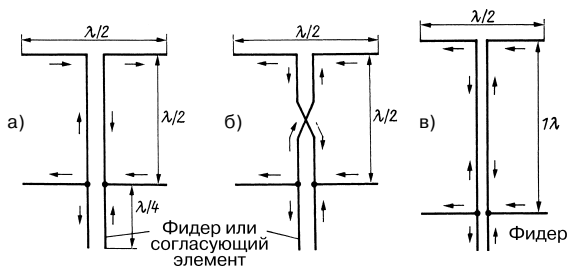


Рис. 13.6. Возбуждение двух параллельных вибраторов

величины $0,65 \lambda$, оптимальной по усилению. Рост усиления приводит к сужению угла раскрыва, причем одновременно на диаграмме направленности появляются слабые побочные лепестки.

Есть разные способы обеспечить синфазное возбуждение вибраторного столбца, например можно воспользоваться питанием через полуволновую линию. Эта открытая линия, образованная двумя параллельными проводами, преобразует сопротивление в пропорции 1:1 и разворачивает фазу приложенного высокочастотного напряжения на 180° . Если два параллельных полуволновых вибратора с межэтажным промежутком $\lambda/2$ соединить полуволновой линией так, как это изображено на рис. 13.6а, вибраторы будут возбуждаться в противофазе, на что указывают стрелки-индикаторы направления тока. Необходимая синфазность возбуждения обеспечивается при перекрещивании полуволновой линии связи (рис. 13.6б). Надобность в перекрещивании отпадает, если оба вибратора связаны линией с электрической длиной в 1λ , поскольку волновая линия характеризуется как равенством сопротивлений, так и одинаковостью фаз (рис. 13.6в, а также рис. 13.14 – центральное питание).

Подвод питания к нижнему вибратору удобен с механической точки зрения, но электрически не очень целесообразен. Нижний вибратор, к которому подключен фидер, получает питание «из первых рук», а к более высоким этажам столбца тянется проводка разной длины. Из-за неодинакового времени прохождения сигнала распределение тока и напряжения оказываются слегка сдвинутыми по фазе, что проявляется преимущественно в нежелательном росте угла возвышения. Антенна «косит» вверх, сужается полоса частот. Поэтому вибраторы следует питать в геометрическом центре столбца.

Вследствие параллельного размещения синфазно возбуждаемых вибраторов их сопротивление излучения меняется в зависимости от межэтажного промежутка S . У пары параллельных вибраторов оно составляет 60 Ом при $S = 0,5 \lambda$, убывает до 45 Ом при $S = 0,72 \lambda$ и достигает 80 Ом при $S = 1 \lambda$ (рис. 13.7).

Рис. 13.7. Сопротивление излучения в пучности тока каждого из двух синфазно возбуждаемых параллельных вибраторов в зависимости от межэтажного промежутка S

В силу требований к строительной высоте антенн в КВ диапазонах обычно ограничиваются применением только двухэтажных вибраторных столбцов. Напротив, в дециметровом диапазоне используются многоэтажные конструкции с параллельными вибраторами в нескольких плоскостях. Возникающие при этом проблемы питания обсуждаются в разделе 23.1 (том 2).

13.3. Вибраторные группы

Вибраторные группы (вибраторные решетки) создают, чтобы добиться лучшей фокусировки в плоскости Е благодаря свойствам вибраторных рядов и большей направленности в плоскости Н за счет свойств столбцов. Такое устройство называют вибраторным

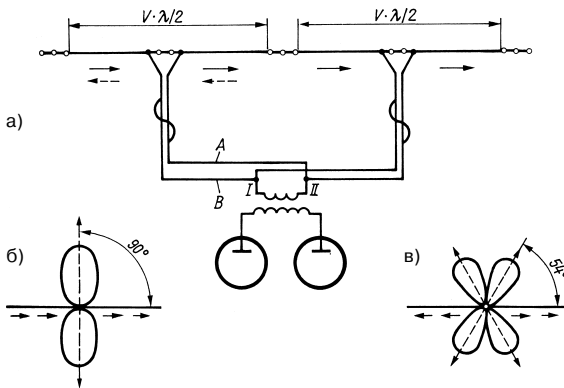


Рис. 13.8. Двухэлементный коллинеарный вибратор с изменяемой диаграммой направленности: а – смена диаграммы направленности путем переключения проводников А и В; б – диаграмма направленности при синфазном возбуждении (усиление 1,7 dBd); в – при противофазном возбуждении (усиление 0,5 dBd)

полотном или групповой антенной. Поскольку излучение рядов и столбцов является двунаправленным, при построении решеток каждый излучательный элемент обычно снабжают активным или пассивным отражателем, что обеспечивает однонаправленность излучения и выигрыш по усилению решетки в целом на 3 дБ. При размещении вибраторов перед полотном-отражателем этот выигрыш достигает 6 дБ. В силу механических причин комбинации вибраторов с большим числом элементов удается строить только в метровом и дециметровом диапазонах, поэтому они обсуждаются в разделах, посвященных дециметровым антеннам.

13.4. Практические варианты проволочных направленных антенн

Синфазно возбуждаемые вибраторы относятся к излюбленным проволочным направленным антеннам КВ диапазона. Они применяются в виде вибраторных рядов или столбцов либо как их сочетание при малом числе элементов. В некоторых версиях можно осуществить многодиапазонный режим, но обычно речь идет об однодиапазонных реализациях, в то время как многодиапазонность всегда бывает следствием компромиссных решений. В силу габаритных ограничений такие направленные излучатели применяются только в высокочастотных КВ диапазонах дальней связи.

13.4.1. Двухэлементный коллинеарный вибратор

Простейший вибраторный ряд образуется парой коллинеарных синфазно возбуждаемых полуволновых вибраторов (рис. 13.8). Особенность данного варианта состоит в раздельном питании вибраторов, что позволяет менять диаграмму направленности путем переключения фидеров.

При синфазном возбуждении обоих вибраторов главный луч перпендикулярен осям вибратора, а усиление достигает 1,7 dBd (рис. 13.8б). Простая смена полярности одного из фидеров на катушке связи делает питание вибратора противофазным, в результате чего возникает диаграмма направленности, характерная для волновой длиннопроводной антенны (рис. 13.8в) при усилении 0,5 dBd. При синфазном возбуждении усиление возрастает вслед за промежутком S между вибраторами (рис. 13.9). Оно составляет 2,5 dBd при $S = 0,2 \lambda$, увеличивается до 3 dBd при $S = 0,3 \lambda$ и достигает максимального значения 3,3 dBd при $S = 0,5 \lambda$.

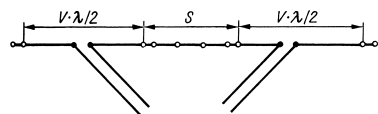


Рис. 13.9. Двухэлементный коллинеарный вибратор с усилением, повышенным благодаря увеличению промежутка S

13.4.2. Антенна Франклина

(С. S. Franklin – британский патент № 242342, 1924 г.)

Антенной Франклина называют ряд из трех и более синфазно возбуждаемых вибраторов. Наименьшая антенна этого типа составлена из трех коллинеарных вибраторов (рис. 13.10а).

Входное сопротивление такой системы одинаково с сопротивлением излучения (питание в пучности тока) и приблизительно равно 300 Ом. Поэтому ее можно питать напрямую через фидер произвольной длины с 300-омным волновым сопротивлением.

Центральный вибратор (l_2) делается чуть более длинным, чем внешние вибраторы, поскольку он не подвержен так называемым концевым эффектам.

Резонансная длина l_3 обоих короткозамкнутых четвертьволновых шлейфов указана для линий из пары параллельных проводов с воздушной изоляцией, разнесенных на некритичный промежуток 100 мм. При использовании отрезка плоского кабеля следует ввести поправку на укорочение ($V \approx 0,8$).

Усиление подобной системы составляет 3,2 dBd и достигается исключительно благодаря фокусировке в плоскости Е. Рабочие размеры l_1 , l_2 и l_3 представлены в табл. 13.1.

При добавлении еще двух вибраторов (рис. 13.10б) усиление возрастает до 5,2 dBd, а входное сопротивление антенны становится равным 550 Ом. Для питания такой антенны пригодна двухпроводная линия произвольной длины с волновым сопротивлением 500 Ом.

Таблица 13.1. Размеры антенны Франклина

Любительский диапазон, м	Длина l_1 , м	Длина l_2 , м	Длина l_3 , м
10	5,09	5,18	2,5
12	5,72	5,86	2,95
15	6,9	7,02	3,52
17	7,9	8,15	4,1
20	10,3	10,5	5,27
30	14,2	14,5	7,3
40	20,7	21,13	10,6
80	40,5	41,35	20,7

Данная антенна представляла бы особую ценность для любительского радиообмена, если бы вибраторы удалось выстраивать по вертикали. Тогда этот вибраторный ряд с вертикальной поляризацией оказался бы отличным круговым излучателем с малым углом возвышения и усилением 5,2 dBd. Увы, необходимая здесь строительная высота реализуется лишь в исключительных случаях. Резонансные длины для антенн обоих типов представлены в табл. 13.1. Поскольку коллинеарным вибраторам свойственна меньшая частотная зависимость, чем вибраторным столбцам, значения величин в этой таблице относятся к середине любительских диапазонов и применимы в пределах каждого из них. Более раннее коаксиальное исполнение приведено в [3].

Антенна JF

Антенна этого типа, описанная Шелленбахом (Schellenbach) [4], в принципе аналогична антенне Франклина, но способна работать в многодиапазонном режиме благодаря особым фазовращающим звеньям, эффективным только на заданной частоте (рис. 13.11). Они представляют собой

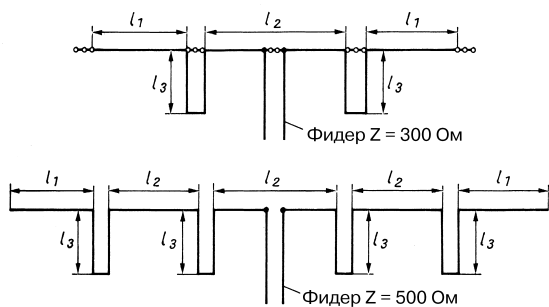


Рис. 13.10. Антенна Франклина: а – три коллинеарных вибратора, усиление 3,2 dBd; б – пять коллинеарных вибраторов, усиление 5,2 dBd

В примере на рис. 13.12 антенна питается через согласованную двухпроводную линию произвольной длины. Этот фидер согласуется с высокоомным вводом питания антенны посредством замкнутого четверть-волнового шлейфа (см. раздел 6.6).

Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости соответствует диаграмме волнового вибратора (два коллинеарных вибратора в антенне). Поэтому главный луч является двунаправленным и ориентирован по нормали к продольной оси проводников антенны (поперечное излучение). Ширина диаграммы направленности луча близка к 60° . Благодаря этажности (столбец вибраторов) система фокусирует главный луч и по вертикали, то есть в плоскости Н. Вследствие такой фокусировки высота расположения над грунтом меньше влияет на вибраторный столбец, чем на одноэтажную антенну. В соответствии с формой диаграммы направленности только малая часть излучения доходит до грунта, поэтому отражение от земной поверхности незначительно (см. раздел «Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов»). Однако угол возвышения, столь важный для дальнего распространения радиоволн, зависит от строительной высоты излучателя, так что и в этом случае важно требование монтировать антенну как можно выше. Наилучших результатов добиваются, когда нижний этаж антенной системы находится на расстоянии $\lambda/2$ от земной поверхности. Но и при более низком расположении антенна работает вполне прилично.

Теоретический предел усиления рассматриваемой системы составляет 5,6 dBd и меняется с межэтажным промежутком (табл. 13.2). Однако эксплуатационная ценность «ленивой Н» для любительского радиообмена существенно больше, нежели одноэтажной антенны с аналогичным усилением, и заключается в фокусировке главного луча в плоскости Н при малом угле возвышения. Дополнительное практическое удобство синфазной горизонтальной антенны состоит в том, что горизонтальная ширина двунаправленного главного луча, равная почти 60° , позволяет покрывать около $1/3$ окружности при высоком усилении.

Как правило, следует выбирать межэтажный промежуток $\lambda/2$. При меньших или больших его значениях усиление соответственно падает или растет. Но есть и исключение: промежуток $5\lambda/8$ дает большее по сравнению с промежутком $3\lambda/4$ усиление

Таблица 13.2. Параметры антенны «Ленивая Н»

Любительский диапазон, м	Длина l , м	Промежуток А, м	Усиление, dBd
20	20,3	$3/8 \lambda = 7,80$	4,3
		$1/2 \lambda = 10,40$	5,6
		$5/8 \lambda = 13,00$	6,4
17	15,85	$3/4 \lambda = 15,60$	6,3
		$3/8 \lambda = 6,25$	4,3
		$1/2 \lambda = 8,30$	5,6
15	13,6	$5/8 \lambda = 10,40$	6,4
		$3/4 \lambda = 12,45$	6,3
		$3/8 \lambda = 5,30$	4,3
12	11,55	$1/2 \lambda = 7,10$	5,6
		$5/8 \lambda = 8,90$	6,4
		$3/4 \lambda = 10,65$	6,3
10	10,2	$3/8 \lambda = 4,50$	4,3
		$1/2 \lambda = 6,00$	5,6
		$5/8 \lambda = 7,50$	6,4
10	10,2	$3/4 \lambda = 9,00$	6,3
		$1/2 \lambda = 5,30$	5,6
		$5/8 \lambda = 6,65$	6,4
10	10,2	$3/4 \lambda = 8,00$	6,3

при меньшем необходимом для антенны пространстве (табл. 13.2). Это связано с оптимальностью межэтажного промежутка.

Есть несколько способов питать синфазную горизонтальную антенну. Питание через настроенную линию, подключаемую к нижнему этажу антенны (рис. 13.13), – самое простое решение в том, что касается механических и электротехнических работ. По стрелкам направления тока нетрудно заметить, что возбуждение всех вибраторов синфазно. Как уже говорилось, недостаток способа заключается в том, что этажи антенны возбуждаются не совсем синфазно из-за различий во времени прихода сигналов к нижнему и верхнему этажам. Это слегка увеличивает угол возвышения, и антенна «косит вверх». Кроме того, у настроенного фидера потери всегда больше, чем у согласованного.

На рис. 13.14 приведена схема центрального питания с симметричным возбуждением этажей, при котором отпадает необходимость в переключении связующей линии и упрощается изготовление антенны. Подвод питания к центру полуволновой линии

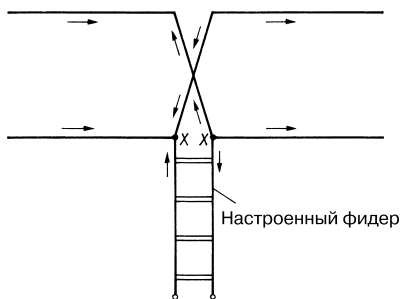


Рис. 13.13. Синфазная горизонтальная антенна с настроенным фидером

связи делит ее на два четвертьволновых отрезка, но каждый этаж излучателя задействован на полуволновый фидер. Это позволяет рассматривать отдельный этаж как волновой вибратор с четвертьволновым трансформатором (раздел 6.5). Если принять, что при большой степени вытянутости проводников антенны входное сопротивление волнового вибратора Z_A составляет около 4000 Ом, и ограничить величину волнового сопротивления четвертьволновой линии значением 600 Ом, формула (6.6) позволит легко рассчитать величину преобразованного входного сопротивления Z_E на клеммах питания XX.

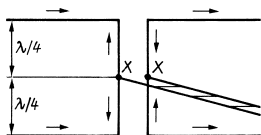


Рис. 13.14. Синфазная горизонтальная антенна с центральным питанием

Подставив близкие к реальным значения в (6.6), получим:

$$Z_E = \frac{600^2}{4000} = 90 \text{ Ом.}$$

К точкам XX оба этажа подключены параллельно. Точно так же подключены и их сопротивления, поэтому волновое сопротивление согласованного фидера должно составлять не 90, а 45 Ом, благодаря чему антенну допустимо питать через 50-омный коаксиальный кабель.

Как правило, и при центральном питании предпочитают применять настроенный фидер, поскольку такое компромиссное

решение делает возможным многодиапазонный режим эксплуатации антенны. Надо лишь проследить за тем, чтобы фидер максимально далеко отходил от точек XX по нормали к плоскости антенны.

На рис. 13.15 представлена схема «ленивой Н», предназначенной для диапазонов 10, 15 и 20 м; резонансные размеры указаны для 15-метрового диапазона. Антенну следует питать через настроенный фидер, связанный с П-образным фильтром или другим согласующим устройством. Имеется возможность настройки и на 12- и 17-метровые диапазоны.

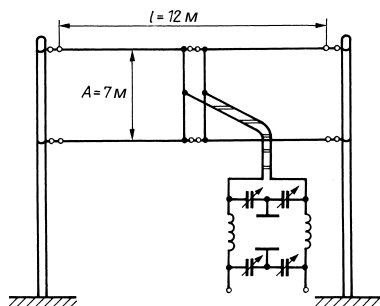


Рис. 13.15. «Ленивая Н» для работы в трех диапазонах

13.4.4. Квадратная рамочная антенна DJ4VM

В 1968 г. Болдт (Boldt) описал квадратную рамочную антенну DJ4VM [6]. На рис. 13.16а хорошо видно, что, несмотря на квадратную форму, это вовсе не квадратная рамочная антенна в радиолюбительском понимании (то есть не замкнутый волновой четырехугольник – см. раздел 15.1). Речь идет лишь о варианте «ленивой Н» с центральным питанием, что становится очевидным при сравнении рис. 13.14 и 13.16. Только в случае рамки DJ4VM плечи нижнего этажа идут вверх под углом 45°, а верхнего – под тем же углом вниз. Преимущество такой конфигурации состоит прежде всего в возможности обойтись единственной мачтой.

Все сказанное применительно к «ленивой Н» относится и к рамке DJ4VM, в том числе и параметры табл. 13.2, однако из результатов оценок усиления надо вычитать приблизительно 1 дБ, так как эффективный межэтажный промежуток у рамки DJ4VM уменьшен.

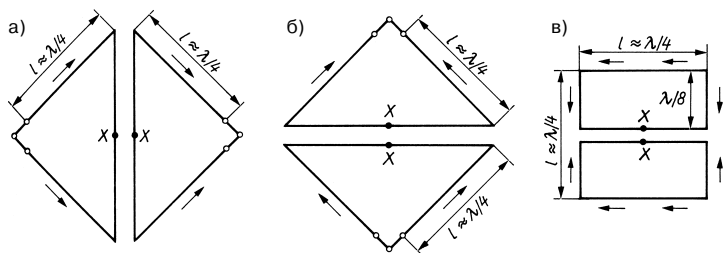


Рис. 13.16. Варианты рамки DJ4VM: а – ромбическая с горизонтальной поляризацией; б – то же с вертикальной поляризацией; в – квадратная с горизонтальной поляризацией

Новая форма синфазной горизонтальной антенны разрабатывалась в расчете на многодиапазонный режим, который реализуется при питании через симметричную двухпроводную линию в сочетании с антенным согласующим устройством, изображенным на рис. 13.15. Проверенные длины сторон l , подходящие для диапазонов 10, 15 и 20 м, составляют $4 \times 5,65$ м. Большой точности не требуется, но они не должны превышать $4 \times 6,50$ м. То же многодиапазонное исполнение настраивается и для работы в диапазонах 12 и 17 м. Особенности излучения антенны в многодиапазонном режиме подробно описаны в [7].

Еще одна разновидность антенны демонстрируется на схеме, представленной на рис. 13.16б. Стрелки тока указывают, что данный элемент аналогичен предыдущему, но развернут на 90° и потому излучает вертикально поляризованный сигнал.

Обе ромбические формы монтируются на незаземленной деревянной мачте (рис. 13.18), в связи с чем возникает проблема грозозащиты. К тому же в варианте с центральным питанием требуется, чтобы фидер как можно дальше отходил от точек XX по нормали к плоскости антенны.

Центральное питание гарантирует многодиапазонность при симметричном распределении токов по сторонам ромба. Для такого режима в диапазонах от 10 до 40 м длина сторон l должна быть в пределах 5,1–6,4 м. Точное соблюдение этих длин не очень существенно, поскольку они подгоняются в каждом из диапазонов с помощью устройства согласования, причем входные сопротивления в точках XX принимают самые разные значения.

Особая форма рамки DJ4VM показана на рис. 13.16в. По распределению тока нетрудно определить, что эта рамка излучает горизонтально поляризованный сигнал. Развернув

четыреугольник на 90° вокруг оси, получают вертикальную поляризацию.

Трехдиапазонный излучатель с вращением главного луча, основанный на применении элементов DJ4VM, описывается в разделе 18.6.

13.4.5. Двусторонний излучатель

Так называемый двусторонник (биквадрат) представляет собой простую, но малоизвестную двунаправленную проволочную антенну: радиоволны излучаются в обе стороны от плоскости квадрата. Внешне двусторонний квадрат не похож на «ленивую Н», однако является ее упрощенным вариантом (рис. 13.17). Каждая из сторон квадрата l_1, l_2, l_3 и l_4 имеет длину $\lambda/2$. Фазы токов обозначены стрелками, которые показывают, что прямоугольный излом секции квадрата вызывает синфазное возбуждение полуволновых отрезков l_1-l_4 (все стрелки повернуты вправо). При этом отрезки l_1 и l_2 рассматриваются как нижний, а l_3 и l_4 – как верхний этажи. Таким образом, по своему электрическому строению и принципу действия биквадрат соответствует синфазной горизонтальной антенне.

Из-за меньшей площади перекрытия усиление биквадрата примерно на 4 dBd уступает усилению «ленивой Н», зато ему требуется не две, а одна мачта.

Монтажный эскиз двустороннего квадрата с резонансными размерами для 10-метрового диапазона представлен на рис. 13.18. Именно в этом диапазоне он и применяется чаще всего, так как здесь достаточно мачты высотой 10 м. Тогда вход антенны размещается на высоте более $\lambda/4$ от грунта в соответствии с требованием обеспечить состояние от земли $\geq \lambda/4$.

Входное сопротивление антенны велико (пучность напряжения), потому обычно

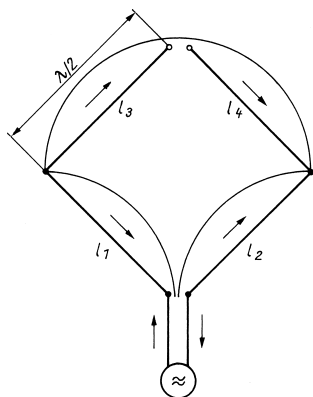


Рис. 13.17. Распределение тока по сторонам двустороннего квадратного излучателя

двусторонний квадрат возбуждают через настроенный фидер. С помощью сигнала вдвое меньшей частоты двусторонний квадрат удастся использовать в качестве полуволнового излучателя с вертикальной поляризацией.

Все описанные проволочные направленные излучатели являются двунаправленными, то есть излучают по обе стороны от плоскости антенны. Существенный выигрыш по усилению обеспечивается отражением обратного излучения в прямом направлении главного луча и сложением отраженного и прямого излучений. Излучатели с максимумом излучения по одну сторону от плоскости антенны носят название однонаправленных. Отношение прямого излучения к остаточному обратному называют коэффициентом защитного действия.

Различают рефлекторы с питанием и без него. Отражатели без питания именуют также пассивными или паразитными. Их предложили японцы Х. Яги и С. Уда, которые первыми начали работать с отражателями и директорами, эффективными только благодаря излучательной связи.

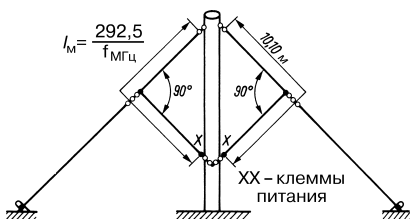


Рис. 13.18. Двусторонний квадрат

Рассмотренный двусторонний квадрат расширяется до однонаправленного двойного двустороннего квадрата посредством паразитного элемента (рис. 13.19). Элемент с питанием возбуждается через настроенную двухпроводную линию. Паразитный элемент отстоит от него на некритичном расстоянии $\leq 0,4 \lambda$ и в зависимости от положения переключателя действует как директор либо как отражатель.

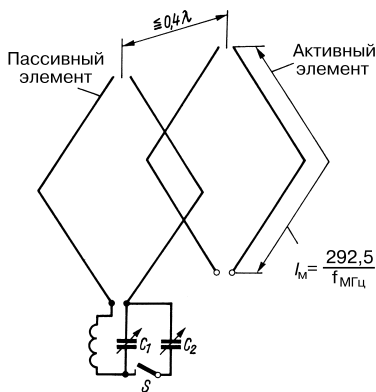


Рис. 13.19. Двойной двусторонний квадрат

Паразитный элемент настраивается на функционирование в качестве рефлектора или директора с помощью LC-контура на его входе. Правильные значения индуктивности катушки и емкости подбирают опытным путем. Для настройки на директорный эффект целесообразно несколько укоротить стороны паразитного элемента по сравнению со сторонами питаемого элемента.

Настройка паразитного элемента

Разомкнуть ключ S и с помощью емкости C_1 настроить паразитный элемент так, чтобы он действовал как директор, то есть добиться максимального излучения питаемого элемента в сторону паразитного элемента.

Замкнуть ключ S и емкостью C_2 , не трогая конденсатор C_1 , настроить паразитный элемент на максимум отражательного эффекта. Это позволяет разворачивать главный луч на 180° в горизонтальной плоскости.

Найденные положения пластин конденсаторов в дальнейшем не изменять, а в процессе эксплуатации антенны ее излучение

перенаправлять путем замыкания ключа S (директорный эффект) или его размыкания (паразитный элемент исполняет роль рефлектора). Возможно также дистанционное управление ключом, если им служат контакты реле.

Паразитный элемент дает возможность повышать усиление на 3 дБ. Эта добавка сохраняется и при подаче на вход антенны сигнала вдвое меньшей частоты, когда антенна служит вертикальным полуволновым вибратором. В таком случае паразитный элемент должен находиться на расстоянии $0,2 \lambda$ от вибратора, благодаря чему и реализуется его способность быть рефлектором или директором.

Находчивый радиолюбитель, конечно, сообразит, что на мачте двустороннего квадрата хватит места и для других антенн, например для размещения точно такой же системы, но под прямым углом к уже установленному квадрату. Тем самым будут открыты направления, которые недоступны первой системе, да и мачта станет устойчивее благодаря паре дополнительных оттяжек. На мачте найдется пространство для антенны T2FD (см. раздел 10.6.3), для соответствующего укороченного вибратора диапазонов 80 и 40 м (рис. 10.31) или проволочной пирамиды 40-метрового диапазона (рис. 10.35). Наконец, верхушку мачты можно увенчать вертикальным штырем или направленной антенной для диапазона на 2 м.

13.4.6. Многоэтажный волновый вибратор

Если плечи вибраторов «ленивой Н» расположить под прямым углом (рис. 13.20), то получится двухэтажный волновый вибратор с диаграммой направленности, крайне интересной для радиолюбителя.

Волновый вибратор с изломом под прямым углом характеризуется почти круговой диаграммой направленности в плоскости Е (см. раздел 10.4.1 и рис. 10.36б). Если построить несколько этажей таких вибраторов, то горизонтальная диаграмма (в плоскости Е) останется идентичной диаграмме одиночного вибратора, но возрастет усиление благодаря фокусировке главного луча в плоскости Н. В случае двух этажей, что соответствует «ленивой Н» с изломом, прирост усиления достигает 3 дБд. Все размеры, приведенные выше для «ленивой Н», справедливы и для ее варианта с изломом.

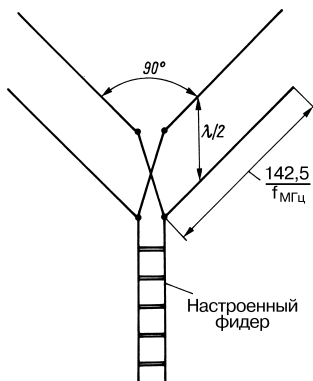


Рис. 13.20. Многоэтажная антенна из волновых вибраторов с изломом

С помощью рис. 10.36 нетрудно составить представление о горизонтальных диаграммах направленности вибраторов при других углах излома. Позиционное расположение не сказывается на форме диаграммы направленности.

13.4.7. Шестиэлементная антенна

Дальнейшим развитием синфазной горизонтальной антенны стал двунаправленный поперечный излучатель, который образован из двух этажей по три коллинеарных вибратора, так что всего здесь задействовано шесть синхронно питаемых полуволновых излучателей. Радиолюбители окрестили эту антенну «шестизарядной». По существу это все та же «ленивая Н», расширенная на два элемента. При равной с ней ширине диаграммы направленности в плоскости Н горизонтальные лепестки шестиэлементной антенны сужаются, и усиление достигает 7 дБд.

Схема излучателя показана на рис. 13.21. Нижний этаж должен быть свободным и отстоять от земной поверхности минимум на $\lambda/2$. Практические размеры антенны с достаточной точностью рассчитываются из соотношения:

$$l_{\text{ИМ}} = \frac{143,5}{f_{\text{МГц}}} \quad (13.3)$$

Входное сопротивление антенны составляет 240 Ом, что позволяет питать ее через плоский УКВ кабель произвольной длины.

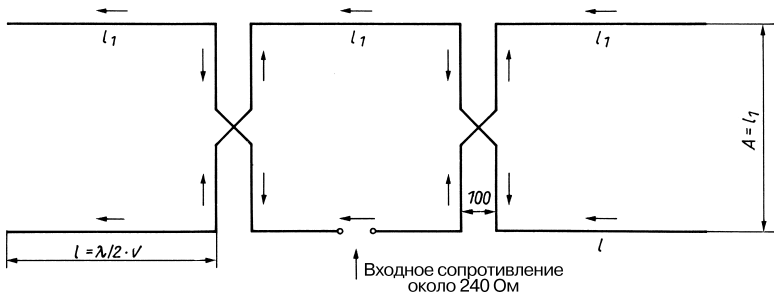


Рис. 13.21. Шестиэлементная антенна

13.4.8. Антенна Брюса

(Е. Bruce – патент США № 1813143, 1927 г.)

Антенна Брюса образована чередующимися горизонтальными и вертикальными четвертьволновыми отрезками [8]. Она напоминает меандры, сложенные из длиннопроволочной антенны (рис. 13.22).

Вертикальные отрезки возбуждаются синфазно, если антенна питается с конца или в одной из вертикальных пучностей тока (ради симметрии предпочтительно в средней части). В горизонтальных отрезках текут лишь слабые противофазные токи (рис. 13.22а).

Антенна действует как поперечный излучатель, то есть как комбинация синфазно возбуждаемых вибраторов. Радиоволны распространяются в противоположные стороны перпендикулярно полотну антенны, а излучение вертикально поляризовано.

Усиление меняется пропорционально длине антенны, но оно не так велико, как у комбинации полуволновых вибраторов той же суммарной длины. Причина заключается в меньшей длине вертикальных отрезков и малых промежутках между ними. Пятиэлементная антенна Брюса (все элементы вертикальные) обеспечивает усиление около 4 dBd. Сдвоенный вариант, расширенный на восемь симметричных элементов, отличается увеличенной в два раза длиной вертикальных отрезков, и потому его усиление достигает 7 dBd (рис. 13.22б).

13.4.9. Антенна Стербы

(Е. J. Sterba – патент США № 1885151, 1929 г.)

Антенна Стербы состоит из последовательности коллинеарных и параллельных полуволновых излучателей с полуволновыми

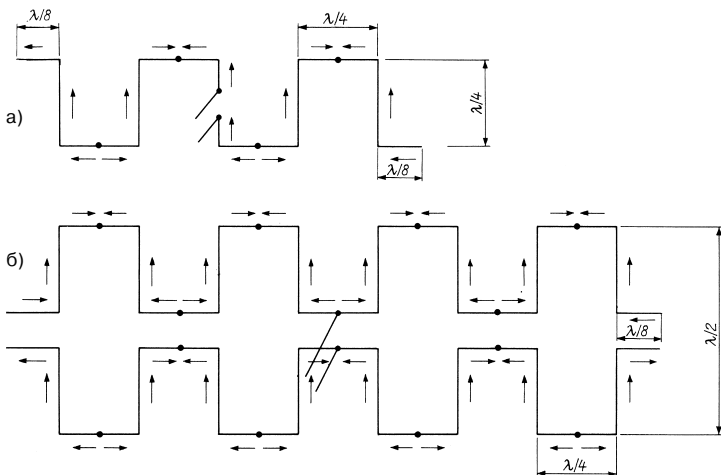


Рис. 13.22. Антенны Брюса: а – простая, б – сдвоенная

промежутками между ними [9, 10]. Она имеет вид многократно повторяющихся петель (рис. 13.23).

Существует несколько способов питания антенны:

- в пучности тока среднего полуволнового излучателя (рис. 13.23а);
- в центре между двумя полуволновыми излучателями с использованием согласующего замкнутого четвертьволнового шлейфа (рис. 13.23б);
- в пучности тока на конце четвертьволнового излучателя (концевое питание – см. рис. 13.23в).

По горизонтальным излучателям текут синфазные токи, а по перекрещивающимся вертикальным элементам – слабые противофазные.

Антенна действует как поперечный излучатель (комбинация синфазных вибраторов). Двухнаправленное излучение распространяется по нормали к полотну антенны и характеризуется горизонтальной поляризацией.

Общее усиление получается в результате суммирования усилений коллинеарных и параллельных элементов, причем пара четвертьволновых элементов засчитывается за один полуволновый. Для четырехэлементной антенны Стербы два коллинеарных и два параллельных элемента дают по 1,7 и 3,9 dBd соответственно, так что ее результирующее усиление составляет 5,6 dBd (рис. 13.23а). Тогда усиление шестизаэлементной антенны Стербы со всеми горизонтальными элементами составит $3,2 + 3,9 = 7,1$ dBd (рис. 13.23б и 13.23в).

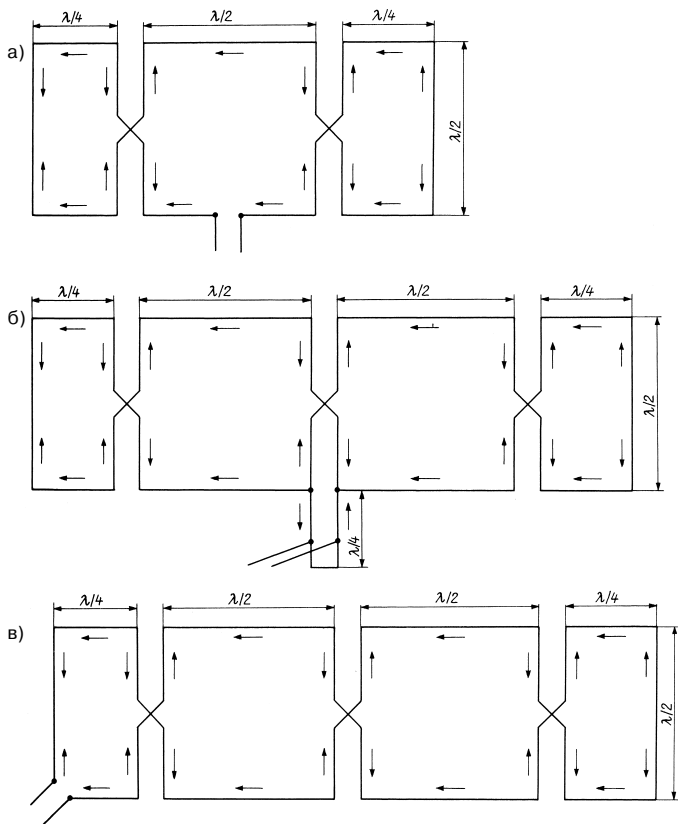


Рис. 13.23. Антенна Стербы: а – четыре элемента с питанием посередине; б – шесть элементов с питанием в центре; в – шесть элементов с концевым питанием

Литература к главе 13

- [1] *Belrose J. S.*: Gain of Vertical Collinear Antennas. QST, October 1982, pp. 40–41.
- [2] *McDonald N. A.*: Approximate Relationship Between Directivity and Beamwidth for Broadside Collinear Arrays. Trans. IEEE, AP-26, March 1978, pp. 340–341.
- [3] *Rowland H. J.*: Antennas for Citizen Radio. Electronics, May 1948, pp. 96–99.
- [4] *Schellenbach R. R.*: The JF Array. QST, November 1982, pp. 26–27.
- [5] *Schellenbach R. R.*: Other bands for the JF Array. QST, April 1983, p. 39.
- [6] *Boldt W.*: Die DJ 4 VM-Quad. DL-QTC 9/68, S. 515 bis 526.
- [7] *Gaysert G.*: Quad-Antennen mit zentraler Elementspeisung. cq-DL5/81, S. 216 bis 220.
- [8] *Morris R. N.*: A Practical 40 Meter DX Antenna. 73 Magazine, June 1971, pp. 60–62.
- [9] *Sterba E. J.*: Theoretical and practical aspects of directional transmitting systems. Proc. IRE, July 1931, pp. 1184–1215.
- [10] *Cousins G.*: A Sterba Curtain for the Low Bands. CQ Magazine, November 1962, pp. 47–48, 151.
- Agam J.*: Eine vertikale Mehrbandantenne. cq-DL, 11/82, S. 538 bis 541.
- Boothe B.*: Hairpin Match for the Collinear-Coaxial Array. QST, October 1984, p. 39.

14. Продольные излучатели

Параллельные вибраторы, возбуждаемые в противофазе, излучают преимущественно в направлении оси антенны, поэтому такие антенны получили общее название продольных (осевых) излучателей.

Усиление и направленность продольных излучателей определяются взаимным положением параллельных элементов и соотношением фаз колебаний в них. Самым известным типом такого излучателя служит антенна Уда-Яги – «волновой канал». Простейшая система изображена на рис. 14.1. Параллельные вибраторы А и В отстоят на полволны один от другого и связаны между собой полуволновой двухпроводной линией. Стрелки-указатели направления тока показывают, что вибратор А возбуждается со сдвигом по фазе на 180° относительно вибратора В. Можно представить, что в этом устройстве вибратор А отражает излучение вибратора В и наоборот. В зависимости от величины расстояния S и фазы происходит векторное сложение или вычитание излучений. В результате возникает усиленное двунаправленное излучение, которое распространяется вдоль антенной структуры в том же направлении, что и связующая двухпроводная линия (рис. 14.1).

Усиление, приведенное к простому полуволновому вибратору и возникающее благодаря направленности излучения, описывается зависимостями, которые представлены на рис. 14.2. При этом предполагается, что вибраторы возбуждаются со сдвигом по фазе на 180° . Теоретически максимальное усиление в 4,3 дБ достигается при промежутке $0,15\lambda$ между параллельными полуволновыми

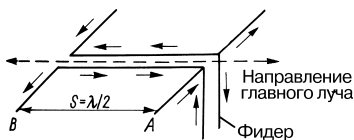


Рис. 14.1. Возбуждение и ток продольного излучателя

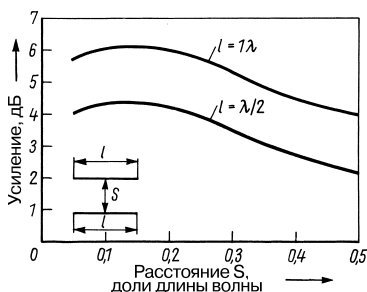


Рис. 14.2. Зависимость усиления двух параллельных вибраторов длиной по $0,5\lambda$ или 1λ , возбуждаемых при фазовом сдвиге в 180° , от величины промежутка S (антенна W8JK)

вибраторами. Если в системе применяются волновые вибраторы, то максимальное усиление при том же промежутке возрастает на 1,8 дБ и в сумме достигает 6,1 дБ.

Сопrotивление излучения в пучности тока в такой системе составляет лишь 12 или 20 Ом при максимальном усилении (рис. 14.3), что говорит о наличии значительных токов и напряжений в проводнике

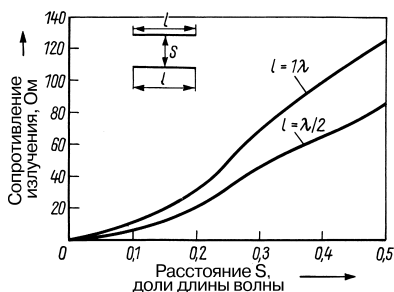


Рис. 14.3. Сопротивление излучения в пучности тока полуволнового или волнового вибратора в системе из двух параллельных вибраторов, возбуждаемых с фазовым сдвигом на 180° , в зависимости от промежутка S между вибраторами (антенна W8JK)

антенны и, следовательно, о повышенных потерях мощности. Поэтому теоретический предел усиления недостижим, а фактические значения оказываются ниже этого предела на 1 дБ.

Существует масса конструкций продольных излучателей, различающихся главным образом способом возбуждения их элементов.

14.1. Направленная антенна W8JK

Направленная антенна W8JK была разработана Й. Д. Краусом и является одной из самых распространенных среди направленных антенн продольного излучения. Существуют ее варианты с горизонтальной (рис. 14.4а) и вертикальной (рис. 14.4б) поляризациями. Стрелки на рисунках показывают ориентацию главного луча этой двунаправленной системы. Если антенна наклонена относительно земной поверхности под углом 45° , то имеет место диагональная поляризация.

Антенны W8JK могут иметь разные габариты и реализоваться с помощью различных

способов питания. При этом промежуток A всегда составляет от $\lambda/8$ до $\lambda/4$, а фазовый сдвиг равен 180° [1–4].

Самая маленькая антенна подобного типа включает два параллельных полуволновых вибратора (рис. 14.5а), а в ее ближайшем по размеру варианте пара волновых вибраторов заменена полуволновыми (рис. 14.5б). Такие версии антенны W8JK называют двухсекционными. Осуществимы также антенны с тремя, четырьмя и более секциями, но они почти не применяются.

Все практически важные размеры направленного излучателя W8JK при различных габаритах имеются в табл. 14.1 и на рис. 14.5. На том же рисунке указаны расчетные оценки усиления G представленных вариантов антенны.

Антенна W8JK из одной секции с промежуток $\lambda/8$ способна одновременно служить двухсекционной антенной с промежуток $\lambda/4$ в диапазоне с гармонически более высокой частотой. Питание антенны через настроенный фидер позволяет возбуждать ее четвертой гармоникой. Впрочем, в этом случае возбуждение коллинеарных вибраторов перестает быть синфазным, и потому диаграмма направленности в плоскости E приобретает форму листа

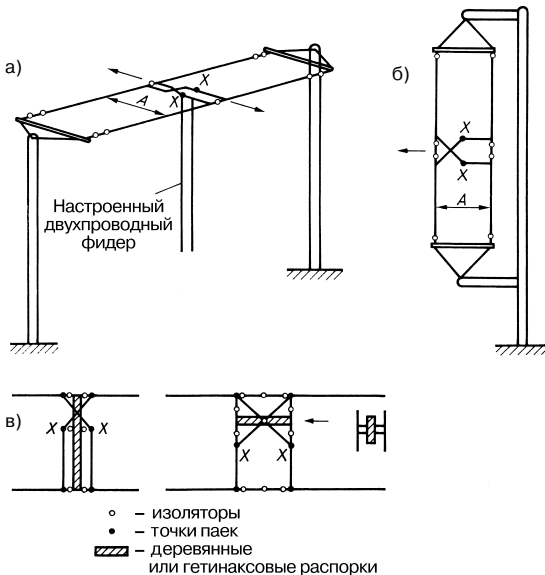


Рис. 14.4. Направленный излучатель W8JK: а – горизонтальный; б – вертикальный; в – варианты устройства перекрещенных связующих линий

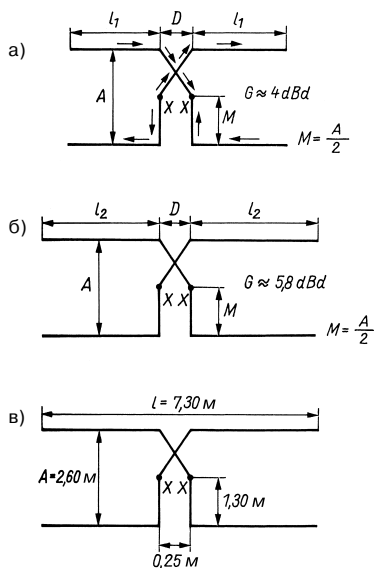


Рис. 14.5. Схема антенны W8JK: а – одна секция, соответствующая двум элементам; б – две секции, соответствующие четырем элементам; в – размеры для многодиапазонной работы, предложенные оператором W8JK

клевера с четырьмя лепестками. Вариант антенны W8JK с центральным питанием возбуждается в пучности напряжения в точках XX. Если желательно применить согласованный фидер, например 600-омную двухпроводную линию с предельно малыми потерями, то лучше всего согласовать ее с помощью шлейфа (см. раздел 6.6). Когда $A = \lambda/8$, длина шлейфа $S \approx 3\lambda/16$, а при больших промежутках A следует соответственно укорачивать S . Короткозамкнутый шлейф подключается к входу антенны XX (рис. 14.6). В табл. 14.1 даны ориентировочные значения размеров антенн и приблизительное место подключения ZZ согласованной 600-омной линии (размеры S , D и B приведены на рис. 14.6). В варианте с двумя секциями (рис. 14.5б) длина шлейфа S приблизительно равна длине l_2 .

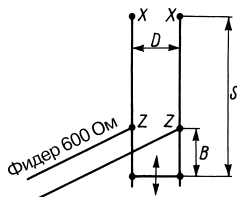


Рис. 14.6. Шлейф для антенны W8JK

Таблица 14.1. Размеры антенн W8JK

Любительский диапазон, м	Промежуток А		Длина, м		Короткозамкнутая линия, м		
	в длинах волн	в метрах	l_1	l_2	D	S	B
40	0,125	5,2	10,2	18	0,6	7,95	1,2
	0,15	6,35	10,2	18	0,6	7,95	1,2
30	0,125	3,7	7,1	12,6	0,4	5,6	0,85
	0,15	4,45	7,1	12,6	0,4	5,6	0,85
20	0,125	2,65	5,1	9	0,3	3,95	0,6
	0,15	3,2	5,1	9	0,3	3,65	0,56
	0,2	4,25	5,1	9	0,3	3,05	0,47
17	0,125	2,07	4	7,05	0,3	3,1	0,48
	0,15	2,48	4	7,05	0,3	2,85	0,44
	0,2	3,3	4	7,05	0,3	2,4	0,38
15	0,125	1,77	3,4	6	0,3	2,65	0,4
	0,15	2,12	3,4	6	0,3	2,45	0,38
	0,2	2,83	3,4	6	0,3	2,05	0,32
12	0,125	1,5	2,9	5,1	0,3	2,25	0,35
	0,15	1,8	2,9	5,1	0,3	2,1	0,32
	0,2	2,4	2,9	5,1	0,3	1,75	0,27
10	0,125	1,3	2,55	4,45	0,3	2	0,3
	0,15	1,6	2,55	4,45	0,3	1,8	0,28
	0,2	2,1	2,55	4,45	0,3	1,5	0,23

Для облегчения установки антенны целесообразно предусмотреть регулировку закорачивания конца шлейфа, несколько удлинив его по сравнению со значениями, представленными в табл. 14.1.

В случаях, когда предпочтительнее питать антенну по коаксиальному кабелю произвольной длины, шлейф выполняется так, чтобы полное сопротивление в точках ZZ составляло 240–300 Ом (уменьшают длину В). Это обеспечивает правильное подключение коаксиального кабеля произвольной длины по симметрии и импедансу, если воспользоваться полуволновым симметрирующим шлейфом (см. раздел 7.5) или симметрирующим трансформатором 4:1 на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.7.3). Такое решение подходит только для однодиапазонного режима.

Как показал оператор W8JK [4], данная антенна позволяет работать в непрерывной полосе частот, пределы которой относятся как 3:1. Точное соблюдение параметров антенны для многодиапазонного режима не слишком важно, поскольку речь идет о системе, настраиваемой посредством фидера. Для диапазонов 20, 17, 15, 12 и 10 м W8JK рекомендует делать суммарную длину обоих элементов $l = 7,30$ м и промежуток $A = 2,45$ м (рис. 14.5в). В таком же частотном интервале радилюбитель OD5CG вполне успешно выбрал $l = 9,15$ м и $A = 2,45$ м. При увеличении l до 12,20 м и A до 3,35 м удастся покрывать даже 30-метровый диапазон. Для работы в многодиапазонном режиме всегда необходимо предусматривать антенное согласующее устройство. Дополнительные сведения по вопросам питания антенн содержатся в [5–7].

Антенны W8JK с петлевыми элементами

Сопротивление излучения повышается, а частотная полоса несколько расширяется, если вибраторы простой антенны W8JK (одной секции) выполнить в виде петлевых. Благодаря малым токам потери в проводниках также невелики, в силу чего возрастает КПД антенны, приведенный к ее варианту с развернутыми вибраторами. Петлевая конструкция позволяет приблизиться к теоретическому пределу усиления. Петлевые вибраторы не обладают гармоническим резонансом и поэтому применимы только в том диапазоне, на который рассчитаны.

На рис. 14.7 показаны варианты исполнения антенн с простыми и двойными

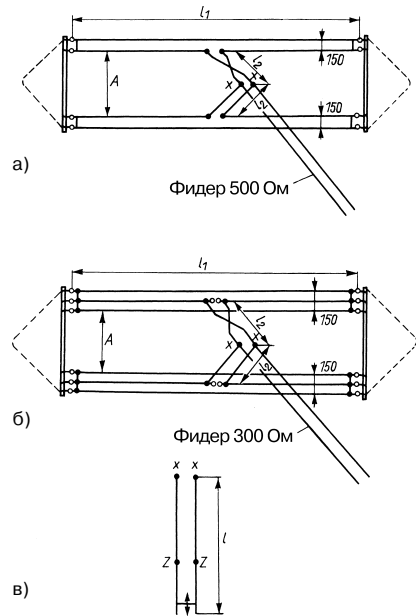


Рис. 14.7. Антенны W8JK с петлевыми элементами: а – с простыми петлевыми вибраторами и линиями l_2 из плоского 240-омного кабеля; б – с двойными петлевыми вибраторами и линиями l_2 из плоского 300-омного кабеля; в – шлейф к версиям а и б

петлевыми вибраторами, а соответствующие параметры представлены в табл. 14.2.

В случае простого петлевого вибратора (рис. 14.7а) четвертьволновая связующая линия l_2 выполняется из плоского 240-омного кабеля. Длина линий в табл. 14.2 дана с учетом коэффициента укорочения этого кабеля $V = 0,82$. Одна из таких линий перекрыта, что обеспечивается простой скруткой отрезка кабеля на 180°. Каждая из линий l_2 действует как четвертьволновый трансформатор (см. раздел 6.5), так что полное сопротивление на входе антенны XX близко к 500 Ом, и для питания антенны подходящей является 500-омная линия произвольной длины. При наличии симметрирующего трансформатора 10:1 на кольцевом сердечнике (рис. 7.16в) допустимо также пользоваться фидером в виде коаксиального кабеля произвольной длины. Еще одна возможность состоит в том, чтобы к клеммам XX подключить четвертьволновый шлейф (рис. 14.7, табл. 14.2),

Таблица 14.2. Размеры излучателя W8JK с петлевыми вибраторами

Любительский диапазон, м	Промежуток А, м	Длина l_1 , м	Длина l_2 , м	Шлейф l , м
40	6,6	19,6	8,75	10,5
30	4,6	13,65	6,1	7,3
20	3,55	9,8	4,37	5,25
17	2,57	7,65	3,4	4,1
15	2,3	6,55	2,9	3,55
12	1,87	5,55	2,48	2,98
10	1,55	4,85	2,18	2,55

найти на нем точки питания ZZ, где полное сопротивление равно 240 Ом, подключить к ним полуволновый обходной шлейф и соединить с ним фидер из коаксиального кабеля.

Иначе обстоит дело с импедансом в вершине с двойными петлями (рис. 14.76). Линии-связки l_2 , одна из которых перекрещена, выполняются из 300-омного плоского кабеля (длины с учетом коэффициента укорочения $V = 0,82$ приведены в табл. 14.2). Теперь в точках XX реактивное сопротивление составляет 300 Ом, и для непосредственного подключения к этим точкам пригоден фидер в виде плоского 300-омного кабеля любой длины. Если же линии-связки l_2 изготовлены из 240-омного кабеля, допустимо возбуждать излучатель непосредственно в точках XX через согласованную 240-омную линию. В обоих случаях имеется дополнительная возможность подключать к точкам XX полуволновый обходной шлейф с тем, чтобы питать антенну через коаксиальный кабель произвольной длины.

14.2. Однонаправленные продольные излучатели

Если два параллельных вибратора возбуждаются одинаковыми, но сдвинутыми по фазе токами, то при некоторых обстоятельствах и определенном фазовом угле их излучение становится однонаправленным. Например, диаграмма направленности принимает форму кардиоиды, когда промежуток между параллельными вибраторами равен $\lambda/4$, а возбуждаются они со сдвигом фазы на 90° . Аналогичная направленность формируется при промежутке $3\lambda/8$ ($\lambda/8$) и фазовом сдвиге в 45° (135°) соответственно.

Для получения необходимого фазового сдвига один из элементов антенны возбуждается не напрямую, а через обходной

шлейф, чья электрическая длина и обеспечивает желательный сдвиг (рис. 1.1). К примеру, линия электрической длины $\lambda/4$ сдвигает фазу на 90° ($\lambda/4$ – это четверть полного периода 360° , то есть 90°).

Поля параллельных вибраторов, возбуждаемых с фазовым сдвигом в 90° , суммируются в тех направлениях, где разность фаз равна 360° (синфазность), и взаимно гасятся там, где эта разность составляет 180° (противофазность). Распределение максимумов, минимумов и промежуточных значений определяет диаграмму направленности. Как уже было сказано, она имеет вид кардиоиды, если расстояние между вибраторами равно $\lambda/4$, а фазы их возбуждения отличаются на 90° . Из рис. 14.8 видно, что в этом случае ширина главного луча кардиоиды большая, а обратное излучение очень слабое. Картина справедлива и применительно к межвибраторным промежуткам $\lambda/8$ или $3\lambda/8$ и разностям фаз 135° или 45° соответственно.

Ниже описываются типичные однонаправленные продольные излучатели с питаемыми рефлекторами.

14.2.1. Остро направленная антенна ZL

Эта антенная система (рис. 14.9) разработана радиолюбителем ZL3MN и внешне

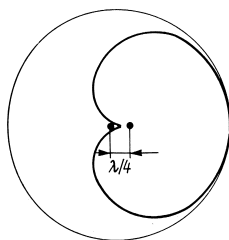


Рис. 14.8. Диаграмма направленности в виде кардиоиды

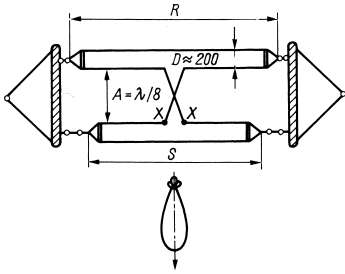


Рис. 14.9. Остронаправленная антенна ZL

похожа на антенну W8JK с петлевыми вибраторами (рис. 14.7а), но отличается от нее принципом действия. Петля R , служащая рефлектором, примерно на 5% длиннее излучателя S , а расстояние излучатель–рефлектор составляет $\lambda/8$. Благодаря перекрещенной линии-связке длиной $\lambda/8$ рефлектор возбуждается с фазовым сдвигом в 135° . На самом деле сдвиг за счет электрической длины $\lambda/8$ равен лишь 45° , но перекрещенность линии дает 180° , так что в итоге получается сдвиг $180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$ [8–10].

Главный луч ориентирован перпендикулярно плоскости излучателя и распространяется в одну сторону – от рефлектора к излучателю. Усиление в направлении главного луча достигает 4 dBd, а обратное излучение подавляется на 20 dB.

Входное сопротивление на клеммах питания XX составляет около 90 Ом. Это позволяет питать антенну напрямую через 75-омный коаксиальный кабель при терпимом КСВ, но лучше прибегнуть к симметрированию кабеля. Кроме того, при малом КСВ допустимо использовать экранированную 120-омную линию. Еще одно решение состоит в том, чтобы на входе антенны применить четвертьволновый трансформатор (см. раздел 6.5) из 240-омного плоского кабеля. В результате входное сопротивление станет равным 600 Ом, что позволит питать антенну по 600-омной воздушной двухпроводной линии произвольной длины при минимальных потерях в фидере.

Антенны на основе петлевых вибраторов применимы только в однодиапазонном режиме. Разворотом горизонтально подвешенной антенной системы на 180° можно посылать главный луч в обратном направлении, однако это едва ли выполнимо из-за механических трудностей. Такая антенна, будучи подвешена вертикально, обладает теми же качествами, что и при горизонтальной

компоновке. Гораздо проще вращать отвесно установленную антенну вокруг вертикальной оси, посылая сигнал в любых направлениях.

Обе петли изготавливаются из обычного антенного канатика. Расстояние $D \approx 200$ мм для трех высокочастотных любительских КВ диапазонов. Вся антенна собирается на стандартных плоских УКВ кабелях. Петлевые вибраторы из плоского кабеля оформляются в соответствии с данными, приведенными на рис. 10.5, но надо учитывать, что здесь нельзя скручивать кабель вокруг его оси, иначе нарушится действие петлевого вибратора. Бамбуковые трубки служат традиционным несущим материалом для проводников вибраторов и плоского кабеля, но подходят и более современные средства – стержни из стекловолокна или трубки из ПВХ бытового назначения. Для предотвращения провисания проводов следует при сборке антенны применять натяжное устройство. Использование легких металлических трубок для изготовления петлевых вибраторов обеспечивает хорошую механическую стабильность антенны.

Джордан [9] опубликовал результаты исследований оптимизации антенны ZL. Выяснилось, что максимальное усиление достигается при расстоянии между петлями $0,123 \lambda$. Электрическая длина перекрещивающейся линии-связки должна составлять около $0,16 \lambda$, что дает фазовый угол 58° . Следовательно, эффективный фазовый сдвиг равен 122° ($180^\circ - 58^\circ$). На практике вполне приемлем сдвиг от 115° до 125° .

На рис. 14.10 показана версия антенны, изготовленная из легких металлических трубок; размеры приведены в табл. 14.3. Длина перекрещенной линии-связки l_3 дана для плоского УКВ кабеля с коэффициентом укорочения $V = 0,82$. При использовании иного кабеля с другим коэффициентом укорочения надо рассчитать ее геометрическую длину по формуле в нижней строке колонки l_3 . Представленные формулы позволяют определять любые параметры для резонансов на других частотах.

Гораздо проще построить ту же антенну целиком из плоского УКВ кабеля (рис. 14.11), сохранив ее возможности. Из табл. 14.4 видно, что размеры этой антенны несколько больше размеров антенны из трубок, поскольку в кабельной версии уменьшена ширина петли (расстояние между параллельными проводниками). Фазовая линия l_3 длиннее расстояния A между элементами

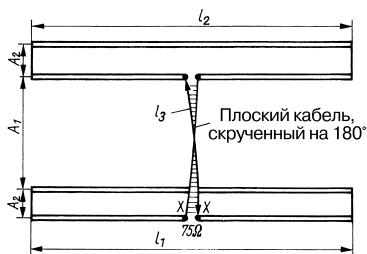


Рис. 14.10. Иллюстрация к табл. 14.3 с размерами для остронаправленной антенны ZL

Таблица 14.3. Размеры антенны ZL с элементами из трубок

Резонансная частота, МГц	Длина, м			Промежутки, м	
	l_1	l_2	l_3	A_1	A_2
7,05	19	19,29	5,6	4,4	0,43
10,12	13,24	13,44	3,9	3,06	0,3
14,1	9,5	9,65	2,8	2,2	0,2
18,1	7,4	7,52	2,18	1,7	0,17
21,15	6,34	6,43	1,87	1,47	0,14
24,93	5,38	5,46	1,58	1,24	0,12
28,5	4,7	4,77	1,39	1,09	0,1
Расчетные формулы	$134/f$	$136/f$	$39,5/f$	$31/f$	$3/f$

приблизительно на 9%, и потому несколько провисает. Для этой версии справедливы те же размеры l_3 , которые относятся к плоскому кабелю (с учетом коэффициента укорочения $V = 0,82$).

В зависимости от строительной высоты и окружения антенны входное сопротивление XX обеих версий составляет 70–90 Ом, что позволяет питать ее напрямую по 75-омному кабелю. Если при этом возникнут поверхностные волны, следует воспользоваться одним из симметрирующих трансформаторов (см. главу 7) для преобразования входа антенны.

В [9] утверждается, что усиление антенны лежит в пределах 6–7 дВ и что обратное излучение подавляется на 15–18 дБ. Дополнительные паразитные элементы позволяют повысить усиление, если, например, прямой рефлекторный элемент, который на 6% длиннее l_2 , закрепить на расстоянии $\lambda/8$ от l_2 и на таком же расстоянии от l_1 установить прямой дипольный элемент, длина которого на 6% меньше l_1 . При этом входное сопротивление упадет до 40 Ом.

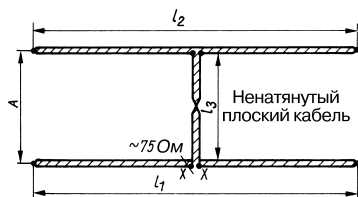


Рис. 14.11. Иллюстрация к табл. 14.4 для антенны ZL из плоского УКВ кабеля

Таблица 14.4. Размеры антенны ZL, выполненной из плоского кабеля

Резонансная частота, МГц	Длина, м			Промежуток А, м
	l_1	l_2	l_3	
7,05	19,33	20,57	5,67	5,25
10,12	13,47	14,33	3,95	3,66
14,1	9,67	10,28	2,84	2,62
18,1	7,53	8	2,21	2,04
21,15	6,45	6,86	1,9	1,75
24,93	5,47	5,82	1,6	1,48
28,5	4,78	5,1	1,4	1,3
Расчетные формулы	$136,3/f$	$145/f$	$40/f$	$37/f$

Преимущество остронаправленной антенны ZL состоит в относительно широкой полосе частот. Поскольку ZL – однодиапазонная антенна, ее выгодно строить в расчете на 10- и 12-метровый диапазоны, а по возможности – и на диапазон 15 м. Антенны ZL для 20 и 40 м делают лишь в особых случаях: это связано с необходимостью увеличивать размеры антенны и соответствующими конструктивными трудностями.

14.2.2. Антенна НВ9СV

Остронаправленная антенна НВ9СV, разработанная швейцарским радиолюбителем Р. Баумгартнером (R. Baumgartner), родственна ZL. Она состоит из двух питаемых элементов и по сравнению с ZL требует меньше расходов и места. Однако ее необходимо строить из легких металлических трубок, обеспечивая жесткость [11–16].

Электрическая схема направленного излучателя НВ9СV показана на рис. 14.12. Он образован парой параллельных вибраторов разной длины с расстоянием между ними $\lambda/8$. Питание подведено к обоим вибраторам, и, кроме того, они связаны по

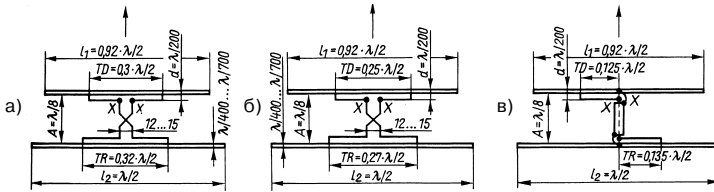


Рис. 14.12. Устройство и размеры остронаправленной антенны NB9CV с разным входным сопротивлением: а – 300 Ом; б – 150 Ом; в – 75 Ом

излучению. Для промежутка $\lambda/8$ наилучшая односторонняя направленность достигается при таком возбуждении элементов, которое дает фазовый сдвиг между ними на 225° . В антенне NB9CV скрутка фазовой линии приводит к сдвигу фазы на 180° . При прохождении сигнала от ввода питания по связующей линии длиной $\lambda/8$ фаза сдвигается еще на 45° , что в сумме и обеспечивает необходимую разность фаз возбуждения. В данном отношении по принципу действия описываемая антенна аналогична ZL. Но ту же разность фаз одновременно должна давать и связь элементов по излучению, иначе такая связь станет противодействовать прямому питанию элементов. Как и в случае антенны «волновой канал», это происходит благодаря укорочению переднего элемента, действующего как директор, и удлинению заднего элемента, исполняющего роль рефлектора. Причем длина элементов выбирается так, чтобы индуктивная реактивная составляющая рефлектора и емкостная реактивная составляющая директора компенсировались непосредственно на входе антенны вместе с реактивными составляющими за счет Т- или Г-образного согласования. На практике изменения длины элементов недостаточно для того, чтобы полностью отстроиться от слабой индуктивной реактивной составляющей. Ее устраняют с помощью конденсатора C_S , включенного последовательно с входом антенны. Он обладает емкостным реактивным сопротивлением X_C , соответствующим компенсируемому индуктивному реактивному сопротивлению X_L (рис. 14.13).

Оба элемента возбуждаются через Т- или Г-образную согласующие цепочки, связанные друг с другом посредством фазовой линии. Т-образные цепочки сводят на нет реактивное сопротивление элементов, отвечающее импедансу фидера, благодаря чему бегущие волны распространяются по всей системе питания антенны. Поэтому нет смысла тратить дорогостоящую трубку на

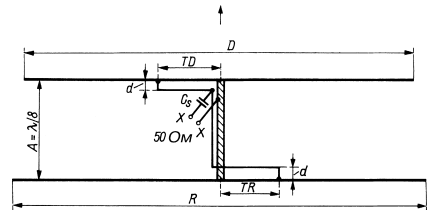


Рис. 14.13. Размеры антенны NB9CV

изготовление Т-образной согласующей цепочки или фазовой линии: здесь вполне достаточно применять проводники с ПВХ изоляцией, например провод с диаметром жилы больше 2 мм. Антенна NB9CV предъявляет следующие требования к устройству фазовой линии:

- для предотвращения излучения самой линии ее длина должна лежать в пределах 12–25 м, где она не критична (волновое сопротивление фазовой линии короче $\lambda/8$ не играет роли);
- фазовую линию необходимо надежно изолировать и защитить от короткого замыкания ее проводников или гальванической связи с другими металлическими деталями антенны. Фазовые линии с изоляцией из ПВХ обычно монтируются на некотором расстоянии от траверсы, но даже прилегание линии к ней не сказывается на работе антенны, тем более, что пластиковая изоляция обеспечивает минимальный зазор между траверсой и линией;
- необходимо, чтобы электрическая длина фазовой линии равнялась $\lambda/8$. Как известно, волны в изолированном проводнике распространяются медленнее света. Проводник в изоляции из ПВХ характеризуется коэффициентом укорочения около 0,9, так что при электрической длине линии $\lambda/8$ она геометрически оказывается на 10% короче. Установка Т- или Г-образной

Таблица 14.5. Размеры антенны HB9CV

Резонансная частота, МГц	Длина, м		Промежуток, м	Отрезки		d, мм	C _s , пФ
	l ₁	l ₂		TD, м	TR, м		
14,15	10,24	11	2,5	1,53	1,61	130	≈330
18,1	8	8,63	1,96	1,19	1,26	100	≈260
21,1	6,83	7,37	1,67	1,02	1,07	87	≈220
24,94	5,8	6,26	1,42	0,87	0,91	75	≈190
28,5	5,08	5,48	1,25	0,76	0,8	65	≈165
Расчетные формулы	145/f	156/f	35,5/f	21,6/f	22,7/f		

печочки в плоскости элементов антенны приводит к тому, что геометрический промежуток A между элементами устает равным $\lambda/8$. Опытным путем установлено, что отклонение длины фазовой линии на $\pm 10\%$ не приводит к каким-либо ухудшениям.

При мощности до 200 Вт антенну HB9CV допустимо питать через плоский УКВ кабель с волновым сопротивлением 240 или 300 Ом, если ее длина не превышает 12 м. Однако чаще используют коаксиальный фидер, применяя Г-образное питание вместо Т-образной согласующей цепи (рис. 14.12в). Все значения на рис. 14.12 приведены к длине волны, что позволяет рассчитывать антенны HD9CV на любые частоты. При этом речь идет только об оценках, проверенных автором HB9CV на практике.

Выполняя антенну HB9CV из провода, надо учитывать, что из-за малого сопротивления излучения в ней текут большие токи, поэтому следует выбирать максимально толстый провод с хорошей поверхностной проводимостью. Кроме того, к концам вибраторов прикладывается высокое напряжение, что требует применения высококачественных длинных изоляторов. Элементы из провода должны быть несколько длиннее элементов из трубки. Хорошо зарекомендовали себя рефлектор и директор длиной $1,02 \times \lambda/2$ и $0,94 \times \lambda/2$ соответственно.

Чрезмерное развитие стоячих волн удастся уменьшать подбором длины элементов антенны, не упуская, однако, из виду, что длины рефлектора и директора всегда должны различаться на 8%.

Антенна HB9CV была досконально изучена оператором DL1BU [13], построенным опытный экземпляр на частоте 28,4 МГц (см. рис. 14.13). Возбуждение антенны осуществлялось через 50-омный

коаксиальный кабель с компенсацией остаточной индуктивной составляющей сопротивления посредством последовательной емкости C_s . Ее элементы изготовлены из трубки диаметром 16 мм в средней части и 10 мм на концах и гальванически связаны с несущей траверсой. Зазор d относится только к Г-образному согласованию, линия-связка длиной $\lambda/8$ выполнена из алюминиевого провода диаметром 6 мм и закреплена вдоль траверсы. При использовании голого медного провода его концы следует залудить, что обеспечивает хорошую совместимость с алюминием, если применить покрытие из эластичного материала. Промежуток $A = \lambda/8$ надо укоротить на 5% при прокладке проводов в ПВХ изоляции в качестве линии-связки.

В табл. 14.5 представлены практические параметры антенны HB9CV для высокочастотных любительских КВ диапазонов, основанные на исследованиях DL1BU.

При помощи данных, приведенных в табл. 14.5, и с учетом местных особенностей установки антенны, что выразилось в тонкой подгонке ее размеров, можно гарантировать следующие значения характеристик антенны:

- усиление – $(4,2 \pm 0,2)$ dBd;
- полуширина в плоскости E – 68° ;
- полуширина в плоскости H – 130° ;
- подавление обратного излучения в зависимости от высоты – 20 дБ;
- выигрыш полосы пропускания по уровню 1 дБ – более 4%;
- входное сопротивление – 50 Ом (зависит от высоты и частоты).

Примечательно надежное подавление обратного излучения, которое сравнимо по величине со значениями, характерными для более крупных направленных антенн.

Все измерительные процедуры подробно описаны в [13].

14.2.3. Переключаемый двухэлементный направленный излучатель

На рис. 14.14 показан еще один однонаправленный продольный излучатель, главный луч которого меняет свою ориентацию на 180° при простом переключении схемы. Эта направленная антенна образована двумя параллельными равновеликими петлевыми вибраторами с расстоянием между ними в четверть длины волны. Каждый из элементов подключен к отводу из плоского УКВ кабеля. Длина отводов произвольна, но строго одинакова. К концам отводов припаян шлейф электрической длины $\lambda/4$ из того же материала.

Размеры элементов этой антенны для указанных в ней частотных диапазонов

приведены в табл. 14.6. Там же предложены формулы, позволяющие вычислить размеры антенны, если ее необходимо рассчитать на другую частоту.

Переключатель либо реле с парными контактами подключает то или иное место соединения отвода и шлейфа к выходу передатчика, поэтому при любом положении переключателя только один из элементов оказывается связан с передатчиком напрямую, тогда как другой соединен с ним через четвертьволновой шлейф и, следовательно, возбуждается с фазовым сдвигом 90° относительно прямо подключенного элемента; по отношению к последнему он действует как рефлектор.

Из рис. 14.14 видно, что для разворота главного луча на 180° достаточно единственного срабатывания переключателя или реле. Стрелка указывает ориентацию главного луча, соответствующую положению контактов переключателя на схеме антенны.

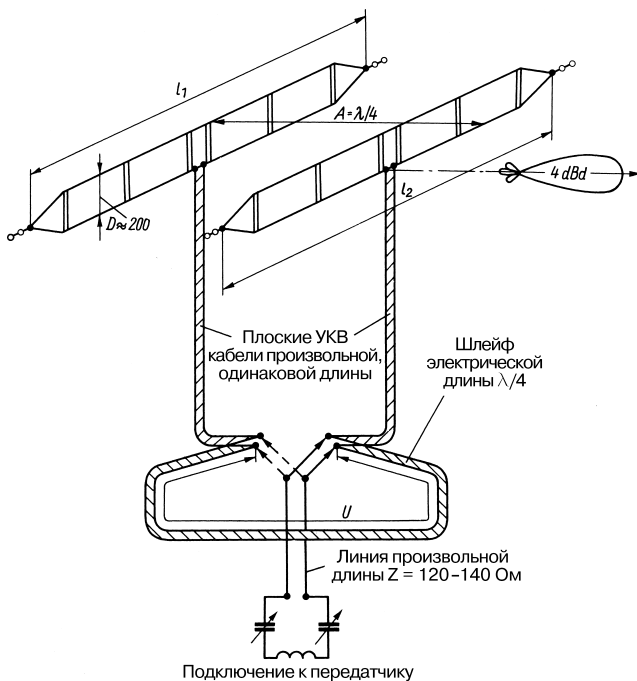


Рис. 14.14. Двухэлементный направленный излучатель с электрически переключаемой ориентацией главного луча

Таблица 14.6. Размеры двухэлементного направленного излучателя

Резонансная частота, МГц	Длина, м	Промежуток, м	Длина четвертьволнового шлейфа, м
	l_1	A	
7,05	20,57	10,64	8,72
10,12	14,33	7,41	6,08
14,1	10,28	5,32	4,36
18,1	8,01	4,14	3,4
21,15	6,86	3,55	2,91
24,93	5,82	3,01	2,47
28,5	5,09	2,63	2,16
Расчетные формулы	145/f	75/f	61,5/f

Литература к главе 14

- [1] Kraus J.: Directional Antennas with closely-spaced elements. QST, January 1938, pp. 21–23.
- [2] Kraus J.: Antenna Arrays with Closely Spaced Elements. Proc. IRE, vol. 28, February 1940, pp. 76–84.
- [3] Kraus J.: W8JK 5-Band Rotary Beam Antenna. QST, July 1970, pp. 11–14.
- [4] Kraus J.: The W8JK Antenna: Recap and Update. QST, June 1982, pp. 11–14.
- [5] Regier F.: A new look at the W8JK antenna. Ham Radio, July 1981, pp. 60–63.
- [6] Marshall R. C.: An end-fed multiband 8JK. Ham Radio, May 1984, pp. 81–88.
- [7] Schellenbach R. R.: The end-fed 8JK: a switchable vertical array. Ham Radio, May 1985, pp. 53–55.
- [8] Schick R.: A. Shortened ZL-Special Beam. CQ, July 1959, pp. 42–43.
- [9] Jordan G. B.: Understanding the ZL Special antenna. Ham Radio, May 1976, pp. 38–40.
- [10] Ward A. C.: 10-meter ZL Special antenna for indoor use. Ham Radio, May 1980, pp. 50–54.
- [11] Baumgartner R.: Die HB9CV-Richtstrahl antenne. OldMan, 12, 1954.
- [12] Baumgartner R.: Die HB9CV-Richtstrahlantenne. Stuttgart: W. Körner-Verlag, 1961.
- [13] Baumgartner R.: Die HB9CV-Richtstrahlantenne. QRV, 4/74, S. 189–197, 5/74, S. 257–262, 6/74, S. 310–324.
- [14] Schwarzbeck G.: Streifzug durch den Antennenwald – HB9CV. cq-DL, 1/83, S. 10–19.
- [15] Fuchs/Collins: HB9CV-Richtstrahlantenne. Stuttgart: Frech-Verlag, 1984.
- [16] Goltz I.: HB9CV – Immer wieder. cq-DL, 11/91, S. 676.

15. Направленные антенны с волновыми петлевыми вибраторами

Антенны с волновыми вибраторами в виде петель (рамок) обладают рядом преимуществ в отношении электрических и механических свойств и экономичности по сравнению с самыми распространенными антеннами на полуволновых элементах. Это тем более справедливо применительно к направленным антеннам с волновыми петлями для высокочастотных КВ диапазонов. Среди них самой известной является так называемая Cubical Quad (кубическая антенна из квадратных рамок), послужившая прообразом подобных антенн.

У Cubical Quad есть краткая предыстория. В 1938 г. в Эквадоре близ г. Кито строилась радиостанция HCJB. Поначалу там успешно использовалась антенна из четырех направленных излучателей, но уже спустя несколько дней она вышла из строя. На высоте 3000 м в Андах атмосфера временем становилась настолько ионизированной, что начиналось коронирование на концах элементов антенны, а затем возникал дуговой разряд и края толстых алюминиевых трубок оплавились от разогрева, разбрызгивая капли расплава. Решить проблему помогли полые медные шары диаметром 15 см, смонтированные на концах элементов. После их установки коронный разряд появлялся лишь изредка в пасмурную погоду.

Инженер этой станции, Кларенс Мур (Clarence C. Moore, W9LZX), обнаружил, что коронный разряд удаётся полностью устранить, если воспользоваться замкнутыми волновыми проволочными рамками. Так в Кито в 1942 г. родилась первая антенна Cubical Quad. Выяснилось также, что новая антенна при всей своей простоте и компактности отличается замечательными излучательными качествами. Ныне она принадлежит к числу самых популярных конструкций коротковолновых любительских антенн и по праву считается «царицей антенн дальней связи».

Эта репутация закрепилась благодаря успехам в построении самодельных направленных антенн и в первую очередь среди

тех радиолюбителей, которым недоступны длинные легкие металлические трубки или направленные излучатели промышленного изготовления.

15.1. Квадратная рамка как элемент антенны

(С. С. Moore – патент США № 2537191, 1947 г.)

Волновую рамочную, или петлевою, антенну можно представить себе как результат развития петлевого вибратора (см. раздел 4.1), откуда и выводится рамочный элемент с его вариантами.

Если растянуть петлевого вибратора в поперечном направлении, получится квадрат со сторонами, равными четверти длины волны, опирающийся на одну из вершин (рис. 15.1), причем распределение тока в нем останется таким же, как в исходном вибраторе. Однако обе пучности тока расположатся не рядом, как в петлевом вибраторе, а разойдутся на $0,35 \lambda$, в связи с чем изменится диаграмма направленности и входное сопротивление упадет до 120 Ом.

Волновый квадратный элемент можно рассматривать как два поэтажно расположенных

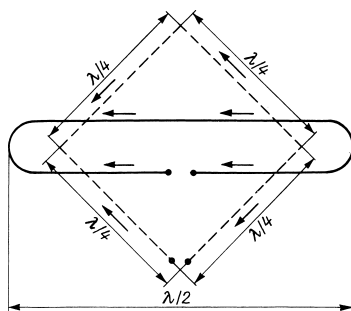


Рис. 15.1. Превращение петлевого вибратора в квадратный элемент

и синхронно возбуждаемых полуволновых вибратора. Он является простейшей формой вибраторного столбца. Как известно, такие системы фокусируют излучение в плоскости Н (см. раздел 13.3). Иначе говоря, усиление горизонтально поляризованного рамочного элемента больше, чем у полуволнового вибратора вследствие сужения главного луча в вертикальной плоскости. Это подтверждается измерениями, согласно которым простая рамка (рис. 15.1, пунктир) дает прирост усиления на 0,99 dBd.

В подавляющем большинстве используемых рамочных антенн квадрат развернут так, как показано на рис. 15.2. По стрелкам-указателям направления тока видно, что горизонтальные отрезки варианта а и вертикальные отрезки варианта б возбуждаются синфазно, чем обусловлена линейная поляризация. На входе антенны А ток распределяется так же, как и в любом другом полуволновом вибраторе. Излучатель питают в пучности тока, обе ветви вибратора возбуждаются синфазно (стрелки тока направлены одинаково). На внешних концах В и D ветвей вибратора по обе стороны от клемм питания А находятся узлы тока, где меняется его направление, и потому стороны А и С возбуждаются синфазно, тогда как стороны В и D – противофазно. Отсюда однозначно следует, что антенна, изображенная на рис. 15.2а, излучает горизонтально поляризованный сигнал, в то время как горизонтально расположенные стороны квадрата возбуждаются синфазно. В конфигурации на рис. 15.2б антенна питается с вертикальной стороны, а ток горизонтальных ветвей противофазен, что обуславливает вертикальную поляризацию излучения. Таким образом, можно задавать поляризацию рамочного элемента в зависимости от места

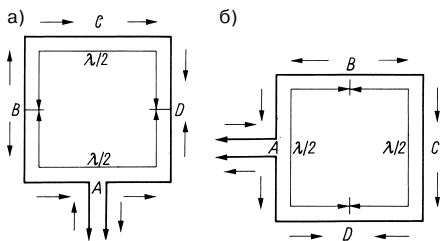


Рис. 15.2. Распределение тока в квадратном элементе: а – при горизонтальной поляризации, б – при вертикальной поляризации

расположения клемм питания антенны. При этом действуют следующие правила:

- ввод питания на горизонтальной стороне квадрата соответствует горизонтальной поляризации;
- ввод питания на вертикальной стороне квадрата соответствует вертикальной поляризации.

Минимум напряжения находится строго напротив клемм питания квадратного элемента, где он и заземляется (рис. 15.3). На принцип действия элемента с горизонтальной поляризацией не влияет, будет ли он запитан со стороны А или С. Точно так же для элемента с вертикальной поляризацией одинаково допустимо располагать клеммы питания на сторонах В или D. Это положение особенно важно учитывать при конструировании антенны. Если антенна питается через Т-образный согласователь или применяется гамма-образная схема согласования, элемент не отделяется от антенны и может быть зафиксирован прямо на траверсе металлическим токопроводящим креплением в точках А и С или В и D.

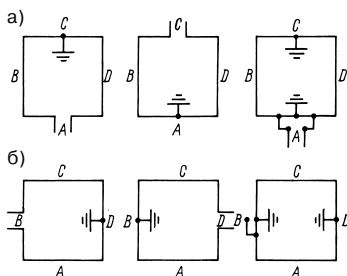


Рис. 15.3. Поляризация и возможности заземления квадратной рамки:

- а – горизонтально поляризованной;
б – вертикально поляризованной

Такое «принудительное» заземление обычно не рекомендуется, тем более, если желательно подключить несимметричный коаксиальный кабель непосредственно к симметричному вводу питания. При этом особых требований к качеству изоляторов не предъявляется, поскольку там находится минимум напряжения.

Теоретически для резонанса периметр рамочного элемента с питанием должен составлять 1λ . Если для обычного вибратора в силу физических причин необходимо рассчитывать механическое укорочение

проводников в соответствии с длиной волны, то рамочный элемент этого не требует. Более того, многочисленные исследования показали, что рамки характеризуются коэффициентом укорочения больше единицы, то есть «коэффициентом удлинения». Вывод справедлив применительно к любым типам волновых петель и во всех диапазонах волн: дело в том, что у волновой петли, в отличие от развернутого вибратора, нет открытых концов, и потому емкостные краевые эффекты весьма слабы (см. раздел 3.1.5), а изгибы проводника антенны вызывают эффект удлинения. Нечто подобное наблюдается у петлевого вибратора, в резонансных размерах которого не принимаются во внимание отрезки петли, задающие расстояние между параллельными проводниками. С учетом этих отрезков суммарная длина проводника петлевого вибратора как раз и оказывается больше длины волны. Периметр рамочного элемента должен составлять $1,02 - 1,03 \lambda$. Прежние данные о длине сторон рамочной антенны чаще всего были занижены, и резонанс слишком коротких элементов добивались посредством реактивного шлейфа.

Есть простой способ последующей настройки проволочной рамки на резонанс (рис. 15.4). Изначально берут провод суммарной длины несколько меньшей, чем необходимо. По обе стороны от входов антенны устанавливают по изолятору, через которые перекидывают проволочные перемычки. Укорачивая или удлиняя их, настраивают рамку строго на требуемый резонанс. С тем же успехом при малых затратах удается настроить сторону рамки, противоположную входу антенны (рис. 15.4б). Здесь понадобится единственный изолятор и одна перемычка.

Еще одна возможность последующей перестройки резонанса на более высокую

частоту состоит в том, чтобы замыканием углов рамки с помощью перемычки укоротить ее и вызвать повышение резонансной частоты.

Любые коротковолновые антенны страдают от смещения резонанса, поскольку в этом диапазоне волн трудно установить антенну настолько высоко, чтобы влияние грунта и окружающих объектов оказалось пренебрежимо малым. Чем ближе к земле антенна, тем ниже частота ее резонанса. Входное сопротивление антенны аналогичным образом зависит от ее близости к земной поверхности. Хотя многоэтажная рамочная антенна подвержена влиянию Земли в меньшей степени, нежели одноэтажная система, в любом случае ее следует монтировать как можно выше над грунтом. В зависимости от строительной высоты входное сопротивление простого проволочного квадрата лежит в пределах 80–120 Ом. Расчетное сопротивление излучения R_S рамочного элемента без потерь в свободном пространстве составляет 110 Ом (для тонкого излучателя).

С ростом строительной высоты антенны уменьшается угол возвышения ее главного луча, что весьма важно для дальнего ионосферного распространения радиоволн. Поэтому высота рамочной антенны по возможности должна быть больше $\lambda/2$. Грунт перестает влиять на излучение антенны, если она расположена выше 1λ . Разумеется, преимущества относительно малого угла возвышения излучения рамки существенны не только при его горизонтальной поляризации. Однако в силу конструктивных трудностей рамки с вертикальной поляризацией почти не применяются.

15.2. Горизонтальный прямоугольник

Как правило, достоинствами волновой рамки стараются воспользоваться еще и в 40-метровом диапазоне, но 80-метровому элементу требуется мачта не ниже 25 м. Дотошные радиолюбители попытались выяснить, до каких пределов можно сужать рамку по вертикали без особого ущерба для ее излучательных свойств [1]. Поскольку элемент должен оставаться резонансным, сужение по вертикали следует компенсировать горизонтальным удлинением. Так

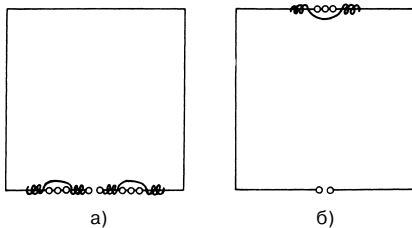


Рис. 15.4. Проволочные перемычки как средство подстройки рамочного элемента

появился прямоугольный волновой элемент (рис. 15.5). В зарубежной любительской литературе его называют oblong (прямоугольник). Оператор G6LX построил и испытал подобный прямоугольный элемент для 80-метрового диапазона и получил следующие результаты.

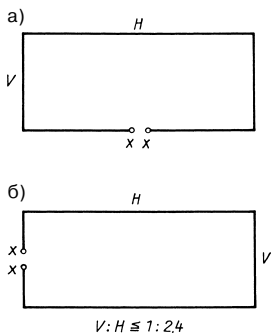


Рис. 15.5. Волновой прямоугольник:
а – горизонтально поляризованный;
б – вертикально поляризованный

В соответствии с местными условиями было выбрано отношение высоты прямоугольника к его длине $V:H \approx 1:2,3$ при $V = 12,20$ м и $H = 28,25$ м, так что периметр элемента составлял 80,90 м. Нижняя горизонталь находилась всего в 3 м над грунтом ($\approx \lambda/27$), а расчетная резонансная частота излучателя равнялась 3670 кГц. Это соответствовало значительному укорочению по сравнению с 1λ , обусловленному близостью антенны к земной поверхности. Отсюда следует формула для расчета периметра U при том же соотношении сторон прямоугольника и малой высоте над грунтом:

$$U_m = \frac{297}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.1)$$

При горизонтальной поляризации (рис. 15.5а) входное сопротивление антенны равно 115 Ом, а КСВ не превышает 1,5 в пределах ± 150 кГц относительно резонансной частоты. При переводе той же антенны на вертикальную поляризацию ее входное сопротивление уменьшается настолько, что становится возможным прямое питание по 70-омному коаксиальному кабелю и заметно расширяется частотная область.

Оператор G6LX добился выдающихся успехов в дальней связи с помощью такого

80-метрового прямоугольника, эксплуатируя его в режиме вертикальной поляризации преимущественно из-за более простых требований к питанию антенны. Горизонтальная поляризация несколько удобнее для радиообмена на средних дистанциях, но на больших расстояниях у нее нет преимуществ. Скандинавские радиолюбители получили столь же впечатляющие результаты в дальней связи благодаря 80-метровым прямоугольникам.

Отношение сторон прямоугольника 1:2,4 желательно уменьшить. Его увеличение за счет дальнейшего укорочения вертикальных сторон приведет к утрате малого угла возвышения главного луча, росту входного сопротивления, а также к сближению эффективности прямоугольника и обычного петлевого вибратора.

15.3. Дельтообразная рамка

В 1968 г. оператор W6DL, преобразуя квадратный элемент, впервые предложил волновой элемент треугольной формы, назвав его Delta-Loop (дельтообразная рамка). Речь идет о равностороннем треугольнике со стороной $\lambda/3$ (рис. 15.6). Треугольник питается в нижней вершине. В таком исполнении элемент представляет собой самонесущую конструкцию и дает некоторую экономию материалов и другие механические преимущества по сравнению с квадратной рамкой. Однако боковые стороны А и В должны быть жесткими, изготовленными из прочных металлических трубок, и только сторона С делается из проволоки. Необходимость применять трубки длиной по $\lambda/3$ ставит предел механической прочности самонесущей конструкции дельтообразной рамки и заставляет ограничиваться диапазонами 10 и 15 м.

Из табл. 3.1 следует, что расчетное усиление волновой дельтообразной рамки 0,67 dBd несколько уступает усилению волновых квадратных элементов. Ее сопротивление излучения R_s равно 106 Ом, а входное сопротивление лежит в пределах 90–110 Ом в зависимости от строительной высоты. Использование трубок из легкого металла с большой поверхностью снижает высокочастотные потери за счет поверхностного эффекта относительно тонких трубок; частотная область дельтообразной рамки, по-видимому, шире, чем у квадратного элемента. Резонансная

длина рамки, соответствующей рис. 15.6, рассчитывается по формуле, применимой и к квадратной рамке:

$$U_m = \frac{306,3}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.2)$$

При этом предполагается, что сам элемент находится над грунтом на высоте не менее $\lambda/2$.

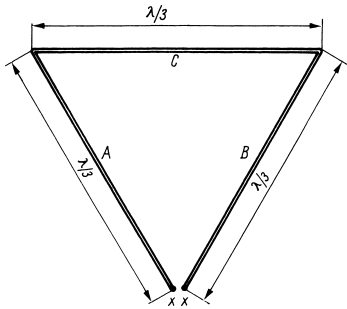


Рис. 15.6. Дельтообразная рамка

Различные варианты волнового треугольника испытывались также в низкочастотных любительских диапазонах (рис. 15.7). Такие проволочные конструкции ориентировались или деформировались применительно к местным условиям для работы в 80- и 40-метровом диапазонах. Варианты а и б характеризуются горизонтальной поляризацией, а в и г – вертикальной. Радиосокращения вертикальных габаритов конструкции б и г выполнены не равносторонними треугольниками, а равнобедренными. В этом случае надо следить за тем, чтобы отношение $B:A$ не превосходило $1:1,3$. Поскольку при отступлении от равносторонней формы рамки почти всегда строятся на малой высоте над грунтом (относительно рабочей длины волны), входное сопротивление антенны принимает значение, допускающее прямое подключение 75-омного кабеля.

Все описанные выше простые волновые рамки обладают сходными диаграммами направленности. Радиоволны излучаются в двух противоположных направлениях в обе стороны от плоскости элемента при ширине главного луча в плоскости Е около 80° и его слабой фокусировке в плоскости Н. При горизонтальной поляризации петли одновременно излучают слабое вертикально поляризованное поле, распространяющееся

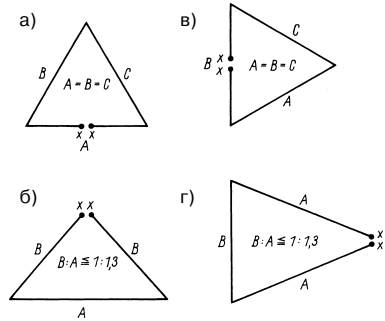


Рис. 15.7. Варианты дельтообразной рамки: а и б – горизонтально поляризованные; в и г – вертикально поляризованные

в направлении главного луча. В случае вертикальной поляризации пассивное поперечное излучение поляризовано горизонтально.

Многодиапазонные дельтообразные рамки

«Метод ловушек» (см. раздел 10.2.7) позволяет приспособлять волновые петли для работы в многодиапазонном режиме. Дельтообразная рамка с периметром 1λ расчленяется против клемм питания, и в разрыв включается запирающий контур, рассчитанный на удвоенную частоту (рис. 15.8). Он слабо влияет на резонансную частоту петли, но запирает удвоенную частоту. Например, дельтообразная рамка на 14 МГц со сторонами по 1λ способна служить и двусторонней рамкой при наличии запирающего контура на 28 МГц (см. раздел 13.4.5). Естественно, такой способ поддержки двухдиапазонного режима применим к любым другим типам волновых петель.

Из рис. 15.9 видно, что параллельный резонансный контур может быть заменен разомкнутым двухпроводным шлейфом длиной $\lambda/2$, действующим как разомкнутая

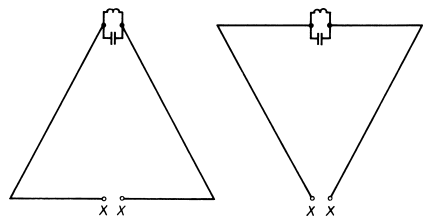


Рис. 15.8. Двухдиапазонный дельтообразный элемент

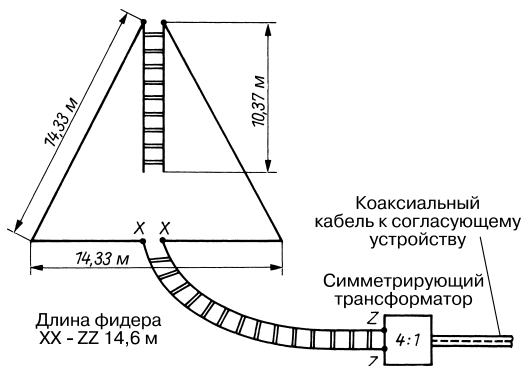


Рис. 15.9. Многодиапазонная дельтообразная антенна

четвертьволновая линия со свойствами последовательного резонансного контура при удвоении длины волны. Практическая реализация этой идеи описана оператором W7AAK [2].

На рис. 15.9 представлена такая антенна, рассчитанная на диапазоны 20, 40 и 80 м. Шлейф в виде разомкнутой двухпроводной линии длиной 10,37 м является для диапазона 20 м полуволновым, так что он играет роль запирающего контура, а антенна работает в режиме двустороннего квадрата. При стороне треугольника 14,3 м, что соответствует периметру 43 м, антенна превращается в волновую дельтообразную рамку 40-метрового диапазона. Разомкнутая двухпроводная линия имеет электрическую длину $\lambda/4$ и соответствует последовательному резонансному контуру, который селективно восстанавливает электрическую связь в месте разрыва (см. рис. 5.29). Та же антенна подходит и для работы в 80-метровом диапазоне, поскольку приблизительно отвечает условиям полуволнового резонанса, а разомкнутый шлейф, электрическая длина которого становится равной $\lambda/8$, служит емкостью.

Для открытого двухпроводного шлейфа волновое сопротивление выбрано равным 450 Ом (согласно рис. 5.4 отношение $D:d \approx 20$) с учетом коэффициента укорочения $V = 0,98$. Длина 450-омного двухпроводного фидера равна 14,6 м. Он заканчивается широкополосным симметрирующим трансформатором 4:1 (см. раздел 7.3.1), от которого к антенному согласующему устройству протянут коаксиальный кабель.

Во всех диапазонах излучение антенны горизонтально поляризовано и описывается

двунаправленной диаграммой. Уменьшение размеров антенны вдвое делает ее пригодной для работы в диапазонах 40, 20, 15 и 10 м. В том же сообщении W7AAK приводит сведения о расширении описанной конструкции до двухэлементной многодиапазонной направленной антенны. Трехэлементная дельтообразная рамка для диапазонов 20, 15 и 10 м, основанная на подобных принципах, подробно описана оператором K5NE [3].

15.4. Волновые рамки с рефлекторами

Основные полноволновые излучатели традиционной формы могут быть также дополнены одинаковой рефлекторной или директорной рамкой для получения однонаправленного излучения. При этом наблюдается нарастание коэффициента усиления антенны, которое в оптимальных условиях может достигать почти 5 dBd. Такой значительный подъем усиления требует ничтожных затрат и не приводит к каким-либо особым конструктивным или механическим затруднениям.

15.4.1. Квадратный куб

Двухэлементная рамочная антенна (рис. 15.10) весьма популярна среди радиолюбителей как направленная антенна для дальних передач. Она образована активной петлей в виде квадратного элемента и отстоящего от нее на $0,1-0,2 \lambda$ второго такого же проволочного квадрата, который с помощью

дополнительного настроечного шлейфа превращается в рефлектор. Этот шлейф представляет собой добавочную индуктивность и должен обеспечивать достаточный фазовый сдвиг, чтобы четырехугольник действовал как рефлектор. Преимущество шлейфа состоит в том, что он позволяет настраивать рамку на максимальное подавление обратного излучения путем смещения закорачивающей перемычки вдоль шлейфа. В последнее время рефлектором все чаще служит замкнутая рамка без настроечного шлейфа, а для обеспечения наилучшего отражения точно соблюдают необходимую длину сторон самой рамки.

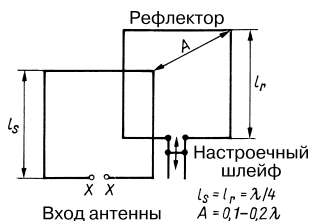


Рис. 15.10. Схема двухэлементной рамочной антенны

Несущая конструкция антенны выполняется по-разному. Однодиапазонная антенна на 10- и 15-метровый диапазоны изготавливается с применением деревянных реек и стержней без сучков с пропиткой и небольшого числа металлических деталей. Траверы 20-метровой антенны делают из бамбука ради обеспечения минимального веса при достаточной гибкости и прочности на

излом. Еще лучше здесь использовать полиэфирные стержни, армированные стекловолокном, типа современных удильщ. В разделах 18.8 и 18.9 описываются различные формы несущих деталей рамочных антенн и даются советы по их сборке.

На рис. 15.11 показан вариант конструкции простой ромбовидной рамочной антенны. Аналогичным образом строится и рамочная антенна с отвесными и горизонтальными сторонами: достаточно повернуть траверсу вокруг продольной оси на 45° и подключить фидер посредине горизонтальной стороны. Такой конструкции приписывают особо выгодные свойства излучения, и поэтому ромбическую конфигурацию почти не применяют, хотя на самом деле они практически не отличаются по своим возможностям. Оттяжки из синтетического материала укрепляют конструкцию антенны, однако удобнее оттяжки с примесью стекловолокна, обладающие минимальным растяжением. Применение полимерных материалов или бамбука для изготовления несущих деталей позволяет крепить проводники антенны непосредственно к ним. Такие детали выполняются также из легких металлических трубок, но в этом случае их концы надо снабдить синтетическими изоляторами длиной по 200 мм.

Диаметр медного провода или канатика, служащего проводником антенны, не оказывает особого влияния на ее электрические свойства. В силу механических причин предпочтительнее диаметр не менее 1,5 мм. Канатик эластичнее провода и легче прокладывается. Следует брать провода и канатики в синтетической изоляции.

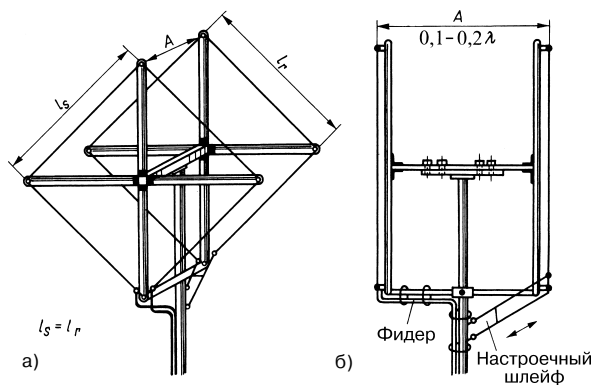


Рис. 15.11. Вариант конструкции простой двойной рамочной антенны: а – вид спереди; б – вид сбоку

Как показано в разделе 15.1, периметр волнового квадратного элемента должен быть больше λ . Коэффициент укорочения активной рамки относительно резонансной длины составляет 1,015–1,020. Рефлектор с такими же размерами, как активный элемент, необходимо индуктивно удлинить посредством настроечного шлейфа. В последнее время шлейфы не ставят, обеспечивая увеличение периметра рамки рефлектора до требуемого значения в $1,113 \lambda$. Следующие расчетные формулы резонансных размеров рамочной антенны справедливы для любых диапазонов.

Активный элемент:

периметр

$$U_m = \frac{304}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.3)$$

или сторона

$$l_m = \frac{76}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.4)$$

Рефлектор:

периметр

$$U_m = \frac{312}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.3)$$

или сторона

$$l_m = \frac{78}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.4)$$

Расстояние A между рефлектором и активной рамкой сравнительно слабо влияет на усиление. Оно достигает максимума в 5,7 dBd при $A = 0,12 \lambda$. Усиление постепенно убывает с ростом или уменьшением расстояния относительно указанного значения, но при $A = 0,08 \lambda$ или $A = 0,22 \lambda$ оно все еще составляет 5,2 dBd.

Значению $A = 0,12 \lambda$ и высоте антенны над землей $\lambda/2$ отвечает сопротивление излучения рамочной антенны 55 Ом. Уменьшение строительной высоты антенны до $\lambda/4$ снижает это сопротивление до 40 Ом. Очень выгодно расстояние $A = 0,13 \lambda$, поскольку в таком случае входное сопротивление равно 60 Ом при усилении 5,6 dBd, что делает возможным прямое питание антенны по коаксиальному кабелю. Однако симметричная рамочная антенна возбуждается через несимметричный фидер, что приводит к возникновению поверхностных волн в коаксиальном кабеле и «перекосу» диаграммы направленности. Тем не менее большинство любителей предпочитают



Рис. 15.12. Активный элемент рамочной антенны с гамма-образным согласованием

прямое питание, не отмечая его особых недостатков.

Гамма-согласование (см. раздел 6.3) обеспечивает более благоприятные условия питания антенны по коаксиальному кабелю (рис. 15.12). В этом случае активным элементом служит замкнутый проволочный четырехугольник. Гамма-согласование обеспечивает точное согласование фидера, сопровождаемое симметрированием и компенсацией влияния окружающей обстановки на входное сопротивление антенны. Гамма-образный элемент выполняется из провода диаметром 2 мм и фиксируется на расстоянии D – не более 50 мм от проводника антенны – узкой синтетической распоркой. После настройки переменный конденсатор заменяют постоянным соответствующей емкости. В табл. 15.1 приведены значения длины l гамма-образного элемента и предельные емкости переменного конденсатора C для разных любительских диапазонов.

В [4] описано гамма-согласование, при котором конденсатор C заменен коаксиальным кабелем, служащим одновременно и элементом согласования, и последовательно включенной емкостью.

В табл. 15.1 представлены апробированные размеры двухэлементных рамочных антенн наряду с конструкциями настраиваемого и резонансного рефлекторов для разных вариантов.

Новейшие исследования показали необходимость непосредственного питания двухэлементной рамочной антенны коаксиальным кабелем из-за потерь, обусловленных симметрирующими элементами. Асимметрия возбуждения слабо влияет

Таблица 15.1. Размеры двухэлементных рамочных антенн

Любительский диапазон, м	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	14,1	18,1	21,2	24,94	28,5
Размеры в случае рефлектора со шлейфом, м					
Длина стороны l_s , м	5,4	4,21	3,6	3,05	2,67
Длина стороны l_r , м	5,4	4,21	3,6	3,05	2,67
Длина шлейфа рефлектора, м	1,5	1,2	1	0,85	0,75
Размеры в случае резонансного рефлектора, м					
Длина стороны l_s , м	5,4	4,21	3,6	3,05	2,67
Длина стороны l_r , м	5,53	4,31	3,68	3,13	2,74
Расстояние А между элементами, м					
0,08 λ (5,2 dBd / 40 Ом)	1,7	1,33	1,13	0,96	0,84
0,10 λ (5,6 dBd / 50 Ом)	2,13	1,66	1,42	1,2	1,05
0,12 λ (5,7 dBd / 55 Ом)	2,55	2	1,7	1,44	1,26
0,20 λ (5,4 dBd / 75 Ом)	4,25	3,32	2,83	2,4	2,1
Параметры Г-образного согласования на рис. 15.12					
Длина l , м	0,9	0,8	0,7	0,55	0,46
Емкость С, пФ	100	85	75	60	50

лишь на диаграмму направленности и совсем не сказывается на остальных электрических параметрах. В этой связи рекомендуется изолировать элементы антенны в местах минимумов напряжения, что улучшает выравнивание распределений тока с фазовым сдвигом, возникающим вследствие несимметричности возбуждения, и предотвращает возможные потери из-за вынужденного заземления. Если необходимо применять двойную рамочную антенну во всем любительском диапазоне при минимальном КСВ, то резонанс излучателя настраивают на середину диапазона, а на его высокочастотную область (например, на 14, 18, 21, 28 и 29,2 МГц). Тогда предполагаемый КСВ в коаксиальном кабеле не превысит значения 1,75 во всем любительском диапазоне.

При сопоставлении с направленными излучателями типа директорных антенн («волновой канал») нужно учитывать следующие обстоятельства:

- по усилению двойная рамочная антенна превосходит на 1,7 дБ двухэлементный «волновой канал» и на 0,5–0,8 дБ уступает трехэлементной оптимально настроенной директорной антенне;
- по сравнению с последней полоса частот двойной рамочной антенны шире, а обратное излучение хорошо подавляется в большем интервале частот;
- при строительной высоте $\geq 1 \lambda$ угол возвышения главного луча обеих антенн

почти одинаков; двойная рамочная антенна меньшей эффективной высоты ведет себя несколько лучше, поскольку ее угол возвышения растет медленнее, чем у трехэлементного «волнового канала» и, следовательно, она не столь сильно подвержена влиянию окружающей обстановки.

Прежние сведения о крайне высоком усилении двухэлементных рамочных антенн на коротковолновых диапазонах (вплоть до 11 дБ), вероятно, были основаны на неверных измерениях, поскольку опирались на сравнения громкости звука при дальнейшем радиообмене или возникали вследствие неконтролируемых неоднородностей исследуемого поля (например, отражений). К тому же давно известно, насколько трудно оценить абсолютное усиление КВ антенн: ведь любитель не в состоянии обеспечить необходимую строительную высоту антенны или однородность исследуемого поля. Гораздо проще пересчитать антенну на рабочую частоту в метровом, а еще лучше – дециметровом диапазоне, где и провести измерения. Это вполне оправдано законами моделирования, так что при таком подходе получаются абсолютные оценки, применимые и к коротковолновым областям. Однако доказательство абсолютных оценок усиления при выводах о практической применимости антенн для дальней связи крайне мала. Как уже пояснялось в

разделах 2.2.2 и 3.2.2, при дальнем распространении радиоволн за счет отражений в ионосфере важно добиваться максимальной длины «скачков» и, следовательно, возможно меньшего угла возвышения главного луча антенны в вертикальной плоскости.

Несомненно, двухэлементная рамочная антенна при дальнем радиообмене обладает теми же достоинствами, что и трехэлементный «волновой канал». Практика такого обмена нередко свидетельствует о большей эффективности рамочной антенны.

15.4.2. Кольцевая остронаправленная антенна

Кольцевая антенна отличается от двухэлементной рамочной главным образом тем, что вместо четырехугольных элементов используются элементы в виде колец (рис. 15.13). Разобравшись с принципом действия рамочной антенны, нетрудно понять, что по свойствам излучения кольцевая антенна сходна с рамочной.

Если размеры кольцевого излучателя соответствуют волновой петле, то он, как и в случае рамочной антенны, при вводе питания снизу или сверху будет поляризован горизонтально, а при боковом вводе – вертикально. По усилению и затратам кольцевая антенна также подобна рамочной с равным числом элементов. Однако для изготовления кольцевой антенны нужна трубка или цельный материал, да и выполнить ее труднее. Видимо, поэтому она до сих пор не распространена в Европе.

Двухэлементная остронаправленная кольцевая антенна

Изображенный на рис. 15.13 рефлектор образован замкнутым кольцом и находится на расстоянии $\lambda/4$ от излучателя, который содержит разрыв для ввода питания. Входное сопротивление антенны близко к 75 Ом. Верхняя металлическая траверса допускает крепление элементов без изоляции. Деревянный брус с пропиткой служит нижней траверсой. Еще лучше применить здесь более легкую и погодостойкую трубу из ПВХ. Усиление антенны достигает 5 dBd. Размеры на рис. 15.13 соответствуют резонансу и пересчитываются на другие резонансные частоты по следующим формулам.

Длина активного элемента:

$$U_{\text{См}} = \frac{307}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.7)$$

Длина рефлектора:

$$U_{\text{Rм}} = \frac{329}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.8)$$

Трехэлементная остронаправленная кольцевая антенна

Трехэлементную кольцевую антенну для 10-метрового диапазона построить трудно, тем не менее такие антенны реализуются. Схема антенны вместе с размерами для этого диапазона изображена на рис. 15.14. Входное сопротивление системы очень мало, и потому фидер подключается через согласующий омега-трансформатор (см. раздел 6.4). Данная версия выполняется как

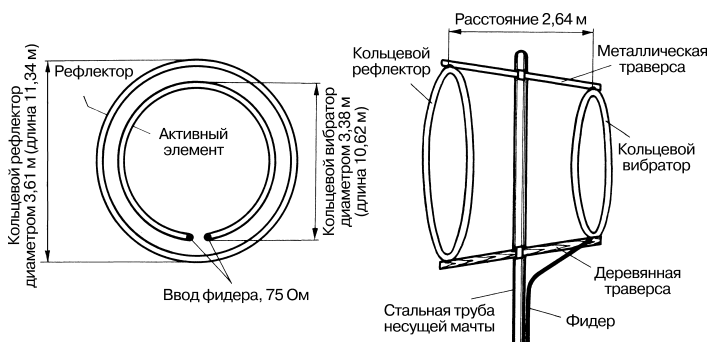


Рис. 15.13. Двухэлементная остронаправленная кольцевая антенна для 10-метрового диапазона

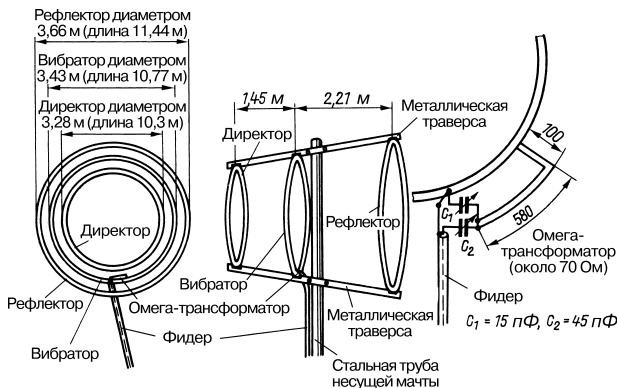


Рис. 15.14. Трехэлементная кольцевая антенна для 10-метрового диапазона

цельнометаллическая конструкция: верхняя и нижняя траверсы изготовлены из металла, а элементы крепятся к ним без изоляторов. Конечно, омега-трансформатор подходит и для двухэлементной антенны, что позволяет сделать ее цельнометаллической.

У трехэлементной кольцевой антенны рефлектор и директор отстоят от излучателя на $0,21 \lambda$ и $0,14 \lambda$ соответственно.

Для пересчета размеров этой антенны на другие частоты используются формулы (15.7) и (15.8). Длина директора U_D определяется по формуле:

$$U_{Dm} = \frac{289}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.9)$$

Здесь всегда имеется в виду длина окружности замкнутого кольца. Для изготовления элементов антенны подходят трубки любого диаметра, обеспечивающие их механическую прочность.

Случается, что и у кольцевых антенн длина окружности излучателя должна быть больше 1λ , что лишним раз подчеркивает их родство с двойной рамочной антенной.

15.4.3. Антенна «птичья клетка»

Дик Берд (Dick Bird, G4ZU) разработал антенну, известную как Bird Cage («птичья клетка», или «клетка Берда»). Это еще один прямой потомок двухэлементной рамочной антенны, отличающийся от нее изломом элементов под углом 90° . Подобная рамка с изломом в точке ввода питания и напротив нее показана на рис. 15.15. У

такого укороченного V-образного элемента сохраняется диаграмма направленности развернутого вибратора в виде пары соприкасающихся окружностей. Слабый выигрыш по усилению заметен лишь вдоль биссектрисы угла излома. И в этом случае антенна горизонтально поляризована при питании ее с верхней или нижней сторон рамки.

Рефлектор в виде рамки с таким же изломом, как у излучателя, устанавливается на расстоянии 25 мм от последнего (рис. 15.15в).

Усиление антенны и ее диаграмма направленности почти в точности повторяют соответствующие параметры двухэлементной рамочной антенны. По утверждению автора, антенна G4ZU даже превосходит двойную рамку по усилению на 0,5 дБ, несколько лучше подавляет обратное излучение и характеризуется входным сопротивлением 60 Ом.

Серьезное преимущество антенны состоит в том, что ей требуется единственная мачта, а горизонтальные отрезки элементов работают как несущие траверсы, поэтому система в целом компактна и отличается малым ветровым сопротивлением. В 10-метровом диапазоне радиус антенны относительно мачты составляет 1,3 м. Он возрастает до 1,95 и 2,60 м в диапазонах 15 и 20 м соответственно. Трубки из легкого металла нужны только для горизонтальных отрезков длиной по $\lambda/8$. Четыре отвесных четвертьволновых проводника могут быть из провода любого диаметра. Имеет смысл использовать трубки и провод из одного и того же металла во избежание коррозии в

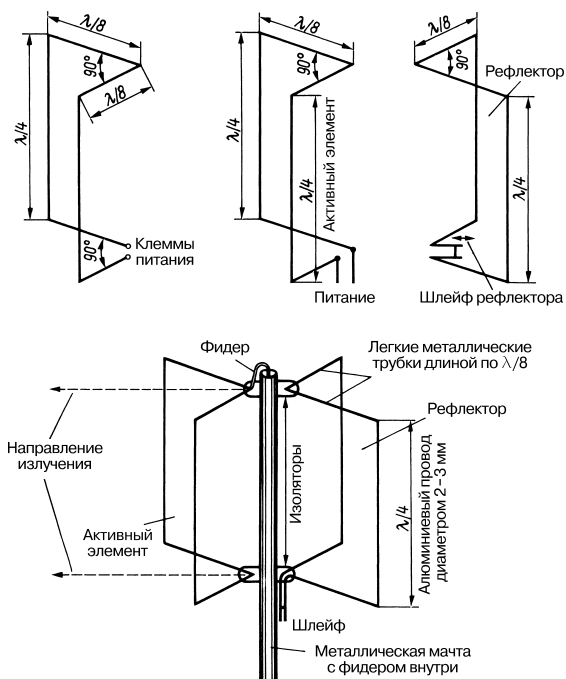


Рис. 15.15. Антенна G4ZU: а – квадратный элемент с изломом под 90° ; б – схема антенны; в – вариант исполнения

местах их сочленения. Практический вариант антенны G4ZU показан на рис. 15.15в. Здесь излучатель питается сверху, а фидер свободно проложен внутри несущей мачты.

Антенна не требует высококачественной изоляции вершин элементов от мачты, так как им соответствуют минимумы напряжения. Достаточно воспользоваться деревянными деталями, пропитанными парафином. Впрочем, в этой конструкции изоляторы испытывают значительную механическую нагрузку, и может понадобиться удлинить мачту, чтобы протянуть оттяжки от ее вершины к концам верхних горизонтальных отрезков ради разгрузки изоляторов.

В табл. 15.2 приведены резонансные размеры деталей антенны G4ZU, найденные опытным путем оператором DK4NA. Они несколько больше, чем у двойной рамочной антенны (см. табл. 15.1), что характерно и для описанной ниже антенны «швейцарский квадрат». Причины этого явления не вполне ясны. Не исключено, что все дело в близости излучающих секторов к металлической мачте.

Выше был рассмотрен вариант антенны с излучателем и рефлектором одинаковых размеров. Электрическое удлинение пассивного элемента, необходимое для его функционирования как рефлектора, обеспечивалось

Таблица 15.2. Размеры антенны G4ZU

Любительский диапазон, м	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	14,1	18,1	21,1	24,94	28,5
Длина сторон активного элемента, м	5,9	4,6	3,95	3,33	2,92
Длина сторон рефлектора, м	5,9	4,6	3,95	3,33	2,92
Периметр элемента	23,6	18,4	15,8	13,32	11,68
Длина шлейфа рефлектора	1,5	1,3	1	0,85	0,7

подстроечным шлейфом с передвижной закорачивающей перемычкой.

При размерах, представленных в табл. 15.2, на заданных там резонансных частотах достигается КСВ, близкий к 1. По краям 20-метрового диапазона он не превышает 1,5. В пределах 15-метрового диапазона максимальный КСВ составляет 1,3 (21,0 МГц). Напротив, в диапазоне 10 м приемлемый КСВ имеет место лишь в интервале от 28,3 до 29,0 МГц (1,7), а по краям диапазона он доходит до 2,8 (28,0 МГц) и 2,5 (29,7 МГц). Если 10-метровый диапазон используется главным образом в телеграфном режиме, то резонансную частоту можно сместить на 28,1 МГц, удлинив стороны элементов до 2,96 м.

При питании антенны с размерами DK4NA по коаксиальному кабелю произвольной длины излишне прибегать к симметрирующему трансформатору. В разделе 18.12 будет рассмотрен трехдиапазонный вариант «птичьей клетки».

15.4.4. Волновые рамочные антенны с активным рефлектором

Как было показано (см. раздел 14.2), диаграмма направленности двух параллельных вибраторов, возбуждаемых одинаковыми токами с фазовым сдвигом, при некоторых условиях и определенном фазовом угле становится однонаправленной. Она приобретает вид кардиоиды в плоскости Н (рис. 14.8) при промежутке между вибраторами $\lambda/4$ и возбуждении их с фазовым сдвигом 90° . Аналогичная направленность формируется в случае промежутка $3\lambda/8$ и фазового угла 45°

или промежутка $\lambda/8$ и угла 225° . Обратное излучение гораздо лучше подавляется в антеннах с активным рефлектором, чем с пассивным. Типичными представителями антенн со «сплошным» питанием являются остроуправленная антенна ZL (см. раздел 14.2.1) и НВ9СV (см. раздел 14.2.2). Все сказанное применимо и к любым волновым рамочным излучателям. Далее будут описаны наиболее известные типы таких антенн.

Волновые направленные антенны «сплошного» питания

Оператор DL2FA представил различные варианты направленных антенн «сплошного» питания из волновых рамок [6, 7]. Вариант на рис. 15.16а образован двумя квадратными элементами с одинаковым периметром (стороны $l_s = l_r = \lambda/4$), которые находятся на расстоянии $A = \lambda/4$ друг от друга и связаны двухпроводной линией. Фазовый сдвиг на 90° ($\lambda/4$), необходимый для поддержания однонаправленности излучения, обеспечивается длиной связующей линии. Поэтому такой способ подключения элементов часто, хотя и не совсем точно, называют «сплошным» питанием.

Сопротивление излучения R_r квадратного элемента составляет 120 Ом, потому и связующая линия должна строиться в расчете на волновое сопротивление 120 Ом. Чтобы свести к минимуму влияние коэффициента укорочения, в линии применяется воздушная изоляция проводников. Необходимое отношение диаметров $D:d = 1,55$ удается соблюсти только при использовании проводников из жестких и легких металлических трубок.

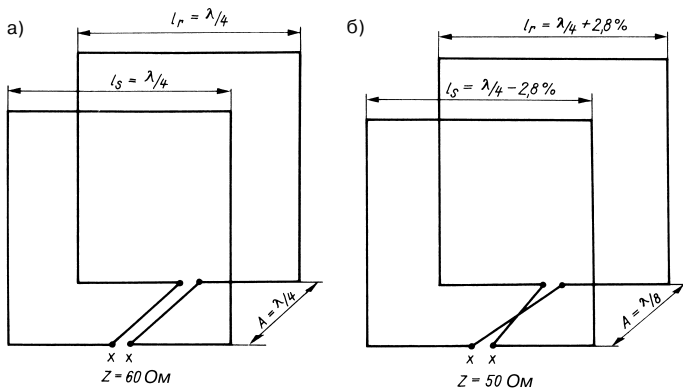


Рис. 15.16. Направленная антенна со «сплошным» питанием волновых рамок:

а – активный рефлектор на расстоянии $\lambda/4$ от излучателя; б – то же на расстоянии $\lambda/8$

Расстояние между элементами $\lambda/8$ обеспечивает максимальное подавление обратного излучения, если эти элементы возбуждаются с разностью фаз 225° (см. раздел 14.2.2). Данному правилу следует и вариант на рис. 15.166. В соответствии с расстоянием $A = \lambda/8$ рамки связаны фазосдвигающей линией той же длины $\lambda/8$, чем задается сдвиг фазы на 45° . Перекрещивание линии на 180° гарантирует суммарный сдвиг фаз в 225° . Чтобы излучательная связь между рамками характеризовалась такой же величиной фазового сдвига, периметры обоих элементов не должны быть одинаковыми. Поэтому стороны рамки I_S делаются на 2,8% меньше $\lambda/4$, а рамки I_R – на 2,8% больше, чем $\lambda/4$. Волновое сопротивление связующей линии со скруткой не оказывает заметного влияния, но должно быть не более 300 Ом. Аналогичный способ возбуждения посредством «сплошного» питания применим к ромбической квадратной рамке и волновым направленным антеннам.

«Швейцарский квадрат»

(R. Baumgartner – швейцарский патент № 384644, 1960 г.)

Эта современная версия рамочных антенн была сконструирована известным швейцарским радиолюбителем Баумгартнером, НВ9СV, почему и названа «швейцарским квадратом» [8].

Антенна состоит из двух параллельных квадратов со сторонами длиной по $\lambda/4$, расположенных на расстоянии $0,075-0,1 \lambda$ друг от друга. Участки в средней части обеих горизонтальных сторон согнуты под углом 45° , так что средние точки этих сторон сходятся в одной плоскости к опорной мачте.

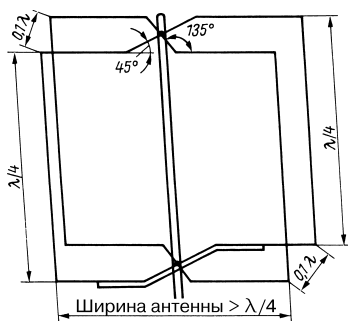


Рис. 15.17. Схема антенны «швейцарский квадрат»

В точках пересечения обеих трубок течет максимальный ток, поэтому контакт между ними должен быть безупречным. Малое напряжение в пучности тока позволяет соединять эти точки рамки с несущей мачтой без изоляторов.

Перекрещенность сечений антенны не вызывает негативных электрических эффектов, поскольку в сближающихся отрезках трубок текут противофазные токи и излучения там почти нет.

Примечательной особенностью «швейцарского квадрата» является способ его питания. Рефлекторы, как правило, возбуждают пассивно, то есть благодаря связи за счет излучения. Успех комбинированного возбуждения рефлектора через излучательную связь и путем питания его напрямую, достигнутой, например, в антенне ZL (см. раздел 14.2.1) и остронаправленном излучателе НВ9СV (см. раздел 14.2.2), вполне закономерен и в случае «швейцарского квадрата». Вследствие «сплошного» питания энергия равномерно распределяется по всем четырем элементам, а сопротивление излучения остается в пределах 30–40 Ом.

Система одинаково хорошо запитывается через верхнюю или нижнюю плоскости. При прокладке кабеля внутри мачты антенну питают сверху. Симметричный фидер согласуется с помощью двоиного Т-образного согласователя (рис. 15.18а). Коаксиальный кабель подключается через двоиный гамма-образный согласователь (рис. 15.18б). Оба элемента нетрудно напрямую питать в противофазе. Как ни странно, нет необходимости соблюдать фазовый сдвиг в 180° между питанием квадратов антенны для поддержания однонаправленности излучения. Правильное соотношение фаз устанавливается самопроизвольно, если периметры квадратов различаются на 5%. Тогда меньший квадрат становится директором, а больший – рефлектором.

При непосредственном питании двух электрически одинаковых квадратов взаимно компенсируются индуктивная реактивная составляющая рефлектора и емкостная реактивная составляющая директора, приведенные к входу антенны. Этот вывод подтверждается тем фактом, что резонансная частота системы, измеренная на входе питания, лежит посередине между собственными резонансами квадратов антенны.

Пятипроцентная разница периметров была найдена в результате многочисленных измерений. При меньшей разнице усиливаются

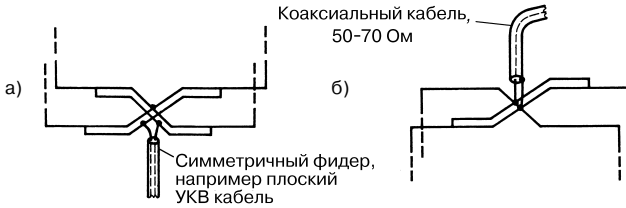


Рис. 15.18. Питание и возбуждение «швейцарского квадрата»: а – двойное Т-образное согласование и питание; б – двойное гамма-образное согласование и питание

боковые лепестки диаграммы направленности, а при большей – расширяется главный луч и убывает усиление антенны. Важно и то, что в случае пятипроцентной разницы периметров рефлектора и директора антенна ведет себя в отношении энергопотребления и связи примерно так же, как простой полуволновый вибратор. Это указывает на очевидную значимость взаимодействия между непосредственным питанием антенны, излучательной связью ее элементов и связями с окружающей обстановкой, что почти не поддается математическому описанию. Вот апробированные размеры «швейцарского квадрата»:

- периметр директора – $1,092 \lambda$;
- периметр рефлектора – $1,148 \lambda$;
- расстояние между директором и рефлектором – $0,075-0,1 \lambda$.

При изготовлении антенны разница периметров рефлектора и директора закладывается в длину горизонтальных отрезков, а вертикальные отрезки делаются равными. Положение отводов для Г- и Т-образных согласующих элементов относительно горизонтальных трубок определяется при настройке антенны, так как их оптимальное местоположение зависит от окружения антенны, ее высоты и конструкции. В табл. 15.3 представлены проверенные размеры «швейцарского квадрата» для высокочастотных радиолюбительских диапазонов.

В этой таблице высотой антенны считается длина вертикальных проводников, а шириной – размах горизонтальных деталей. Здесь не учитывается изгиб в месте крепления квадрата к мачте. Длину трубок проще всего определить по эскизу антенны в уменьшенном масштабе на миллиметровой бумаге (вид сверху).

Диаграмма направленности «швейцарского квадрата», полученная его автором, изображена на рис. 15.19 и характеризуется шириной главного лепестка в горизонтальной плоскости 60° . Первые минимумы смещены на 80° от оси главного луча. Как и в случае двойной рамочной антенны, обратное излучение в среднем подавляется на 13 дБ. Благодаря питанию рефлектора «швейцарский квадрат» несколько превосходит двойную рамку по усилению (автор приводит величину 6 dBd). Подобно двухэлементной рамочной антенне, «швейцарский

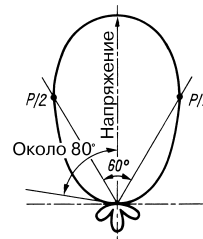


Рис. 15.19. Диаграмма направленности антенны «швейцарский квадрат»

Таблица 15.3. Размеры антенны «швейцарский квадрат»

Любительский диапазон, м	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	14,1	18,1	21,1	24,94	28,5
Высота антенны, м	5,96	4,64	3,96	3,37	2,95
Ширина антенны по директору, м	5,66	4,41	3,76	3,2	2,8
Ширина антенны по рефлектору, м	6,25	4,87	4,16	3,53	3,09
Расстояние директор–рефлектор, м	2,13	1,66	1,42	1,2	1,05

квадрат» хорошо проявил себя в радиобмене на очень длинных трассах, что объясняется малым углом возвышения многоэтажной системы. Это гарантирует рамочным системам некоторое преимущество в дальней связи перед аналогичными одноэтажными антеннами.

Сборка антенны «швейцарский квадрат»

Вертикальные отрезки антенны выполняются из тонких проводов или канатика, а горизонтальные – из легких трубок легированного металла соответствующей механической прочности. При необходимости их разгружают с помощью оттяжек из синтетического фала от конца трубки к верхушке мачты. Трубки заполняют сухим песком и на обоих концах уплотняют заглушками, а затем изгибают, используя пруток подходящего диаметра, для придания нужной формы. Чтобы сообщить эластичность металлическим трубкам средней и большой жесткости, их предварительно разогревают в местах предполагаемых изгибов. Желательно делать это в мастерской на гибочном станке.

Крепление мачты, доступное при самостоятельном изготовлении простыми средствами, показано на рис. 15.20. Отрезок уголкового профиля из дюраля фиксируется на мачте хомутами с винтовой затяжкой, что позволяет смещать крепление вдоль мачты. При этом перпендикулярность пересекающихся горизонтальных трубок обеспечивается благодаря накладным скобам из листового алюминия. Место пересечения диагональных трубок является геометрическим и электрическим центром антенны. Здесь необходимо гарантировать гальваническую связь трубок с мачтой и между собой. В данном варианте накладные скобы находятся на некотором удалении от места пересечения

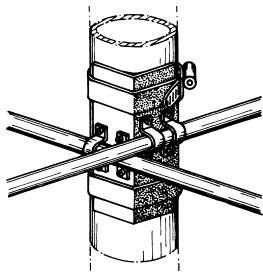


Рис. 15.20. Вариант простого крепления антенны к мачте

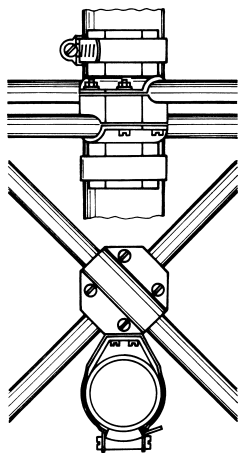


Рис. 15.21. Усовершенствованное крепление антенны к мачте

трубок, поэтому трубки под скобами надо защитить от контакта с мачтой стойким изоляционным материалом. Высокочастотное напряжение очень слабое, так что достаточно тонкого слоя изолятора.

На рис. 15.21 показано крепление более совершенное, но менее доступное радиолобителю. В этом случае изоляция проводников не нужна, поскольку здесь совпадают точка пересечения трубок, точка электрического нуля и крепление мачты

Сборка согласующей системы показана на рис. 15.22. Для Г- и Т-образных согласующих элементов прекрасно подходит провод в изоляции из ПВХ. Его сечение должно соответствовать фидеру. Величина расстояния между проводом согласователя и трубкой не очень важна (ориентировочно она составляет $\lambda/200$). Изоляцию следует снимать только в местах подключения.

Для настройки «швейцарского квадрата» достаточно располагать простым абсорбционным волномером в сочетании

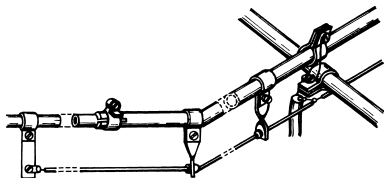


Рис. 15.22. Конструкция гамма-согласователя

с индикатором КСВ. При первой настройке Т-образное (или гамма-образное) звено фиксируют посередине между точкой сгиба под 45° и концом трубки. Резонанс системы измеряют на конце фидера со стороны передатчика, подключая волномер к катушке связи. Если резонанс системы отличается от предполагаемого резонанса кабеля меньшей глубиной и большей шириной провала, значит, антенна гасится сопротивлением излучения. Если бы измерения велись непосредственно на элементах антенны, то определялся бы собственный резонанс рамки, а не системы в целом. Отклонения от резонанса устраняются укорочением или удлинением вертикальных проводников, так что эти проводники заранее делают несколько длиннее расчетных.

Для правильной установки Т- или гамма-согласователя измеритель КСВ подключают к фидеру, а затем возбуждают антенну волномером на ее резонансной частоте. Изменяя положение отвода, добиваются минимальной величины КСВ; обычно удается достичь 1,2. Поскольку смещение согласователя несколько влияет на резонансную частоту, необходимо еще раз проверить и ее, и КСВ. Таким образом, антенна типа «швейцарский квадрат» обладает следующими достоинствами:

- по механике:
 - цельнометаллическая конструкция с заземлением как единое целое;
 - отсутствие вспомогательных несущих элементов;
 - механическая стабильность благодаря креплению обоих квадратов непосредственно на мачте;
 - малое ветровое сопротивление, проверенная стойкость к непогоде, снегопаду и обледенению;
- по электрике:
 - простой и надежный способ «сплошного» питания;
 - незначительность потерь тока на нагрев благодаря равномерному распределению энергии по всем четырем вибраторам и применению трубок там, где текут повышенные токи;
 - отсутствие утечек, поскольку детали под напряжением находятся в свободном пространстве;
 - возможность применения стандартных кабелей в качестве фидерной линии.

15.4.5. Направленные антенны с дельтообразными рамками

(Н. R. Nabig – патент США № 213375, 1967 г.)

Стремление механически упростить двухэлементную рамочную антенну привело к созданию дельтообразных петель (см. раздел 15.3). Они позволяют строить прочные и компактные системы для 10- и 15-метрового диапазонов. Судя по имеющимся публикациям [9–11], этот новый тип антенн проявил себя так же хорошо, как и двойные рамочные антенны.

Дельтообразные петли и рамочные элементы похожи по области проявления резонанса и величине сопротивления излучения, но различаются по усилению. Если усиление простого рамочного элемента, приведенное к полуволновому вибратору, составляет 0,98 dBd, то усиление дельтообразной петли считается равным 0,67 dBd. Вероятно, дело в том, что при равных периметрах треугольник покрывает меньшую площадь, чем квадрат. Столь малая разница в усилении обычно не играет роли, но указывает на различия излучательных свойств – прежде всего в том, что касается распределения тока по этим элементам при сравнимых условиях.

На рис. 15.23а стрелками показано распределение тока в активной квадратной рамке с горизонтальной поляризацией. Здесь четко видно, что горизонтальные стороны A_1 и A_2 возбуждаются синфазно. Они образуют двухэтажную систему, поскольку параллельны друг другу и отстоят на четверть длины волны. Такая система фокусирует излучение в плоскости H , а усиление возрастает относительно полуволнового вибратора за счет уменьшения вертикальной ширины главного лепестка диаграммы направленности. Однако при этом наблюдается важный побочный эффект

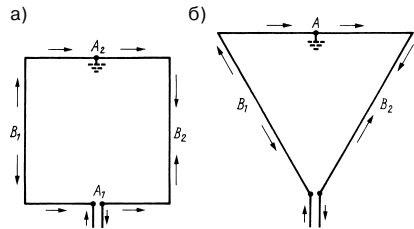


Рис. 15.23. Распределение тока в рамках: а – квадратной; б – дельтообразной

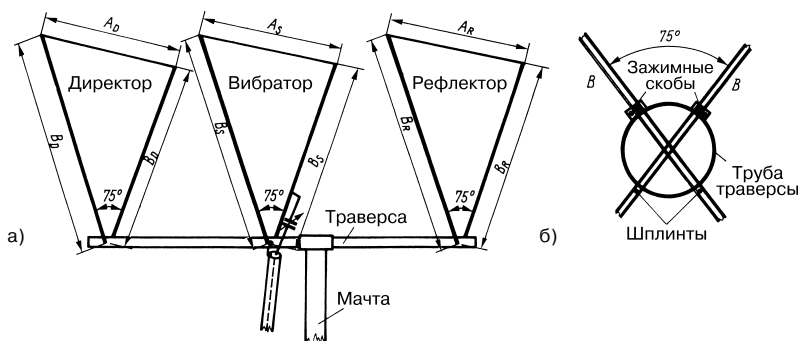


Рис. 15.24. Антенна Delta-Loop: а – эскиз устройства; б – крепление треугольников к трубчатой траверсе

частичного отклонения суженного луча к земной поверхности. Как уже разъяснялось в разделе 3.2.2, «Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов», отражение радиоволн от грунта неподалеку от антенны способно увеличить угол возвышения ее главного луча. Чтобы справиться с этим эффектом, пагубным для дальней связи, антенны устанавливаются как можно выше над поверхностью земли, стремясь сфокусировать главный луч по вертикали. Двухэлементная рамочная антенна, будучи двухэтажной системой, характеризуется малой шириной главного лепестка диаграммы в вертикальной плоскости и обеспечивает малый угол возвышения, что обуславливает ее преимущество перед другими однорядными антеннами с тем же усилением.

В этом аспекте важно, что дельтообразный элемент на рис. 15.23 обладает единственным горизонтальным отрезком A , который на 25% длиннее сторон квадрата A_1 или A_2 . Отрезки V_1 и V_2 излучателей обоих типов возбуждаются противозапно и поэтому вносят лишь малый вклад в излучение, в особенности в горизонтально поляризованную составляющую.

Возможно, эти чисто теоретические соображения не вполне обоснованы, поскольку не учитывают трудно предсказуемое влияние сторон треугольника V_1 и V_2 на свойства излучения.

Антенны Delta-Loop для диапазонов 10 и 15 м

Конструкция трехэлементной антенны с дельтообразными рамками изображена на рис. 15.24а. Чтобы получить из нее

двухэлементную антенну, достаточно удалить директор. Треугольные элементы замкнуты, установлены вертикально на прочной трубчатой траверсе и закреплены на ней. Стороны B из легких металлических трубок образуют угол 75° . Горизонтальная траверса должна быть очень жесткой, поскольку подвергается сильному скручиванию. Горизонтальную сторону треугольника изготавливают из проволоки. Эскиз варианта крепления трубчатых сторон треугольников к траверсе представлен на рис. 15.24б. Этот вариант механически несовершенен хотя бы потому, что двойные сверления ослабляют траверсу.

Двух- и трехэлементную версии допустимо питать напрямую по 50-омному коаксиальному кабелю, довольствуясь величиной КСВ около 1,6. В этом случае надо отделить и изолировать одну из сторон B_S . Механически и электрически гораздо выгоднее согласовать систему с произвольно длинным коаксиальным кабелем посредством гамма-согласующего звена (рис. 15.24). Таким способом достигается КСВ $\geq 1,2$ и обеспечивается преобразование симметрии (см. раздел 6.3). Необходимые размеры гамма-образного звена приведены в табл. 6.1. Однако на практике неважно, имеет КСВ величину 1,6 или 1,2 (см. раздел 5.2.2).

В случае двухэлементной антенны рекомендуется разнести излучатель и рефлектор на $0,19\lambda$. В трехэлементном исполнении следует делать предельно малые промежутки между элементами ради механической стабильности антенны. Хорошим компромиссным решением считается выбор расстояний от активной рамки до рефлектора $0,13\lambda$ и до директора $0,1\lambda$.

Таблица 15.4. Размеры антенны Delta-Loop

Любительский диапазон, м	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	14,10	18,10	21,20	24,94	28,50
Активный элемент					
Длина провода A_S , м	8,22	6,40	5,47	4,64	4,07
Длина стороны B_S , м	6,75	5,26	4,49	3,82	3,34
Периметр, м	21,72	16,92	14,45	12,28	10,75
Рефлектор					
Длина провода A_R , м	8,43	6,57	5,61	4,77	4,18
Длина стороны B_R , м	6,92	5,39	4,60	3,91	3,42
Периметр, м	22,27	17,35	14,81	12,59	11,02
Директор					
Длина провода A_D , м	7,96	6,21	5,31	4,51	3,94
Длина стороны B_D , м	6,55	5,10	4,35	3,70	3,24
Периметр, м	21,06	16,41	14,01	11,91	10,42
Расстояние излучатель–рефлектор					
0,191 λ	4,04	3,15	2,69	2,29	2,00
0,131 λ	2,77	2,15	1,84	1,56	1,37
Расстояние излучатель–директор					
0,110 λ	2,13	1,66	1,42	1,20	1,05

Размеры антенн с дельтообразными рамками пересчитываются на другие частоты по следующим формулам [12].

Периметр излучателя:

$$U_{S_m} = \frac{306,3}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.10)$$

Периметр рефлектора:

$$U_{R_m} = \frac{314}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.11)$$

Периметр директора:

$$U_{D_m} = \frac{297}{f_{\text{МГц}}} \quad (15.12)$$

Оператор N2GW описал двухэлементную антенну Delta-Loop для 20-метрового диапазона [13]. По своему устройству она соответствует варианту на рис. 15.24 и возбуждается через гамма-образное согласующее звено очень удачной конструкции. Активный элемент имеет форму равностороннего треугольника, длины всех четырех боковых сторон одинаковы. Большой периметр рефлектора определяется большим углом между его боковыми сторонами, поэтому для горизонтальной стороны рефлектора требуется более длинный провод.

Подробные рекомендации по надежному креплению трубчатых сторон рамок на траверсе и монтажу гамма-образного согласующего звена имеются в [9].

Опубликованные результаты измерений свидетельствуют об удивительно широкой полосе частот этой антенны. На исходной частоте 14,2 МГц КСВ, по оценкам, не превышал значения 1,1 во всем диапазоне. При выборе КСВ = 1,5 в качестве предельного значения была получена частотная полоса от 13,7 до 14,7 МГц. Отмечено невероятно высокое усиление – 8 dBd, обусловленное подавлением обратного излучения более чем на 20 дБ. Ширина главного лепестка диаграммы направленности в горизонтальной плоскости составляла 65°.

Раньше радиолюбители грезили двойной рамочной антенной, теперь ее место заняла антенна Delta-Loop. Как и в случае двухэлементной рамочной антенны, есть разные мнения относительно эффективности антенн на дельтообразных элементах, основанные преимущественно на теоретических соображениях. Измерения на уменьшенных моделях позволяют оценить параметры антенны, но на моделях невозможно воспроизвести конкретные условия места ее установки. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости решающим образом влияет на пригодность антенны для

дальней связи в коротковолновых диапазонах (см. главу 9). Вертикальная диаграмма зависит не столько от характеристик идеальной антенны в свободном пространстве, сколько от обстановки, окружающей конкретную антенну в конкретных условиях. При этом главными факторами становятся строительная высота антенны, частотно-зависимая проводимость грунта и препятствия на пути распространения радиоволн. В каждой точке установки есть свои особенности, поэтому достаточно сложно дать универсальные оценки пригодности той или другой КВ антенны для дальней связи.

15.5. Сравнение волновых петлевых излучателей

В прежние годы, когда какой-либо тип волнового петлевого излучателя становился популярным, среди любителей разгорались споры о его эффективности.

Наибольшее распространение получили петлевые излучатели в виде квадратного элемента с возбуждением посередине одной из сторон или в форме ромба, питание к которому подводится через одну из вершин (см. раздел 15.1). Метрологически эти разновидности эквивалентны. Усиление составляет 0,99 dBd при эффективной площади антенны $A_e = 0,164 \times \lambda^2$.

Кольцевая антенна с длиной окружности 1λ редко используется радиолюбителями из-за трудностей практической реализации, особенно в коротковолновых диапазонах (см. раздел 15.4.2). Кольцо является самой эффективной волновой петлей, его усиление достигает 1,34 dBd при действующей поверхности $A_e = 0,178 \times \lambda^2$.

Дельтообразная рамка в виде равнобедренного треугольника с длиной стороны $\lambda/3$ оказалась разновидностью петли, способной дать некоторые конструктивные преимущества при определенных обстоятельствах (см. раздел 15.3). Ее расчетное усиление составляет 0,67 dBd при действующей площади $A_e = 0,152 \times \lambda^2$.

Оператор SM5AGM и авторы более поздних публикаций рассчитали и сравнили параметры различных типов волновых петель [14] при допущениях, что антенны находятся в свободном пространстве, токи в их проводниках распределены строго синусоидально, волновые петли не имеют потерь и согласованы. Эти данные представлены

в табл. 3.1 (кольцо, квадратный элемент и Delta-Loop).

Различия в усилении при одинаковом периметре объясняются разными действующими поверхностями антенн A_e , которые рассчитываются по формуле (3.22). Это вытекает из простого сопоставления площадей: при одинаковом периметре поверхности круга, квадрата и равнобедренного треугольника относятся как 1:0,8:0,6. Поскольку волновые петли являются двухэтажными антеннами, следует учитывать относительное значение расстояния между этажами, что иллюстрируется примером прямоугольного излучателя (см. раздел 15.2). На рис. 15.25 показана пара прямоугольников с одинаковыми периметрами (по 1λ). У варианта 15.25а отношение сторон $V:H$ составляет 1:3, межэтажное расстояние V мало, а усиление достигает лишь 0,21 dBd при действующей поверхности $A_e = 0,137 \times \lambda^2$. В варианте 15.25б те же стороны относятся как 3:1, межэтажное расстояние велико, усиление возрастает до 2,37 dBd при действующей поверхности $A_e = 0,225 \times \lambda^2$. К сожалению, волновая петля, столь сильно растянутая по вертикали, неприменима на практике, так как с ростом V падает входное сопротивление (растут потери), сужается полоса пропускания и параметры петли становятся критичными. При изменении межэтажного расстояния V аналогичная тенденция имеет место и в случае других волновых петель, разработанных на основе круга, ромба или треугольника.

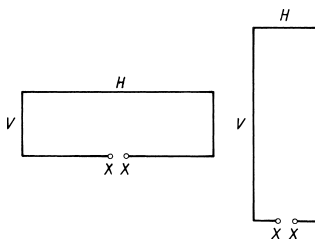


Рис. 15.25. Сравнение усиления прямоугольных волновых элементов при разном отношении сторон $V:H$: а – $V:H = 1:3$; б – $V:H = 3:1$

Параметры антенн в табл. 3.1 приведены только для сравнения и не имеют прямого практического смысла. Любая реальная антенна подвержена влиянию окружающей обстановки, поскольку «свободное пространство» – всего лишь идеализация. К

тому же не существует антенн, у которых не было бы потерь.

На практике приходится опасаться отклонений от расчетных характеристик, что особенно вероятно для диаграммы направленности, усиления и сопротивления излучения.

Литература к главе 15

- [1] *Glaisher, R. L.*: Odd-Shaped Antennas. The Short Wave Magazine, June 1971, pp. 228–231.
- [2] *Gullstad, H. E.*: The Phantom Stub. OST, December 1979, pp. 37–39.
- [3] *Glover, P.*: The Mono-Loop Delta Antenna. OST, September 1979, pp. 33–36.
- [4] *Schreiber, N.*: Einfacher Serienkondensator für Gamma-Anpassung. cq-DL 7/1980, Seite 312 bis 313.
- [5] *Bird, D.*: The G4ZU Bird Cage Aerial. CQ, April 1960, pp. 40–42, 117.
- [6] *Würtz, H.*: DX-Antennen mit spiegelnden Flächen – Die vollgespeiste Quad. cq-DL 4/1981, S. 162 bis 163.
- [7] *Würtz, H.*: DX-Antennen mit spiegelnden Flächen – German-Quad, German-Diamond-Quad, German-Ring-Loop. cq-DL 12/1981, S. 583.
- [8] *Baumgartner, R.*: Die Swiss-Quad-Antenne. DL-QTC, 10/1963, S. 454 bis 461.
- [9] *Watson, N. B.*: Triangular Loop Antenna. OST, April 1968, p. 54.
- [10] *McCoy, L. G.*: The Delta-Loop Beam on 15. OST, January 1969, pp. 29–32.
- [11] *Habig, H. R.*: The HRH Delta-Loop Beam. QST, January 1969, pp. 26–29.
- [12] *Boettcher, W.*: Delta-Loop-Antenne für 15 m. DL-QTC, 1/1971, S. 24 bis 25.
- [13] *Williman, G.*: 20 meter delta-loop array. Ham Radio, September 1978, pp. 16–20.
- [14] *Rasvall, F.*: The gain of the quad. Radio Communication, August 1980, pp. 784, 789.
- Dietrich, J. L.*: Loops and Dipoles: A Comparative Analysis. QST, September 1985, pp. 24–26.
- Donnelly, D.*: Yagis vs Quads. Ham Radio, May 1988, pp. 68ff; June 1988, pp. 78–79, 82–83.
- Flor, W.*: Messungen an Quad-Antennen. DL-QTC, 11/1965, S. 648 bis 650.
- Haviland, B.*: The Quad Antenna. CQ Communications Inc.
- Lindsay, J. E.*: Quads and Yagis OST, May 1968, pp. 11–19.
- Orr, W. I.; Cowan, S. D.*: All about Cubical Quad Antennas. Radio Publications Inc., Wilton, CT, 1985.
- Overbeck, W.*: Quads vs Yagis revised. Ham Radio, May 1979, pp. 12–21.
- Rohländer, W.*: Der Delta-Loop-Beam nach E8ANY. Funkamateur, Heft 10, 1969, S. 500 bis 502.
- Schick, R.*: Loop-, Dipol- und Vertikalantennen, Vergleiche und Erfahrungen. cq-DL, 3/1979, S. 115 bis 119.
- Schwarzbeck, G.*: Vergleich Quad mit Yagiantennen (1. Teil). cq-DL 6/1979, S. 246 bis 255, (2. Teil) 12/1979, S. 548 bis 554.

16. Направленные поворотные излучатели с пассивными элементами

При дальнем радиообмене часто применяют вращающиеся антенны. Для их реализации обычно требуются легкие металлические трубки и место на крыше дома плюс устойчивая опора и надежный привод. Радиолобителю здесь кроме навыков слесарно-механических работ пригодятся хорошие знания техники безопасности.

Даже простой полуволновый вибратор с поворотным приводом справедливо считается полноценным направленным излучателем. Благодаря двунаправленности его диаграммы в горизонтальной плоскости (рис. 3.8) достаточно обеспечить вращение в пределах 180° , чтобы перекрывать все стороны света.

Полуволновый вибратор преобразуется в двухэлементный направленный излучатель с единственным главным лучом, если параллельно вибратору на расстоянии около четверти длины волны поместить рефлектор, связанный излучением с вибратором. Рефлектор представляет собой просто стержень или провод, который примерно на 5% длиннее полуволнового вибратора и электрически не соединен ни с ним, ни с передатчиком. Такой элемент, лишенный питания и только связанный излучением с активным вибратором, называется пассивным, или вторичным, излучателем.

Антенны с несколькими пассивными элементами впервые описал в 1926 г. профессор Токийского университета С. Уда (S. Uda) на японском языке, а позднее – его коллега Х. Яги (H. Yagi) на английском [1]. Поэтому такие излучатели называют антеннами Уда-Яги или просто антеннами Яги. В отечественной литературе они известны как директорные антенны или антенны типа «волновой канал».

Если пассивный элемент без питания длиннее активного элемента, он играет роль рефлектора благодаря индуктивному сдвигу фазы. Если же он короче, то действует как волновод, или директор, вследствие емкостного фазового сдвига.

Выигрыш по эффективности от пассивного элемента в направлении главного луча

антенны определяется расстоянием между активным и пассивным элементами. Рис. 16.1 позволяет судить о влиянии расстояния S между рефлектором и излучателем на реальное усиление. Размытый максимум зависимости приходится на $S = 0,23 \lambda$, где реальное усиление, приведенное к полуволновому вибратору, достигает 4 dBd. Комбинация директора и излучателя дает несколько большее усиление при $S = 0,11 \lambda$ (рис. 16.2).

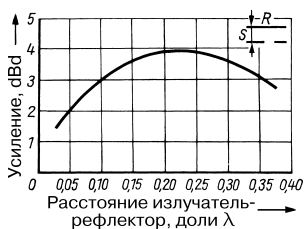


Рис. 16.1. Реальное усиление комбинации излучателя и пассивного рефлектора

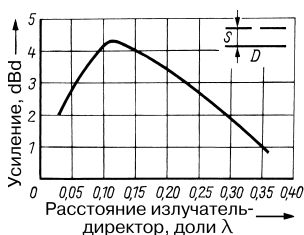


Рис. 16.2. Реальное усиление комбинации излучателя и пассивного директора

Эти оценки усиления основаны на данных Эреншпека (M. W. Ehrenspeck) и Пёлера (H. Poehler) [2]. Максимальная величина 2,6 dBd для комбинации излучатель-рефлектор при расстоянии между ними $0,2 \lambda$ приводится в [3]. Согласно другим источникам, комбинации излучатель-рефлектор и излучатель-директор обеспечивают усиление не менее 5 dBd, но в них

не учитываются омические потери. Не стоит преувеличивать ценность определений усиления для коротковолновых антенн, поскольку почти всегда речь идет об измерениях на моделях метрового диапазона в условиях, близких к идеальным. Однако КВ антенны, как правило, монтируются низко (относительно длины волны) над земной поверхностью, потому их диаграмма направленности отклоняется от идеальной, что сказывается и на усилении. Все это сопровождается потерями в грунте и омическими потерями, которыми часто пренебрегают. Таким образом, практически достижимое усиление КВ антенн всегда уступает теоретически возможному максимальным оценкам.

Двухэлементные направленные излучатели для КВ диапазонов обычно строятся с директором в качестве пассивного элемента. Эту комбинацию предпочитают не ради ничтожного выигрыша по усилению относительно сочетания рефлектор-излучатель, а потому что максимальное усиление комбинации директор-излучатель достигается уже при промежутке между ними всего $\lambda/10$, тогда как рефлектор и излучатель надо разнести почти на четверть длины волны, чтобы выйти на максимальное усиление (рис. 16.1 и 16.2). К тому же директор на 10% короче рефлектора. Подобная «экономия» не играет роли в дециметровом диапазоне, но весьма существенна в области коротких волн.

Оптимальная длина пассивного элемента зависит от его расстояния до излучателя. Общее правило гласит: рефлектор должен быть тем длиннее, чем дальше он от излучателя; директор же, напротив, укорачивают с ростом промежутка S . Ориентировочные оценки приведены на графиках (рис. 16.3 и 16.4). Речь здесь идет о приближенных значениях при максимальном усилении. Размеры станут другими, если от системы потребовать предельно широкой полосы частот при умеренно высоком сопротивлении излучения: тогда понадобятся более длинные рефлекторы или более короткие директоры. Входное сопротивление антенны также зависит от длины пассивного элемента и от расстояния между ним и активным элементом. Обычно сопротивление излучения, как и входное сопротивление антенны, убывает тем сильнее, чем ближе один или оба пассивных элемента к активному. Ориентировочные оценки представлены на рис. 16.5. Они

приблизительно верны, если длина элементов рассчитана на максимальное усиление. При $S \leq 0,1 \lambda$ входное сопротивление убывает до величин менее 15 Ом. В антенне течет сильный ток, возрастают потери в проводниках, в силу чего реальное усиление оказывается далеким от теоретически возможного. Кроме того, при малых расстояниях между элементами значительно сужается полоса частот, а резонансные параметры системы становятся чувствительными к различным внешним воздействиям. По вышеназванным причинам предпочтительнее несколько завышенные промежутки. Они не всегда гарантируют наибольшее усиление, но обеспечивают относительно высокое сопротивление излучения (малые потери) и более широкую полосу частот, а также делают резонансные параметры менее критичными. На ширину полосы пропускания и сопротивление излучения удается влиять длиной элементов таким образом, что даже при сравнительно малых расстояниях между элементами получается достаточно широкая полоса частот при относительно высоком входном сопротивлении. Все это создает богатые возможности для маневрирования параметрами даже простых систем с пассивными элементами с целью их оптимальной настройки на конкретные задачи.

Как правило, направленные коротковолновые антенны строят не более чем с двумя пассивными элементами, применяя активный полуволновый вибратор, рефлектор и директор. Такое сочетание представляет собой минимальную конфигурацию директорной антенны. Ее называют трехэлементной,

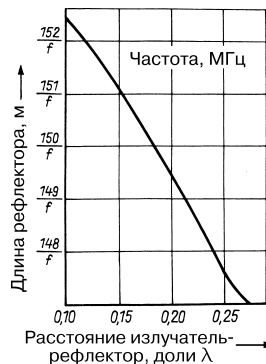


Рис. 16.3. Зависимость длины рефлектора от его расстояния до излучателя

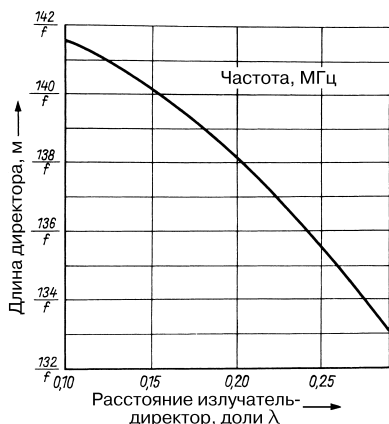


Рис. 16.4. Зависимость длины директора от его расстояния до излучателя

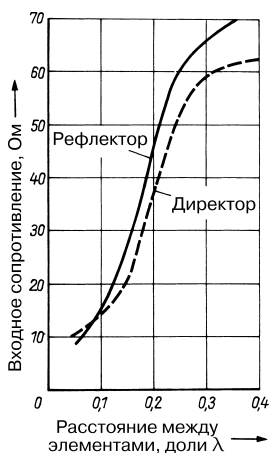


Рис. 16.5. Зависимость входного сопротивления антенны от расстояния между полуволновым вибратором и пассивными элементами

поскольку здесь фигурируют три действующих элемента. Лишь в 10-метровом диапазоне встречаются исключения, когда при построении антенны Яги используется большее число элементов.

Фактическое усиление трехэлементной директорной антенны достигает 7 dBd. У обычных любительских КВ антенн этого типа усиление в среднем находится в пределах 5,5–6,5 dBd (рис. 16.6).

При оптимизации директорной антенны требуется задавать не только соответствующие расстояния и длину пассивных



Рис. 16.6. Зависимость усиления трехэлементной антенны от расстояния между излучателем и директором при постоянном расстоянии излучатель-рефлектор 0,2 λ

элементов, но и необходимые значения резонансной длины активного элемента в зависимости от промежутка между ним и пассивными элементами. Оптимальная длина активного вибратора тем меньше, чем ближе к нему установлены пассивные элементы. Об этом свидетельствуют графики на рис. 16.7 с ориентировочными значениями размеров, рассчитанных на максимальное усиление. При оптимизации следует также учитывать степень утолщения проводника активного элемента.

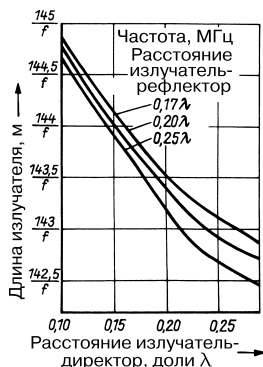


Рис. 16.7. Зависимость длины активного элемента трехэлементной директорной антенны от расстояний до рефлектора и директора

16.1. О расходах на создание направленных поворотных антенн

Нередко утверждают, что поворотные горизонтальные директорные антенны – самый экономичный тип для дальней любительской

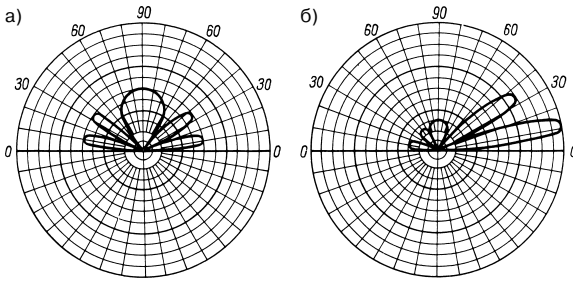


Рис. 16.8. Вертикальная диаграмма направленности: а – горизонтального полуволнового вибратора на высоте $1,25\lambda$; б – горизонтальной трехэлементной директорной антенны на высоте $1,25\lambda$

радиосвязи, хотя на первый взгляд здесь неизбежны заметные расходы на несущую конструкцию и поворотный механизм. Недешевы и легкие металлические трубки, без которых тут не обойтись.

Трехэлементная директорная антенна обеспечивает рост усиления в среднем до 6 dBd в направлении главного луча, что и отвечает четырехкратному повышению эффективности по мощности. Например, 100-ваттный передатчик с такой антенной гарантирует тот же уровень сигнала на месте приема в пределах главного луча, что и 400-ваттный передатчик с полуволновым вибратором. При определенных условиях (о них будет сказано ниже) различие усугубляется. Каждому любителю известно, как дорого обходится повышение мощности. К тому же оно сопровождается ростом помех телевизионному и радиоприему, особенно если большая мощность подается на всенаправленную простенькую антенну. Вес и габариты, потребление тока и необходимость охлаждения – таковы отрицательные факторы существенного повышения мощности любительского передатчика.

Даже при 400-ваттной мощности полуволновый вибратор не покажет столь же хороших результатов, как 100-ваттный передатчик с трехэлементной директорной антенной. Сравнение вертикальных диаграмм направленности обоих излучателей, установленных на одинаковой высоте над идеальным грунтом, показывает, что полуволновый вибратор излучает значительную часть энергии вверх под большим углом, тогда как директорная антенна направляет ее почти параллельно земной поверхности, а это особенно важно при дальнем радиобмене (см. раздел 3.2.2). Рис. 16.8 иллюстрирует данное утверждение. Строительная

высота обоих излучателей равна $1,25\lambda$. Углы и количество вертикальных лепестков одинаковы. Однако директорная антенна направляет основную часть излучения в виде узкого пучка под малым углом возвышения (рис. 3.13). Такое обстоятельство порождает чрезвычайно важные практические преимущества трехэлементной директорной антенны.

Перечисленные преимущества становятся еще нагляднее, если ту же антенну применять для приема радиоволн, как обычно и делается. На фоне сильного сигнала дальних станций с направления главного луча заметно ослабляются сигналы ближних европейских станций. Это явление также объясняется особенностями диаграммы направленности в вертикальной плоскости. Волны относительно близкой станции излучаются под большим углом возвышения, в то время как волны дальней станции приходят на антенну под малыми углами. Сравнение вибратора и директорной антенны на рис. 16.8 показывает, что последняя явно «предпочитает» сигналы, идущие под малыми углами, а поступающие под большими – подавляет. Благодаря хорошей фокусировке излучения в горизонтальной плоскости уверенный прием обеспечен только сигналам с направления главного луча. Данное обстоятельство особенно важно при нынешней перегруженности любительских диапазонов, поскольку позволяет выделять даже слабый сигнал с помощью поворотной направленной антенны.

Старая радилюбительская мудрость «Куда передашь, оттуда и примешь» верна и поныне. Какой смысл посылать мощный сигнал далекому партнеру, если его ответ затеряется в переполненном европейском эфире? В подобных случаях часто отказывают даже

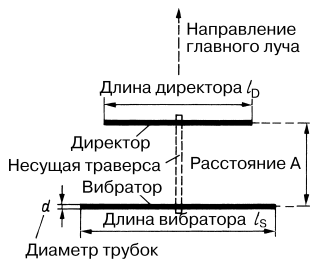


Рис. 16.9. Схема двухэлементного направленного излучателя

крупные приемники с острой избирательностью, зато приемник среднего класса в сочетании с приличной направленной антенной вполне справится с трудностями. Такая антенна собирает на приемник только часть той смеси сигналов, что имеется в месте приема, но эта часть относится к определенному направлению, и именно она усиливается. К тому же, как сказано выше, направленная антенна подавляет приходящие под большими углами сигналы местных станций.

Трехэлементная направленная антенна в режимах приема и передачи ослабляет обратное излучение на 15–20 дБ в зависимости от угла возвышения. Подавление в обоих минимумах достигает 30 дБ.

Решающее преимущество направленных поворотных излучателей с механической точки зрения состоит в наличии единственного активного элемента, из-за чего отпадает надобность в дополнительных «проводках». Это обстоятельство особенно оценит тот, кому довелось познакомиться с сомнительными паяными соединениями, подверженными воздействию атмосферных условий. Цельнометаллическая конструкция антенны также является ее достоинством. Она позволяет заземлять все элементы и траверсы,

предотвращает накопление статических зарядов и снижает требования к грозозащите.

16.2. Горизонтальный двухэлементный поворотный направленный излучатель

В 20-метровом диапазоне применяется преимущественно горизонтальный двухэлементный поворотный направленный излучатель, так как аналогичная трехэлементная антенна оказывается здесь слишком громоздкой. В качестве двухэлементной антенны используются комбинации излучатель-рефлектор либо излучатель-директор. Последнюю комбинацию предпочитают в силу вышеупомянутых причин.

Устройство двухэлементной антенны показано на рис. 16.9, а ее размеры представлены в табл. 16.1 [4].

Ширина главного луча диаграммы направленности в горизонтальной плоскости такого излучателя $\alpha_E = 75^\circ$, в вертикальной плоскости — $\alpha_H = 135^\circ$, если антенна установлена на достаточно большой высоте. При меньшей высоте, что почти всегда имеет место в случае горизонтальных коротковолновых антенн, диаграмма направленности в плоскости H изменяется в соответствии с данными, приведенными в разделе 3.2.2, «Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов».

Антенна с размерами из табл. 16.1 характеризуется усилением около 5 дБd. В зависимости от угла возвышения принимаемого излучения подавление обратного луча близко к 10 дБd. Резонансная частота подбирается так, чтобы в телеграфной полосе любительских диапазонов КСВ согласованного фидера не превышал 1,3; он увеличивается

Таблица 16.1. Размеры двухэлементной антенны

Любительский диапазон, м	30	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	10,12	14,15	18,10	21,20	24,94	28,50
Длина излучателя l_S , м	14,43	10,32	8,07	6,89	5,85	5,12
Длина директора l_D , м	13,70	9,80	7,66	6,54	5,56	4,86
Расстояние A , м	4,45	3,18	2,49	2,12	1,80	1,58
Коэффициент укорочения $V = 0,95$		Длина излучателя $l_S = 146 / f = 0,49 \lambda$				
Диаметр трубки $d = 2,54$ см		Длина директора $l_D = 138,6 / f = 0,46 \lambda$				
Сопrotивление излучения $R_S \approx 28$ Ом		Промежуток $A = 45 / f = 0,15 \lambda$				

не более чем до 1,7 на высокочастотном конце диапазона. Вариант для 10-метрового диапазона на резонансной частоте 28500 кГц в интервале 28000–29000 кГц характеризуется величиной КСВ < 1,3; она возрастает вдвое на высокочастотном конце диапазона (29700 кГц). Параметры антенны для телеграфного режима выбираются в расчете лишь на полосу 28000–28200 кГц, следовательно, частотную полосу антенны можно сузить ради некоторой прибавки усиления. При этом величина КСВ согласованного фидера не превысит 1,2 в пределах телеграфной полосы. Если антенна предназначена исключительно для работы в режиме телефонии, рекомендуется сместить резонанс на 29000 кГц к середине полосы. В таком случае величина КСВ будет меньше 1,6 по всей полосе 28200–29700 кГц для телефонии.

Вышеприведенные параметры справедливы при высоте антенны над землей не менее $\lambda/2$. Тогда отклонение резонансной частоты от расчетной величины не превышает 50 кГц. При высоте антенны $\lambda/2$ резонансная частота понижается вслед за ростом емкости с приближением к земле, и может оказаться, что вместо расчетной величины 21200 кГц реальная резонансная частота будет равна 20800 кГц. Кроме того, уменьшение строительной высоты антенны приводит к увеличению угла возвышения главного луча, что отрицательно сказывается на свойствах направленного излучателя как средства дальней связи.

Препятствия вблизи антенны часто вызывают непредсказуемые эффекты отражения и поглощения радиоволн. Значительное отрицательное воздействие оказывают воздушные силовые и радиотрансляционные линии, высоковольтные опоры, кромки

крыш, громоотводы и т.п. Однако подобные объекты чреваты помехами, только если они находятся на пути главного луча антенны. В зависимости от типа и удаления подобных препятствий приходится ожидать более или менее выраженного ухудшения свойств антенны в определенном секторе приема.

Диаметр трубок, из которых выполнены элементы, влияет как на резонансную частоту, так и на ширину полосы пропускания антенны. Использование тонких трубок требует небольшого удлинения элементов и сужает полосу частот антенны. Если трубки толстые, то, наоборот, приходится несколько укорачивать элементы, а полоса смещается к высоким частотам. Однако эти обстоятельства надо учитывать лишь в тех случаях, когда диаметр трубок отклоняется от необходимой величины более чем на 50%.

16.3. Горизонтальная трехэлементная директорная антенна

Свойства излучения улучшаются при добавлении к двухэлементной направленной поворотной антенне еще одного пассивного элемента – рефлектора. Подобные трехэлементные директорные антенны сравнительно легко строить для диапазонов 10, 12 и 15 м, но создание такой антенны в расчете на эксплуатацию в 20-метровом диапазоне находится на пределе возможностей радиолюбителя из-за ее громоздкости.

Схема трехэлементной директорной антенны представлена на рис. 16.10, а размеры ее элементов – в табл. 16.2 [4]. У этой

Таблица 16.2. Размеры трехэлементной директорной антенны

Любительский диапазон, м	20	17	15	12	10
Резонансная частота, МГц	14,15	18,10	21,20	24,94	28,50
Длина излучателя l_S , м	10,30	8,05	6,87	5,84	5,11
Длина директора l_D , м	9,94	7,77	6,64	5,64	4,94
Длина рефлектора l_R , м	10,60	8,29	7,08	6,01	5,26
Расстояние А, м	3,05	2,39	2,04	1,73	1,52
Коэффициент укорочения $V = 0,95$	Длина излучателя $l_S = 145,7 / f = 0,49 \lambda$				
Диаметр трубки $d = 2,54$ см	Длина директора $l_D = 140,7 / f = 0,47 \lambda$				
Соппротивление излучения $R_S \approx 22$ Ом	Длина рефлектора $l_R = 150 / f = 0,5 \lambda$				
Расстояние $A = 43,2 / f = 0,14 \lambda$					

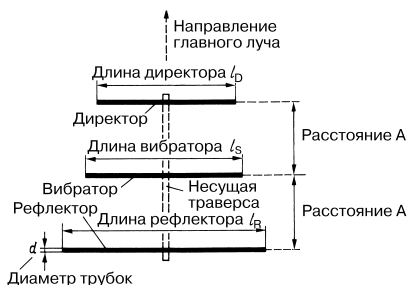


Рис. 16.10. Схема трехэлементной директорной антенны

системы, рассчитанной на 15-метровый диапазон, величина КСВ согласованного фидера во всем диапазоне не превосходит 1,4. Для 10- и 20-метрового диапазонов предложено множество вариантов антенн, различающихся своими резонансными частотами в пределах диапазона. В остальном для описанных антенн справедливы те же представления о влиянии высоты ее установки и степени утолщения элементов на излучательные свойства, что и для двухэлементной антенны.

Коэффициент усиления трехэлементной директорной антенны достигает до 7,4 dBd, обратное излучение подавляется более чем на 20 дБ. Ширина диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях составляет около 65° и 110° соответственно. На самом деле вертикальная диаграмма всегда расщеплена из-за почти неизбежной близости земной поверхности (см. раздел 3.2.2, «Зависимость направленности горизонтальных антенн от окружающих предметов»).

Вариант антенны для диапазона 20 м, рассчитанный на резонансную частоту 14150 кГц, характеризуется величиной КСВ согласованного фидера в частотном интервале для телеграфии не более 1,4. На высокочастотном конце диапазона КСВ возрастает до 1,8. У антенны, построенной в расчете на режим телеграфии (резонансная частота 14050 кГц), величина КСВ менее 1,2. От той же антенны на высокочастотном конце диапазона следует ожидать КСВ около 2,5. Вариант антенны с резонансной частотой 14250 кГц характеризуется КСВ не более 1,3. Это значение, по оценкам, возрастает до 2, когда антенна работает у низкочастотного края диапазона.

Вариант для 10-метрового диапазона с резонансной частотой 28200 кГц имеет КСВ = 1,3 в полосе диапазона для телеграфии от 28000 до 28500 кГц. Если выбрана резонансная частота 29000 кГц, то величина КСВ согласованного фидера не превышает 1,8 во всей полосе для телефонии. КСВ возрастает до 2 лишь на низкочастотном конце диапазона (28000 кГц).

16.4. Питание направленных вращающихся антенн

Всем направленным антеннам, упомянутым в этом разделе, свойственно сопротивление излучения величиной 20 Ом. Прямое питание таких излучателей невозможно, так как фидер с малыми потерями и волновым сопротивлением 20 Ом технически неосуществим. В силу требований к механической прочности конструкции целесообразно не разрывать активный элемент в его геометрически средней части, поэтому отпадают такие согласующие устройства, как четвертьволновый трансформатор или подстроечный шлейф (см. раздел 6.2), если желательно иметь цельнометаллическую систему. Не стоит также экономить на фидере и строить вместо него дорогостоящий излучатель. Следовательно, лучше всего использовать только коаксиальный кабель, однако он нуждается в симметрировании на входе Т-образного звена с помощью четвертьволнового запирающего контура или другого преобразователя симметрии. К сожалению, это хлопотный подход, чреватый крупными затратами материала.

Применение гамма- или омега-образного согласующих устройств было бы почти идеальным решением. При всей простоте реализации гамма-образный согласователь является отнюдь не вспомогательным средством, а полноценным способом снять проблему механической прочности и электрической совместимости при согласовании трубчатой системы из сплошных элементов с любым коаксиальным кабелем. Более подробно гамма-согласователь описывается в разделе 6.3 (рис. 6.4 и табл. 6.1). Данные табл. 6.1 рассчитаны на преобразование сопротивлений в пропорции 3:1, поэтому их можно применять к рассматриваемым директорным антеннам. Не менее удобный омега-элемент, согласующие трубки которого вдвое короче, чем у гамма-согласователя,

детально рассмотрен в разделе 6.4. Его дополнительное преимущество состоит в возможностях настройки.

16.5. Несущая траверса антенны

Цельнометаллическая конструкция антенны позволяет сочленять ее полуволновые элементы непосредственно с металлической несущей траверсой, если местом сочленения элемента выбрана его геометрическая середина с минимумом напряжения. Такой излучатель не нуждается в изоляторах, отличается наименьшим ветровым сопротивлением, сравнительно легок и вместе с тем прочен. Трудность состоит в том, чтобы подобрать достаточно длинную трубу, отвечающую требованиям к несущей траверсе антенны. Подходящие легкие металлические трубы применяются в авиационной, а также в строительстве при возведении лесов, где к ним имеются тройники, уголкового муфты и другие крепежные детали.

Трубки элементов крепятся на траверсе соответствующими скобами. Ради сохранения прочности следует избегать сверления трубок. На рис. 16.11 показан пример надежного крепления трубки элемента на трубе траверсы без сверления. Все стальные детали должны быть защищены от коррозии.

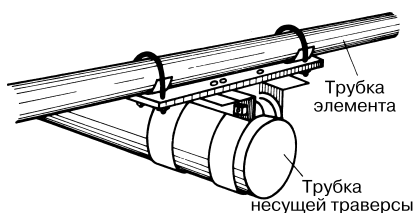


Рис. 16.11. Вариант крепления трубчатого элемента к траверсе антенны

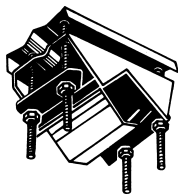


Рис. 16.12. Узел крепления антенны

Узел крепления антенны промышленно изготовленный изображен на рис. 16.2. Он поставляется в двух версиях: для труб диаметром до 42 и до 70 мм. Узлы имеют поверхностное защитное покрытие и хорошо подходят для крепления не слишком длинных элементов на траверсе антенны.

В случае необходимости жесткость антенной конструкции в целом повышают с помощью оттяжек из синтетического материала. Такой фал, прочный на разрыв и стойкий к погодным воздействиям, является прекрасным изолятором.

16.6. Монтаж направленной антенны на несущей опоре

Несущей мачтой обычно служат стальные трубы подходящего диаметра, иногда с фланцевыми соединениями. Пример крепления антенны к мачте представлен на рис. 16.13. На верхушку мачты навинчена насадка с фланцем возможно большего диаметра, к которому приварено ложе для траверсы, чье оконечательное положение в ложе фиксируется парой болтов. Кроме того, винтовое соединение фланца обязательно фиксируется во избежание самоотвинчивания.

Преимущество данного варианта заключается в том, что готовый излучатель допустимо устанавливать вдоль вертикальной

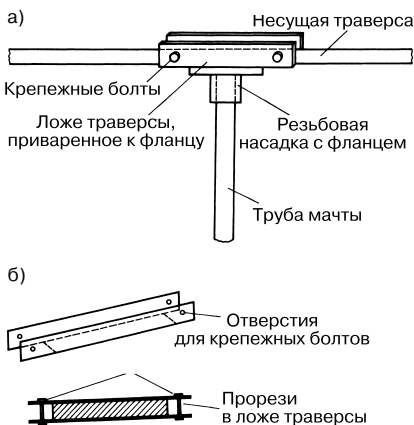


Рис. 16.13. Сочленение горизонтальной траверсы с вертикальной трубой мачты: а – вариант конструкции; б – эскиз ложа для траверсы

мачты, используя один из крепежных болтов ложа как ось (рис. 16.14), а затем разворачивать его в горизонтальное положение и фиксировать вторым болтом. Достоинством этой конструкции, кроме простоты сборки, является ее удобство: в любой момент и с любой стороны антенна может быть повернута в вертикальное положение вдоль мачты для обслуживания.

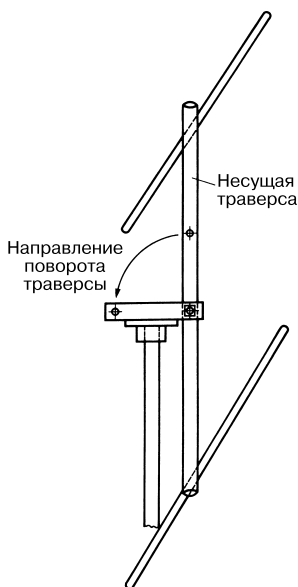


Рис. 16.14. Крепление направленного излучателя на трубе мачты

16.7. Особые типы однодиапазонных направленных вращающихся антенн

Антенны разрабатывались ради создания эффективных направленных излучателей с уменьшенным радиусом вращения; они отличаются использованием в качестве активного вибратора элементов с изломом, содержащих пассивные директор и рефлектор. В результате были найдены удобные компромиссные решения, при реализации которых достигаются пониженное ветровое сопротивление, компактность и уменьшенный радиус вращения.

16.7.1. X-образная направленная антенна

Для работы в 20-метровом любительском диапазоне особенно удобна X-образная направленная антенна (X-beam), поскольку радиус ее вращения составляет лишь 4,20 м, то есть на метр меньше, чем у двухэлементной антенны с развернутыми элементами. Горизонтальную X-образную антенну описал оператор W9PNE [5]. Она формируется из двухэлементной антенны с директором, отстоящим от активного вибратора на $0,1 \lambda$ (рис. 16.15а), причем оба элемента изогнуты (рис. 16.15б). Однако это недостаточно уменьшает радиус вращения. Поэтому длину элементов антенны делают равной только 80% от резонансного значения, а к внешнему концу каждого элемента под углом крепят отрезок провода, который сам не излучает, но создает условия для резонанса, действуя как емкостная концевая нагрузка (рис. 16.15в).

На рис. 16.16 представлена двухэлементная направленная антенна, описанная оператором W9PNE и рассчитанная для 20-метрового диапазона (в скобках указаны ее

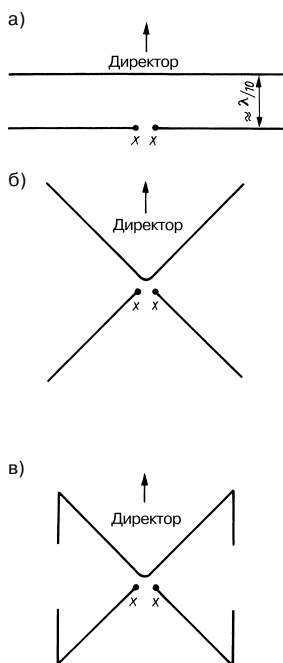


Рис. 16.15. Формирование X-образного направленного излучателя

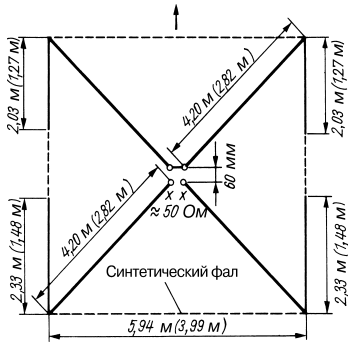


Рис. 16.16. Вариант X-образной остронаправленной антенны W9PNE для 20-метрового диапазона

размеры для диапазона 15 м). Резонанс излучателя 20-метрового диапазона приходится на частоту 14,1 МГц. Точная настройка осуществляется путем удлинения или укорочения дополнительных отрезков провода. Входное сопротивление антенны W9PNE составляет почти 50 Ом, так что для ее питания использовался непосредственно 50-омный коаксиальный кабель. Тем не менее рекомендуется подключать симметрирующее устройство 1:1 (см. главу 7) ради получения более широкой полосы частот, в пределах которой оба варианта антенны характеризуются величиной КСВ не более 1,5 (1,2 в полосе для телеграфии). Необязательно точно выдерживать указанную длину плеч элементов антенны, так как они выбираются в зависимости от желательного радиуса вращения и наличия трубок для элементов и настраиваются на резонанс подгонкой длины отрезков провода на концах плеч.

Оттяжки (пунктир на рис. 16.16) из синтетического фала придают жесткость всей конструкции. Есть несколько возможностей закрепить внутренние концы четырех трубчатых элементов антенны. Лучше всего воспользоваться прочной квадратной пластиной из твердой древесины или полимерного материала и прижать к ней каждую трубку парой накладных скоб. Рекомендуется защитить трубки в местах подключения питания, обмотав их погодостойкой синтетической лентой.

16.7.2. Антенна G3LDO

Оператор G3LDO сконструировал легко воспроизводимую двухэлементную антенну

уменьшенного радиуса вращения [9], назвав ее G3LDO-double-D [6] – см. рис. 16.17. Внешне она очень похожа на X-образный излучатель. Тем не менее пассивным элементом в ней служит рефлектор, отстоящий от активного элемента на $0,3 \lambda$. Здесь не требуются дорогостоящие металлические трубки, поскольку вся антенна собирается из проводов.

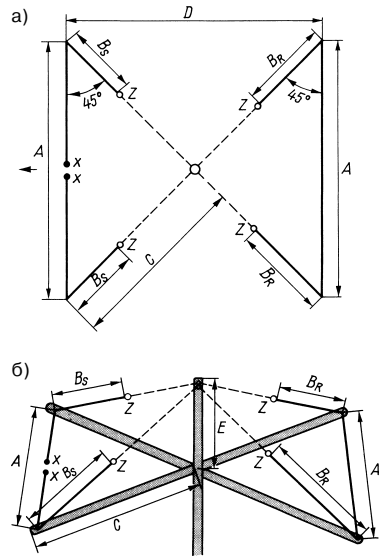


Рис. 16.17. Устройство антенны G3LDO-double-D: а – вид сверху; б – вид сбоку (Z – мелкие изоляторы, пунктир – синтетический фал)

Внешние концы элементов отогнуты под углом 45° и с помощью оттяжек из синтетического шнура натянуты вдоль диагональных перекладин к верхушке мачты, выступающей над плоскостью перекладин (рис. 16.17). Тем самым обеспечивается значительное расстояние между концами элементов и их высококачественная изоляция, компенсируется провисание перекладин.

Оператор G3LDO привел точные параметры антенны, облегчающие ее копирование и настройку. Отогнутые концы элементов создают эффект электрического укорочения, так что полуволновый резонанс активного элемента наступает уже при его геометрической длине, приблизительно равной $0,52 \lambda$. Длина активного элемента из голого провода определяется формулой:

$$l_{Sм} = \frac{156,5}{f_{\text{МГц}}} \quad (16.1)$$

Элементы должны быть несколько укорочены, если используется провод в поливинилхлоридной изоляции. В этом случае коэффициент укорочения равен 0,96. Отсюда

$$l_{Sм} = \frac{150,5}{f_{\text{МГц}}} \quad (16.2)$$

Аналогичные формулы справедливы и для длины рефлектора:

$$l_{Rм} = \frac{169,4}{f_{\text{МГц}}} \quad (16.3)$$

и

$$l_{Rм} = \frac{162,4}{f_{\text{МГц}}} \quad (16.4)$$

Размеры антенн для разных любительских диапазонов представлены в табл. 16.3.

Таблица 16.3. Размеры антенны G3LDO-double-D

Резонансная частота, МГц	14,20	21,25	28,50
Резонансная длина, м			
l_S	11,02	7,36	5,50
l_R	11,94	7,98	5,94
Длина деталей, м			
A	6,22	3,90	2,90
B_S	2,40	1,73	1,30
B_R	2,86	2,04	1,52
C	4,55	2,85	2,15
D	6,68	4,20	3,10
E	0,84	0,56	0,58

Длина элементов относится к голому диаметру провода. Если применяется провод в ПВХ изоляции, то длину умножают на коэффициент укорочения 0,96 или определяют по формулам (16.2) и (16.4). Значения резонансной длины активного элемента и рефлектора соответственно равны $l_S = A + 2 B_S$, $l_R = A + 2 B_R$. Длину элементов для любых других резонансных частот находят по формулам 16.1–16.4. Длина перекладин, указанная в таблице, несколько превышает необходимую величину. При

настройке с помощью волномера резонансные частоты рефлектора устанавливаются на 13,56, 20,25 и 27,20 МГц в соответствии с частотами в таблице. Входное сопротивление на клеммах XX составляет около 50 Ом, что позволяет прямо подключать коаксиальный кабель, однако лучше воспользоваться гамма-образным согласующим звеном.

Стабильность несущей конструкции стимулирует разработку многодиапазонного варианта антенны с «вложенными» элементами. Кроме того, несложно добавить к системе элементы, например для новых любительских диапазонов 12 и 17 м: это потребует минимальных затрат на материалы и лишь немного увеличит вес системы. Однако не рекомендуется питать все элементы через один коаксиальный кабель, поскольку это сильно затруднит настройку антенн. Намного разумнее каждому диапазону выделить коаксиальный фидер, согласованный гамма-образным звеном с определенным излучателем.

Антенна G3LDO замечательна легкостью повторения и простотой настройки. Ее многодиапазонный вариант также не вызывает особых механических и электрических проблем. Несущая конструкция, усиленная растяжками из синтетического фала, отличается малым весом, долговечностью и погодной стойкостью. Все это делает проволочную направленную антенну привлекательной для новичков.

Список направленных вращающихся антенн с пассивными элементами далеко не исчерпывается рассмотренными примерами. Существует множество специальных типов, реализуемых в виде многодиапазонных направленных поворотных излучателей (они подробно описаны в главе 18).

Литература к главе 16

- [1] Yagi, H.: Beam Transmission of Ultra Short Waves. Proc IEEE, vol. 72, no. 5, pp. 635 bis 645, May 1984 (Reprinted from Proc. IRE, vol. 16, no. 6, pp. 715–741, June 1928).
- [2] Ehrenspeck, H. W.; Poehler, H.: Eine neue Methode zur Erzielung des größten Gewinns bei Yagi-Antennen. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 12, Funktechnik (1958), S. 47–54.
- [3] Vezibcke, P.: Yagi Antenna Design, NBS Technical Note 688, National Bureau of Standards, Boulder, CO, 1976.
- [4] Orr, W. I.; Cowan, S. D.: Beam antenna handbook. Radio Publications Inc., Wilton, CT, 1985.
- [5] Anderson, A.: Horizontal X Beams for 15 and 20 Meters. QST, March 1983, pp. 33–35.
- [6] Dodd, P.: Wire beam antennas and the evolution of the G3LDO double-D. Radio Communication, June 1980, pp. 616–619.

- Dürrwang, J.*: Berechnungen an Yagi-Antennen. Funkschau, 1979, H. 10, S. 553–556.
- Greenblum, N.*: Notes on the Development of Yagi-Antennas, QST, August 1956, pp. 11 bis 17, 114, 116; September, p. 23.;
- Hesselbach, H.*: Yagi-Antennen – einst und jetzt. Radio Mentor, 1958, H. 1, S. 024–026.
- Hoch, G.*: Wirkungsweise und optimale Dimensionierung von Yagi-Antennen. UKW-Berichte 1/1977, S. 27–36.
- Lawson, J. L.*: Antenna gain and directivity over ground. Ham Radio, August 1979, pp. 12–15.
- Lawson, J. L.*: Yagi antenna design. ARRL, Newington, CT, 1986.
- Lawson J. L.*: Yagi antenna design: performance calculations. Ham Radio, January 1980, pp. 22–27.
- Lawson, J. L.*: Yagi antenna design: experiments confirm computer analysis. Ham Radio, February 1980, pp. 19–27.
- Lawson, J. L.*: Yagi antenna design: more data on the performance of multielement simplistic beams. Ham Radio, June 1980, pp. 33–40.
- Lawson, J. L.*: Yagi antenna design: optimizing performance. Ham Radio, July 1980, pp. 18–31.
- Lickfeld, E. G.*: Der Ursprung der Yagi-Antennen. cq-DL 2/85, S. 76.
- Reisert, J. H.*: How to design Yagi antennas. Ham Radio, August 1977, pp. 22–31.
- Reisert, J.*: Yagi facts and fallacies. Ham Radio, May 1986, pp. 103–106, 111–113.
- Thurber, K. T.*: The HF Yagi. Part I – Part IV, CQ February 1982 – May 1982.
- Yagi, H.; Uda, S.*: Proceedings of the Imperial Academy (February 1926); Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Volume 47 (1927); Volume 48 (1928).

17. Направленные антенны с укороченными элементами

Направленные антенны уменьшенных габаритов вызывают растущий интерес радиолюбителей, которым не могут установить обычную направленную антенну из-за недостатка места или по иным причинам. Известно множество конструкций антенн, работающих с более или менее укороченными элементами.

В принципе многие антенны допускают значительное уменьшение размеров, если вызванные этим потери емкости и индуктивности компенсируются так, что сохраняется изначальный резонанс антенны. Чаще всего фактическое укорочение антенны компенсируется индуктивностями в виде катушек или отрезков линий, встраиваемых в месте или вблизи максимумов тока. Реже применяются емкостные нагрузки – концевые конденсаторы из жестяных дисков или другие фигуры большой поверхностной емкости на концах излучателя в минимумах напряжения.

Укорочение излучателя естественной длины всегда ухудшает свойства антенны; в первую очередь оно приводит к падению усиления и сужению полосы частот.

Практика показывает, что полоса частот и сопротивление излучения убывают пропорционально квадрату коэффициента укорочения.

В первом приближении падение усиления при укорочении обусловлено тем, что отрезок излучателя как бы замещается катушкой. Ее вклад в электромагнитное поле сильно уступает вкладу замещенного отрезка, а сама она повышает потери из-за расхода тока на нагревание цепи. Фактически принимаемая мощность также падает, поскольку действующая поверхность антенны убывает вслед за усилением.

Понижение излучательной способности или уменьшение действующей поверхности связаны с падением сопротивления излучения. По этой причине сужается полоса частот и возрастают потери в проводниках (течет большой ток). И без того низкое сопротивление излучения направленных

антенн с пассивными элементами при их укорочении уменьшается до 5 Ом. Если еще и сопротивление потерь равно 5 Ом (что вполне реально, например из-за удлиняющих катушек), то КПД составит всего 50%. Чтобы снизить дополнительные потери в проводнике до минимума, нужна удлиняющая катушка исключительно высокой добротности. Но при малом сопротивлении в пучности тока течет особенно большой ток, и потому проводник удлиняющей катушки должен иметь максимальную поверхность с очень высокой проводимостью (поверхностный эффект). Нет смысла переносить катушку из пучности тока в другое место: ее удлиняющее действие уменьшится, придется добавлять витки и, следовательно, вновь наращивать потери.

Кроме того, удлинение антенны искажает распределение тока и напряжения в излучателе и тем самым влияет на диаграмму направленности. Подавление обратного излучения – единственное свойство направленного излучателя, на котором почти не сказывается укорочение. Если важен не столько КПД антенны, сколько ее компактность и пригодность для пеленгования (например, для «охоты на лис»), пространственное укорочение излучателя оказывается вполне оправданным. Коротковолновые антенны для мобильных систем почти всегда настраиваются в резонанс с помощью удлиняющих катушек. Наконец, если нет никакой возможности использовать полноразмерный направленный излучатель, его «мини-версия» будет все же лучше любой другой антенны.

Вместо удлиняющих катушек в пучности тока иногда с успехом используются линейные удлиняющие элементы, как, например, в укороченной антенне 40-метрового диапазона фирмы Ну-Gain. Активный элемент такой антенны показан на рис. 17.1. Благодаря удлиняющим шлейфам из медного провода диаметром 2 мм общую длину полуволнового элемента 40-метрового диапазона удалось довести до 13,5 м вместо

20,5 м, что составляет 65% от нормальной. Линейные удлиняющие отрезки вызывают меньшие потери, чем обычные катушки, да и сопротивление излучения падает, видимо, не настолько сильно. Во всяком случае, величина КСВ двухэлементного направленного излучателя, укороченного таким способом, не превышала 2 во всем 40-метровом диапазоне. Аналогичный излучатель для диапазона 20 м рассмотрен в [1].

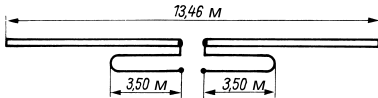


Рис. 17.1. Элемент антенны 40-метрового диапазона, укороченный удлиняющими шлейфами

Укорачивающие емкости применяются преимущественно для вертикальных излучателей в виде конечных конденсаторов. Они редко используются в горизонтальных направленных поворотных антеннах, поскольку утяжеляют концы излучателей, порождая механические перегрузки из-за эффекта рычага.

17.1. Миниатюрная направленная антенна VK2AOU

Оператор VK2AOU описал укороченный трехэлементный направленный излучатель для 20-метрового диапазона и привел его параметры для удобства повторения (рис. 17.2).

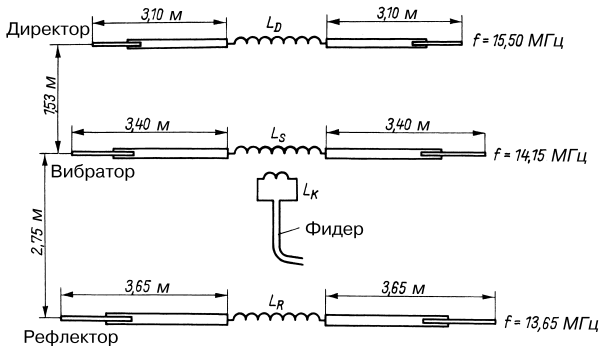


Рис. 17.2. Трехэлементная миниатюрная остронаправленная антенна 20-метрового диапазона VK2AOU

Параметры удлиняющих катушек:

- L_D – 9 витков на катушке длиной 65 мм и диаметром 60 мм;
- L_S – 11 витков на катушке длиной 80 мм и диаметром 60 мм;
- L_R – 10 витков на катушке длиной 75 мм и диаметром 60 мм;
- L_K – 3 витка на катушке длиной 50 мм и диаметром 100 мм (L_K свободно наматывается поверх L_S).

Провод:

- для L_D , L_S , L_R – алюминиевый, медный или медный посеребренный диаметром не менее 3 мм;
- для L_K – медный или медный посеребренный диаметром не менее 3 мм.

Антенне VK2AOU требуется площадь лишь 32 м² (вместо 65 м², необходимых для обычной трехэлементной директорной антенны 20-метрового диапазона). Двухэлементная антенна типа VK2AOU должна иметь то же усиление при более узкой полосе частот и лучшем подавлении обратного излучения, что и двухэлементная антенна обычных размеров.

Резонансные частоты отдельных элементов, измеренные волномером, важны только тогда, когда направленная антенна находится на своей строительной высоте. Крайне неудобно, а то и невозможно, заниматься настройкой антенны, уже смонтированной на мачте, поэтому оператор VK2AOU всю настройку проводил с земли. Антенна в сборе крепилась своим центром тяжести на стремянке высотой 1,8 м. Разумеется, требовалось учитывать емкостные эффекты земной поверхности. В случае хорошо

проводящей глинистой почвы частота смещается приблизительно на 300 кГц в меньшую сторону, но при слабой проводимости почвы это смещение не столь велико. Копируя данную направленную антенну, резонно воспользоваться опытом ее автора и настраивать излучатель на земле. Для настройки его элементов служит волномер на следующие резонансные частоты:

- директор – 15,20 МГц;
- излучатель – 13,90 МГц;
- рефлектор – 13,40 МГц.

При настройке одного из элементов оба других должны быть рассогласованы путем закорачивания удлиняющих катушек во избежание взаимных помех.

Выполнив подготовительную настройку, приступают к тонкой регулировке. Миниатюрная антенна с «наземными» настройками возбуждается передатчиком на резонансной частоте излучателя, в данном случае – на 13,90 МГц. Одновременно простой измеритель напряженности поля помещают на высоте антенны на максимальном удалении от излучателя. Осторожно изменяя длину элементов или удлиняющих катушек рефлектора и директора и следя за показаниями измерителя, систему настраивают на максимальное излучение вперед и минимальное – назад. Стоит упомянуть, что при такой настройке отпадает надобность в телескопической конструкции концов элементов, поскольку тот же юстировочный эффект достигается растягиванием или сжатием обмоток удлиняющих катушек.

На рис. 17.2 представлены проверенные ориентировочные значения параметров антенны. Трубки можно сделать длиннее, уменьшив при этом удлиняющие катушки, что несколько повышает усиление. Одновременное укорочение трубок и удлинение катушек, наоборот, снижает усиление и еще больше сужает полосу частот. Достижимое усиление резко падает, когда трубки становятся короче 2,5 м.

Диаметр трубок составляет 20–40 мм и определяется только конструктивными требованиями. Изменения электрических свойств на переходах между трубками разного диаметра пренебрежимо малы и компенсируются при настройке.

Высокая добротность удлиняющих катушек обязательна. Они выполняются с воздушной изоляцией из алюминированного провода диаметром не менее 3 мм. Посеребренная медь электрически лучше, однако

хорошей стойкости материала в местах соединения обмотки катушки с элементом из легкого металла трудно добиться из-за коррозии при проникновении влаги. Катушка связи L_K наматывается поверх удлиняющей катушки активного элемента медным проводом, поскольку к ней подключается фидер с медными жилами.

Направленная антенна питается через индуктивную связь, что позволяет применять фидеры любых вариантов по исполнению и волновому сопротивлению, если правильно подобраны параметры катушки связи. Последняя вместе с подключенным фидером в малой степени влияет на удлиняющую катушку, вызывая некоторое смещение резонансной частоты излучателя, поэтому необходима окончательная подстройка антенны после сборки системы. Оператор VK2AOU указал параметры катушки связи L_K , рассчитанные на 70-омный плоский или коаксиальный кабель. Они годятся и для 60-омного коаксиального кабеля. Чтобы изменить 240-омный плоский кабель, надо изменить число витков. Слегка варьируя параметры катушки связи, удается сводить КСВ к величине 1,3 и менее. Реактивные составляющие, обусловленные индуктивной связью, компенсируются с помощью переменного конденсатора (рис. 17.3), что также несколько снижает КСВ фидера.

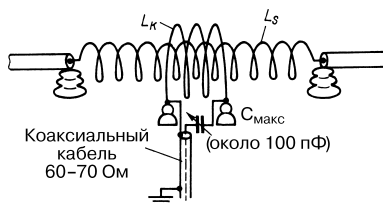


Рис. 17.3. Усовершенствованное индуктивное согласование

Все элементы крепятся на носителе через изоляцию. Здесь хорошо подходит вариант с деревянной траверсой. Не всегда удается найти подходящие изоляторы с прорезью для трубок элементов. Надежное крепление обеспечивается блоками из влагостойкого синтетического материала (например, полиэтилена) с разрезным отверстием под трубку (рис. 17.4). Нижняя часть блока крепится к перекладке, а верхняя пригитывается к ней болтами вместе с трубкой, обернутой двумя-тремя слоями полиэтиленовой

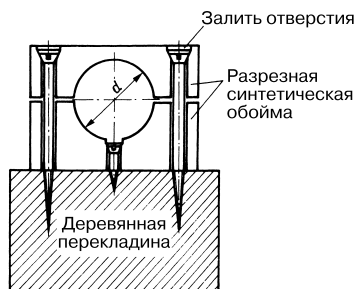


Рис. 17.4. Разрез блока для крепления элемента антенны

пленки ради лучшей фиксации и дополнительной изоляции. Для направленной мини-антенны потребуется 12 таких блоков. Элементы в блоках устанавливаются на трех перекладинах длиной по 1,50 м, прикрепленных к траверсе на соответствующих расстояниях (2,75 и 1,53 м). Общая длина деревянной конструкции составляет 4,30 м.

17.2. Миниатюрная направленная антенна W8YIN

В этом двухэлементном направленном поворотном излучателе для 40-метрового диапазона используются элементы антенны в

виде спиралей, и потому каждый из них имеет длину всего 2,55 м. На рис. 17.5 изображена схема антенны с размерами, предложенными оператором W8YIN, а на рис. 17.6 показана антенна в сборе. Спирали навиты вокруг тонкой несущей штанги и отделены от нее распорками из диэлектрика. Во избежание дополнительных потерь в проводнике спираль изготовлена из толстого алюминиевого провода с почти такой же проводимостью, как у медного. Рекомендуется провод диаметром 4–6 мм, а лучше – максималльно широкая лента из легкого сплава.

Расстояние между элементами составляет 0,1 λ, то есть 2,05 м. При настройке следует учитывать, что пассивный элемент служит директором. Автор указывает одинаковые размеры для излучателя и пассивного элемента. Направленность антенны регулируется малыми смещениями витков пассивного элемента. Коаксиальный фидер подключен индуктивно через катушку связи.

Для предварительной настройки системы необходим волномер. Если резонанс активного элемента приходится на 14100 кГц, то резонансная частота директора должна быть установлена на 14500 кГц.

При столь значительном укорочении элементов не может быть и речи о выигрыше по усилению относительно полноволнового вибратора. Это всего лишь вынужденное решение, но на практике оно эффективнее использования простого

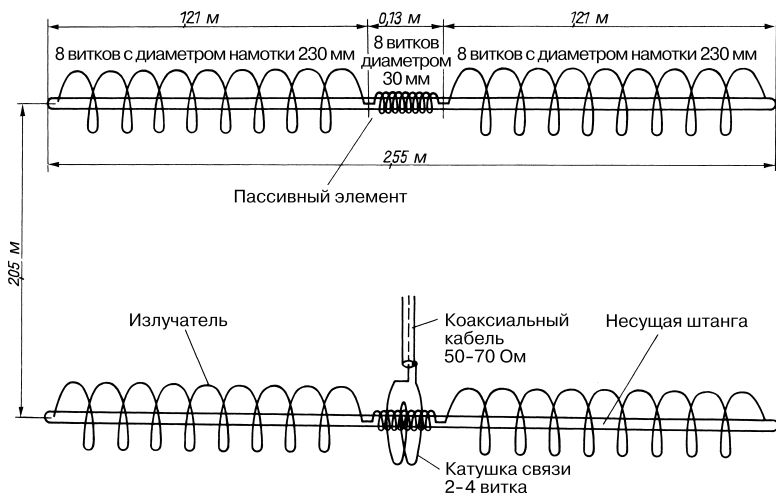


Рис. 17.5. Миниатюрная двухэлементная направленная антенна W8YIN для 20-метрового диапазона



Рис. 17.6. Внешний вид антенны W8YIN

вибратора благодаря надежному подавлению обратного излучения.

При необходимости спирали можно растягивать, удлиняя плечи элементов и, следовательно, улучшая свойства антенны.

17.3. Укороченный излучатель 10-метрового диапазона на удилицах

Удилища из полиэфирной смолы, армированной стеклотканью, применялись в качестве несущих штанг для спиралей в особо легкой конструкции, которая основана на принципе W8YIN. Эта смола служит хорошим изолятором, поэтому витки спирали лежат прямо на штанге. Для двухэлементной направленной антенны использована пара таких удилиц длиной по 2 м (рис. 17.7). На каждом из удилиц активного элемента равномерно навит медный провод диаметром 2 мм и длиной 2,20 м, что обеспечивает резонанс на частоте 29 МГц. Тем же способом на штангах рефлектора уложено по 2,50 м этого провода, а его концы соединены в геометрическом центре рефлектора.

Входное сопротивление антенны составляло 60 Ом при расстоянии излучатель-рефлектор 2,50 м, поэтому можно было питать систему напрямую через 60-омный коаксиальный кабель. Как уже указывалось, антенна настраивалась с помощью волномера. Для снижения частоты витки спирали надо сдвинуть в пучности тока посредние элемента, уменьшая ее шаг, а для повышения резонансной частоты – раздвинуть.

Настройка рефлектора на работающей антенне обеспечивает его максимальную эффективность. С этой целью изменяют шаг витков в пучности тока и измерителем напряженности поля фиксируют достижение максимума усиления главного луча вперед или наибольшего подавления обратного излучения.

По своим свойствам антенна очень близка к полномерному двухэлементному направленному излучателю, так как длина ее элементов составляет 4/5 от нормальной. Однако для антенны характерны несколько более высокие потери и сужение полосы частот из-за тонкого провода. В [2–4] описаны другие образцы направленных поворотных излучателей такого же типа.

17.4. Укороченная рамочная антенна

Рамочные антенны (см. раздел 15.1) также поддаются укорочению. Для уменьшения радиуса вращения в боковых минимумах напряжения подключают отрезки провода, исполняющие здесь роль концевых емкостей (рис. 17.8). В отличие от антенн с развернутыми элементами, рамочные конструкции позволяют удобно размещать концевые нагрузки без существенного увеличения ветровой и статической нагрузок и полностью отказаться от применения в пучностях тока удлиняющих катушек, чреватых потерями и снижением КПД антенны. Сопротивление излучения мало меняется по сравнению с полномерной

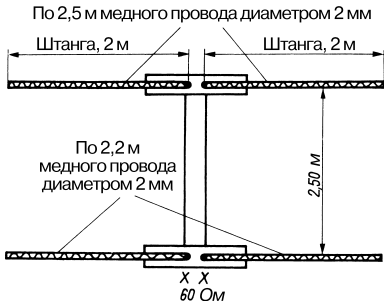


Рис. 17.7. Укороченный излучатель 10-метрового диапазона на удлинцах

рамкой, так что при укорочении рамки полоса частот практически не сужается.

На рис. 17.8 приведены схемы укороченных рамочных элементов с концевой нагрузкой. Вариант, изображенный на рис. 17.8а, хорошо подходит для ромбической рамки. Цепочка емкостей в центре должна быть как можно длиннее при минимальных потерях, поскольку ее положение совпадает с максимумом напряжения. Отрезки провода под углом 45° служат для тонкой настройки. Другой вариант (рис. 17.8б) известен как рамка с емкостной настройкой (Capacitor Tuned Quad, C-T-Quad). В нем облегчена подстройка частоты, но требуется переменный конденсатор очень высокой электрической прочности.

Самой удачной по механическим и электрическим свойствам следует признать схему рамки на рис. 17.8в. Такая укороченная квадратная петля строится прежде всего для работы в диапазоне 20 м, причем на практике добиваются укорочения до 40%. Это означает, например, уменьшение длины стороны квадрата в 20-метровом диапазоне с 5,30 до 3,18 м.

Оператор G3YDX описал мини-рамку 20-метрового диапазона, схема которой представлена на рис. 17.8в [5]. Устройство рамки и ее параметры приведены на рис. 17.9. Периметр уменьшен на 40% относительно полного варианта. Несущая крестовина

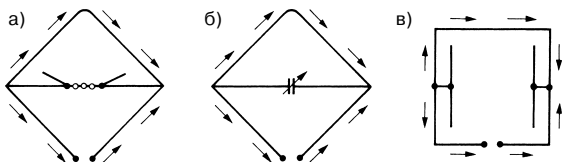


Рис. 17.8. Схемы укороченных рамочных элементов

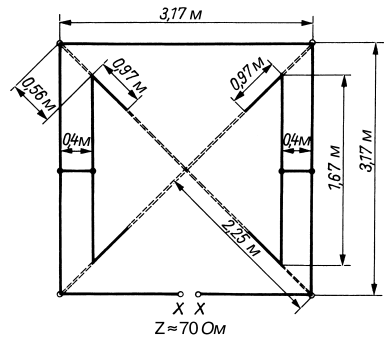


Рис. 17.9. Элемент рамочной мини-антенны G3YDX для 20-метрового диапазона

изготавливается из четырех бамбуковых (лучше – стеклотканевых) штанг длиной по 2,25 м. На них крепятся отрезки провода длиной по 0,97 м, которые служат для настройки частоты посредством волномера после окончательного монтажа антенны. Элемент питается через симметрирующее устройство 75-омным коаксиальным кабелем. Практика показывает, что во многих случаях рамочному элементу вообще не требуется симметрирующее устройство.

Нетрудно построить и двухэлементную рамочную мини-антенну, установив на расстоянии 2,60 м (0,122 λ) рамку-рефлектор тех же размеров, что и активный элемент. Действие такой рамки в качестве рефлектора обеспечивается настроечным шлейфом длиной 1,5 м, подключаемым к рамке-рефлектору согласно схеме на рис. 15.10.

Судя по данным в табл. 15.1, входное сопротивление полноценной двухэлементной рамочной антенны составляет 55 Ом при расстоянии излучатель–рефлектор 0,12 λ. Входное сопротивление мини-рамки убывает до 22 Ом из-за укорочения элементов. Чтобы обеспечить питание по кабелю произвольной длины, активный элемент снабжается гамма-образным согласующим устройством длиной $l = 0,90$ м (см. рис. 15.12). Для провода диаметром 2 мм расстояние D

равно 40 мм, а емкость C задается переменным конденсатором максимальной емкостью 100 пФ. Такое устройство делает излишним симметрирование. В разделе 15.4.1 содержатся подробные сведения о гамма-образном элементе согласования.

Рамке меньших габаритов свойственно меньшее усиление по сравнению с полномерной рамочной антенной. По утверждению G3YDX, усиление его антенны уменьшилось лишь на 0,5 дБ, так что тщательная настройка должна обеспечивать усиление до 5 дБd. По тем же причинам полоса пропускания несколько сужается и составляет около 200 кГц для диапазона частот, в котором КСВ не превышает 2. Диаграмма направленности во многом аналогична диаграмме полномерной двухэлементной рамочной антенны.

Другие антенны описываются в [6, 7].

Литература к главе 17

- [1] *Collinge, C.*: QST, June 1976.
 - [2] *Hazelden, W.*: A helical duobander. Radio Communication, August 1982, pp. 683.
 - [3] *Myers, R. M.; Greene, C.*: A Bite Size Beam. QST, September 1973.
 - [4] *Myers, R. M.; De Maw, D.*: The HW-40 Micro Beam. QST, February 1974.
 - [5] *Stone, R. G. D.*: Practical Design for a Capacity Hat Loaded 14-MHz Mini-Quad. Radio Communication, October 1976, pp. 755–756.
 - [6] *Seymour, C. J.*: VHF Direction Finding with a miniaturized beam antenna. Radio Communication, October 1983, pp. 886–888.
 - [7] *Frazier, D.*: Mini-Quad Loops. 73 Amateur Radio, April 1993, pp. 10, 14.
- Moxon, L. A.*: High performance small beams. Ham Radio, March 1979, pp. 12–24.
- Courtier-Dutton, D. L.*: Some Notes on a 7-MHz Linear-Loaded Quad. QST, February 1972, pp. 14, 40.

18. Многодиапазонные направленные излучатели

Радиолюбители, желающие работать во всех диапазонах дальней связи, пользуясь направленными поворотными излучателями, были бы вынуждены строить отдельную антенну на каждый диапазон. Однако среди них найдется совсем немного людей, готовых пойти на такие расходы, поэтому неоднократно предпринимались попытки сконструировать направленную поворотную антенну, которая способна работать одновременно в двух-трех любительских диапазонах.

Есть два основных класса многодиапазонных антенн. Один из них объединяет «ненастоящие» многодиапазонные антенны, когда на одной опоре монтируется несколько антенн, каждая из которых рассчитана на единственный диапазон. Имеются примеры систем из нескольких различных антенн, возбуждаемых через общий фидер, но во многих случаях отдельные антенны питаются индивидуально. Их типичным представителем служит трехдиапазонная двойная рамочная антенна.

В класс «подлинных» многодиапазонных антенн входят системы с единственным излучателем, чаще всего основанные на применении многополосных колебательных контуров, которые настраиваются в резонанс на нескольких диапазонах. У каждого решения есть свои достоинства и недостатки.

Многодиапазонные антенны, составленные из нескольких систем, немного бесформенны, но, если говорить о рамочных антеннах, отличаются простотой изготовления из проволочных элементов, приличным КПД во всех диапазонах и легкостью настройки. Поэтому при самостоятельном сооружении многодиапазонных направленных поворотных излучателей предпочтение обычно отдается подобным трехдиапазонным рамочным антеннам. «Подлинные» многодиапазонные направленные поворотные излучатели более требовательны к точности механических и электрических работ. Как правило, они обеспечивают КПД, близкий к КПД полномерной однодиапазонной

антенны, но только в одном любительском диапазоне, а в остальных в той или иной степени уступают родственным полномерным антеннам. Обычно в подлинно многодиапазонных антеннах используются удлиняющие катушки, линейные удлиняющие элементы и запирающие цепочки, описанные в главе 17. Кроме того, «настоящим» многодиапазонным антеннам свойственны дополнительные потери, возникающие как результат компромиссных решений. Впрочем, часто бывает так, что подобный многодиапазонный излучатель, оказывается единственной конструкцией, которую удается реализовать для практического обеспечения дальнего радиообмена, поскольку для него надо меньше места. Опытные радиооператоры знают, что при таком обмене важно не столько усиление, сколько форма диаграммы направленности антенны, причем главную роль играет диаграмма в вертикальной плоскости.

Особое место занимают логопериодические направленные антенны. Это истинно широкополосные антенны, монотонно перекрывающие всю расчетную полосу частот. К сожалению, они требуют так много места и материальных затрат, что радиолюбители способны справиться с их созданием только в исключительных случаях и лишь в пределах частотной области 14–30 МГц.

18.1. Трехдиапазонная направленная поворотная антенна G4ZU

(G. A. Bird – британский патент № 790576, 1955 г.)

Оператор G4ZU разработал трехдиапазонную остронаправленную антенну, которая требует незначительного объема механических работ, легко настраивается и при этом весьма эффективна. Такой излучатель, выпускаемый в Англии под названием Panda-Beam, завоевал всеобщее признание [1–3].

Активный элемент

В данном случае применен способ возбуждения через настроенный фидер, нехарактерный для антенн типа «волновой канал» (директорных антенн). Чтобы разобраться с принципом действия, сначала представим себе распределение тока в двухпроводной линии длиной 20 м (рис. 18.1). На графиках тока видно, что на таком фидере из двух параллельных проводов при резонансе укладывается по две, три и четыре половулны в диапазонах 20, 15 и 10 м соответственно. При этом мелкие неточности на разных длинах волн сглаживаются универсальной настроенной цепочкой.

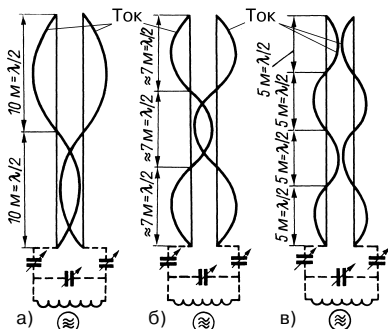


Рис. 18.1. Двухпроводная линия длиной 20 м: а – при возбуждении двумя половулнами ($\lambda \approx 20$ м); б – тремя половулнами ($\lambda \approx 15$ м); в – четырьмя половулнами ($\lambda \approx 10$ м)

Если верхние концы той же линии отогнуть наружу под прямым углом, положение резонанса не изменится, но отогнутые концы станут излучать проходящую к ним высокочастотную энергию и превратятся в излучатель (рис. 18.2). Токи на рис. 18.1 и 18.2 показаны не вполне строго, так как вся картина настраивается точно на резонанс настроенной цепочки в зависимости от обстоятельств. Поэтому узел тока не всегда приходится именно на вход фидера. Пренебрежем этим обстоятельством ради доступности изложения. Из рис. 18.2 ясно, что во всех представленных случаях резонанс существует, хотя сами излучающие отогнутые концы не находятся в состоянии резонанса с рабочей частотой. Часть излучателя как бы спрятана в фидере. При этом следует ожидать определенного ухудшения излучательной способности, особенно если отогнутые излучающие отрезки намного короче половулны.

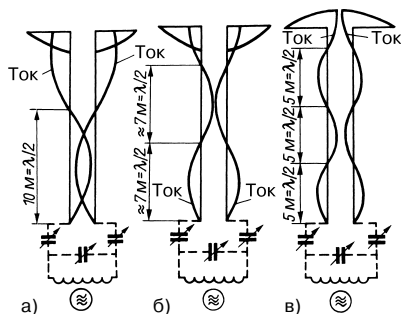


Рис. 18.2. Преобразование 20-метровой линии путем отгибания ее концов длиной 3,5 м: а – возбуждение на длине волны 20 м (14 МГц); б – на длине волны 15 м (21 МГц); в – на длине волны 10 м (28 МГц)

На практике полную длину активного элемента выбирают равной удвоенной длине плеч 2 (3,65...3,85) м, что близко к условию половулнового резонанса в 15-метровом диапазоне. В этом случае на длину настроенного фидера остается 16,5 м, причем строгого резонанса добиваются с помощью антенной настроенной цепочки на входе линии передачи энергии.

Потери фидера с волновым сопротивлением 300–600 Ом должны быть минимальными, и здесь хорошо подходит двухпроводная линия с воздушной изоляцией. Фидер из плоского УКВ кабеля также вполне пригоден, но для него характерны повышенные потери. К тому же надо учитывать его коэффициент укорочения (около 0,80, так что длина фидера составит 13,5 м). В качестве гибкого перехода от поворотной антенны к проложенному двухпроводному фидеру используется короткий отрезок 300-омного плоского кабеля. Различия коэффициентов укорочения и связанные с ними вариации электрической длины линий передачи скрадываются настроенной цепочкой.

Чтобы ослабить влияние длины настроенного фидера, его вход подключают к выходному контуру оконечного каскада передатчика через симметричный П-образный фильтр (рис. 18.3). Такой фильтр нижних частот не только позволяет упростить и сделать более точной настройку системы в целом, но и подавляет высшие гармоники, что особенно важно для многодиапазонной направленной антенны, резонансной по отношению к ним. Излучающий отрезок

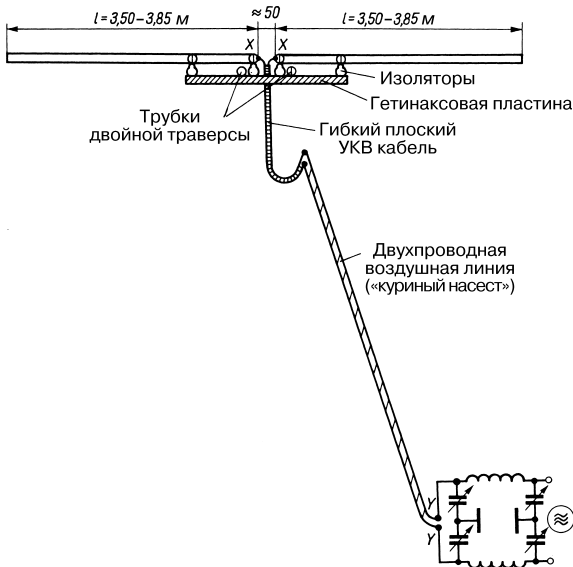


Рис. 18.3. Активный элемент направленного поворотного излучателя G4ZU

многодиапазонной направленной антенны G4ZU несколько длиннее полуволны 15-метрового диапазона. Тот же отрезок имеет длину укороченного волнового вибратора для 10-метрового диапазона, а в диапазоне 20 м действует как укороченный полуволновый элемент. Поэтому входное сопротивление в точках XX сильно различается для разных режимов работы системы и отягощено реактивными составляющими. Отсюда вытекает необходимость применять настроенный фидер.

Пассивные многодиапазонные элементы

На рис. 18.4а показан элемент, который служит директором одновременно на частотах 21 и 28 МГц благодаря включению удлиняющей катушки в сочетании с четвертьволновым шлейфом. Этот элемент общей длиной 4,90 м рассчитывался как директор для 10-метрового диапазона. Катушка L_D , включенная в геометрическом центре, вызывает электрическое удлинение элемента, и, следовательно, директорный эффект в 15-метровом диапазоне. Теперь остается выключить эту катушку ради поддержания режима 10-метрового диапазона, не утратив при этом ее влияния на резонанс на 15 м. Для этого параллельно катушке L_D включается разомкнутая двухпроводная

линия, электрическая длина которой поддерживает четвертьволновый резонанс на частоте 28 МГц. Разомкнутая четвертьволновая линия выполняет функции последовательного резонансного контура (рис. 5.29). Как известно, такой контур характеризуется крайне низким сопротивлением на резонансной частоте, но решительно отсекает остальные частоты. Поэтому контур-шлейф, включенный параллельно катушке L_D , как бы накоротко замыкает ее на частоте 28 МГц. Напротив, в 15-метровом диапазоне длина шлейфа менее $\lambda/4$, и он действует как емкость (рис. 5.29), которую надо учитывать при расчете удлиняющей катушки. Таким образом, разомкнутый четвертьволновый шлейф служит автоматическим частотно-избирательным переключателем, поддерживающим двухдиапазонный режим работы директора.

При том же эффекте индуктивность удлиняющей катушки может быть представлена в качестве замкнутого двухпроводного шлейфа с электрической длиной менее $\lambda/4$ (рис. 5.29). Тогда получается директор направленной антенны G4ZU (рис. 18.5).

Рефлектор на рис. 18.4б имеет длину 7,10 м и в сочетании с четвертьволновым шлейфом, рассчитанным на частоту 20 МГц, выполняет функции рефлектора 15-метрового

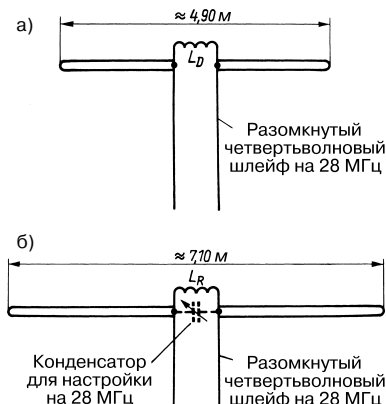


Рис. 18.4. Пассивные многодиапазонные элементы: а – директор для частот 21 и 28 МГц; б – рефлектор для частот 14, 21 и 28 МГц

диапазона. Удлиняющая катушка L_R настраивает рефлектор в резонанс в 20-метровом диапазоне. Как и в случае директора, на частоте 21 МГц удлиняющая катушка L_R закорачивается четвертьволновым шлейфом. При возбуждении на частоте 14 МГц эта катушка функционирует при небольшой емкостной нагрузке, создаваемой разомкнутым шлейфом. Рефлектор (несмотря на избыточность своей длины для частоты 28 МГц) хорошо работает и в данной области. Настройка рефлектора необязательна, если он электрически длиннее активного элемента (пример – рефлекторные полотна). Но такая конфигурация позволяет настраивать многодиапазонный рефлектор как двойной рефлектор на частоте 28 МГц. С этой целью параллельно удлиняющей катушке включается подстроечный конденсатор (пунктир на рис. 18.4б). Тогда разомкнутый четвертьволновый шлейф с $f_{рез} = 20$ МГц на частоте 28 МГц служит индуктивностью, поскольку его электрическая длина на данной частоте равна четверти длины волны. Эта индуктивность параллельна удлиняющей катушке L_R , так что их общая индуктивность крайне мала по величине закон – Кирхгофа (Kirchhoff), – и путем соответствующей подстройки конденсатора удается установить параллельный резонанс на частоте 28 МГц, при котором плечо вибратора становится настроенным рефлектором. Обычно к описанной процедуре

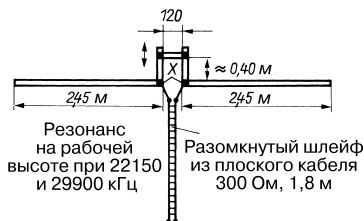


Рис. 18.5. Директор направленной антенны G4ZU

не прибегают из-за сложностей настройки и необходимости изменять удлиняющую катушку. Но рефлекторный эффект на 28 МГц реализуется без особых настроек, и незначительное улучшение данного эффекта никак не связано с необходимостью дополнительных регулировок.

В случае рефлектора индуктивность удлиняющей катушки также заменяется короткозамкнутым шлейфом, что и изображено на рис. 18.6 для рефлектора антенны G4ZU. Длина шлейфа составляет 1,30 м, а его резонанс устанавливается на частоте 13,5 МГц посредством подбора положения замыкающей перемычки. Разомкнутый четвертьволновый шлейф рассчитывают на резонансную частоту 20,3 МГц, соответствующую длине волны 14,778 м. Тогда четверть волны становится близкой к 3,70 м. Если шлейф сделать из 300-омного плоского УКВ кабеля с коэффициентом укорочения 0,80–0,82, то длина линии составит приблизительно 3 м. Другие типы линий также пригодны на роль четвертьволнового шлейфа, лишь бы при расчете его длины учитывался их коэффициент укорочения. Калиброванный волномер позволяет добиваться резонанса без всяких трудностей.

Аналогичные соотношения реализуются и применительно к двухдиапазонному директору на рис. 18.5. В этом случае замкнутый шлейф длиной 0,40 м служит для установки резонансной частоты 22,15 МГц, а разомкнутым шлейфом поддерживается четвертьволновый резонанс на частоте 29,9 МГц. Но поскольку развернутый директорный элемент оказывается слишком длинным для обеспечения директорного эффекта, разомкнутый четвертьволновый шлейф должен быть короче $\lambda/4$, чтобы при его включении добиться резонанса на частоте 29,9 МГц. Длина шлейфа составляет 1,80 м, что соответствует электрической длине 2,25 м с учетом коэффициента укорочения 0,80.

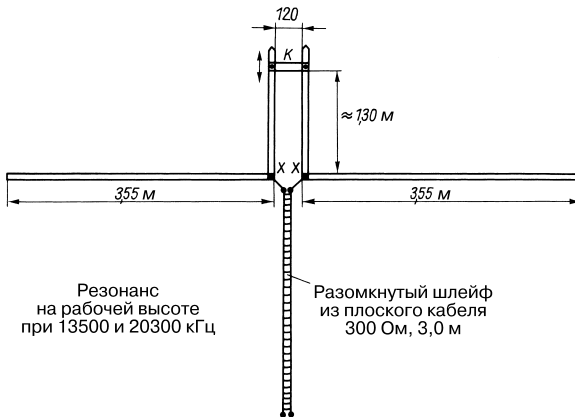


Рис. 18.6. Рефлектор направленной антенны G4ZU

Схема направленной антенны G4ZU в сборе

Эта схема представлена на рис. 18.7. В данном варианте используется пара несущих труб с расстоянием между ними в 120 мм. Одновременно они образуют замкнутый шлейф для директора и рефлектора. Активный элемент изолирован от несущих труб, что также видно из рис. 18.3. Напротив, с ними гальванически связаны директор и рефлектор. Разумеется, здесь применимы и деревянные несущие конструкции с замкнутым шлейфом в виде трубок или полос легкого сплава соответствующей длины. Разомкнутые шлейфы из плоского кабеля, показанные свободно висящими, могут быть уложены в открытых трубах для защиты от атмосферных воздействий и без ущерба для функционирования антенны, но тогда и настройку придется делать при том же положении шлейфов.

В 20-метровом диапазоне директор не действует, и антенна работает как укороченный двухэлементный направленный излучатель, а настройка затруднена тем, что расстояние до рефлектора не должно превышать $\lambda/10$. Здесь полоса частот уже, а усиление ниже, чем у полномерного двухэлементного направленного излучателя при большем расстоянии до рефлектора.

В диапазоне 15 м действуют три элемента антенны G4ZU. Расстояние между элементами отвечает норме, поэтому следует ожидать усиления на 6 dBd, равно как и улучшения остальных характеристик,

свойственных обычной трехэлементной директорной антенне.

Однако качества G4ZU наилучшим образом проявляются в 10-метровом диапазоне, где антенна работает с удлиненными элементами. Усиление достигает 7 dBd. Настройка на 10- и 15-метровый режимы менее критична, чем в диапазоне 20 м.

18.1.1. Образец для копирования остронаправленной трехдиапазонной антенны G4ZU

Схема и параметры апробированного образца антенны G4ZU приведены на рис. 18.8. Указаны размеры варианта антенны промышленного изготовления, проверенные практикой.

По конструктивным соображениям плечи вибраторов собраны из толстой и тонкой трубок легкого сплава. При этом их размеры подобраны так, чтобы тонкая внутренняя трубка телескопически перемещалась в толстой внешней. Тем самым снижается вес и ветровое сопротивление системы, а также повышается ее механическая прочность. Тонкая трубка выдвигается из толстой в зависимости от требуемой длины элементов.

Используются трубки следующих размеров:

- A_1, A_2 длиной по 1,25 м – дюраль, диаметр 18 мм, толщина стенки 1 мм;
- B_1, B_2 длиной по 1,25 м – дюраль, диаметр 22 мм, толщина стенки 2 мм;
- C_1, C_2 длиной по 1,75 м – дюраль, диаметр 18 мм, толщина стенки 1 мм;

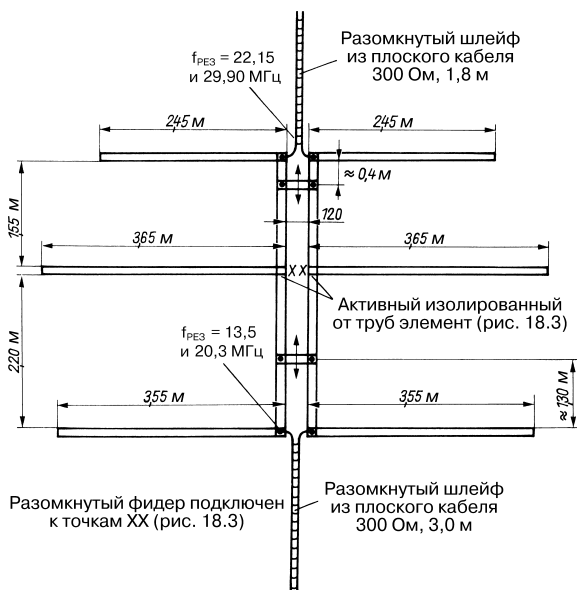


Рис. 18.7. Остронаправленная трехдиапазонная антенна G4ZU

- D_1, D_2 длиной по 2,00 м – дюраль, диаметр 22 мм, толщина стенки 2 мм;
- E_1, E_2 длиной по 1,85 м – дюраль, диаметр 18 мм, толщина стенки 1 мм;
- F_1, F_2 длиной по 2,00 м – дюраль, диаметр 22 мм, толщина стенки 2 мм;
- G_1, G_2 длиной по 3,68 м – дюраль, диаметр 30 мм, толщина стенки 2 мм.

Все три элемента сделаны с промежутком в геометрическом центре; директор и

рефлектор закреплены на несущих трубах без изоляции, а активный элемент от них изолирован (рис. 18.9). Для крепления элементов применяются швеллерные опоры из легкого сплава длиной по 0,7 м, на которых и фиксируются элементы через соответствующие изоляторы (рис. 18.9 и 18.10). Несущая конструкция антенны образована парой параллельных траверс из дюралевых трубок длиной по 3,68 м. Система крепится на опорной мачте в центре тяжести, который

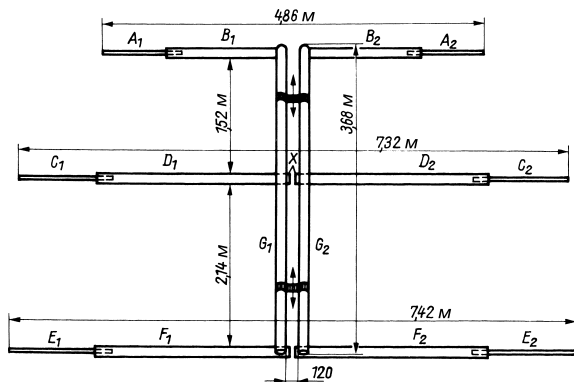


Рис. 18.8. Размеры проверенного образца антенны G4ZU

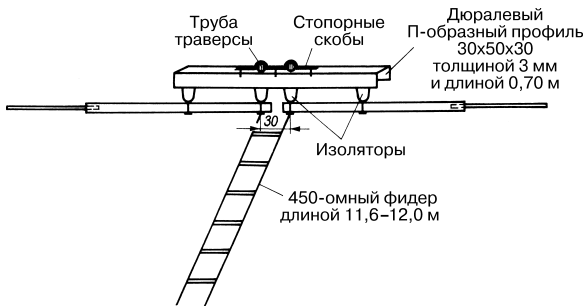


Рис. 18.9. Активный элемент с фидером

отстоит на 1,70 м от концов траверс со стороны директора. Две перемычки накоротко замыкают трубки траверс и образуют замкнутые индуктивные шлейфы из их внешних отрезков. Разомкнутые четвертьволновые отрезки плоского кабеля размещаются внутри траверс (рис. 18.10б). Остальные особенности конструкции легко понять из рис. 18.9 и 18.10.

При настройке системы не обойтись без волномера. После сборки параллельных трубчатых траверс в них вставляются оба разомкнутых шлейфа из плоского кабеля (рис. 18.10б). К его концам, выступающим из трубок, подключается волномер и определяется резонансная частота шлейфов, которая должна составлять ровно 28 МГц у шлейфа на стороне директора и 21 МГц

у шлейфа рядом с рефлектором. Добившись резонанса шлейфов на этих частотах подбором их длины, концы кабеля фиксируют в трубках деревянными пробками и заделывают, заботясь о водонепроницаемости. Только теперь элементы привинчивают к несущей конструкции. Для предотвращения коррозии обязательно следует применять оцинкованные болты и гайки или метизы с другим антикоррозионным покрытием. Во избежание механических напряжений в изоляторах их крепят через кожаные прокладки. Концы шлейфов, выступающие из трубчатых траверс, соединяют с соответствующими элементами (директором или рефлектором), обеспечивая надежный электрический контакт. Теперь приступают к настройке системы в целом,

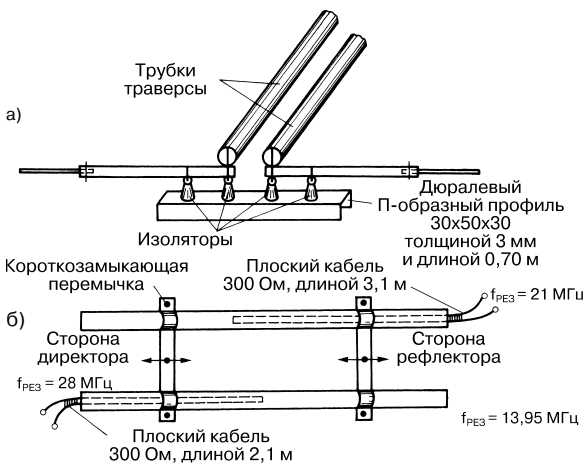


Рис. 18.10. Устройство и настройка пассивных элементов: а – конструкции директора и рефлектора; б – траверсы с настроенными шлейфами

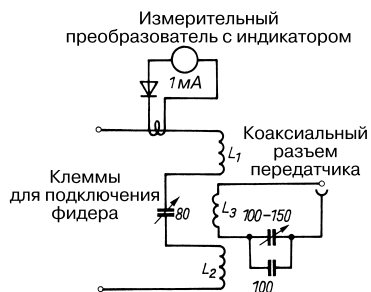


Рис. 18.11. Схема настроечного блока для антенны G4ZU: L_1 и L_2 – по 4 витка медного провода диаметром 1,5 мм, L_3 – 3 витка того же провода; бескаркасные катушки с диаметром намотки 40 мм

установив ее на высоте 2 м над землей. Волномер подключают к замкнутым шлейфам на концах траверса и, перемещая перемычки, настраивают шлейф со стороны директора на резонансную частоту 20,55 МГц, а шлейф со стороны рефлектора – на 13,95 МГц. На этом общая настройка заканчивается, и антенна устанавливается на своей рабочей площадке. Последующая тонкая подстройка сводится к регулировке позиций перемычек замкнутых шлейфов. Об успехе данной процедуры судят по показаниям измерителя напряженности поля.

Излучателю настройка не требуется, поскольку он образует резонансную систему не сам, а лишь вместе с настроенным фидером. Фидером служит двухпроводная линия длиной 11,6–12,0 м с воздушной изоляцией и волновым сопротивлением 450 Ом. Схема настроечного блока, рассчитанная на низкоомный и несимметричный выход передатчика, представлена на рис. 18.11.

18.1.2. Модификация антенны G4ZU

Согласно рис. 18.4, замкнутые шлейфы рефлектора и директора антенны G4ZU заменяются катушками равной электрической эффективности, что позволяет отказаться от параллельных труб и изготовить каркас антенны целиком из дерева.

Впрочем, потери в катушках больше, чем в шлейфе из толстых труб. Механическая и электрическая нестабильность катушки вследствие погодных влияний служит еще одним фактором неопределенности, указывающим на преимущество замкнутого шлейфа. Тем не менее в ряде случаев предпочтительна версия антенны G4ZU с катушками (рис. 18.12).

Особенность этого подхода кроется в разомкнутых шлейфах из коаксиального кабеля, которые можно спрятать внутри трубок элементов. Коаксиальные шлейфы неспецифичны для данной версии антенны

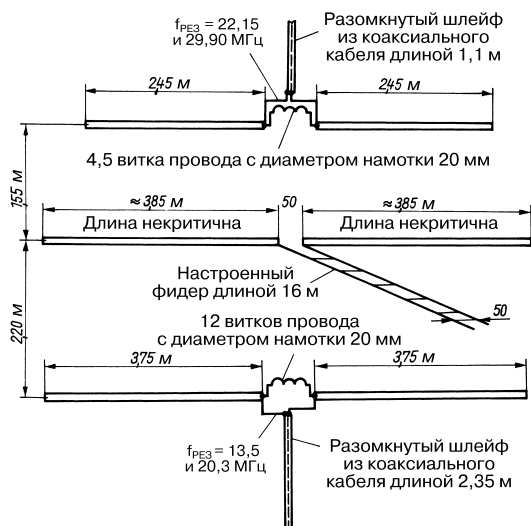


Рис. 18.12. Модификация антенны G4ZU

G4ZU: они применяются и в других ее вариантах вместо шлейфов из плоского кабеля (с учетом коэффициента укорочения). Если коаксиальные шлейфы решено размещать вне трубок, их следует закрепить скобами на деревянном каркасе.

Элементы антенны крепятся на перекладинах из твердой древесины, устанавливаемых на параллельных несущих брусках (рис. 18.13). При отсутствии подходящих изоляторов удобно воспользоваться разрезными обоймами, показанными на рис. 17.4. Практический вариант монтажа рефлектора и директора показан на рис. 18.14. Катушка намотана на полистироловом цилиндре, служащем также для сочленения плеч элемента. Здесь пригодны и другие высококачественные влагостойкие синтетические материалы (полиэтилен, акрил и др.), но самыми подходящими являются полимеры, армированные стеклотканью.

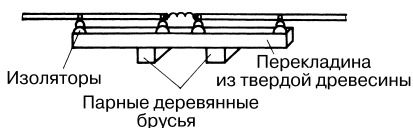


Рис. 18.13. Вариант крепления элементов антенны G4ZU

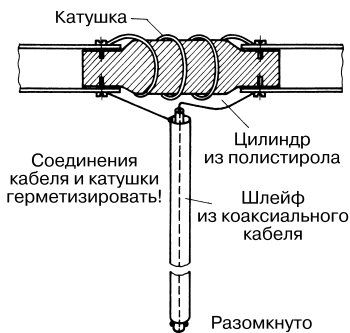


Рис. 18.14. Вариант исполнения средней части рефлектора и директора

18.2. Трехдиапазонная остронаправленная антенна VK2AOU

Кроме резонанса на первой гармонике вибратору свойственны резонансы на третьей, пятой и более высоких нечетных гармониках. Для получения резонансов на любых

трех частотах требуется три резонансных контура. Возможны схемы из одного последовательного и двух параллельных контуров (рис. 18.15а) или из двух последовательных и одного параллельного (рис. 18.15б). В обоих случаях последовательный контур f_1 образует вибратором. В своей антенне оператор VK2AOU применил схему, показанную на рис. 18.15а, с двумя параллельными колебательными контурами [4]. Устройство многодиапазонного элемента с вибратором представлено на рис. 18.16. В этом варианте все емкости также заменяются разомкнутыми шлейфами соответствующей длины, но автор предпочел использовать переменные конденсаторы и катушки ради сокращения затрат на механические работы и удобства настройки.

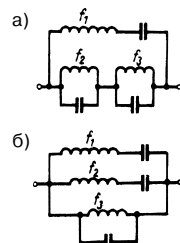


Рис. 18.15. Трехдиапазонные контуры: f_1 – вибраторный последовательный контур

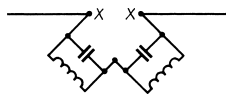


Рис. 18.16. Многодиапазонный элемент

Прежние расчеты величин L и C уместны здесь едва ли, так как любое изменение одного из элементов схемы влияет на весь комплекс. Правильные значения и установки проще определить опытным путем при помощи волномера.

Оператор VK2AOU создал остронаправленную антенну, у которой три элемента работают во всех трех ее диапазонах. Она питается через один из согласованных фидеров любого типа и требует использования двух фидеров. Один применяется в режиме 10-метрового диапазона, а другой служит для возбуждения антенны в диапазонах 15 и 20 м. Автор привел исчерпывающие сведения о своей антенне, что при аккуратном копировании гарантирует успех.

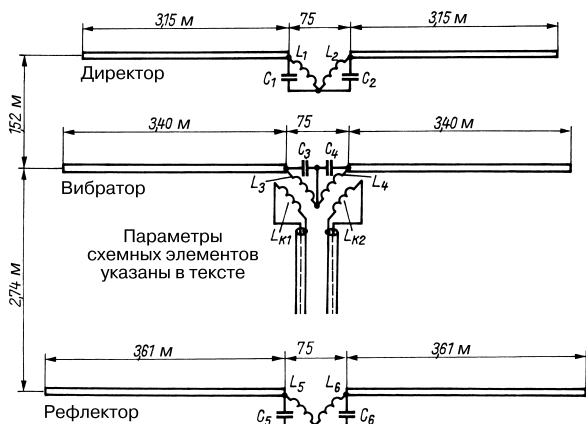


Рис. 18.17. Трехдиапазонная антенна VK2AOU

Трехдиапазонная остронаправленная антенна возникла в результате развития миниатюрной антенны VK2AOU (см. раздел 17.1). Размеры элементов и расстояния между ними остались прежними, но место удлиняющих катушек заняли параллельные резонансные контуры. Устройство трехдиапазонной остронаправленной антенны VK2AOU понятно из рис. 18.17.

Параметры схемных элементов

Элементы схемы на рис. 18.17 характеризуются следующими параметрами:

- директор:
 - катушка L_1 – четыре витка на длине 45 мм диаметром 40 мм;
 - катушка L_2 – семь витков на длине 70 мм диаметром 40 мм;
 - конденсатор C_1 – среднее значение емкости 65 пФ;
 - конденсатор C_2 – среднее значение емкости 100 пФ;
- активный элемент:
 - катушка L_3 – пять витков на длине 50 мм диаметром 40 мм;
 - катушка L_4 – семь витков на длине 45 мм диаметром 40 мм;
 - катушка L_{K1} – два витка свободно поверх L_3 (катушка связи для 10-метрового диапазона при питании через 60-омный коаксиальный кабель произвольной длины);
 - катушка L_{K2} – три витка свободно поверх L_4 (катушка связи для 15- и

20-метрового диапазонов при питании через 60-омный коаксиальный кабель произвольной длины);

- конденсатор C_3 – среднее значение емкости 62 пФ;
- конденсатор C_4 – среднее значение емкости 85 пФ;
- рефлектор:

- катушка L_5 – шесть витков на длине 47 мм диаметром 40 мм;
- катушка L_6 – восемь витков на длине 60 мм диаметром 40 мм;
- конденсатор C_5 – среднее значение емкости 60 пФ;
- конденсатор C_6 – среднее значение емкости 70 пФ.

Ко всем катушкам проложены провода длиной по 50 мм, а ко всем конденсаторам – по 100 мм. Для катушек связи L_{K1} и L_{K2} даны ориентировочные значения на случай питания антенны через (60–75)-омный коаксиальный кабель. Для линий передачи с более высоким волновым сопротивлением следует соответственно увеличить количество витков.

Влияние катушек каждого элемента друг на друга должно быть сведено к минимуму. Для этого катушки устанавливаются так, чтобы их оси были взаимно перпендикулярны (рис. 18.17). Оператор VK2AOU применял стабильные навесные катушки диаметром 40 мм. Для механической конструкции антенны в целом подходят решения, использованные при создании

миниатюрной антенны VK2AOU (см. раздел 17.1). Элементы образцовой антенны изготавливались из дюралевых трубок диаметром 21 мм, но практически годятся трубки любого диаметра и типа, отвечающие конструктивным требованиям.

Настройка

Сначала элементы по отдельности настраивают на расчетные резонансные частоты с помощью гетеродинного волномера. Его генератор легко связывается с катушками, благодаря чему резонансные частоты индицируются четко и однозначно. При первой грубой настройке устанавливается достаточно жесткая связь с катушкой, а при окончательной выбирают более слабую связь, чтобы лучше распознавался резонансный провал.

При резонанса активного элемента соответствуют искомым рабочим частотам. Обычно их приурочивают к середине диапазонов: 14,15, 21,20 и 28,50 МГц. Рефлектор настраивается на частоты 13,45, 20,14 и 27,07 МГц, которые на 5% ниже рабочих, а директор – на частоты 14,72, 22,05 и 29,65 МГц, превышающие рабочие на 4%.

На эти частоты настраивается антенна, смонтированная на своей эксплуатационной высоте. Предварительная настройка выполняется и на уровне человеческого роста, но надо учитывать уменьшение резонансных частот из-за емкостных эффектов, обусловленных близостью земной поверхности. Оператор VK2AOU установил, что при настройке антенны, находящейся на расстоянии 2 м от хорошо проводящего грунта, отрицательное смещение составляет 350 кГц относительно резонансной частоты 14 МГц. Поэтому антенна вблизи земной поверхности настраивается на соответственно пониженные резонансные частоты. Для излучателя, например, они должны составлять 13,85, 20,90 и 28,20 МГц. Пропорционально понижаются и резонансные частоты пассивных элементов. Тогда есть надежда, что при установке антенны на рабочей высоте ее настройка окажется близкой к правильной.

Настройка катушек не слишком критична; большие катушки L_2 , L_4 и L_6 влияют прежде всего на резонанс при частоте 14 МГц. Соответствующие им конденсаторы C_2 , C_4 и C_6 воздействуют в основном на резонанс при частоте 21 МГц, хотя, естественно, они «задевают» и настройки на частоте 14 МГц. Малыми катушками L_1 , L_3 и

L_5 настраивается преимущественно резонанс на 21 МГц, тогда как от конденсаторов C_1 , C_3 и C_5 в большой степени зависит резонанс при 28 МГц. Особенно сильно влияют конденсаторы C_5 и C_6 . Поэтому целесообразно применять только переменные или высококачественные подстроечные конденсаторы. Настраиваемые контуры рекомендуется поместить в пластиковый корпус для защиты от атмосферных воздействий.

По завершении «холодной» настройки на резонансные частоты с помощью волномера приступают к настройке антенны в рабочем состоянии. С этой целью трехэлементную антенну возбуждают от передатчика через «свой» фидер и добиваются максимального усиления при наилучшем подавлении обратного излучения, определяя их по показаниям максимально удаленного измерителя напряженности поля.

Настройку антенны на максимальную эффективность начинают с частотных интервалов около 14 и 21 МГц. Емкость конденсаторов для регулировок в этих интервалах изменяют поочередно и с очень малыми приращениями. Изменение настройки в диапазоне 20 м «захватывает» резонанс в 15-метровом диапазоне и наоборот. После нахождения оптимума в обоих диапазонах отмечают положение движков настроечных конденсаторов и больше их не трогают. При настройке 10-метрового диапазона ограничиваются мелкими регулировками с помощью конденсаторов C_1 , C_3 и C_5 . Тщательный подбор их емкостей не требуется, поскольку оптимум очень размыт.

Ошибки регулировки возникают прежде всего при настройке пассивных элементов. Если, например, рефлектор будет настроен слишком «коротким», он может превратиться в директор, и наоборот. При этом ошибочно настроенным оказывается только один из элементов: либо рефлектор становится директором, либо директор обретает свойства рефлектора. Данное обстоятельство выражается в резком ослаблении прямого излучения. Чтобы вовремя исправлять подобные ошибки, VK2AOU рекомендует одновременно использовать два индикатора напряженности поля: один – для контроля прямого излучения, второй – для обратного. Успех настройки зависит от ее систематичности. Весь процесс напоминает регулировку контуров супергетеродина.

Процедура несколько упростится без ущерба для эффективности, если активный

элемент выполнить по образцу излучателя G4ZU (рис. 18.3) и возбуждать антенну через настроенный фидер. Тогда настройка на соответствующие резонансы понадобится только директору и рефлектору, а резонанс активного элемента обеспечит настроенный блок антенны на конце фидера.

В режимах 10- и 15-метрового диапазонов антенна VK2AOU обладает примерно теми же свойствами, что и G4ZU, а в диапазоне 20 м несколько ее превосходит, поскольку в этом случае задействованы три укороченных элемента, хотя и при малых расстояниях между ними.

18.3. Трехдиапазонная остронаправленная антенна DL1FK

Трехдиапазонная остронаправленная антенна DL1FK отличается легкостью и крайней простотой конструкции. По своей эффективности она не уступает своим более весомым родственникам. Но главная ее особенность – новое устройство пассивных элементов. Поскольку речь идет о малоизвестном и весьма рациональном решении, стоит подробнее рассмотреть возможности копирования этой антенны [5–7].

Активный элемент

В принципе этот элемент (рис. 18.18) аналогичен излучающему элементу антенны G4ZU (см. раздел 18.1), но обладает рядом конструктивных удобств. Общая его длина составляет 8 м и, следовательно, лишь немного превышает резонансную длину в 15-метровом диапазоне. Точный резонанс для всех трех диапазонов поддерживается благодаря настроенному фидеру и антенному настроенному блоку на его входе. Для изготовления элемента используются дюраlevые трубки, диаметр которых ступенчато убывает от центра к его внешнему концу.

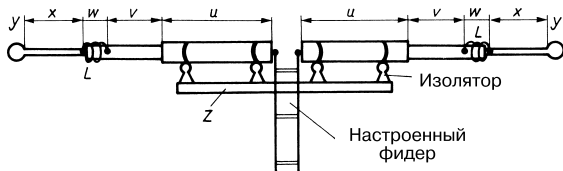


Рис. 18.18. Активный элемент антенны DL1FK

Размеры отдельных деталей на рис. 18.18:

- *u* – дюраль, трубки длиной по 2,00 м, диаметром 20 мм при толщине стенки 1 мм;
- *v* – дюраль, трубки длиной по 1,00 м, диаметром 18 мм при толщине стенки 1 мм;
- *w* – трубки из влагостойкого пластика с малыми потерями длиной по 0,20 м и диаметром 16 мм при толщине стенок 2–4 мм;
- *x* – дюраль, трубки длиной по 0,6 м, диаметром 10–12 мм при толщине стенки 1 мм;
- *y* – шлейфы из алюминиевого провода сечением 2–4 мм, диаметр витка 100 мм;
- *Z* – несущая перекладина из дюраlevого швеллера длиной 1,30 м;
- *L* – катушка поверх *w*, шесть витков алюминиевого провода сечением 3–6 мм на каркасе диаметром 30 мм и длиной 100 мм.

Для дюраlevых трубок вполне достаточна толщина стенки 1 мм. Здесь используются доступные стандартные материалы, так как вариации в небольших пределах не оказывают заметного влияния.

Оба плеча излучателя крепятся через изоляторы на несущей перекладине из пары параллельных швеллеров. С этой задачей справятся и деревянные перекладины, но они окажутся тяжелее. На несущей траверсе, которая образована двумя параллельными дюраlevыми трубами длиной по 2 м, закреплены перекладины из швеллера. Если плечи излучателя провисают слишком сильно, их подвешивают на растяжках от концов излучателя к дополнительному вертикальному стержню на траверсе. В принципе здесь применимы излучатели любых трехдиапазонных антенн (например, от VK2AOU или W3DZZ).

Важно, чтобы электрическая длина активного элемента в 20-метровом диапазоне была не меньше $\lambda/2$; она не должна превышать $1,2 \lambda$ в диапазоне 10 м ($2 \times 0,6 \lambda$). В некоторых конструкциях это требование не соблюдается, и пучность тока, генерирующая самое сильное магнитное поле, приходится на фидер или согласующий блок.

Активный элемент в диапазонах 10 и 15 м состоит из двух коллинеарных полуволновых отрезков (вibratorный ряд) с синфазным возбуждением. Тем самым в этих диапазонах только один излучатель обеспечивает усиление величиной до 1,7 дБ. В 20-метровом диапазоне укороченный излучатель не так хорош, как полноценный полуволновый вибратор.

Частотно-зависимое электрическое удлинение излучателя осуществляется благодаря удлинению катушкой L и конечным емкостям проволочных петель у. Здесь надо проследить за тем, чтобы максимумы тока оптимальным образом поддерживали излучение радиоволн.

Питание

Настроенный фидер должен быть рассчитан так, чтобы ни в одном из рабочих диапазонов максимум тока или напряжения не располагался на его конце. В противном случае, как уже говорилось, в фидере образуются синфазные волны и он начинает излучать столь же интенсивно, как сама антенна. В системе DL1FK это требование удовлетворяется благодаря применению фидера длиной 17,2 м. Подходят также фидеры длиной по 12 или 23 м.

Очень легкий и удобный двухпроводный фидер изготавливается из антенного канатика с распорками для фиксации промежутка в 50 мм между проводниками: из кембрика с внешним диаметром 8 мм нарезают отрезки длиной по 0,3–0,4 м и на проводники в одинаковой последовательности нанизывают эти отрезки поочередно с распорками, пока они не покроют весь фидер (рис. 18.19). Таким способом фидеру, наряду с формой, обеспечивают дополнительную изоляцию. Распорки нарезают из пластика и в каждой из них на расстоянии 50 мм сверлят отверстия, диаметр которых достаточен для свободного прохода антенного канатика. Фидер подключается к оконечному каскаду передатчика через соответствующий блок связи.

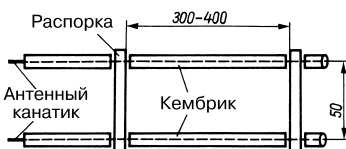


Рис. 18.19. Фидер

Пассивные элементы

Сказанное об излучателе антенны DL1FK и его питания содержит мало нового. Что же касается ее пассивных элементов, то они весьма оригинальны. Их резонанс на рабочих частотах обеспечивается тем, что части элементов, симметричные относительно своей середины, образуют резонансные контуры для требуемых частот. Конструкция контуров обеспечивает их высокую добротность, а части элементов вне контура примыкают к тому месту резонансного контура, которое соответствует его входу (рис. 18.20). Кроме собственно пассивных элементов имеется два линейных настроенных звена K_1 и K_2 , в принципе позволяющих настраиваться на три частоты. Величины индуктивности L и емкости C подбирают путем смещения скоб S_1 и S_2 и с помощью переменных конденсаторов.

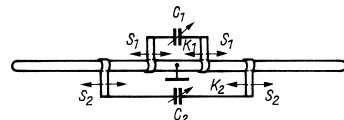


Рис. 18.20. Схема трехдиапазонного элемента антенны DL1FK: S_1 и S_2 – хомутики, перемещаемые вдоль трубки; C_1 и C_2 – переменные конденсаторы максимальной емкостью 50–100 пФ

Если длина элемента рассчитана на среднюю из рабочих частот (например, на 21 МГц, причем лучше, чтобы она была несколько больше необходимой), то C_1 обеспечивает электрическое укорочение. Одновременно устанавливается резонанс для более низкой рабочей частоты (например, 14 МГц) с помощью C_2 и отрезка элемента между двумя S_2 . При этом элемент для 14 МГц оказывается более избирательным, чем полноценный элемент 20-метрового диапазона вследствие сужения полосы частот. Аналогично K_1 вместе с C_1 и S_1 образуют резонансный контур для верхней рабочей частоты, в данном случае для 28 МГц. Контур должен настраиваться с особой тщательностью из-за опасности ложной настройки, когда он станет действовать как волновый отрезок. Однако он не может служить пассивным элементом из-за смещения фазы на $2 \times 180^\circ$ (оба полуволновых отрезка возбуждаются в противофазе).

На рис. 18.21 показан пассивный элемент, применяемый в качестве рефлектора или

директора этой антенны. Он приобретает особую легкость и практичность, когда полная длина элемента А рассчитывается на 15-метровый диапазон. Чтобы предотвратить провисание тонких трубок элементов, их подвешивают с помощью оттяжки из антенного канатика, протянутой через стержень высотой 200 мм между концами элемента, используя фарфоровые изоляторы F_1 и F_2 . Эта же оттяжка служит пассивным элементом 10-метрового диапазона, если придать ей соответствующую длину. Для 20-метрового диапазона ту же роль играет сборка $D_1-E_1-E_2-D_2$, которая настраивается конденсатором С. Детали элемента характеризуются следующими размерами (рис. 18.21):

- D_1, D_2 – скобы-распорки из алюминия длиной по 100 мм;
- F_1, F_2 – фарфоровые кольца;
- В – стержень для оттяжки высотой 200 мм с концевым изолятором;
- С – переменный конденсатор между концами E_1 и E_2 ;
- X – геометрическая середина развернутого элемента; здесь расположен минимум напряжения, и допустимо соединять элемент с несущей траверсой без изоляции.

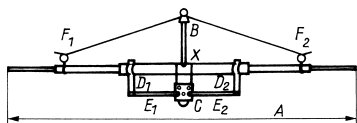


Рис. 18.21. Пассивный элемент антенны DL1FK

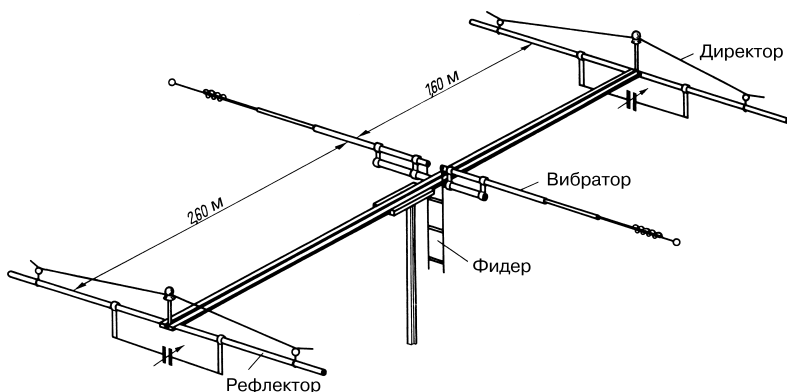


Рис. 18.22. Антенна DL1FK

При средней мощности передатчика достаточно, чтобы пластины конденсатора С отстояли одна от другой на 0,5–1 мм. Конденсатор устанавливается посередине элемента в точке X на изолирующей прокладке и защищается от атмосферных воздействий, например водонепроницаемым кожухом.

Общий вид остронаправленной антенны DL1FK схематично представлен на рис. 18.22. Центр тяжести траверсы служит местом ее крепления к верхушке мачты.

У фарфоровых колец оставлены «хвосты» оттяжек из антенного канатика длиной по 100 мм, чтобы подстраивать пассивные элементы для 10-метрового диапазона путем их укорочения до тех пор, пока оттяжка в целом не будет настроена в резонанс в этом диапазоне и не начнет исполнять функции рефлектора или директора.

Настройка

Для оптимальной настройки нужно располагать волномером и простым индикатором напряженности поля, а также установить и уравновесить антенну на высоте 2 м. Настройка предварительно выполняется для 20-метрового диапазона. Далее находят точку, в которой нужно обрезать «хвосты» канатика оттяжки, чтобы настроить ее как элемент 10-метрового диапазона. Для этого «хвосты» навивают на отвертку с ручкой из диэлектрика (что предотвращает влияние емкости руки). Чтобы компенсировать различия настройки вблизи грунта и на месте постоянной установки, «хвосты» обрезают не в найденной точке, а на 30 мм ближе к краю. Затем постепенно укорачивают

концы элементов, рассчитанных на 15-метровый диапазон, пока не будет достигнуто состояние, близкое к требуемому резонансу. Такая процедура выполняется после установки антенны на рабочей площадке. Не исключено, что по окончании монтажа придется подстроить переменный конденсатор на длину волны 20 м. При этом надо внимательно следить за показаниями индикатора напряженности поля, поскольку настройка является очень острой. Рекомендуется сначала настроить рефлектор и директор по минимуму обратного излучения, поскольку данная настройка острее и однозначнее, нежели поиск максимума прямого излучения.

В табл. 18.1 приведены резонансные частоты настройки пассивных элементов с помощью волномера. Настраивая на 20 м, имейте в виду, что сопротивление на входе излучателя сильно изменяется и становится очень малым, если резонанс директора был достигнут, когда он находился на минимальном расстоянии от излучателя. При использовании разомкнутой линии необходимо подстраивать выход передатчика.

Таблица 18.1. Резонансные частоты антенны DL1FK

Рабочая частота, кГц	Настройка рефлектора, кГц	Настройка директора, кГц
28400	27600	29400
21250	20800	21700
14250	13950	14555

Принцип линейных ловушек или согласующих звеньев антенны DL1FK распространяется и на множество прикладных направлений.

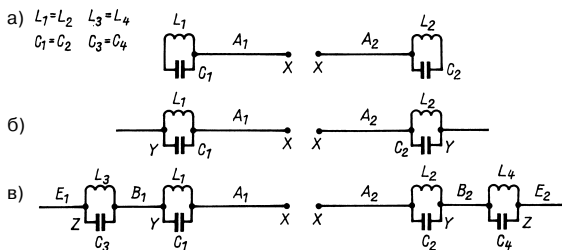


Рис. 18.23. Трансформация полуволнового вибратора в трехэлементную антенну: а – вибратор для диапазона 10 м; б – преобразование в 15-метровый вибратор; в – полнофункциональный трехдиапазонный элемент для 10, 15 и 20 м

18.4. Трехдиапазонная остронаправленная антенна W3DZZ

Оператор W3DZZ предложил весьма эффективную трехдиапазонную остронаправленную антенну [8]. Однако для изготовления этого направленного поворотного излучателя требуются значительные механические работы и способности самостоятельно и точно выполнить ряд деталей.

Антенна W3DZZ конструировалась применительно к американским условиям. Оператор DLAU при поддержке W3DZZ разработал ее европейскую версию на основе метрической системы и стандартной номенклатуры труб.

Принцип действия

Остронаправленная антенна W3DZZ подчиняется тем же закономерностям, что и всеволновая проволочная антенна W3DZZ (см. раздел 10.2.7). Рассмотрим еще раз принцип действия на примере активного элемента (рис. 18.23).

Длина вибратора 10-метрового диапазона на рис. 18.23 соответствует величине, обычной для таких длин волн. На его концах имеется по одному параллельному резонансному контуру L_1-C_1 и L_2-C_2 . При достаточно высокой добротности запирающие контуры обладают весьма высоким сопротивлением для своей резонансной частоты и действуют как изоляторы. Если контуры настроены на рабочую частоту диапазона 10 м, то отрезки проводника, подключенные в точках YY, не влияют на резонанс 10-метрового вибратора. Напротив, если излучатель возбуждать в точках XX частотой, например, 21 МГц, оба контура окажутся вне резонанса и утратят способность блокировать цепь, а L_1-C_1 и

L_2 – C_2 превратятся в индуктивности, которые удлиняют вибратор до размеров, соответствующих 15-метровому диапазону. При правильно подобранных размерах проводников B_1 и B_2 они вместе с A_1 и A_2 и катушками L_1 и L_2 образуют полуволновый излучатель для частоты 21 МГц, не изменяя состояние резонанса на частоте 28 МГц. Но поскольку тот же элемент используется и на частоте 14 МГц, на концах отрезков B_1 и B_2 снова будут включены два запирающих контура L_3 – C_3 и L_4 – C_4 , настроенные на блокирование частоты 21 МГц (рис. 18.23в).

В точках ZZ подключены еще два разомкнутых проводника E_1 и E_2 (рис. 18.23в), позволяющие настроиться на полуволновый резонанс при возбуждении элемента частотой 14 МГц в точках XX. В диапазоне 20 м ни один из контуров L_1 – C_1 , L_2 – C_2 , L_3 – C_3 и L_4 – C_4 не является резонансным, все они на частоте 14 МГц работают в качестве удлиняющих индуктивностей. Полуволновый резонанс в 20-метровом диапазоне обеспечивается совокупностью проводников A_1 , A_2 , B_1 , B_2 , E_1 , E_2 и индуктивностей L_1 , L_2 , L_3 , L_4 . Следовательно, вариант антенны, изображенной на рис. 18.23в, настраивается одновременно на три диапазона.

Подобным образом строятся и пассивные элементы, причем резонансы рефлектора и

директора настраиваются соответственно на более низкие и высокие частоты. Поскольку эти элементы возбуждаются пассивно, они не расцениваются в своей геометрической середине и могут там быть заземлены.

Полная схема остронаправленной антенны W3DZZ приведена на рис. 18.24. Короткие пассивные элементы добавлены в промежутках излучатель–рефлектор и излучатель–директор. Эти элементы служат рефлектором и директором в 10-метровом диапазоне и введены потому, что указанные промежутки в трехэлементной системе, рассчитанной на трехдиапазонный режим, оказываются слишком велики для 10-метрового диапазона. Таким образом, на частоте 28 МГц антенну образуют пять элементов, хотя второй рефлектор едва ли дает прибавку усиления. Поэтому ожидаемое усиление в диапазоне 10 м должно достигать 7 dBd. На частотах 21 и 14 МГц действуют три элемента, и в 15-метровом диапазоне усиление близко к 6 dBd, а в 20-метровом едва достигает 5 dBd из-за укороченности элементов.

Практическое исполнение

На каркасы катушек L_1 диаметром 62 мм наматывается по пять витков посеребренного

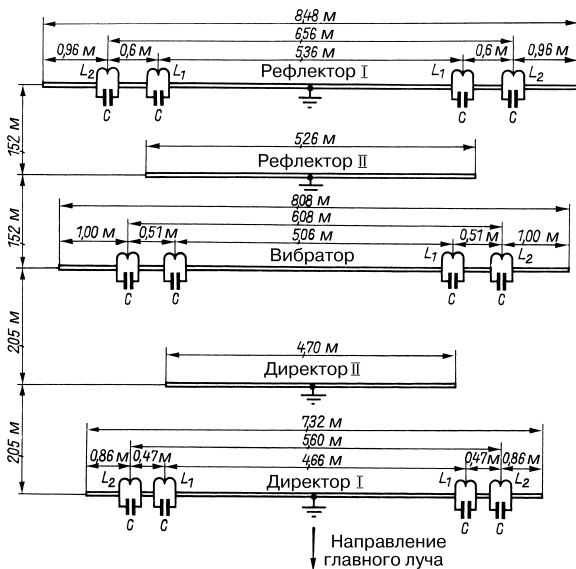


Рис. 18.24. Схема остронаправленной трехдиапазонной антенны W3DZZ

медного провода диаметром 4 мм. При тех же прочих параметрах катушки L_2 содержат по семь витков. Емкости всех конденсаторов C составляют 25–29 пФ.

Запирающие контуры L_1 – C настраиваются на частоту 28 МГц, а контуры L_2 – C – на частоту 20,2 МГц. При этом надо следить, чтобы регулировки осуществлялись только путем изменения длины обмоток, а емкости контура всегда оставались в пределах 25–29 пФ. Особенно удачным представляется решение, примененное в оригинальном экземпляре антенны W3DZZ. Оно состоит в том, чтобы в качестве конденсаторов использовать трубки самих элементов антенны. Эти трубки телескопически сдвигаются и раздвигаются, скользя по цилиндру из диэлектрика, благодаря чему образуется емкость, диэлектриком которой служит часть цилиндра между торцами трубок. Естественно, такая конструкция требует приличной точности выполнения токарно-слесарных работ и наличия трубок соответствующего диаметра и толщины стенок. Проще сделать так, чтобы трубки сочленялись через подходящий промежуточный стержень из диэлектрика (рис. 18.25). Здесь предпочтителен текстолит, как наименее ломкий материал. Однако некоторые его разновидности характеризуются заметными потерями или склонны впитывать влагу, поэтому необходима дополнительная защита поверхности. Существуют также другие синтетические материалы с малыми потерями и достаточными эластичностью и прочностью. По механическим и электрическим свойствам лучше всего подходят стержни (удлища) из полиэфирных смол, армированных стеклотканью. В качестве конденсатора C используется высококачественный постоянный конденсатор с низким температурным коэффициентом, защищенный от атмосферных воздействий. Его емкость должна равняться 15–20 пФ, так как при сближении трубок элемента уже появляется определенная исходная емкость.

Система питается по принципу хорошо известного гамма-согласования (см. раздел 6.3)

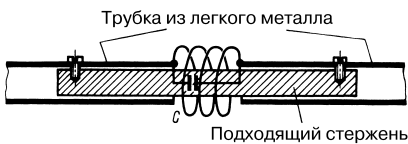


Рис. 18.25. Вариант исполнения запирающего контура

через кабель произвольной длины. Если гамма-звено оптимально настроено для 15-метрового диапазона, то величина КСВ фидера не выходит за допустимые пределы в диапазонах 10 и 20 м.

Имеется возможность применять активный элемент антенны DL1FK (рис. 18.18) вместо «родного» активного элемента антенны W3DZZ, что позволяет пользоваться фидером в виде настроенной линии. При этом отпадает надобность в запирающих контурах элемента-излучателя, а резонанс в каждом из диапазонов задается со стороны передатчика на входе настроенного фидера.

18.5. Трехдиапазонная рамочная антенна VK2AOU

Оператор VK2AOU разработал, проверил и подробно описал полноценную трехдиапазонную двойную рамочную антенну, удовлетворяющую почти любым требованиям по механическим и электрическим характеристикам [1]. Автор этой антенны также следует принципу многодиапазонного контура, успешно испытанного на примере знаменитой трехдиапазонной директорной антенны VK2AOU (см. раздел 18.2). Ему удалось обеспечить резонанс в диапазонах 10, 15 и 20 м, применив лишь одну активную рамку и одну рамку-рефлектор. Два варианта трехдиапазонных колебательных контуров представлены на рис. 18.26. Если колебательные контуры рассматривать порознь, то резонанс оказывается неосуществимым ни на одной из рабочих частот, однако схема в целом поддерживает резонанс на всех трех. Характеристики настроенной трехдиапазонной цепи, изображенной на схеме (рис. 18.26а), не изменяются при замене последовательного контура f_1 элементом антенны. Если таким элементом является квадратная петля, то возникает схема, показанная на рис. 18.27а, поскольку эта петля представляет собой последовательный резонансный контур с распределенными индуктивностью и емкостью. С точки зрения механической и электрической симметрии контуры f_2 и f_3 располагают по обе стороны от входа антенны (рис. 18.27б). Схема на рис. 18.27в с парным расположением контуров в обоих рядах применяется, когда общая длина рамки в полтора раза превосходит наименьшую рабочую длину волны.

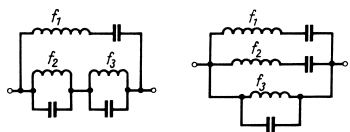


Рис. 18.26. Трехдиапазонный резонансный контур в двух вариантах

Принцип действия трехдиапазонной рамочной антенны

Антенна состоит из двух одинаковых проводочных квадратов со сторонами по 4,27 м; конструкция квадратов показана на рис. 18.28. Ветровое сопротивление этого варианта вдвое меньше, чем у полномерной трехдиапазонной рамочной антенны с вложенными элементами. Принцип многодиапазонности позволяет применять элементы с большей или меньшей длиной сторон. При этом эффективность антенны соответственно растет или убывает. Выяснилось, что длина стороны 4,27 м очень близка к оптимальной по эффективности и затратам.

Активный однорамочный элемент резонирует на частотах трех диапазонов, например 14,15, 21,3 и 28,6 МГц. Тогда резонансные частоты рефлекторного элемента должны быть соответственно понижены до 13,43 и 27,30 МГц.

Для таких трехдиапазонных рамочных элементов справедливы следующие положения:

- рабочие частоты лежат в интервалах с отношением предельных частот от 1,6:1 до 3:1;
- гармонические отношения резонансов для заданных рабочих частот обязательны;
- антенна не откликается на высшие гармоники своей рабочей частоты (исключением составляет случай, когда частота

гармоник практически совпадает с одной из рабочих частот);

- на любой из рабочих частот элемент излучает всей своей длиной;
- там, где применяются квадратные рамки, достаточно пары параллельных резонансных контуров на один элемент (рис. 18.27б), если суммарная длина рамочного элемента не превосходит полудлину минимальной рабочей волны. Более длинным рамочным элементам требуется по две пары настроенных резонансных контуров на элемент (рис. 18.27), что устраняет трудности настройки в диапазоне с максимальной частотой.

В рассматриваемом варианте общая длина элемента 17,08 м превышает полудлину волны 10-метрового диапазона, поэтому приходится применять по две пары настроенных параллельных резонансных контуров.

Емкостями контуров могут служить обычные подстроечные или керамические конденсаторы, а также отрезки коаксиального кабеля. Как известно, любому такому кабелю присуща погонная емкость между внутренним и внешним проводниками, которая измеряется в пФ/м. Стандартный 50-омный кабель с полиэтиленовым диэлектриком характеризуется погонной емкостью 100 пФ/м, откуда и находят необходимую длину отрезка кабеля. Здесь пригодны все ходовые типы коаксиальных кабелей с любым волновым сопротивлением, важно лишь знать их погонную емкость.

Индуктивностями контуров служат вытянутые петли шириной около 60 мм из провода диаметром не менее 2 мм. Если сложить суммарную длину проводника активного элемента с длиной провода вытянутых петель, то получится значение, приблизительно соответствующее длине волны на минимальной рабочей частоте.

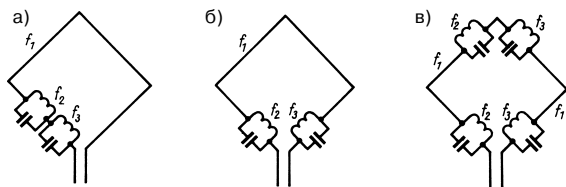


Рис. 18.27. Схема трехдиапазонного рамочного элемента, предложенного VK2AOU:

а – конфигурация, соответствующая рис. 18.26а; б – симметричное включение f_2 и f_3 относительно входа антенны; в – парное расположение f_2 и f_3

Конструкция антенны VK2AOU

Горизонтальная трубчатая траверса А длиной 2,60 м несет оба рамочных элемента. Расстояние между ними составляет 2,45 м и в диапазонах 20, 15 и 10 м соответствует $0,115 \lambda$, $0,173 \lambda$ и $0,232 \lambda$.

Траверса изготовлена из жесткой дюралево-вой трубы диаметром 50 мм при толщине стенок 3 мм. Крестовидные распорки В, С и элементы D также выполнены из трубок и закреплены на траверсе. Отрезки В длиной по 3,66 м сделаны из дюралево-вой трубы диаметром 7/8 дюйма ($\approx 22,2$ мм) с толщиной стенки 1/16 дюйма ($\approx 1,6$ мм). Внутри этих отрезков на глубину 200 мм вставлены и зафиксированы отрезки С из дюралево-вой трубки (длина 1,22 м, диаметр 3/4 дюйма ≈ 19 мм). Отрезки D длиной по 250 мм выполнены из ПВХ трубки диаметром 3/4 дюйма и служат изоляторами для проводов элемента. Трубки D разогревают и плотно насаживают поверх трубки С на глубину 100 мм. Свободные концы трубок D разогревают и сплюсчивают, после чего в них сверлят отверстия, через которые пропускают провод элемента. Общая длина распорки от одного изолятора до другого составляет 6,15 м, откуда и получается расчетная длина стороны рамки элемента 4,39 м.

Распорки скрепляются во взаимно перпендикулярном положении с помощью скоб

и раскосов. Конкретный способ крепления зависит от особенностей имеющегося материала.

Параллельные резонансные контуры включаются непосредственно в верхнем и нижнем углах элемента. Для этого здесь в разрыв проводника вставляют пластину $75 \times 13 \times 6$ мм из диэлектрика а (рис. 18.29). Резонансный контур, образованный вытянутой петлей с и емкостью коаксиального кабеля d, крепят на этой пластине и соединяют с примыкающими проводниками.

Вытянутая петля с из медного эмалированного провода диаметром не менее 2 мм механически фиксируется на отвесной распорке элемента. Отрезки коаксиального кабеля, служащие емкостями, приматывают лентой вдоль отвесной распорки, а экран кабеля соединяют с точками наименьшего высокочастотного напряжения. Такие точки всегда находятся в месте пересечения проводника элемента с осью распорки. Чтобы исключить короткое замыкание на концах кабеля, экран кабеля удаляют на 20 мм от его конца. После окончательной настройки края кабелей обматывают изоляционной лентой для предохранения от влаги. Параметры параллельных резонансных контуров представлены в табл. 18.2.

Для соблюдения симметрии на вводе питания включается катушка симметрирующего трансформатора, чем обеспечивается

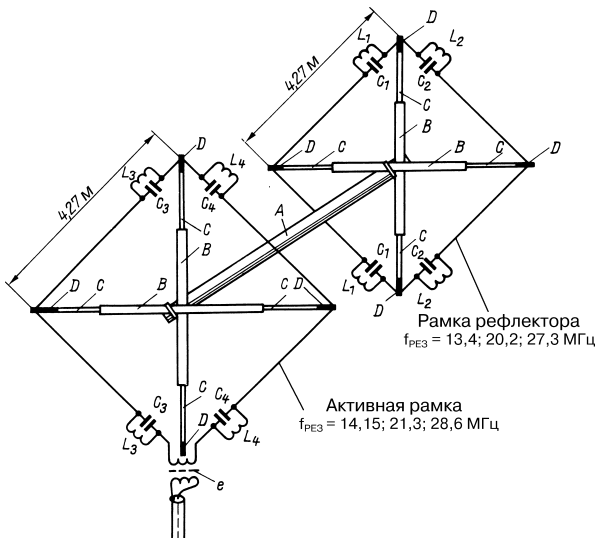


Рис. 18.28. Эскиз трехдиапазонной антенны VK2AOU

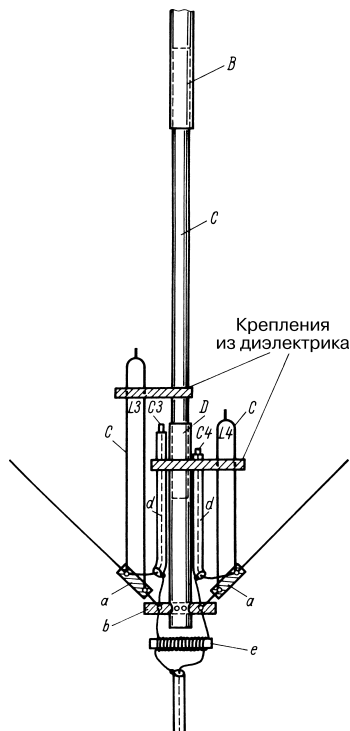


Рис. 18.29. Эскиз параллельного резонансного контура и ввода питания

Таблица 18.2. Параметры параллельных контуров

Длина провода рамок, м	Длина шлейфа, м	Необходимая емкость, пФ	Длина кабеля при 85 пФ/м, м
$l_1 = 1,75$	0,84	$C_1 = 56$	0,66
$l_2 = 1,32$	0,62	$C_2 = 26$	0,31
$l_3 = 1,45$	0,66	$C_3 = 53$	0,63
$l_4 = 1,07$	0,50	$C_4 = 23$	0,27
Ширина вытянутого шлейфа 60 мм. Длина соединительных проводов не входит в значения параметров, приведенных в таблице			

симметричное возбуждение излучателя через сколь угодно длинный коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50–75 Ом. Катушку наматывают на ферритовом стержне диаметром 13 мм и длиной 75 мм. Бифилярная обмотка содержит по девять первичных и вторичных витков медного

эмалированного провода диаметром 1,6 мм. Здесь можно применить также симметрирующий трансформатор 1:1 на ферритовом кольце (см. раздел 7.7). Корпус из пластика, снабженный гнездом для присоединения фидера, защищает трансформатор от атмосферных воздействий.

Настройка трехдиапазонной рамочной антенны

Если элементы антенны изготовлены строго в соответствии с описанием, то потребуются лишь незначительная тонкая подстройка. Ее следует выполнять, пользуясь методом оператора VK2AOU.

Полностью готовый рамочный элемент кладут на деревянную поверхность на высоте 1,5 м от земли так, чтобы обеспечить легкий доступ к настраиваемым цепям. Предварительно волномер калибруют по измерительному приемнику и на шкале волномера отмечают необходимые рабочие частоты (табл. 18.3). Горизонтальный элемент в полутора метрах от грунта обладает гораздо большей емкостью относительно земли, чем он будет иметь в своем рабочем вертикальном положении на мачте, и поэтому для компенсации этой емкостной нагрузки нужно уменьшить указанные настроечные частоты на 3–4%.

Таблица 18.3. Резонансные частоты вытянутых шлейфов

Элемент	Резонансная частота, МГц	
	длинные шлейфы	короткие шлейфы
Излучатель	L_3	L_4
	14,15	21,30
	18,00	28,60
Рефлектор	21,30	31,00
	L_1	L_2
	13,43	20,20
	15,80	26,90
	20,20	27,30
Для сохранения симметрии колебательные контуры в верхнем и нижнем углах должны быть механически и электрически тождественны друг другу		

С помощью волномера, включенного на сгибе вытянутой петли, определяют резонансную частоту. При этом проявляются три резонансных провала: резонанс собственно вытянутой петли, не совпадающий с рабочими частотами, и две другие частоты,

идентичные или близкие рабочим (табл. 18.3). Резонанс на частоте среднего рабочего диапазона (21 МГц) обнаруживается у короткой и длинной вытянутых петель, а на частоте 10-метрового (28 МГц) – только у короткой. При настройке изменяют:

- в диапазоне вокруг частоты 14 МГц – протяженность длинных вытянутых петель L_3 или L_1 или длину проводника квадратной рамки;
- в диапазоне вокруг 21 МГц – емкость конденсатора у длинной вытянутой петли или длину малой вытянутой петли L_4 или L_2 ;
- в диапазоне вокруг 28 МГц – емкость конденсатора у малой вытянутой петли.

Если, например, рабочая частота составляет 14,25 МГц, а резонансная – 14,0 МГц, то необходимо либо укоротить проводник квадратной рамки, либо уменьшить индуктивность длинной вытянутой петли. Индуктивность изменяют мелкими дозами, скручивая петлю примерно по 5 см, начиная от ее изгиба. В результате происходит механическое укорочение части петли из параллельных проводов. При настройке путем изменений емкости надо учитывать, что в случае резонанса на частоте 28 МГц уменьшение емкости на 2 пФ дает приращение частоты примерно на 500 кГц. В остальных диапазонах влияние емкости соответственно ослабевает. Для уменьшения емкости при настройке экран коаксиального кабеля постепенно отодвигают от его свободного конца с шагом в 1 см.

Настройку начинают с диапазона 14 МГц и заканчивают диапазоном 28 МГц. При настройке активного элемента очень полезен рефлектометр. Резонанс этого элемента всегда приходится на частоты, соответствующие минимальному КСВ.

Рефлектор должен настраиваться тем же способом на резонансные частоты, указанные в табл. 18.3. Существует возможность добавить директорную рамку в качестве третьего элемента. Тогда директор настраивается на резонансные частоты активного элемента, увеличенные на 5%.

Возможная тонкая подстройка на максимальное подавление обратного излучения или предельную интенсивность прямого луча должна выполняться на готовой антенне после ее установки на мачте и рабочей площадке. Прежде всего проверяют резонансы излучателя, для чего к фидеру подключают индикатор КСВ и возбуждают

антенну на разных частотах передатчика. Частоты минимальных КСВ соответствуют резонансным частотам излучателя. При необходимости их следует скорректировать. Определив резонансные частоты, приступают к заключительной тонкой подстройке антенны. Для контроля излучения используется удаленный индикатор напряженности поля с образцовым вибратором. Тонкая настройка антенны сводится к подстройке рефлектора. Необходимо добиваться, чтобы величина КСВ оказалась не более 1,5 на всех рабочих частотах, хотя на краях диапазонов КСВ может возрастать до 2.

Перечень материалов для рамочной антенны (рис. 18.28 и 18.29):

- деталь А – труба, 1 шт., диаметр 50 мм, толщина 3 мм, длина 2,60 м;
- деталь В – трубка, 4 шт., диаметр 22 мм, толщина 2 мм, длина по 3,66 м;
- деталь С – трубка, 8 шт., диаметр 18 мм, толщина 1,5 мм, длина по 1,22 м;
- деталь D – трубка, 8 шт., внутренний диаметр 16–18 мм, ПВХ, длина по 0,25 м;
- деталь а – полосы, 8 шт., размерами 75×13×6 мм, полистирол;
- деталь б – пластины, 4 шт., размерами 100×13×6 мм, текстолит;
- деталь с – восемь вытянутых петель (см. табл. 18.2);
- деталь d – восемь отрезков коаксиального кабеля (см. табл. 18.2);
- деталь е – один симметрирующий трансформатор в защитном корпусе из пластика согласно описанию.

Детали А, В и С выполняются из дюралевого сплава марки AlCuMg F 40.

К этому надо добавить 20 м медного канатика или проволоки в качестве проводника антенны, а также мелкие детали для креплений и сборки.

18.6. Многодиапазонная рамочная антенна DJ4VM

Оператор DJ4VM разработал многодиапазонный рамочный элемент с центральным питанием, описанный в разделе 13.4.4. В силу строгой симметричности возбуждения рамочного элемента с питанием снизу, его следует отнести к разряду многодиапазонных. Как указывает автор антенны [11], у рамочного элемента, рассчитанного на работу в 20-метровом диапазоне и активного

снизу (или сверху), фазовое состояние остается строго симметричным. У того же элемента в 15-метровом диапазоне возникает существенная асимметрия, а в 10-метровом появляется хорошо выраженная противофазность, сильно деформирующая диаграмму направленности. Это обусловлено асимметричностью возбуждения, в чем легко убедиться, если рассматривать рамочный элемент как двухрядную комбинацию изогнутых полуволновых элементов, из которых элемент нижнего ряда возбуждается первым. Если подобный рамочный элемент задействовать в режиме волнового резонанса, то возникнет вынужденная асимметрия состояния фазы, устранимая только с помощью запирающих контуров, шлейфов развязок, балансирующих реле и т.п.

В элементе DJ4VM центральное питание всегда порождает симметричное распределение тока и фазы. Такой элемент, рассчитанный на диапазон 20 м, по своим свойствам излучения приблизительно соответствует резонансному квадратному элементу 20-метрового диапазона. В режиме 15-метрового диапазона он выступает в качестве удлиненного рамочного элемента (Extended Quad), а в 10-метровом режиме – как «двухсторонний квадрат» (см. раздел 13.4.3.2) с соответствующим усилением. При этом не требуется никаких механических или электрических переключений.

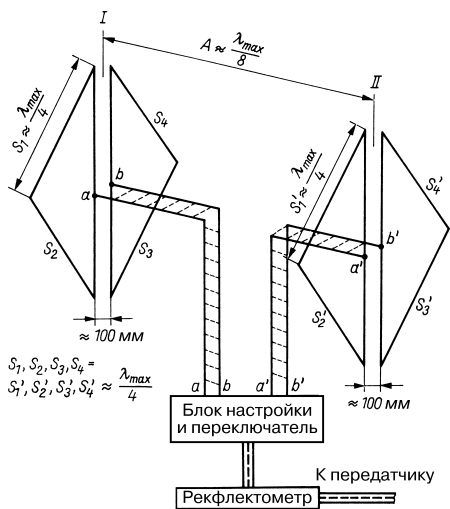


Рис. 18.30. Эскиз многодиапазонной рамки DJ4VM

Как уже говорилось по поводу излучателя G4ZU (см. раздел 18.1), резонанс элемента настраивается через фидер с подкормочным к нему блоком настройки. Поэтому величина периметра рамки не задается строго, и ее выбирают близкой к условиям волнового резонанса для самой низкой рабочей частоты. В этом случае, как утверждает автор DJ4VM, с помощью блока настройки удается обеспечить частотный интервал с соотношением пределов 1:2,4.

Добавив к элементу DJ4VM (см. рис. 13.16а) параллельный ему аналогичный рефлектор при соответствующем расстоянии между ними, получим двухэлементный многодиапазонный направленный излучатель (рис. 18.30). Подобно излучателю, рефлектор должен быть настроен на максимальную эффективность. Но в случае рефлектора со связью по излучению в многодиапазонном режиме возникают следующие трудности.

Выбрав расстояние A в расчете на самую низкую частоту (например, $A = 0,12 \lambda$ для 14 МГц), получим для частоты 28 МГц расстояние, равное относительной величине 0,24 λ , при котором ухудшается соотношение прямого и обратного излучения и несколько падает усиление. Автор DJ4VM нашел оптимальное решение в подпитке рефлектора. Этот прием уже излагался в разделе 15.4.4.

Вариант антенны, показанный на рис. 18.30, пригоден для рамки и с пассивным, и с активным рефлектором – разница лишь в подключении блока согласования и переключения. Оба элемента DJ4VM тождественны по размерам, а открытые фидеры имеют произвольную, но непременно одинаковую длину. Поскольку они действуют как настроенные линии, их волновое сопротивление не оказывает существенного влияния на работу. Обычно применяются самодельные двухпроводные линии с воздушной изоляцией и волновым сопротивлением 240–450 Ом (см. раздел 5.1.2). Годятся и двухпроводные линии промышленного изготовления с волновым сопротивлением 240–300 Ом, хотя им свойственна меньшая стойкость и более высокие потери. Настраиваемый блок крепится на мачте антенны на вполне доступной высоте, а отсюда прокладывается коаксиальный кабель любой длины в помещении с аппаратурой. В таком случае диапазоны переключаются с помощью реле в настроечном блоке. Однако столь же реально протянуть двухпроводные

линии напрямую до помещения и там разместить настроечный блок. При этом надо следить за тем, чтобы длина настроенных двухпроводных линий не была кратна четверти длины волны рабочего диапазона.

Элементы антенны DJ4VM всегда выбираются под наибольшую рабочую длину волны, то есть под 20-метровый диапазон. К ним не применяют отдельные настроечные процедуры, а все подстройки и переключения диапазонов осуществляют в совокупности с настроечным блоком.

Внимательный читатель заметит, что у элемента на рис. 13.16а стороны изолированы, а на рис. 18.30 соединены друг с другом. Различие несущественно, поскольку полярность напряжения там одинакова.

Конструкция, изображенная на рис. 15.11, служит образцом для подражания, так как пруток из стеклоткани является прекрасным материалом для несущей крестовины. Согласно автору DJ4VM, длина стороны многодиапазонного квадрата в расчете на $f_{\min} = 14$ МГц должна составлять $S = 5,00 - 6,40$ м. В качестве средней величины подходит 5,40 м, но при выборе длины стороны квадрата надо учитывать доступность материала для несущей крестовины. Достоинство этой антенны состоит в том, что она применима как в 20-, 15- и 10-метровом диапазоне, так и на 17 и 12 м при наличии средств настройки. В принципе возможна настройка антенны на любую частоту от 14 до 33 МГц. Если смириться с соответствующим падением усиления, она может служить даже в 30-метровом диапазоне в качестве укороченного квадрата с резонансом, поддерживаемым настроечным блоком.

Настроечный блок является сердцем антенной системы и требует некоторых затрат на катушки, конденсаторы и переключатели. На рис. 18.31а показана схема коммутации для работы в случае использования излучателя с пассивным рефлектором. Для каждого рабочего диапазона имеется пара параллельных резонансных контуров с заземлением средней точки обмотки катушки. Их параметры выбираются так, чтобы резонанс в нужном любительском диапазоне поддерживался с помощью переменного конденсатора емкостью 50 пФ. При средней емкости 30 пФ расчетные значения индуктивности катушек контуров приблизительно составляют 4,3, 2,6, 1,9, 1,36 и 1,04 мкГн для 20-, 15-, 12- и 10-метрового диапазонов соответственно. Автор DJ4VM

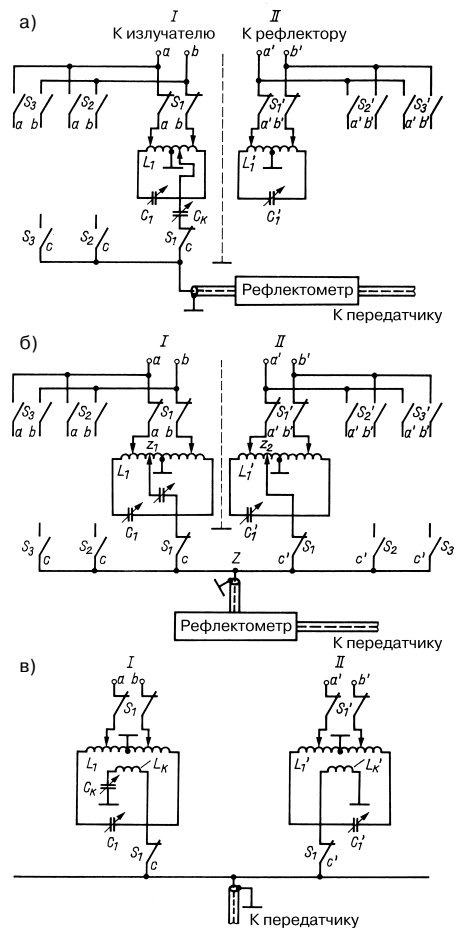


Рис. 18.31. Блок настройки многодиапазонной рамки DJ4VM: а – с пассивным рефлектором; б – со «слышным» питанием; в – с индуктивной связью

приводит следующие ориентировочные данные для изготовления катушек:

- 10 витков диаметром намотки 40 мм для 20 м;
- 8 витков диаметром намотки 35 мм для 15 м;
- 8 витков диаметром намотки 30 мм для 10 м.

Направление намотки обеих катушек одинаково. Двухпроводные линии а–b и а'–b', симметричные относительно земли,

подключены к отводам катушек и соответствующим их импедансу. Еще один отвод рядом с заземленной точкой служит низкоомным несимметричным средством подключения любого коаксиального кабеля, причем конденсатор переменной емкости C_K (50 пФ) позволяет настраиваться на КСВ минимальной величины.

Переключение диапазонов осуществляется посредством соответствующих переключателей в блоке настройки. При размещении блока вместе с аппаратурой применяют ручной переключатель. В противном случае используют электромагнитные реле с дистанционным управлением. Рефлектометр, показанный на рис. 18.31, удаляют после настройки на минимум КСВ.

Для выполнения настройки необходим волномер. Прежде всего при отключенной двухпроводной линии с помощью конденсатора C_1 настраивают контур L_1-C_1 на требуемую резонансную частоту, а затем контур L_1-C_1 – на частоту, на 5% ниже предыдущей. При правильном подключении линий $a-b$ и $a'-b'$ имеет место минимальное рассогласование контуров (контролируется волномером). Далее определяется точка подключения коаксиального кабеля, обеспечивающая наименьший КСВ, и емкостью C_K дополнительно добиваются минимума КСВ по диапазону. Возможно также индуктивная связь кабеля по схеме рис. 18.31в. Конденсатор C_1 служит для тонкой настройки на максимум отношения прямого излучения к обратному.

Для реализации схемы с двумя активными элементами, представленной на рис. 18.31б, требуются незначительные дополнительные затраты, но важно понять ее особенности. В этом случае уже нельзя говорить об «излучателе» или «рефлекторе», поскольку оба элемента функционируют как излучатель с рефлектором или излучатель с директором в зависимости от конфигурации схемы. Обозначим их римскими цифрами I и II. В [12] принцип действия схемы удачно поясняется на примере. От элемента I отходит линия $a-b$, а от элемента II – линия $a'-b'$. При соединениях, показанных на схеме, элемент I действует как рефлектор. Если поменять местами $a-b$ и $a'-b'$, то произойдет сдвиг фаз на 180° . Вот почему требуется наматывать катушки в одном направлении и следить за тем, чтобы двухпроводные линии не скручивались.

Особого внимания заслуживает противофазное возбуждение обоих элементов через

коаксиальный кабель, подключенный внутренним проводником к точке Z. Отсюда один провод ведет через C_K (50 пФ) к отводу на L_1 , а другой – к отводу на L_1 . При надлежащей установке C_K обеспечивается необходимый фазовый сдвиг. Если отказаться от C_K , то следует перенести отвод от L_1 вправо от точки заземления (противофазность). Точно так же надо поступать и при индуктивной связи (рис. 18.31в).

При настройке важны систематичность и терпение. Как уже сказано, сначала все параллельные резонансные контуры настраивают на заданные рабочие резонансные частоты. Точки отводов для $a-b$ и $a'-b'$ выбираются там, где расстройка контуров минимальна (согласование). Относительно точек подключения Z_1 и Z_2 оператор DJ4VM ориентировочно рекомендует искать их через 1,5–3, 1–2 и 0,5–1 витков от точки заземления для диапазонов 20, 15 и 10 м соответственно. C_K выставляется приблизительно на середину. Изменяя поочередно C_1 и C_1' , с помощью показаний рефлектометра добиваются минимальной величины КСВ. Затем стараются углубить минимум КСВ, варьируя C_K . Если этого не удается добиться, то процесс повторяют при другой величине C_K до тех пор, пока КСВ не упадет до величины, не превышающей 1,5.

Для максимизации отношения прямого излучения к обратному при помощи рефлектора подбирают соответствующую величину C_1 . Минимум обратного излучения проявляется очень четко. В случае необходимости приходится слегка подстраивать C_K . После тщательной настройки оператор DJ4VM добился максимального подавления обратного излучения более чем на 50 дБ [13]. Этот параметр зависит от частоты и обычно составляет 20–40 дБ. Полоса частот, где КСВ не превышает 2, занимает примерно 250 кГц в 20-метровом и около 600 Гц в 10-метровом диапазонах. Приведенные данные относятся к варианту исполнения, при котором сторона $S = 5,65$ м и расстояние $A = 2,50$ м. Согласно DJ4VM, ширина диаграммы направленности главного луча в горизонтальной плоскости составляет 50° , 40° и 30° в диапазонах 20, 15 и 10 м соответственно.

Некоторых радиолюбителей отпугнет обилие настроечных устройств (по две катушки, три конденсатора и шесть переключающих контактов на один диапазон) и трудоемкость самой настройки. Но если

учесть замечательную эффективность и универсальность (пять диапазонов дальней связи) многодиапазонного направленного излучателя DJ4VM, то затраты представляются вполне оправданными.

18.7. Многодиапазонные антенны Delta-Loop с простыми рамками

Среди знаменитых дельтообразных антенн (см. раздел 15.4.5) также имеются многодиапазонные варианты, уже прошедшие эксплуатационную проверку. Это вовсе не значит, что дело доведено до законченных конструкций с точно известными свойствами излучения. Доказательные сравнения эффективности, например с двойной рамочной антенной, едва ли доступны радиолюбителям, а отдельные наблюдения и полунтуитивные оценки не годятся для обобщений.

18.7.1. Укороченная двухдиапазонная антенна Delta-Loop

В [4] описан интересный вариант компактного дельтообразного элемента с несколькими резонансами для 20- и 15-метрового диапазонов. На рис. 18.32 показана схема активного дельтообразного элемента, который по форме очень похож на петлевой вибратор. В предельно малом пространстве фигурно протянут проводник длиной 14,55 м, при этом обеспечен волновый резонанс в 15-метровом диапазоне. Благодаря включению параллельного резонансного контура L_S-C_S в пучности тока одновременно возникает вторая резонансная позиция в диапазоне 20 м.

Параллельный резонансный контур L_S-C_S настраивается в резонанс на частоте

15000 кГц перед подключением к проводнику антенны. При этом ориентировочные значения параметров составляют $L_S = 1,82$ мкГн и $C_S = 55$ пФ. После подключения контура в нем возникают уже два резонанса при 14050 и 21100 кГц.

На расстоянии 2,50–3,00 м находится аналогичный по конструкции рефлектор. Размеры его проводника указаны на рис. 18.32 в скобках. Общая длина проводника рефлектора равна 15,20 м, а параллельный резонансный контур L_R-C_R перед подключением к рефлектору настраивается на частоту 14300 кГц ($L_R = 1,82$ мкГн и $C_R \approx 60$ пФ). После присоединения контура к проводнику должен появиться четкий резонанс на частотах 13350 и 20200 кГц.

Общий вид возможной реализации этой антенны представлен на рис. 18.33. В зависимости от имеющихся материалов понадобятся, видимо, дополнительные раскосы и оттяжки. Радиолюбитель, склонный к экспериментированию, найдет здесь повод для усовершенствования конструкции и электрической схемы.

18.7.2. Трехдиапазонная антенна Delta-Loop

Трехдиапазонный вариант с габаритами дельтообразной антенны для 15-метрового диапазона (рис. 18.34) разработал оператор WA0UDJ [14]. Дельтообразный элемент, рассчитанный на 15-метровый диапазон, поддерживает с помощью двух параллельных резонансных контуров L_1C_1 и L_2C_2 три излучательных резонанса и способен служить излучателем в диапазоне 10, 15 и 20 м (рис. 18.34). Для L_1C_1 требуется резонансная частота 28800 кГц, а L_2C_2 настраивается на 15000 кГц. Эти резонансные частоты характеризуют контуры, еще не встроены в антенну. Катюшки контуров наматывают возможно более толстым

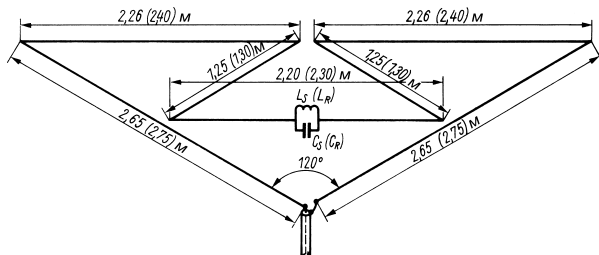


Рис. 18.32. Активный элемент двухдиапазонной дельтообразной антенны

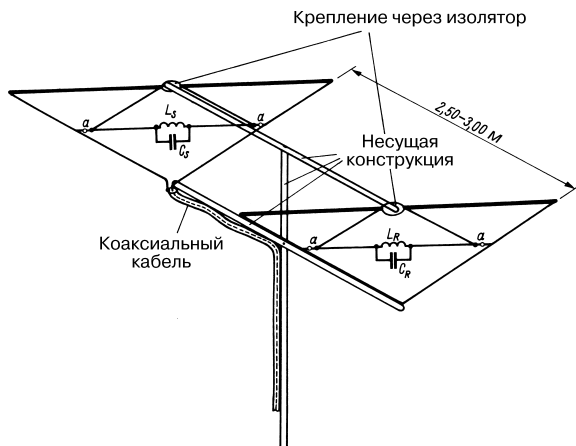


Рис. 18.33. Общий вид двухдиапазонной дельтаобразной антенны: а – мелкие изоляторы

проводом на каркасе диаметром 32 мм. При этом L_1 имеет четыре витка (0,45 мкГн), а L_2 – семь витков (1,0 мкГн). Для поддержки необходимого резонанса требуется, чтобы $C_1 = 60$ пФ и $C_2 = 100$ пФ.

Аналогичные параллельные резонансные контуры имеются и у рефлектора, но их резонансные частоты несколько ниже частот излучателя: резонанс L_1C_1 приходится на 27900 кГц, а L_2C_2 – на 14550 кГц. Из-за этого

катушки рефлектора имеют несколько большие габариты. Расстояние рефлектор–излучатель должно составлять 2,50–3,00 м.

Особого внимания заслуживает тройное гамма-согласование. Фидером антенны служит общий коаксиальный кабель, а каждый из гамма-элементов подключается к внутренней жиле кабеля отдельно – через «свой» конденсатор (рис. 18.34). Оптимальная величина емкости конденсаторов подбирается индивидуально по минимуму КСВ.

Все конденсаторы, включая и те, что входят в резонансные контуры, целесообразнее изготовить из разомкнутых отрезков коаксиального кабеля подходящей длины, размещая их свободные концы внутри наклонных ветвей дельтаобразной рамки, выполненных из трубок легкого сплава.

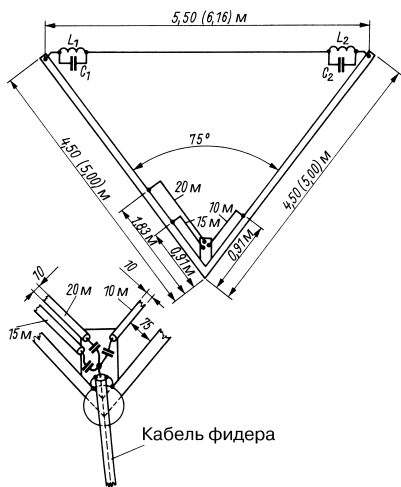


Рис. 18.34. Активный трехдиапазонный дельтаобразный элемент: а – устройство (в скобках приведены размеры для рефлектора); б – гамма-согласование активного элемента

18.7.3. Многодиапазонная антенна Delta-Loop HB9ADQ

Оператор HB9ADQ опубликовал вариант дельтаобразной рамки для работы в любительских диапазонах на частотах 28, 21, 14 и 7 МГц. Ее размеры и распределение тока для отдельных коротковолновых диапазонов представлены на рис. 18.35.

Треугольная рамка периметром 20 м поддерживает волновый резонанс на частоте 14 МГц; линия передачи из параллельных проводов длиной 11 м служит полуволновой линией с пучностью тока на своем конце.

Периметр рамки несколько превышает 2λ на частоте 28 МГц, к тому же электрическая длина настроенной линии составляет

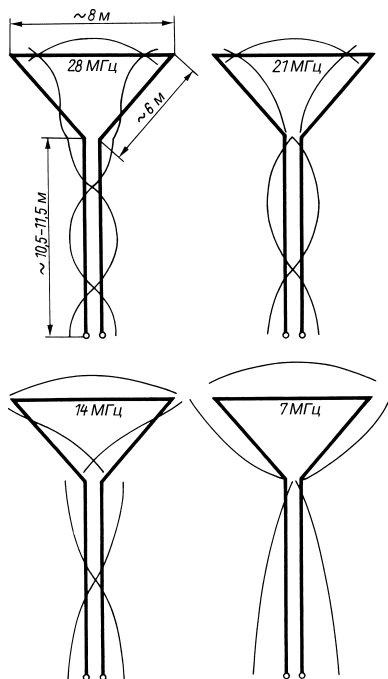


Рис. 18.35. Схема и распределение тока многодиапазонной дельтаобразной антенны HB9ADQ

более 1λ , поэтому суммарная длина линии получается равной $3,25 \lambda$; следовательно, и в данном случае на конце линии появляется пучность тока.

В режиме 15-метрового диапазона периметр петли близок к $1,5 \lambda$, и на ее конце образуется узел тока. Настроенная линия длиной около $0,75 \lambda$ действует как четвертьволновый трансформатор, вследствие чего на входе антенны оказывается пучность тока.

Для работы на частоте 7 МГц найдено компромиссное решение, поскольку периметр рамки в этом случае составляет только $0,5 \lambda$. Двухпроводная линия выступает в качестве четвертьволнового преобразователя импеданса, на конце которого находится пучность тока.

Благодаря настроенной двухпроводной линии с волновым сопротивлением 600 Ом во всех четырех любительских диапазонах пучность тока приходится на конец линии. Входное сопротивление составляет там от 100 до 180 Ом в трех высокочастотных

диапазонах, тогда как на 7 МГц оно близко к 60 Ом.

Для питания системы по 50-омному коаксиальному кабелю произвольной длины автор HB9ADQ применил симметрирующий трансформатор 4:1. На рис. 18.36 показана его практическая реализация. Каркас катушки образован двумя трубками из ПВХ диаметром 60 мм и длиной по 300 мм. На каждой уложено по 7,5 м сдвоенного многожильного провода в синтетической изоляции сечением $2 \times 0,75 \text{ мм}^2$ с расстоянием между проводами 3,2 мм. Такая линия имеет волновое сопротивление около 100 Ом. Поскольку в пробном варианте антенны HB9ADQ была обнаружена реактивная составляющая, заметная главным образом на 28 МГц, для ее компенсации на конце линии была включена емкость величиной 20 пФ в виде разомкнутого отрезка кабеля (рис. 18.36). По утверждению автора антенны, величина КСВ в коаксиальном кабеле не должна превышать 2, но при работе в диапазоне 7 МГц приходится мириться с его увеличением до 3. Аналогичного результата следует ожидать и при использовании симметрирующего трансформатора на кольцевом сердечнике.

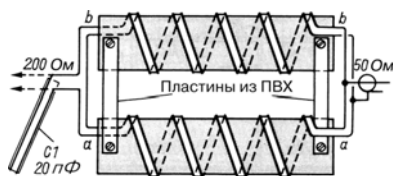


Рис. 18.36. Эскиз симметрирующего трансформатора 4:1

Применение 75-омного коаксиального кабеля позволяет вообще отказаться от трансформации, поскольку на частоте 7 МГц наблюдается почти идеальная согласованность, а в остальных диапазонах КСВ в худшем случае составит около 2,4. В таком режиме необходим симметрирующий трансформатор 1:1 и может оказаться достаточным кабельный дроссель.

Размеры треугольной рамки в небольших пределах могут быть изменены, так как суммарная длина треугольника и настроенного фидера составляет $41,0\text{--}42,5 \text{ м}$. Ее выбор определяется строительной высотой антенны и влиянием на нее окружающих предметов. При необходимости положение резонансов корректируется на конце настроенной

двухпроводной линии, которая выполняется из обычного плоского УКВ кабеля с учетом коэффициента укорочения.

18.8. Вложенные многодиапазонные директорные антенны

Такие элементы рассчитываются для нескольких диапазонов и размещаются на общем носителе антенны, один внутри другого, поэтому их называют вложенными. Расстояния между элементами выбираются так, чтобы минимизировать их взаимное влияние.

18.8.1. Двухдиапазонная директорная антенна КН60R на 20 и 15 м

Двухдиапазонная остронаправленная антенна, созданная оператором КН60R, представляет собой комбинацию активного «настоящего» многодиапазонного элемента с вложенными пассивными элементами. Схема такой антенны показана на рис. 18.37а, а некоторые подробности ее устройства иллюстрирует рис. 18.37б.

Активный элемент содержит два запирающих контура такого же типа, как в антенне W3DZZ. Контуры настроены в резонанс

на частоте 20,5 МГц. При этом емкости конденсаторов составляют по 25 пФ. Обе катушки по 2,4 мкГн имеют по шесть витков алюминиевого провода диаметром 3,0–3,5 мм. Витки диаметром намотки 75 мм равномерно уложены на длине 50 мм. Здесь применена новинка: два гамма-согласующих звена включены параллельно с целью обеспечить хорошее согласование с коаксиальным кабелем в обоих диапазонах. Параметры этих согласующих звеньев приведены в качестве ориентировочных значений. Они корректируются при окончательной настройке по минимуму КСВ в коаксиальном кабеле. Активный элемент с представленными на рисунке параметрами поддерживает резонанс антенны на частотах 14,3 и 21,3 МГц.

Полномерные пассивные элементы размещены на несущей мачте так, чтобы минимизировать взаимное влияние. В варианте, предназначенном для диапазонов 20 и 15 м, рефлектор отстоит от излучателя на $0,12 \lambda$ и $0,13 \lambda$, а директор – на $0,17 \lambda$ и $0,19 \lambda$ соответственно. Общая длина несущей траверсы достигает 6,10 м. Разумеется, вместо активного элемента можно включить любой другой многодиапазонный, но применение чрезмерно укороченных бессмысленно. Если уж используются полномерные пассивные элементы, не стоит портить их хорошее качество пониженной эффективностью

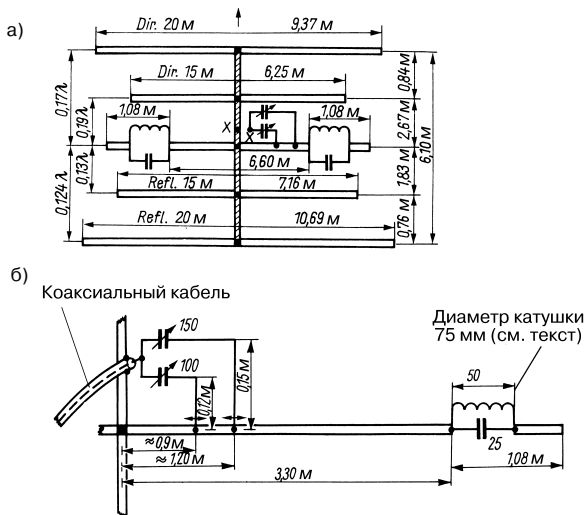


Рис. 18.37. Двухдиапазонная остронаправленная антенна КН60R на 20 и 15 м: а – общая схема; б – детализовка активного элемента

укороченного излучателя. Активный трехдиапазонный элемент направленной антенны DL1FK (рис. 18.18) способен служить полноценной заменой активному двухдиапазонному элементу КН6ОР. При этом появится возможность установить пассивные элементы 10-метрового диапазона на несущей конструкции антенны и перевести ее в трехдиапазонный режим эксплуатации.

18.8.2. Двухдиапазонная директорная антенна с вложенными элементами W8FYR на 20 и 15 м

На схеме этой антенны (рис. 18.38) отсутствуют какие-либо особенности. Это две обычные трехэлементные директорные антенны с раздельным питанием и гамма-согласованием, размещенные на общей несущей конструкции.



Рис. 18.38. Двухдиапазонная остронаправленная антенна с вложенными элементами на 15 и 20 м

Такая конструкция понравится тем, кто хотел бы избежать сложности создания многодиапазонных направленных антенн и располагает местом для их установки и достаточными средствами.

По сравнению с КН6ОР элементы этой антенны несколько удлинены, так что ее резонансные частоты смещены к низкочастотным границам диапазонов – к участкам, предназначенным для телеграфии. Параметры гамма-звеньев согласования соответствуют данным из раздела 6.3. Антенне нужны два отдельных коаксиальных фидера. Можно обойтись и одним, предусмотрев переключенные излучателя с помощью коаксиального реле, размещенного на каркасе антенны.

Антенна, аналогичная представленной на рис. 18.38, но с вложенными элементами для диапазонов 15 и 10 м, показана на рис. 18.39. К ней применимы те же данные, что и к антенне для диапазонов 20 и 15 м.



Рис. 18.39. Двухдиапазонная остронаправленная антенна с вложенными элементами на 10 и 15 м

18.8.3. Двухдиапазонная директорная антенна с вложенными элементами W4KFC на 15 и 10 м

У двухдиапазонной остронаправленной антенны W4KFC (рис. 18.40) есть маленькая особенность: один из пассивных элементов отсутствует, а средний вторичный элемент служит одновременно рефлектором для 10-метрового и директором для 15-метрового диапазонов. Однако для диапазона 10 м он длинноват. Кроме того, двойное применение потребовало иначе распределить элементы антенны, и длина траверсы теперь составляет 6,05 м. Но у компактного варианта на рис. 18.39 ее длина равна лишь 4,60 м при той же эффективности. Поэтому экономия одного элемента не дает решающих преимуществ варианту W4KFC.

18.8.4. Конструкция остронаправленной антенны VK2ABQ

Работа этой антенны станет понятнее, если исходить из комбинации полуволнового вибратора с пассивным элементом (рис. 18.41а). Она является простейшей однонаправленной двухэлементной антенной с усилением до 4 dBd. Такое усиление имеет место при входном сопротивлении 50–60 Ом, когда пассивный элемент служит рефлектором и отстоит от вибратора на $0,25\lambda$. Ради удобства последующих сопоставлений примем, что длина элемента равна 10 м ($\lambda/2$) и расстояние между ним и рефлектором составляет 5 м ($\lambda/4$); это служит предпосылкой резонанса в 20-метровом диапазоне. Такая антенна описывает окружность радиусом более 7 м, покрывая площадь около 50 м^2 .

Обычно антенна излучает радиоволны из пучности тока, максимумы которого



Рис. 18.40. Двухдиапазонная остронаправленная антенна W4KFC с вложенными элементами на 10 и 15 м

приходится на середину вибратора. Поэтому излом внешних концов вибратора не оказывает существенного влияния на излучение системы. Антенна, реализующая этот принцип, изображена на рис. 18.41б, где концы обоих элементов длиной по $\lambda/8$ отогнуты под прямым углом навстречу друг другу и стыкуются через изолятор. При этом эффективное расстояние между элементами оказывается несколько меньшим $\lambda/4$. Так образуется двухэлементный направленный излучатель, имеющий преимущества перед «развернутым» вариантом (рис. 18.41а): в диапазоне 20 м антенна VK2ABQ при вращении описывает окружность радиусом всего лишь 3,60 м и ей нужна только половина площади (25 м^2).

Разумеется, приходится смириться с меньшим усилением относительно нормального варианта (рис. 18.41а), да и описание принципа действия антенны нуждается в уточнении. На самом деле электрические параметры антенны VK2ABQ таковы, что рефлектор уже не является чисто пассивным элементом. Благодаря тесному взаимодействию концов элементов в узле напряжения, где они отделены друг от друга только изолятором, рефлектор оказывается связанным с излучателем по напряжению, но с разностью фаз в 90° . Поэтому диаграмма направленности должна принять форму кардиоиды. Принцип действия антенны VK2ABQ все еще не имеет экспериментального обоснования.

Каркасом этой направленной антенны служит крестовина с перекладинами (спицами) из дерева, бамбука или полиэфирной смолы, армированной стекловолокном.

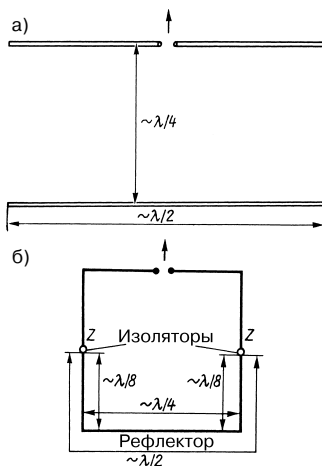


Рис. 18.41. Формирование элемента VK2ABQ: а – двухэлементный направленный излучатель с рефлектором, отстоящим на $0,25 \lambda$; б – элемент антенны VK2ABQ

Сами элементы выполняются из провода произвольного сечения, проложенного по крестовине. В ее центре имеется деревянная или текстолитовая пластина для крепления спиц. При создании антенны следует избегать близкого расположения взаимосвязанных масс металла и ее каркаса. Металлические крепежные детали не должны контактировать друг с другом и мачтой антенны. Для увеличения жесткости крестовины концы спиц обвязываются синтетическим нерастягивающимся шнуром, который одновременно служит для прокладки провода элементов, упрощая подгонку их длины и обеспечивая хорошую изоляцию.

По внешнему виду и величине периметра антенна VK2ABQ напоминает лежащий квадратный элемент – рамку, но радикально отличается от нее принципом действия. VK2ABQ представляет собой однонаправленный двухэлементный излучатель с усилением до 4 dBd (по оценкам автора антенны), тогда как рамка при том же расходе материалов и занимаемой площади служит двунаправленной волновой петлей с усилением около 1 dBd, работающей в вертикальном положении.

Для работы антенны VK2ABQ крайне важны изоляторы Z на концах элементов, сближенных на минимальное расстояние в пучности напряжения при емкостной нагрузке. Ясно, что в этих условиях

неприменимы известные формулы для вычисления значений параметров полуволнового вибратора, но они годятся для получения ориентировочной оценки этих параметров с последующей корректировкой длины элементов. На эффективность изоляторов отрицательно влияют обледенение и иней.

«Вложение» элементов легко превращает однодиапазонную антенну в многодиапазонную (рис. 18.42), в рассматриваемом примере – в антенну для диапазонов с частотами 14, 21 и 28 МГц. Здесь любопытен способ питания элементов трех диапазонов через единственный коаксиальный кабель без подключения симметрирующего устройства в точках ХХ. Для связи элементов оператор VK2ABQ выбрал 75-омную двухпроводную линию, но можно воспользоваться и 300-омным плоским кабелем. Скрутка такой линии недопустима. Настройка трехдиапазонного режима требует большого терпения и заключается преимущественно в том, чтобы настроить активные элементы на полуволновый резонанс путем подбора длины элементов и точек для отводов питания на двухпроводной линии связи (только на 21 и 28 МГц). При настройке антенны вблизи земной поверхности (на высоте до 2 м) резонанс устанавливается у нижней частотной границы диапазона. Тогда после монтажа антенны на рабочей высоте резонансы окажутся приблизительно в центре частотных полос диапазонов. Необходимая длина элементов лежит в пределах 9,30–10,40, 6,70–7,20 и 4,95–5,20 м для резонанса вблизи частот 14, 21 и 28 МГц соответственно. При этом расстояние от центра крестовины до крепления провода к спице составляет 3,60, 2,55 и 1,80 м для той же последовательности диапазонов (рис. 18.42).

На рис. 18.43а представлен миниатюрный вариант трехдиапазонной антенны с радиусом описываемой окружности (длиной спицы крестовины) 2,50 м. Длина провода, недостающая для полуволнового резонанса, входит в длину линии из двух параллельных проводов с расстоянием между ними не менее 50 мм. К клеммам питания ХХ напрямую подключается 50-омный коаксиальный кабель, если величина КСВ не выходит за допустимые пределы. Более рациональный способ подключения коаксиального фидера показан на рис. 18.43б; смещение отводов позволяет добиваться лучшего согласования с коаксиальными

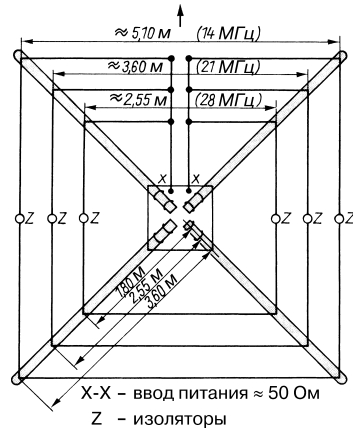


Рис. 18.42. Трехдиапазонная остронаправленная антенна VK2ABQ

кабелями разного волнового сопротивления. Расстояние от центра крестовины до крепления провода к спице составляет 2,50, 1,67 и 1,25 м для диапазонов с частотами 14, 21 и 28 МГц. По оценке автора VK2ABQ, усиление мини-версии антенны достигает 3 dBd при подавлении обратного излучения на 12–15 дБ. Элементы для частот 21 и 28 МГц подстраиваются путем смещения отводов от параллельных проводов линии питания.

Оператор G3LZR сконструировал вариант антенны (рис. 18.44), несколько отличающийся от изображенного на рис. 18.42.

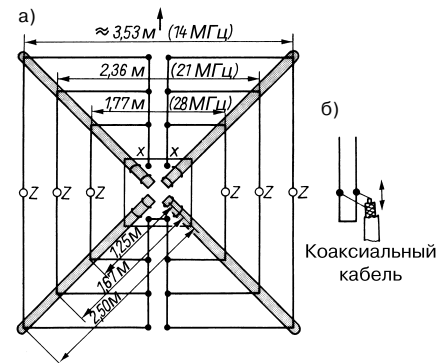


Рис. 18.43. Миниатюрный вариант трехдиапазонной остронаправленной антенны VK2ABQ: а – вид сверху; б – улучшенный способ согласования коаксиального кабеля

В нем нет линии из параллельных проводов, клеммы питания всех элементов непосредственно соединены друг с другом, а середины рефлекторов сведены вместе, но не имеют гальванической связи благодаря мелким изоляторам между ними. G3LZR предупреждает, что концы элементов с изоляторами Z не должны отстоять друг от друга более чем на 6 мм. В данной версии возросла не только длина спиц крестовины (рис. 18.44), но и периметр каждой из систем. Они составляют 21,03, 14,17 и 10,62 м для 14, 21 и 28 МГц соответственно. При таких параметрах облегчается настройка. В случае необходимости средние части рефлекторов разводятся и к ним подключаются настроечные шлейфы. В качестве фидера к клеммам XX присоединяется 75-омный коаксиальный кабель произвольной длины без симметрирующего устройства.

Варианты антенны VK2ABQ описываются в [16–18].

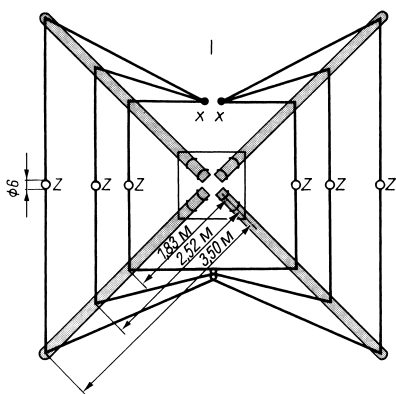


Рис. 18.44. Вариант антенны VK2ABQ, предложенный оператором G3LZR

18.9. Вложенные трехдиапазонные двойные рамочные антенны

Рамочный принцип построения излучателей Cubical Quad (см. раздел 15.1) особенно удобен для создания вложенных конструкций многодиапазонных антенн, так как элементы высокочастотных диапазонов органично вписываются в рамочные конфигурации. Впрочем, сторона квадрата для диапазона 20 м имеет длину 5 м, и не каждый любитель справится с элементом

подобных габаритов. Тем не менее существуют экземпляры трехдиапазонных рамочных антенн, способные противостоять сильным бурям, несмотря на легкость своей конструкции. Такая антенна с бамбуковым каркасом весит около 20 кг. Имеется возможность снизить ее массу и ветровое сопротивление, изготовив детали каркаса из полиэфирной смолы, армированной стекловолокном (из удилещ).

Описываемые далее трехдиапазонные рамочные антенны легко превратить в двухдиапазонные на 10 и 15 м ценой отказа от работы в 20-метровом диапазоне.

18.9.1. Трехдиапазонная рамочная антенна W4NNQ

При построении рамочной антенны главная трудность заключается в конструировании легкого каркаса, который не поддавался бы скручиванию. Оператор W4NNQ первым предложил многоручевую конструкцию центральной части каркаса, весьма удачную по своим механическим и электрическим свойствам.

Эскиз трехдиапазонной рамочной антенны представлен на рис. 18.45. В центре конструкции имеется отрезок трубы с восемью опорами для бамбуковых раскосов (шестов), приваренными углами к ее оси. Каждая опора выполнена из стального уголка размерами $500 \times 40 \times 40 \times 5$ мм. Длина отрезка трубы составляет 400–600 мм, а ее внутренний диаметр равен внешнему диаметру предполагаемой несущей мачты. Трудно дать общую рекомендацию относительно значений углов, под которыми следует приваривать опоры к отрезку трубы, поскольку угол установки зависит от расстояния рефлектор-излучатель. Исходя из требований механической прочности, раскосы надо закреплять не в одной и той же горизонтальной плоскости, а в двух, разнесенных на определенное расстояние по вертикали (каждая плоскость должна содержать по четыре раскоса).

Устройство центрального сварного узла, предложенного W4NNQ, показано на рис. 18.46а. Конец уголка обработан так, чтобы он плотно прилегал к отрезку трубы и надежно сваривался с ней под углом 55° . Пары раскосов фиксируются в уголковых опорах вокруг трубы, попарно образуя углы 110° и 70° (рис. 18.46б). Необходима хорошая точность изготовления центрального

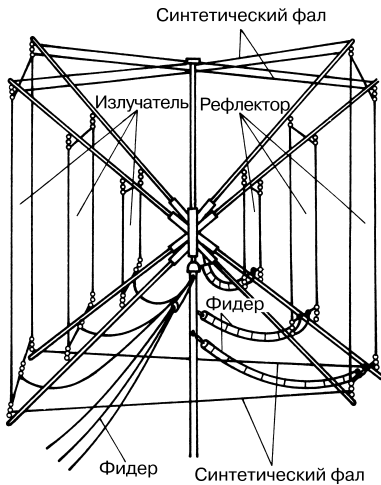


Рис. 18.45. Трехдиапазонная двойная рамочная антенна

узла. Он является самой ответственной и вместе с тем наиболее трудной для выполнения частью трехдиапазонной рамочной антенны.

На каждой из уголкового опор крепится бамбуковый раскос (шест) длиной не менее 4 м, причем в средней части его толщина должна составлять не менее 30 мм. Рекомендуется придать шероховатость поверхности раскоса, обработав ее грубой наждачной бумагой, а затем покрыть его глифталевым лаком. Без этого бамбук быстро придет в негодность. Для предотвращения растрескивания бамбука в каждой его секции сверлится вентиляционное отверстие диаметром 3 мм. С этой же целью на секцию туго наматывают несколько витков мягкого медного провода и спаивают их между собой.

Бамбуковые трубки фиксируют на уголках парами мощных хомутов либо обвязочной проволокой. В последнем случае на кромках уголка делают прорезы, чтобы проволока не сползала. Одновременно рекомендуется обернуть концы раскосов синтетической пленкой для защиты поверхности бамбука от повреждения обвязочной проволокой. Поскольку бамбук – неплохой изолятор и протяженность изолирующей поверхности весьма велика, проводник антенны без всякого риска крепится прямо к бамбуковым шестам. Проводники излучателя и рефлектора 20-метрового диапазона,

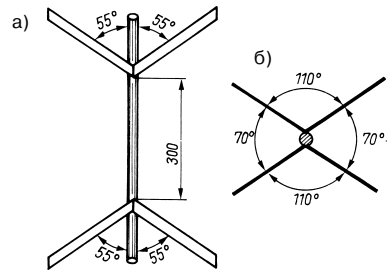


Рис. 18.46. Центральный узел трехдиапазонной двойной рамочной антенны: а – вид сбоку; б – вид сверху

проложенные на максимальном удалении от мачты, образуют на конце каждого шеста петлю, зафиксированную обвязочной проволокой, что улучшает стабильность конструкции. Проводники элементов 15- и 10-метрового диапазонов достаточно закрепить обвязочной проволокой (возможно использование легких изоляторов). Аналогичная «рамка-паук» и подробные рекомендации по ее изготовлению описаны в [19–20].

Элементы антенны

В качестве проводника пригодны медные провод или канатик любого сечения, но предпочтительна бронзовая проволока диаметром 1,5–2,0 мм. На излучатель и рефлектор 20-метрового диапазона уйдет около 25 м такого провода. Отмечают середину провода и в обе стороны от нее откладывают по 2,60 м. Полученный таким способом размер 5,20 м равен длине верхней горизонтальной стороны 20-метровой рамки. Теперь остается закрепить проводник на концах бамбуковых шестов. Затем подключают вертикальные отрезки длиной по 5,20 м и монтируют проводник нижней горизонтальной стороны с входом антенны. В разрыве средней части этого проводника крепят изолятор, оставляя «хвосты» проводника необрезанными. Затем в той же последовательности прокладывают проводники рамок 15- и 10-метрового диапазонов. Естественно располагать проводники рамок на бамбуковых раскосах так, чтобы между парой раскосов сразу получались стороны рамок заданной длины. Точки крепления проводников вычисляются по тригонометрическим формулам, но их можно также найти опытным путем. Длина сторон рефлектора и активного элемента

одинаковы. Для поддержания эффекта отражения к нижней части рефлектора подключается замкнутый шлейф в виде двухпроводной линии. Он обеспечивает электрическое удлинение элемента и смещает резонансную частоту вниз. Длина шлейфов рефлекторов составляет 2,00, 1,50 и 1,00 м для диапазонов 20, 15 и 10 м соответственно.

Окончательное положение шлейфов входят при настройке. Расстояние до рефлектора влияет на входное сопротивление и усиление системы. Естественно и целесообразно выбрать расстояние излучатель-рефлектор таким, чтобы входное сопротивление системы соответствовало волновому сопротивлению предполагаемого фидера. В табл. 18.4 представлены результаты приблизительных оценок ожидаемого входного сопротивления в зависимости от этого расстояния, выраженного в долях длины волны, а также соответствующие геометрические расстояния между излучателем и рефлектором для высокочастотных любительских диапазонов.

Разумеется, эти расстояния надо знать еще до изготовления центрального сварного узла: они определяют углы, под которыми уголкового опоры раскосов привариваются к отрезку трубы. При сборке система подкрепляется растяжками из синтетического шнура для придания ей большей жесткости. Здесь лучше всего применить шнур из стекловолокна в ПВХ оболочке, который

гарантирует высокую прочность на разрыв, хорошую изоляцию и, что особенно важно, почти не растягивается.

Питание

Входное сопротивление системы близко к 70 Ом, и поэтому напращивается прямое питание по коаксиальному кабелю любой длины. Как показывает практика, в коротковолновых диапазонах симметрирование коаксиального кабеля необязательно, и почти все двойные рамочные антенны, построенные для этих диапазонов, работают при непосредственном подключении коаксиального фидера.

Согласно традиционному способу питания трехдиапазонных рамочных антенн, на каждый диапазон выделяется отдельный фидер. Но при значительной протяженности линий питания резко возрастает потребность в кабеле. Если каждую систему настроить на оптимум согласования, то входы питания элементов трехдиапазонной рамочной антенны можно подключить параллельно к общему фидеру (рис. 18.47). Целесообразно присоединить его к входу 15-метрового излучателя и уже от него провести двухпроводные линии-связки к клеммам питания 20- и 10-метрового элементов. Однако эти линии нагрузят излучатели, и их резонансная частота окажется ниже расчетной. Поэтому длина излучателей должна быть уменьшена на длину линий-связок. Тот же результат даст электрическое укорочение,

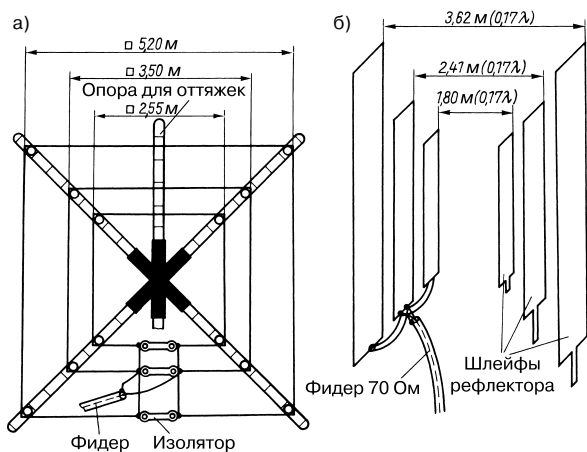


Рис. 18.47. Устройство и питание элемента: а – фронтальный вид активного элемента; б – активные элементы и рефлекторы, вид сбоку

если в цепи излучателей включить конденсаторы. Случается, что питание трех элементов излучателей через общий коаксиальный кабель ограничивает эффективность работы в 15-метровом диапазоне. В таких случаях рекомендуется переходить на безотказное питание через отдельные фидеры.

Настройка

Сначала активные элементы выводят из резонансные частоты. Для этого фидер со встроенным рефлектометром подключают к настраиваемому элементу. Излучатель возбуждают от штатного передатчика, измерительного генератора или волномера, изменяя частоту в широких пределах и следя за рефлектометром. Резонансной частотой активного элемента будет та, при которой КСВ линии станет минимальным. Если она не совпадает с расчетной, надо соответственно изменить длину элемента (см. рис. 15.4).

Затем настраивают рефлекторы на максимальное подавление обратного излучения с помощью простого измерителя напряженности поля (вспомогательная антенна, германиевый диод и индикатор), размещенного приблизительно в 50 м от настраиваемой антенны на ее высоте. Антенну разворачивают рамкой рефлектора к этому измерителю. При включенном излучателе находят такое положение замыкающих перемычек шлейфа рефлектора, когда показания измерителя минимальны. Эта установка является весьма острой из-за малой ширины минимума. Настройка рефлектора слегка влияет на резонанс излучателя, поэтому в заключение рекомендуется проконтролировать уход резонанса с помощью рефлектометра.

18.9.2. Трехдиапазонная рамочная антенна CQ-PA

В голландском любительском журнале CQ-PA оператор PA0XE описал трехдиапазонную рамочную антенну, очень простую по конструкции и привлекательную для радиолюбителей своей рациональностью. В этой антенне нет никаких шлейфов и прочих средств согласования, и во всех диапазонах сохраняется оптимальное расстояние до рефлектора. При строгом соблюдении размеров опускается необходимость в настройке.

В качестве центрального перекрестия PA0XE применил не сварной стальной узел, а удачную жесткую конструкцию из

квадратных пластин клееной фанеры толщиной 20 мм (рис. 18.48). У пластин со стороны 300 мм выпиливается прорезь длиной 150 мм и шириной 20 мм. Кромки прорезей выполнены под таким углом к поверхности пластины, что после сочленения пластин по прорезям они фиксируются под углом 105° и 75° одна к другой (рис. 18.48б). Из той же фанеры вырезана опорная пластина 242×184 мм. При установке фанерной крестовины на правильно выполненной опорной пластине сразу получаются необходимые углы раскрытия 105° и 75° .

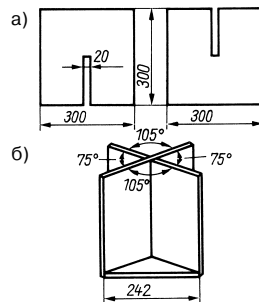


Рис. 18.48. Центральный узел рамочной антенны CQ-PA: а – пластины; б – узел в сборе

Этот главный механический узел антенны тщательно проклеивают и свинчивают (головки шурупов утоплены в опорной пластине). Крестовину несколько раз покрывают льняной олифой или хорошим лодочным лаком. Еще более стабильными и стойкими были бы пластины из слоистого пластика на тканевой основе (стеклотекстолит).

Затем готовится крепление опорной пластины к несущей мачте. Стальной диск толщиной 3–5 мм и диаметром 180 мм кладется на нижнюю сторону пластины (рис. 18.49), и в сложенных вместе диске и пластине сверлятся шесть отверстий диаметром 5 мм, расположенных по окружности через 60° так, чтобы при последующей сборке головок болтов было достаточно места между перекрещенными пластинами. Вместо диска из стального листа можно воспользоваться стальной пластиной тех же размеров, что и фанерная опорная пластина.

В качестве мачты PA0XE рекомендует полуторoidalную стальную водопроводную трубу. Сначала берут трубу длиной 3 м. На одном конце нарезают резьбу для последующего наращивания мачты через

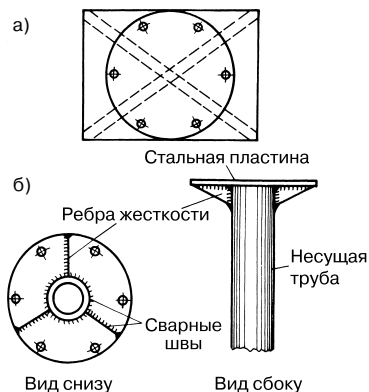


Рис. 18.49. Крепление перекрестия на мачте:

- а – опорная пластина;
б – металлический фланец после сварки

резьбовую муфту, а на торец другого накладывают стальную диск с отверстиями, центрируют его и приваривают строго перпендикулярно к трубе. Рекомендуется укрепить сочленение диска с мачтой, приварив три треугольных ребра жесткости (рис. 18.49б).

Несущими кронштейнами служат восемь бамбуковых спиц длиной по 4,5 м. Они крепятся к крестовине с помощью 16 скоб, а их размеры определяются сечением бамбука. Следует применять оцинкованные или кадмированные скобы, гайки, шайбы и другие металлические крепежные детали. В крайнем случае можно покрыть их антикоррозионным лаком.

Способ крепления кронштейнов к крестовине иллюстрирует рис. 18.50. Чтобы не загромождать изображение, показаны только четыре спицы, остальные монтируются на сторонах противоположного угла. Наклон спиц относительно вертикали должен быть равен строго $52,5^\circ$. Этот угол легко найти, если снять шаблон с раскрыва крестовины 105° и сложить его пополам ($105 / 2 = 52,5$). С помощью такого шаблона намечают отверстия под крепежные скобы. Внутреннюю скобу лучше располагать не слишком близко к оси крестовины, чтобы оставить свободный доступ к гайкам с противоположной стороны. Коренной конец бамбукового шеста оборачивают изоляционной лентой или другим подходящим материалом для защиты от повреждения при затягивании крепящих скоб с помощью гаек. В начале раздела уже говорилось о защитной обработке самих бамбуковых спиц.

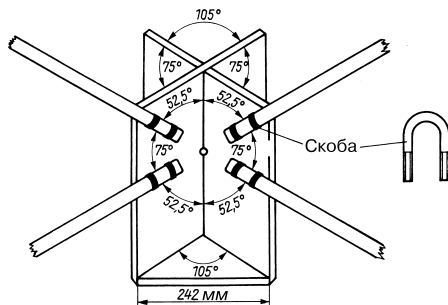


Рис. 18.50. Крепление кронштейнов

Теперь приступают к сборке элементов антенны. В качестве проводников годятся любые медные провода или канатик, отвечающие механическим требованиям. Общая длина проводников составляет около 100 м.

РАОХЕ применял многожильный легко обрабатываемый провод в пластиковой изоляции. Резонансные (сами по себе) излучатель и рефлектор не нуждаются в шлейфах или иных средствах настройки. Но это делает необходимым применение отдельных фидеров для каждого элемента излучателя, и потому от антенны до помещения с аппаратурой прокладываются три коаксиальных кабеля. Здесь подходят любые типы кабелей с волновым сопротивлением 50–75 Ом.

Рефлекторами служат замкнутые четырехугольники из проводника (рис. 18.51б); у четырехугольников-излучателей на нижней горизонтальной стороне имеется разрыв для подключения кабеля питания (рис. 18.51а). Чтобы изготовить элементы, нужны следующие отрезки проводника:

- 20-метровый диапазон:

- для излучателя – проводник длиной 21,06 м (из них 2х50 мм на крепление разделительного изолятора), что дает длину проводника излучателя 20,96 м и соответствует стороне рамки длиной 5,24 м;

- 15-метровый диапазон:

- для излучателя – проводник длиной 14,34 м (из них 2х50 мм на крепление разделительного изолятора), что дает длину проводника излучателя 14,24 м и соответствует стороне рамки длиной 3,56 м;
- длина проводника рефлектора 15,13 м (из них 50 мм на привинчивание и пайку

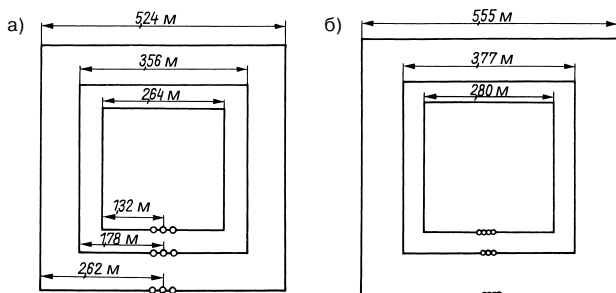


Рис. 18.51. Элементы рамочной антенны: а – активные элементы; б – рефлекторы

концов проводника), что дает длину проводника рефлектора 15,08 м и соответствует стороне рамки длиной 3,77 м;

• 10-метровый диапазон:

- для излучателя – проводник длиной 10,66 м (из них 2×50 мм на крепление разделительного изолятора), что дает длину проводника излучателя 10,56 м и соответствует стороне рамки длиной 2,64 м;
- длина проводника рефлектора 11,25 м (из них 50 мм на привинчивание и пайку концов проводника), что дает длину проводника рефлектора 11,20 м и соответствует стороне рамки длиной 2,80 м.

Готовые отрезки проводника растягивают и отмечают на них точки крепления к кронштейнам, нанося метки быстросохнущим лаком или накладывая цветные марки из прочного синтетического шнура. Свободные концы марок служат затем для привязывания проводника к кронштейнам. Рис. 18.51, где показаны порядки установки элементов и длина сторон, поможет правильно разметить отрезки проводника.

Сборку системы целесообразно вести в такой последовательности:

1. Смонтировать на крестовине четыре направленных вверх кронштейна.
2. Закрепить на них горизонтальные стороны излучателей и рефлекторов так, чтобы проводники повисли между кронштейнами, образующими угол 75°. Рекомендуется усилить верхние кронштейны растяжками из синтетического шнура, пока доступ к ним свободен.
3. Опорную пластину крестовины привинтить к трехметровой секции мачты и установить вертикально для продолжения

монтажа. РАОХЕ советует воспользоваться большим ящиком, сделать отверстия под трубу мачты в крышке и днище, вставить в них секцию и оставить ее в таком положении до окончания сборки антенны.

4. Привинтить к крестовине четыре направленных вниз кронштейна и закрепить вертикальные отрезки элементов на нижних кронштейнах.
5. У рефлекторов спаять концы проводников так, чтобы из них получилась нижняя горизонтальная сторона рамки. Между концами излучателей закрепить небольшой изолятор. Такие изоляторы посредине нижней стороны рамки образуют ввод питания.
6. Усилить растяжками из синтетического шнура нижние кронштейны. Тем самым всей системе будет придана должная стабильность и более правильная кубическая форма. Подключить коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 5075 Ом к вводу питания и проложить его к крестовине.

После этого антенна CQ-PA готова к работе, остается лишь водрузить ее на крышу или мачту.

18.9.3. Вантовая трехдиапазонная рамочная антенна

При всех электрических достоинствах рамочных антенн типа Cubical Quad жесткость их несущего каркаса обычно не рассчитана на разрушительное действие непогоды, и довольно часто «рамка-паук» оказывается жертвой первой же сильной бури. Да и срок службы популярных шестов из бамбука относительно невелик. В зависимости от местных условий их приходится обновлять

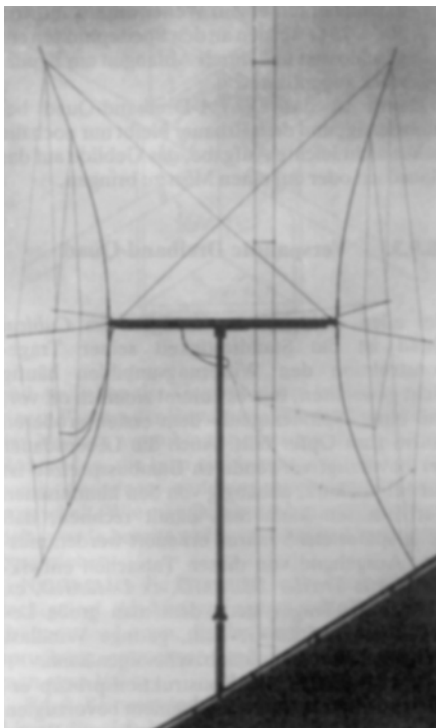


Рис. 18.52. Вантовая трехдиапазонная рамочная антенна DM2ARD (фото Ф. Тракслера)

не реже одного раза в пять лет. Исходя из этих фактов, Ф. Тракслер (F. Traxler, DL1RMD, бывший DM2AMD, а еще раньше Y2IRD) разработал несущую систему, отличающуюся долговечностью, легкостью, малым ветровым сопротивлением и внутренней стабильностью.

Рис. 18.52 иллюстрирует ее принципиальное устройство: отказ от применения спиц для подвески рамок; размещение на одной короткой траверсе изогнутых крестообразных

вантовых носителей элементов. Необходимая эластичность такой конструкции обеспечивается только стекловолоконным фалом диаметром 14 мм. Для двухдиапазонного варианта достаточен диаметр 12 мм.

Кривизна несущей конструкции дает следующие преимущества:

- обеспечивается правильное расстояние излучатель–рефлектор для каждого диапазона;
- подобно луку, натягивающему тетиву, эластичный стекловолоконный фал натягивает антенный элемент и усиливает стабильность несущей конструкции;
- благодаря применению стекловолоконных прутков элементы антенны крепятся непосредственно к ним без изоляторов; отсутствие острых кромок снижает опасность обрыва проводников.

Несущее устройство

Мачта-опора составлена из двух стальных труб (одна – длиной 5 м, диаметром 3 дюйма, вторая – длиной 6 м, диаметром 2,5 дюйма). На свободный конец второй посажен швеллер длиной 600 мм, в который вкладывается несущая траверса. Ради снижения веса конструкции рекомендуется выполнить ее из двухдюймовой трубы легкого сплава, но годится и стальная труба подходящих размеров.

Втулки с фланцем на тугой посадке вставляются в торцы трубы траверсы (рис. 18.53). Наружный диаметр втулок равен внутреннему диаметру траверсы. Важно правильно отторцевать фланец втулки, к которому привинчивается пластина с несущей крестовиной (рис. 18.54). Втулки фиксируются на траверсе болтами М8 в сквозных отверстиях В₁ и В₂. Они должны быть просверлены уже при пробной сборке, чтобы гарантировать строгое соответствие внешнего вида антенны заданным параметрам.

Пластина для несущей крестовины выполняется из листа легкого сплава толщиной

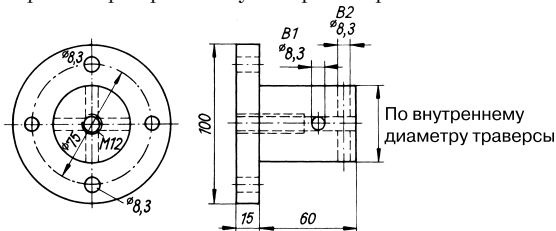


Рис. 18.53. Рабочий эскиз втулки с фланцем из легкого сплава

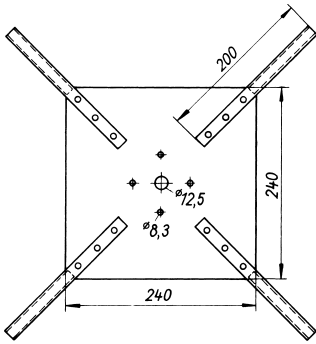


Рис. 18.54. Пластина с несущей крестовиной

5 мм (рис. 18.54). Центральное отверстие и четыре отверстия вокруг него сверлятся по разметке фланца втулки, показанной на рис. 18.53. Четыре гильзы диаметром 18–24 мм из легкого сплава привинчиваются к пластине по ее диагоналям тремя винтами М5 каждая. Осевые отверстия в гильзах рассверливаются на глубину не менее 100 мм под диаметр стекловолоконных прутков так, чтобы обеспечить их тугую посадку.

Расчет размеров антенны

Размеры элементов и расстояния между ними заранее заданы, поэтому для достижения оптимальных условий необходимо рассчитывать длину траверсы и радиус изгиба стекловолоконных прутков. Исходя из принципиального устройства трехдиапазонной рамочной антенны W4NNQ (см. раздел 18.8.1), возьмем из табл. 18.4 величину расстояния между элементами при входном сопротивлении антенны 52–75 Ом.

Согласно рис. 18.55, для расчета длины дуги *l*, стягиваемой хордой *a*, справедливы формулы:

$$a = \frac{\lambda\sqrt{2}}{4}, \quad a^2 = \frac{\lambda^2}{8} \tag{18.1}$$

$$l = \sqrt{a^2 + \frac{16h^2}{3}} \tag{18.2}$$

Множитель $\sqrt{2}$ появился потому, что *a* является диагональю рамки. Точность приближенного равенства (18.2) достаточна, так как при *h/a* = 0,25 ошибка *l* составляет лишь 0,44%, а при *h/a* = 0,5 она не превосходит 3%.

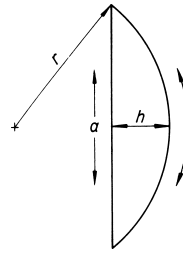


Рис. 18.55. Иллюстрация к вычислению геометрических размеров: *a* – хорда, *h* – стрела сегмента, *l* – длина дуги, *r* – радиус кривизны

В табл. 18.4 промежутки между элементами таковы, что дугу невозможно представить в виде кривой постоянной кривизны. В качестве компромисса введем следующие соотношения для искомых размеров:

$$h = r - \sqrt{r^2 - \frac{a^2}{4}} \tag{18.3}$$

$$a = 2\sqrt{2hr - h^2} \tag{18.4}$$

Таблица 18.4. Входные сопротивления рамочной антенны

Входное сопротивление, Ом	Расстояние до рефлектора, длин волн	Расстояние, соответствующее диапазонам, м		
		20 м	15 м	10 м
52	0,11	2,34	1,56	1,17
60	0,13	2,76	1,85	1,38
70	0,17	3,62	2,41	1,80
72	0,18	3,83	2,56	1,91
75	0,20	4,25	2,84	2,12

Результаты расчетов представлены в табл. 18.5 для входных сопротивлений от 60 до 75 Ом.

Рекомендации по сборке и обслуживанию

Группы излучателей и рефлекторов монтируются на земле. Благодаря легкости крестовин готовые узлы элементов поднимают в сборе и крепят к траверсе.

Сначала натягивают самые крупные проволочные рамки антенны, затем остальные. При этом необходимо обеспечить одинаковое натяжение проводников всех рамок и параллельность их сторон. Сверление

Таблица 18.5. Размеры вантовой антенны DM2ARD

Z, Ом	f, МГц	$\lambda/4$, м	$\sqrt{2} \times \lambda/4$, м	г, м	h, м	s, м	v_s , %	s_Q , м	l, м	Δl , м/%
75	14,10	5,24	7,39	7,75	0,95	3,90	-8	2	7,73	0,34/4,5
75	21,15	3,56	5,03	7,75	0,42	2,84	0	2	5,14	0,11/2
75	28,20	2,64	3,73	7,75	0,23	2,46	+16	2	3,77	0,04/1
60	14,10	5,24	7,39	7,75	0,95	2,90	+5	1	7,73	0,34/4,5
60	21,15	3,56	5,03	7,75	0,42	1,84	-0,5	1	5,14	0,11/2
60	28,20	2,64	3,73	7,75	0,23	1,46	+6	1	3,77	0,04/1

s – расстояние между вибратором и рефлектором
 v_s – относительная погрешность s по сравнению с данными в табл. 18.4
 s_Q – остаточная длина для поперечины ($s = 2h - s_Q$)
 Δl – абсолютное расхождение между l и $\lambda/4$

стекловолоконных прутков недопустимо. Размеры проволочных рамок и шлейфов рефлекторов приведены в разделе 18.8.1 и на рис. 18.47. Не рекомендуется применять параллельное возбуждение трехдиапазонной антенны через один кабель по схеме, изображенной на рис. 18.47: опыт свидетельствует о трудности возбуждения 15-метрового диапазона. Питание по трем отдельным коаксиальным кабелям снимает эти трудности, но требует несколько увеличить размеры рамок по сравнению с показанными на рис. 18.51.

В случае неполадок (например, при обрыве проводника) любая крестовина переведется в положение, удобное для ремонта. Для этого удаляют четыре болта М8, ослабляют осевой винт и вращают крестовину. Такой прием приближает поврежденный участок антенны на 5 м к земле.

Установка дополнительных растяжек, крепление шлейфов рефлекторов и прочие подробности представлены на рис. 18.52. Расчетные фронтальная и боковая ветровые нагрузки трехдиапазонной рамочной антенны описанного типа достигают 330 и 280 Н соответственно.

18.9.4. Многодиапазонные рамочные антенны с директорами

При необходимости повысить усиление двойной рамочной антенны к ней добавляют пассивный директор в виде квадратной рамки, что существенно повышает требования к конструкции и затраты на нее. Здесь уже не годятся испытанные узлы с наклонными спицами, и крестовины рамок приходится монтировать на длинных горизонтальных траверсах длиной 6–12 м. Такие траверсы выполняют из трехдюймовых

стальных труб и подкрепляют натяжными устройствами. Это приводит к существенному увеличению весовой и ветровой нагрузки, так что нужны особо мощные опорные мачты.

Для обеспечения необходимого веса и стойкости тут хорошо подходят только кронштейны из стекловолоконных прутков, а иногда и изделия типа тех, что применяют при прыжках с шестом. Они выдержат любые возможные в данном случае нагрузки, однако часто недоступны по цене.

Другая трудность связана с крепежными узлами, которые предназначены для надежной фиксации стекловолоконных прутков на траверсе (на каждой по четыре). Они подвержены значительным нагрузкам и должны быть предельно стабильными, но не слишком тяжелыми. Для построения внешних крестовин (носителей элементов антенны) удобна конструкция, представленная на рис. 18.53 и 18.54. В [1] описано более простое крепёжное устройство. Однако здесь вряд ли найдется универсальное решение, поскольку построение такой антенны всегда связано с применением нестандартных материалов.

Несмотря на дороговизну конструкции, радиолюбители строят и успешно эксплуатируют подобные антенные гиганты. Самой «дешевой» частью подобных устройств является собственно антенна, то есть проводник. Поэтому естественно дороговостоящую несущую конструкцию создавать так, чтобы прокладывать по ней проводник сразу на несколько диапазонов без существенного повышения затрат. Трудность заключается в том, что для всех трех диапазонов (20, 15 и 10 м) расстояния между элементами должны быть одинаковыми,

но тогда те же расстояния, приведенные к длинам волн, и, следовательно, входные сопротивления в разных диапазонах оказываются различными. Более сильное взаимодействие элементов при концентрическом монтаже и неодинаковость входных сопротивлений не позволяют параллельно питать три антенных входа. Уже была попытка применить гамма-согласование, конденсаторы и преобразующие линии [21]; однако четыре компенсирующих конденсатора вышли из строя по метеосуловиям, и понадобилось в нескольких местах перепаять проводник, поэтому представляется более разумным возбуждать каждую систему через отдельный коаксиальный кабель. Кроме того, выяснилось, что при концентрическом расположении элементов трудно возбуждать трехдиапазонную рамочную антенну на 15 м (в конструкциях с наклонными спицами это не отмечалось).

Вопрос об установке элементов в виде ромба или квадрата решается просто, так как оба варианта электрически равнозначны. Преимущество ромбической компоновки заключается в меньшей опасности ее обледенения, поскольку вода быстрее стекает с наклонных сторон рамки. Как уже сказано, рамочным антеннам не требуется симметрирующее устройство при непосредственном возбуждении через коаксиальный кабель.

Трехдиапазонная рамочная антенна с четырьмя элементами

Расстояния между группами элементов на рис. 18.56 одинаковы. Они составляют $0,143 \lambda$, $0,213 \lambda$ и $0,28 \lambda$ для диапазонов 20, 15 и 10 м соответственно. Поскольку это расстояние великовато для 10-метрового диапазона, волновое сопротивление возрастает до 110 Ом, и для подключения 50-омного коаксиального кабеля требуется симметрирующее звено. Им служит отрезок 75-омного коаксиального кабеля с электрической длиной $\lambda/4$, работающий как четвертьволновый трансформатор (см. раздел 6.5). Он включается между входом антенны и 50-омным фидером произвольной длины. Хотя есть указания на возможность прямого возбуждения секций 20- и 15-метрового диапазонов через 50-омный кабель, следует признать более подходящим питание секции 15-метрового диапазона через 75-омный коаксиальный кабель.

Размеры элементов приведены в табл. 18.6. Усиление, несколько меняясь от диапазона к диапазону, должно составлять приблизительно 8 dBd.

Трехдиапазонная рамочная антенна с тремя-пятью элементами

Этой антенне требуется самая короткая траверса – 7,93 м. Секция для 20-метрового

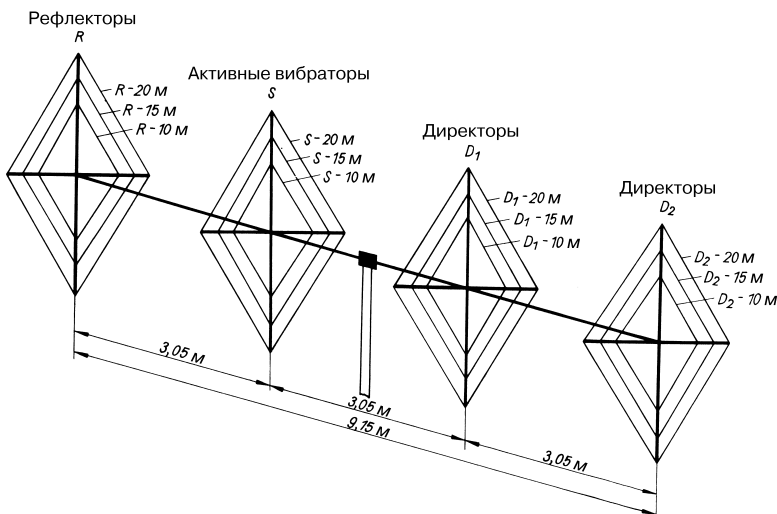


Рис. 18.56. Устройство и размеры четырехэлементной рамочной антенны

Таблица 18.6. Размеры четырехэлементной рамочной антенны

Диапазоны	20 м	15 м	10 м
Длина рефлектора R, м	21,98 (22,07)*	14,83	10,88
Длина активного элемента S, м	21,37 (21,46)*	14,43	10,58
Длина директора D ₁ , м	21,06	14,12	10,24
Длина директора D ₂ , м	21,06	14,12	10,24
Возбуждение	Непосредственно через 50-омный коаксиальный кабель	Непосредственно через 50-омный коаксиальный кабель	Через 75-омный коаксиальный кабель длиной $\lambda/4$, далее через 50-омный
Длина траверсы 9,15 м, наибольшая длина раскоса (диагональ) 7,80 м			
* Значения в скобках – для 20-метрового диапазона в телеграфном режиме			

диапазона образована тремя элементами с расстоянием между ними по $0,17 \lambda$; для 15-метрового – четырьмя элементами с расстоянием до рефлектора $0,26 \lambda$ и до директоров по $0,15 \lambda$; для 10-метрового – пятью элементами с расстояниями рефлектор–директор 1 равным $0,17 \lambda$, а D₁–D₂ и D₂–D₃ – по $0,2 \lambda$ (рис. 18.57). Тем самым для всех трех диапазонов реализованы почти оптимальные промежутки и, следовательно, весьма близкие входные сопротивления. Поэтому отпадает надобность в трансформирующем звене, и три системы могут возбуждаться через 50-омный коаксиальный кабель. Данная очень компактная и привлекательная конструкция описана также в [22] без оценок усиления. Размеры отдельных элементов представлены в табл. 18.7.

Пятидиапазонная рамочная антенна с двумя элементами

Оператор КС6Т в 1992 г. опубликовал конструкцию пятидиапазонной двухэлементной рамочной антенны для диапазонов от 20 до 10 м с малым радиусом вращения [23]. Ее рефлекторы и излучатели показаны на рис. 18.58. В каждой плоскости содержится по пять концентрических проводочных рамок. Длина траверсы составляет 2,44 м. Каждый излучатель питается через отдельный гамма-элемент, состоящий из провода с последовательно включенным конденсатором в корпусе с коаксиальным разъемом. На рис. 18.59 изображены схемные элементы согласования и конденсаторы для настройки рефлектора, а также расстояния между отверстиями в распорках.

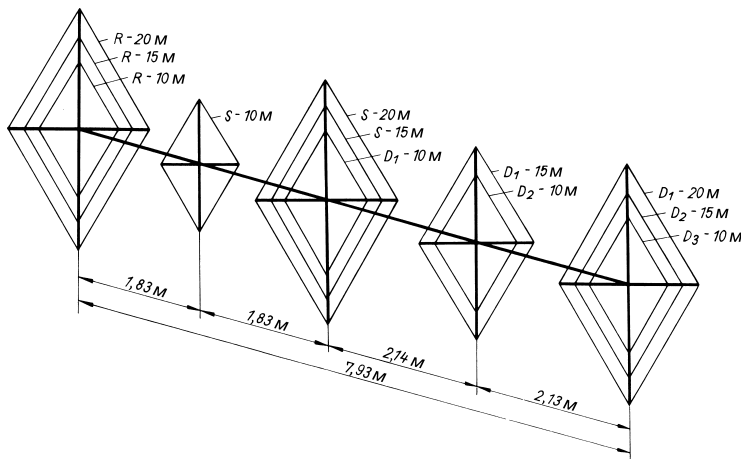


Рис. 18.57. Схема и размеры рамочной антенны из трех-пяти элементов согласно табл. 18.7

Таблица 18.7. Параметры антенны из трех-пяти элементов

Диапазоны	20 м	15 м	10 м
Длина рефлектора R, м	22,15	14,80	11,04
Длина активного элемента S, м	21,72	14,52	10,82
Длина директора D ₁ , м	21,18	14,15	10,54
Длина директора D ₂ , м	–	14,15	10,54
Длина директора D ₃ , м	–	–	10,54
Резонансная частота, МГц	14,10	21,10	28,30
Возбуждение	Непосредственно через 50-омный коаксиальный кабель	Непосредственно через 50-омный коаксиальный кабель	Непосредственно через 50-омный коаксиальный кабель
Длина траверсы 7,95 м, наибольшая длина раскоса (диагональ) 7,85 м			

Фидер подсоединяется к нужному излучателю посредством дистанционного переключателя радиосигнала.

Интересен способ крепления квадратных рамок на распорках. В отверстия распорок пропускается не проводник антенны, а отрезок обвязочной проволоки длиной 50–60 см, которой проводник прикручивается к распорке. Тем самым предотвращается обрыв проводника.

Антенна была изготовлена в двух версиях. Для крепления элементов оператор КС6Т применял полихлорвиниловые распорки, усиленные алюминиевой трубкой. Более легкие, короткие и дорогостоящие стекловолоконные распорки использовались оператором W6NBH, благодаря чему 20-метровый рефлектор получился несколько

укороченным. Кроме того, версии антенны незначительно различались длиной элементов гамма-согласования и величиной емкостей.

В табл. 18.8 приведена длина элементов гамма-согласования, а в табл. 18.9 – расстояния между отверстиями в распорках. Небольшие различия в реализации этих версий рамочной антенны соответствуют разным отношениям прямого излучения к обратному (табл. 18.10).

После сборки антенна выводится настроенным конденсатором рефлектора на максимум отношения прямого и обратного излучения, а затем настраивается на минимум КСВ посредством гамма-согласования. Данные об усилении антенны не сообщаются.

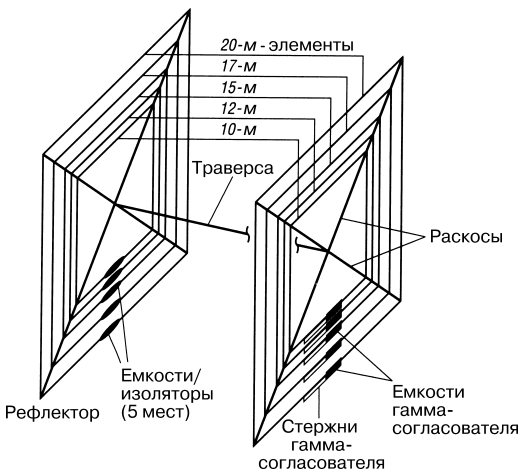


Рис. 18.58. Пятидиапазонная двухэлементная рамочная антенна

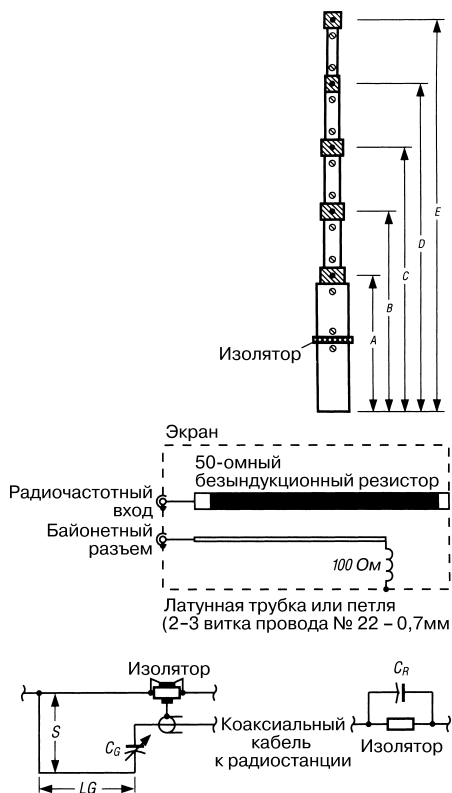


Рис. 18.59. Отдельные узлы антенны

Таблица 18.8. Размеры элементов согласования антенны

Диапазон, м	Излучатель	Гамма-согласователь			Рефлектор	
		L, м	LG, см	S, см	CG, пФ	L, м
KC6T						
20	21,62	84	5	125	22,92	68
17	16,91	61	5	110	17,92	47
15	14,43	61	4	90	15,36	43
12	12,27	76	3	56	13,07	33
10	10,71	67	3	52	11,40	(перемычка)
W6NBH						
20	21,62	79	5	117	22,62	120
17	16,91	53	5	114	17,92	56
15	14,43	66	4	69	15,36	58
12	12,27	38	3	76	13,07	54
10	10,71	46	3	41	11,40	(перемычка)

Таблица 18.9. Расстояния между отверстиями в распорках

	Размер	Излучатель, м	Рефлектор, м
	A	1,89	2,02
	B	2,17	2,31
	C	2,55	2,72
	D	2,99	3,17
KC6T	E	3,82	4,05
W6NBH	E	3,82	4,00

Таблица 18.10. Измеренные отношения прямого излучения к обратному

Диапазон, м	KC6T, дБ	W6NBH, дБ
20	25	16
17	15	10
15	25	>20
12	20	>20
10	20	>20

18.9.5. Трехдиапазонная антенна типа «птичья клетка»

С тех пор как оператор DK4NA разработал вариант антенны типа «птичья клетка», удобной для повторения, эта компактная и несложная версия рамочной антенны получила широкое распространение.

Фотография (см. рис. 18.60) достаточно подробно демонстрирует ее конструкцию.

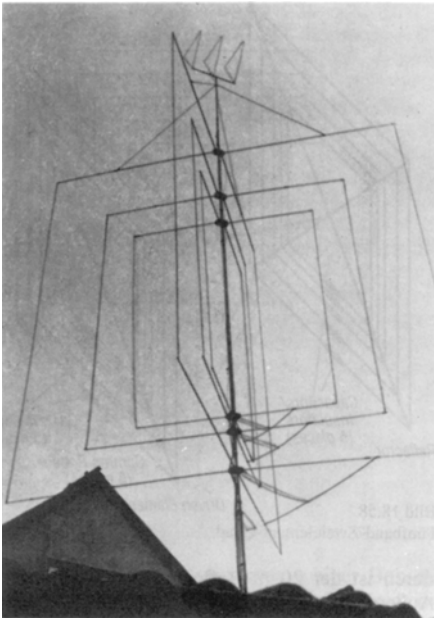


Рис. 18.60. Трехдиапазонная антенна типа «птичья клетка» DK4NA

Электрически такое антенное устройство образовано тремя как бы вложенными отдельными системами для 20-, 15- и 10-метрового диапазонов, построенными по схеме, которая изображена на рис. 15.15, и с параметрами из табл. 15.2.

Ради простоты каждая система возбуждается через отдельный коаксиальный кабель без симметрирования на входах антенн. Попытки применить общий фидер приводили к серьезному ухудшению согласованности кабеля с излучателем. Исходя из требований механической стабильности и ради экономии кабеля, ввод питания осуществлялся в нижней плоскости излучателей (рис. 15.15б). При такой конфигурации шлейфы рефлекторов должны быть закреплены. Свободные концы шлейфов фиксируются посередине отрезков синтетического шнура, протянутых таким образом, что шлейф проходит по биссектрисе угла между нижними сторонами рефлекторов. Благодаря этому почти полностью устраняется емкостное влияние металлической мачты на шлейфы.

На верхушке мачты, выступающей над верхней плоскостью антенны, смонтирована

еще и трехэлементная антенна Delta-Loop диапазона 2 м. Удлинение мачты одновременно позволило усилить оттяжками самые нагруженные элементы 20-метрового диапазона и применить дюралевые трубки (например, трубку диаметром 18 мм с толщиной стенок 1,5 мм из сплава марки AlCuMg F 40) длиной 2,90 м для изготовления сторон 20-метровой рамки. Для сторон 15-метровой антенны достаточны трубки диаметром 15 мм с толщиной стенки 1,5 мм и длиной по 1,98 м из того же металла. Подобные трубки идут и на 10-метровые элементы. Выбор диаметра трубок зависит от конструктивных требований, их электрические качества второстепенны. Это также относится к боковым отвесным сторонам рамок, выполненным из проволоки легкого сплава. Антенный канатик более прочен и гибок, но он требует особой защиты соединений с дюралевыми трубками от электролитической коррозии.

Настройка каждой из систем сводится к оптимальной настройке шлейфа рефлектора. При этом положение замыкающей перемычки шлейфа выбирается так, чтобы рефлектометр, подключенный к фидеру, показывал минимальный обратный сигнал.

Антенна типа «птичья клетка» явно выигрывает по легкости изготовления и габаритам у своего «предка» – двойной рамочной антенны Cubical Quad.

18.10. Прочие многодиапазонные антенны Delta-Loop

Радиолюбители много экспериментировали с волновыми треугольными рамками скорее всего потому, что их проще сделать, нежели квадратные рамки. Большинство разработчиков отказываются от пассивного рефлектора. При всем различии исполнения эти антенны применяются в виде простых двунаправленных излучателей с горизонтальной поляризацией.

18.10.1. Вложенные многодиапазонные дельтообразные антенны

Как и в случае двойной рамочной антенны (см. раздел 18.9), «вложение» элементов позволяет реализовать многодиапазонный режим работы антенн с дельтообразными рамками (рис. 18.61). Крайне трудно построить достаточно стабильный полномерный

дельтообразный элемент для 20-метрового диапазона, поэтому такой способ обеспечения многодиапазонности используют лишь при создании модификации антенн на 15 и 10 м. Размеры требуемых элементов можно взять из табл. 15.4 или рассчитать по формулам (15.10) и (15.11).

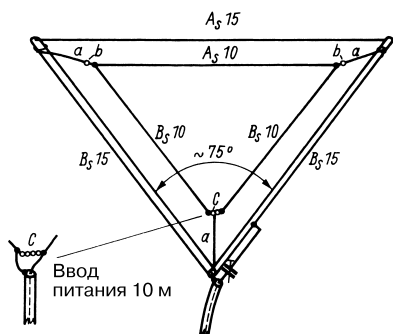


Рис. 18.61. Вариант вложенной антенны Delta-Loop для диапазонов 15 и 10 м

10-метровый элемент, вложенный в стабильный элемент на 15 м, выполняется из медного канатика. Он растягивается внутри последнего растяжками (а) из синтетического или стекловолоконного шнура. В верхних углах вложенного элемента рекомендуется ввести небольшие изоляторы (b), чтобы предотвратить трение канатика о шнур. Элементы питаются раздельно, каждый через собственный коаксиальный кабель. При этом несущий 15-метровый элемент возбуждается через гамма-согласователь.

Размеры элементов активной рамки A_S и B_S , а также элементов рефлектора A_R и B_R

приведены в табл. 15.4. Расстояние между излучателем и рефлектором не требует точного соблюдения и в варианте, рассчитанном на диапазоны 15 и 10 м, составляет 2,00–2,50 м.

18.10.2. Комбинированная многодиапазонная антенна Delta-Loop

W2EGH описал антенну под названием Inverted Dipole Delta Loop (антенна с перевернутыми дельтообразными элементами), рассчитанную на работу в любительских диапазонах 160, 80 и 40 м [14]. Как видно из рис. 18.62, она представляет собой волновую петлю треугольной формы для 80-метрового диапазона, у которой вершина треугольника с антенным входом XX расположена выше противоположной стороны, параллельной земной поверхности. Кроме того, к входу XX параллельно подключен 80-метровый полуволновый вибратор с наклонными ветвями. Для работы в 160-метровом диапазоне горизонтальная сторона треугольника разрывается посередине в точках ZZ, в результате чего и получается полуволновый вибратор полной длины 160 м с изломами. В 40-метровом диапазоне вибратор с наклонными плечами приблизительно отвечает волновому резонансу, в то время как параллельная ему дельтообразная петля с катушкой между точками ZZ характеризуется двухволновым резонансом.

Основные преимущества антенн такого типа состоят в том, что они требуют умеренных затрат, позволяют легко переключаться на один из трех низкочастотных любительских диапазонов и питаются непосредственно

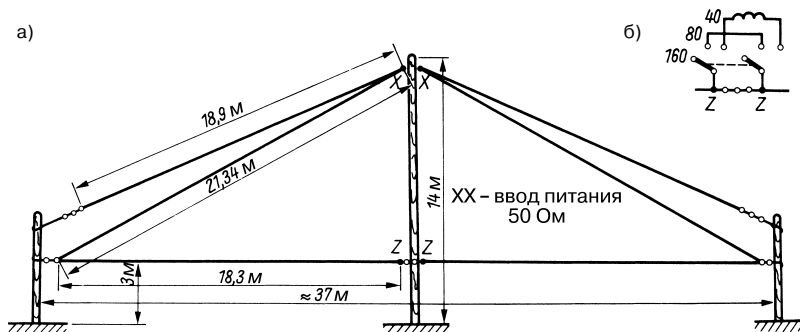


Рис. 18.62. Перевернутая антенна Delta-Loop для диапазонов 160, 80 и 40 м: а – схема антенны; б – устройство переключателя

через 50-омный коаксиальный кабель. Частотная полоса пропускания антенны сравнительно широка, а КСВ растет к ее границам не более, чем до 1,5. С помощью этого излучателя оператор W2EGH добился выдающихся результатов, что подтверждается исчерпывающим обзором [15].

Перевернутой дельтообразной рамке нужна мачта высотой 14 м, считая от грунта, и два столба по 4–5 м высотой. В качестве опор могут также служить окружающие строения или деревья. Нижняя сторона треугольника протянута параллельно земной поверхности на высоте 3 м. При меньшей высоте изменяются частота резонанса, входное сопротивление и КПД антенны. Описываемая конфигурация излучателя отличается рядом успешных нововведений по части многодиапазонности, и потому стоит поближе познакомиться с теорией подобных антенн.

Согласно рис. 18.62, длины горизонтальной и боковой сторон треугольника относятся как 1,73:1, так что подобная дельтообразная рамка по своей форме близка к петлевому вибратору и, следовательно, отличается более высоким входным сопротивлением по сравнению с «настоящим» дельтообразным элементом. В данном случае входное сопротивление в точках XX должно составлять около 160 Ом. Это весьма неудобная величина для питания многодиапазонной антенны через общий 50-омный кабель. Оператор W2EGH нашел простое решение, подключив параллельно клеммам XX подходящий полуволновый вибратор. Поскольку тонкопроводному 80-метровому вибратору присуще входное сопротивление 65 Ом, его параллельное подключение к треугольной рамке снижает входное сопротивление антенны до величины

$$\frac{65 \times 160}{65 + 160} = 46,2 \text{ Ом}$$

и обеспечивает согласование с 50-омным кабелем (значение КСВ близко к 1,08). Параллельный вибратор расширяет полосу частот антенны, особенно если его резонансную частоту слегка сместить относительно резонанса треугольной петли (например, 3600 кГц для вибратора и 3700 кГц для треугольника или наоборот).

Кроме того, наличие провода общей длиной 1,5 λ обещает улучшенное излучение радиоволн 80-метрового диапазона. Разрыв проводов в точках ZZ для перехода в режим

полуволнового вибратора 160-метрового диапазона не вызывает помех со стороны 80-метрового вибратора; он лишь образует емкостную нагрузку и почти не влияет на входное сопротивление. Для работы в 40-метровом диапазоне служит волновый вибратор с высоким входным сопротивлением, параллельный двухволновому дельтообразному элементу. По-видимому, здесь следует ожидать сильного рассогласования. Однако, по утверждению оператора W2EGH, входное сопротивление в 40-метровом режиме составляет 50 Ом, а по измерениям DL8TP установлено, что при питании через 60-омный коаксиальный кабель величина КСВ оказалась равной примерно 1,2, повышаясь до 1,5 по краям диапазона. Даже в диапазонах 20, 15 и 10 м DL8FP смог получить неплохие результаты, хотя КСВ в среднем достигал 1,9, 2,4 и 2,8 соответственно. Показатели многодиапазонного режима, вероятно, могли бы быть улучшены, если бы в каждом из высокочастотных любительских диапазонов к клеммам XX дополнительно подключался полуволновый вибратор.

Согласно измерениям оператора W2EGH, антенне, схема которой изображена на рис. 18.62, свойственны следующие резонансы:

80-метровой дельтообразной петле – резонанс 3,7 МГц, соответствующий

$$l_m = \frac{293,34}{f_{\text{МГц}}} \quad (18.5)$$

80-метровому полуволновому вибратору – 3,9 МГц, соответствующий

$$l_m = \frac{147,4}{f_{\text{МГц}}} \quad (18.6)$$

40-метровой двухволновой дельтообразной петле – 7,4 МГц, соответствующий

$$l_m = \frac{586,7}{f_{\text{МГц}}} \quad (18.7)$$

160-метровому полуволновому вибратору – 1,825 МГц, соответствующий

$$l_m = \frac{144,7}{f_{\text{МГц}}} \quad (18.8)$$

Здесь l обозначает суммарный периметр дельтообразной петли или общую длину полуволнового вибратора. Расчетные формулы выведены по результатам измерений.

80-метровый полуволновый вибратор, рассчитанный на резонанс при 3,9 МГц, не годится для Европы. При копировании каждую из его половинок надо удлинить до 20,45 м (резонансная частота 3,6 МГц). По условиям резонанса дельтообразной петли 40-метрового диапазона видно, что в точках ZZ должна быть включена удлиняющая катушка. Ее обмотка из 20 витков медного провода диаметром 2 мм укладывается на каркасе диаметром 65 мм с шагом 2 мм. Закорачивая витки, находят необходимую резонансную частоту. Не во всех странах любителям разрешается пользоваться 160-метровым диапазоном, поэтому от него обычно отказываются. Тогда параметры антенны становятся более благоприятными, если дельтообразную петлю рассчитать на 3,6 МГц (периметр 81,5 м), а дополнительный вибратор – на 3,7 МГц (длина сторон $2 \times 19,9$ м). В 40-метровом диапазоне двухволновый резонанс приходится на 7,2 МГц. Вследствие этого для резонанса посередине 40-метрового диапазона понадобится только небольшая катушка, которая вызовет лишь слабый эффект удлинения в диапазоне 80 м. В результате отпадает надобность в переключателе в точках ZZ, и удлиняющая катушка остается постоянно включенной.

Немного поэкспериментировав, можно было бы воспользоваться принципом антенны DL7AB (см. раздел 11.3) и преобразовать эту дельтообразную антенну в излучатель, оптимально согласованный во всех любительских диапазонах. Вышеприведенные формулы позволяют пересчитывать антенны на другие частоты. При заданной высоте мачты размеры антенны с перевернутыми дельтообразными элементами определяются без всяких вычислений – графически с помощью масштабной бумаги и циркуля.

18.11. Рамка с низким цоколем

В 1974 г. Е. Бастиан (E. Bastian) разработал удобную рамочную антенну, названную им Low Base Quad [26] и позднее запатентованную в США [27].

Преимущество этой антенны по сравнению с рамками на траверсах или наклонных спицах состоит в том, что она легко обслуживается и разбирается. Опоры элементов крепятся в одном узле, выполненном в виде головки с гнездовыми отверстиями и помещенном посередине цокольной плоскости антенны.

Вся антенна собирается над этой головкой. На рис. 18.63 показан объемный эскиз двухэлементной рамочной антенны на три частотные полосы, на рис. 18.64 – ее вид сверху, а на рис. 18.65 – вид сбоку.

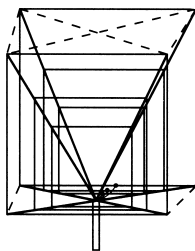


Рис. 18.63. Трехдиапазонная антенна Low Base Quad

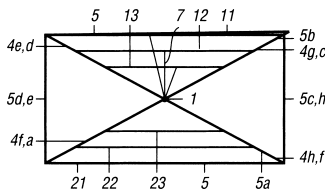


Рис. 18.64. Антенна Low Base Quad, вид сверху

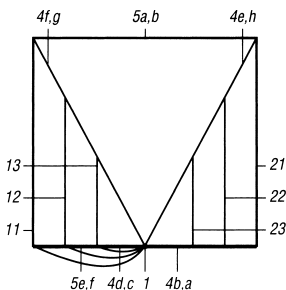


Рис. 18.65. Антенна Low Base Quad, вид сбоку

На рисунках показаны:

- 1 – головка в цокольной плоскости;
- 4 – опоры элементов из стекловолоконных трубок;
- 4а–4d – горизонтальные распорки в цокольной плоскости;
- 4е–4h – распорки с раствором вверх;
- 5 – натяжной шнур (изолирован);
- 5а–5b – верхние диагональные шнуры;
- 5с–5d – верхние поперечные шнуры;
- 5е–5f – нижние поперечные шнуры;
- 7 – фидер;

11, 12, 13 – излучатели;
21, 22, 23 – рефлекторы.

Монтаж и настройка антенны осуществляются у поверхности земли. Антенна питается через гамма-согласующее устройство и фидер в цокольной плоскости, которая вполне доступна после монтажа на мачте антенны. Антенна легко и надежно собирается.

Единственный недостаток этой конструкции по сравнению с рамкой на спицах состоит в том, что распорки с раствором вверх должны быть почти на два метра длиннее спиц.

18.12. Логопериодические антенны

(R. H. DuHamel – патент США № 2085879, 1958 г.)

18.12.1. Введение

В 1957 г. на съезде IRE (Института радиоинженеров США) Р. Г. Дюамель (R. H. Duhamel) и Д. Э. Избелл (D. E. Isbell) из университета штата Иллинойс представили этот новый тип антенн [28]. Позднее такими антеннами занялись ведущие фирмы мира (Collins, Marconi, Rohde & Schwarz). С разработкой логопериодических антенн связаны такие имена, как Ор (E. R. Ore) [29], Берри (D. G. Berry) [30], Майес (P. E. Mayes) и Кэррел (R. L. Carrell) [31], в США; Редфорд (M. F. Redford) и Волушчак (E. W. Woluszcak) [32], в Великобритании; Грайф (R. Greif) и Шойреккер (F. Scheuerecker) в Германии [33].

Логарифмически периодическими антеннами (ЛПА) называют определенный тип широкополосных антенн, которые конструируются в расчете на сколь угодно широкие области частот и в пределах своей рабочей области характеризуются независимостью электрических свойств от рабочей частоты.

У большинства широкополосных антенн частотная область, выраженная через отношение $f_{\max}:f_{\min}$, едва превосходит 4:1, причем в рабочей области постоянно лишь входное сопротивление, а диаграмма направленности излучения изменяется с частотой. Как правило, с ростом частоты сужается главный лепесток и растет число боковых лепестков диаграммы направленности [34–36, 37–38].

У логопериодических антенн этот эффект отсутствует, и диаграмма направленности остается неизменной во всей рабочей области. Нижние частоты f_{\min} определяются только габаритами антенны, а максимальная верхняя частота f_{\max} зависит от типа и размеров системы питания и достижимой точности изготовления антенны [16]. Отношение пределов области частот ЛПА возрастает до 20:1. Усиление ЛПА, приведенное к материальным затратам, сравнительно невелико и при подавлении обратного излучения на 15–25 дБ и обычных габаритах составляет 4–8,5 dBd.

ЛПА находят разнообразное применение и широко используются в коммерческом вещании. Они успешно работают в коротковолновых диапазонах, где меняющиеся условия распространения волн требуют быстрой смены частоты передачи. ЛПА применяются для радиоконтроля, слежения за спутниками и ракетами в радиоастрономии, при решении специальных задач в военной технике.

В связи с выделением новых любительских диапазонов растет интерес к антеннам, пригодным для работы в нескольких радиолучевых полосах без изменений собственных электрических характеристик. Существует множество описаний разных вариантов ЛПА, например [39–42].

В зависимости от исполнения ЛПА бывают линейной или круговой поляризации. Их диаграммам направленности почти всегда свойствен единственный главный луч, но строятся и двунаправленные антенны, а также линейно поляризованные ЛПА с круговой диаграммой [20]. Среди всех конструкций ЛПА самым распространенным типом является логопериодическая вибраторная антенна (ЛПВА). Ее отличает наглядность устройства и возможность легко рассчитывать параметры конструкции. Этот тип ЛПА лучше других отвечает запросам радиолучевых.

18.12.2. Логопериодические вибраторные антенны

На рис. 18.66 представлена структура ЛПВА вместе с размерами, служащими основой расчетов конструкции антенны. Она образована множеством вибраторов неодинаковой длины на разных расстояниях один от другого, связанных перекрещивающейся двухпроводной линией питания.

Симметричный фидер ЛПВА всегда подключается в точках XX самого короткого

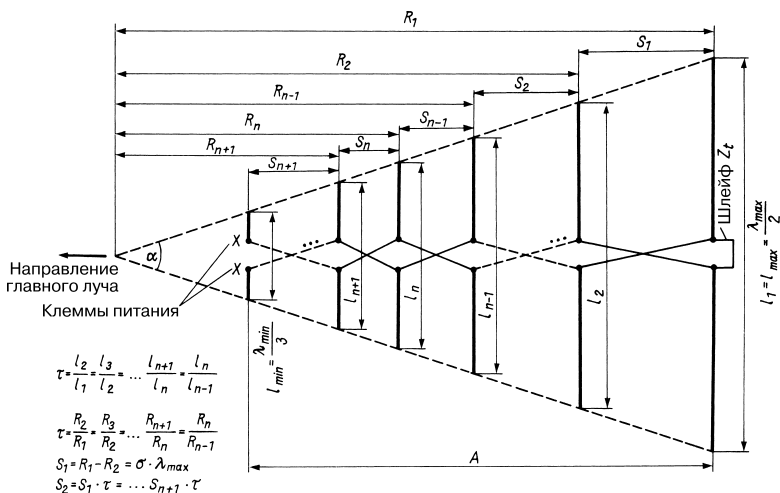


Рис. 18.66. Схема и размеры логопериодической вибраторной антенны

вибратора. В режиме передачи волна распространяется вдоль возбуждающей линии без излучения, пока длина вибраторов слишком мала по сравнению с длиной волны. Такие вибраторы действуют лишь как емкостная реактивная нагрузка. Излучение начинается только с приближением длины вибратора к трети от рабочей длины волны ($\lambda/3$), а затем в нем участвуют и следующие вибраторы. Такая активная область V_{AR} начинается сверху от вибратора, длина которого приблизительно соответствует $\lambda/2$. Все следующие более длинные вибраторы почти не влияют на излучение. Активная область V_{AR} простирается от вибратора с максимальным током до диполей справа и слева от него, в которых ток на 10 дБ слабее максимального [35]. У антенн с обычными параметрами активная область охватывает 3–5 вибраторов.

Рабочая область ограничивается значениями длины l_{max} самого длинного и l_{min} самого короткого вибраторов. При обычных размерах антенн справедливы соотношения:

$$l_{max} \approx \frac{\lambda_{max}}{2} \text{ и } l_{min} \approx \frac{\lambda_{min}}{3} \tag{18.9}$$

l_{max} отвечает нижнему частотному пределу f_H , а l_{min} – верхнему f_B . Отсюда следует выражение для частот рабочей области:

$$B = \frac{f_H}{f_B} \tag{18.10}$$

соответствующее отношению длин волн $\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}$.

Плотность размещения вибраторов между l_{max} и l_{min} определяется безразмерным коэффициентом t и углом раскрыва α . Коэффициент t называют периодом структуры и определяют как отношение длин двух соседних вибраторов. Согласно рис. 18.66,

$$t = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{R_n - R_{n+1}}{R_{n-1} - R_n} \tag{18.11}$$

Зависимость между t и углом раскрыва α выражается следующим образом:

$$t = \frac{1}{1 + \text{tg } \alpha/2} \tag{18.12}$$

и

$$\text{tg } \alpha/2 = \frac{1-t}{t} \tag{18.13}$$

равно как и

$$\text{ctg } \alpha/2 = \frac{\tau}{1-\tau} = \frac{1}{\text{tg } \alpha/2} \tag{18.14}$$

Еще одним важным параметром является относительное расстояние между вибраторами σ , называемое также междурядным коэффициентом. В определенных пределах σ выбирается произвольно и задает «начальное расстояние» S_1 :

$$S_1 = \sigma \lambda_{\max} = 0,5(l_1 - l_2) \operatorname{ctg} \alpha / 2 \quad (18.15)$$

Если S_1 задано, то $S_2 = S_1 \tau$; $S_3 = S_1 \tau^2$ и т.д. Величины σ , τ и α связаны зависимостью

$$\sigma = 0,25(1 - \tau) \operatorname{ctg} \alpha / 2 \quad (18.16)$$

С изменением междурядного коэффициента σ меняется угол раскрыва α , и $\operatorname{ctg} \alpha / 2$ уже не может быть рассчитан по формуле (18.14). Тогда

$$\operatorname{ctg} \alpha / 2 = \frac{4\sigma}{1 - \tau} \quad (18.17)$$

Каждому периоду структуры τ соответствует определенный междурядный коэффициент $\sigma_{\text{опт}}$, при котором достигается максимальное усиление:

$$\sigma_{\text{опт}} = 0,258\tau - 0,066 \quad (18.18)$$

При $\sigma < \sigma_{\text{опт}}$ падает усиление, а при $\sigma > \sigma_{\text{опт}}$ диаграмма направленности ухудшается из-за появления боковых лепестков. В зависимости от величины τ оптимальные значения σ лежат в пределах от 0,12 до 0,19.

На рис. 18.67 представлен график, позволяющий оптимизировать усиление ЛПВА, выполненной по схеме на рис. 18.66. Как правило, усиление тем выше, чем меньше угол раскрыва α и чем ближе период структуры τ к значению 0,98. С ростом τ растет и количество элементов, а уменьшение τ приводит к увеличению длины антенны А.

Кривые равного усиления в зависимости от σ и τ представлены на рис. 18.68. Сверху их ограничивает величина $\sigma_{\text{опт}}$.

Дополнительные сведения, необходимые для проектирования ЛПВА, имеются в табл. 18.11, где приведены данные графиков из [43–44] в табулированном виде.

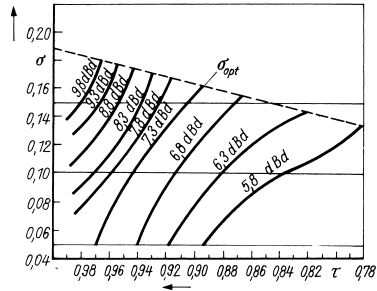


Рис. 18.68. Кривые равного усиления ЛПВА в зависимости от τ и σ [44]

Если заданы пределами рабочей области λ_{\max} и λ_{\min} – или величиной В согласно выражению (18.10) – и выбрать коэффициенты τ и σ , то можно быстро оценить размеры антенны, рассчитав необходимое количество элементов E_n и ее длину. Для этого надо сначала определить ширину структуры B_s , связанную с рабочей областью В и активной областью $B_{\text{ар}}$ выражением:

$$B_s = V B_{\text{ар}} \quad (18.19)$$

B_s представляет собой отношение значений длины наиболее и наименее длинного элементов. Для его расчета в [44] предложена приближенная зависимость:

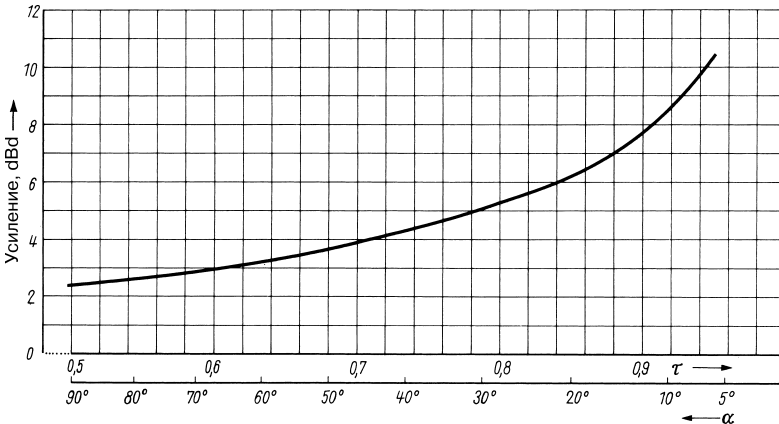


Рис. 18.67. Приближенные значения максимального усиления ЛПВА в зависимости от α и τ при оптимальной величине $\sigma_{\text{опт}}$

Таблица 18.11. Ориентировочные оценки усиления ЛПВА при разных значениях τ и σ

τ	Усиление, dBd				$\sigma_{\text{опт}}$
	$\sigma = 0,05$	$\sigma = 0,10$	$\sigma = 0,15$	$\sigma = \sigma_{\text{опт}}$	
0,750	3,3	4,4	5,3	5,4	0,128
0,775	3,8	4,9	5,8	5,6	0,134
0,800	4,3	5,2	6,0	5,8	0,140
0,825	4,8	5,4	6,3	6,2	0,147
0,850	5,3	5,8	6,5	6,7	0,153
0,875	5,8	6,1	6,8	7,5	0,160
0,900	6,3	6,4	7,2	8,0	0,166
0,925	6,8	6,8	7,5	8,6	0,173
0,950	7,2	7,1	7,9	9,1	0,179
0,975	7,7	7,4	8,5	9,5	0,186

$$B_{\text{ар}} = 1,1 + 30,8 (1 - \tau)\sigma \quad (18.20)$$

По известному $B_{\text{ар}}$ рассчитывается количество необходимых элементов:

$$E_n = 1 + \frac{\lg B_s}{\lg(l/\tau)} \quad (18.21)$$

Результат всегда округляется до целого числа. Для длины антенны получим:

$$A = \left(1 - \frac{1}{B_s}\right) \times \left(\frac{4\sigma}{1 - \tau}\right) \times \frac{\lambda_{\text{max}}}{4} \quad (18.22)$$

Согласно выражению (18.9), для самого длинного вибратора $l_1 = \lambda_{\text{max}} / 2$ (рис. 18.66). В большинстве случаев коэффициент укорочения не учитывается. Если это необходимо, воспользуйтесь приближенной формулой (3.7) для проволочной КВ антенны. В случае вибраторов из трубок (например, в метровом и дециметровом диапазонах) величина этого коэффициента определяется по графику на рис. 3.7.

Зная l_1 , находим длину остальных вибраторов умножением на величину периода структуры τ : $l_2 = l_1\tau$; $l_3 = l_2\tau$; $l_4 = l_3\tau$ и т.д. Для длины короткозамкнутого шлейфа Z_t имеем:

$$Z_t \leq \frac{\lambda_{\text{max}}}{8} \quad (18.23)$$

Шлейф Z_t обязательно используется в диапазонах УКВ и ДМВ. Для КВ антенн достаточно вместо Z_t применить переключку из провода, если допустима компромиссная величина КСВ. В этом случае способ замыкания концов двухпроводной линии играет второстепенную роль, так как

волны в ней настолько ослабляются благодаря излучению энергии в активной области, что за самым длинным вибратором они становятся пренебрежимо слабыми. Переключка Z_t несколько улучшает подавление обратного излучения на минимальных рабочих частотах f_n .

Диаграмма направленности ЛПВА почти одинакова на всех частотах в рабочей области В и обнаруживает лишь слабые периодические изменения. Ширина главного лепестка диаграммы в плоскости Е – $\alpha_E \approx 60^\circ$. Только ширина главного лепестка в плоскости Н α_H зависит от α и τ . Она убывает с ростом τ и увеличивается с убыванием α . Когда ширина диаграммы в плоскости Н близка к ширине в плоскости Е, последняя также зависит от α и τ [35].

Расчет параметров конструкции ЛПВА

Для расчетов, необходимых при самостоятельном изготовлении ЛПВА «по мерке», достаточно располагать обычным калькулятором, тем более, что найденные величины можно округлять в большую или меньшую сторону. Параметры широкополосной антенны это допускают, а в процессе ее построения «миллиметровая» точность будет излишней, по крайней мере в КВ диапазонах.

Прежде всего зададим рабочую область, например от 14 до 30 МГц. В таком случае, согласно выражению (18.10), В составляет $30 / 14 = 2,14$. Ради надежного подавления обратного излучения у нижнего предела рабочей области ($f_n = 14$ МГц) надо снизить f_n примерно на 5%, так что фактически $f_n = 14 \times 0,95 = 13,3$ МГц. Тогда $B = 30 / 13,3 = 2,25$. При определении параметров антенны рекомендуется такая последовательность операций:

1. Выбрать рабочую область и задать область частот В согласно формуле (18.10).
2. С помощью рис. 18.68 или табл. 18.11 определить τ и σ , причем одновременно с графика считать предполагаемое усиление в dBd.
3. Рассчитать $B_{\text{ар}}$ по формуле (18.20).
4. Рассчитать B_s по формуле (18.19).
5. По формуле (18.17) найти половину угла раскрыва $\alpha/2$ через $\text{ctg } \alpha/2$, пользуясь тригонометрическими таблицами или калькулятором.
6. По формуле (18.22) рассчитать предполагаемую длину антенны А. Если она слишком велика для местных условий, увеличить $\alpha/2$ и повторить расчеты.

7. По формуле (18.21) найти количество вибраторов E_n , округляя полученную оценку в большую сторону до целого числа.
8. По формуле (18.9) рассчитать длину вибратора l_1 , а затем длину остальных вибраторов l_2-l_n .
9. По формуле (18.15) найти расстояние S_1 и всю серию расстояний S_2-S_n .

Пример

Рассчитаем ЛПВА, схема которой изображена на рис. 18.66, так, чтобы ее длина A оказалась минимальной, усиление достигало 6 дБд, а рабочая область простиралась от 14 до 30 МГц. В этот интервал частот попадают любительские диапазоны 10, 12, 15, 17 и 20 м.

1. Введем в $f_n = 14$ МГц 5-процентную поправку, получим 13,3 МГц и найдем $V = 30 : 13,3 = 2,25$.
2. Пользуясь рис. 18.68 или табл. 18.11 выберем $\tau = 0,9$ и $\sigma = 0,05$, которым соответствует предполагаемое усиление 6 дБд + 0,3 дБ.
3. $V_{ar} = 1,1 + 30,8(1-\tau)\sigma = 1,1 + (30,8 \times 0,1 \times 0,05) = 1,254$.
4. $V_s = V V_{ar} = 2,25 \times 1,254 = 2,82$.
5. $\operatorname{ctg} \alpha/2 = \frac{4\sigma}{1-\tau} = \frac{4 \times 0,05}{1-0,9} = 2$, $\alpha/2 \approx 26,5^\circ$.
6. $A = \left(1 - \frac{1}{V_s}\right) \operatorname{ctg} \alpha/2 \frac{\lambda_{\max}}{4} = \left(1 - \frac{1}{2,82}\right) 2 \frac{22,5}{4} = 0,645 \times 2 \times 5,625 = 7,26$ м.
7. $E_n = 1 + \frac{\lg B_s}{\lg(l/\tau)} = 1 + \frac{\lg 2,82}{\lg 1,1} = 1 + \frac{0,45}{0,0458} = 10,83$.

Выбираем 11 элементов.

8. $l_1 = \frac{\lambda_{\max}}{2}$, $\lambda_{\max} = \frac{300}{13,3 \text{ МГц}} = 22,5$ м,
 $l_1 = 11,25$ м,
 $l_2 = 10,13$ м, $l_3 = 9,11$ м, $l_4 = 8,20$ м,
 $l_5 = 7,38$ м, $l_6 = 6,64$ м,
 $l_7 = 5,98$ м, $l_8 = 5,38$ м, $l_9 = 4,84$ м,
 $l_{10} = 4,36$ м, $l_{11} = 3,92$ м.
9. $S_1 = \lambda_{\max} \times \sigma = 22,5 \times 0,05 = 1,125$ м,
 $S_2 = 1,012$ м, $S_3 = 0,911$ м, $S_4 = 0,820$ м,
 $S_5 = 0,738$ м, $S_6 = 0,664$ м,
 $S_7 = 0,598$ м, $S_8 = 0,538$ м, $S_9 = 0,484$ м,
 $S_{10} = 0,436$ м.

С учетом расстояний S длина антенны становится равной 7,33 м. Расчет по п. 6 дал величину 7,26 м. Столь незначительным расхождением можно пренебречь.

Питание ЛПВА

Чтобы приблизительно оценить фактическое входное сопротивление R_e в точках XX, требуется знать коэффициенты τ и σ , а также значения средних волновых сопротивлений Z_a подключенных вибраторов и волновое сопротивление ненагруженной двухпроводной линии связи Z_0 .

Для Z_a справедливо выражение:

$$Z_a = 120 \left[\left(\ln \frac{l}{d} \right) - 2,25 \right] \quad (18.24)$$

где l – удвоенная длина,
 d – диаметр проводника.

Для проволочных вибраторов в КВ диапазонах величина l/d составляет от 2000 до 6000, так что волновое сопротивление Z_a лежит в пределах 600–800 Ом. Толстые трубчатые проводники характеризуются соответственно более низкими Z_a . Волновые сопротивления Z_a у всех вибраторов системы одинаковы только в том случае, если всем им свойственно одно и то же отношение l/d , то есть при применении элементов разного диаметра. Это вряд ли доступно любителю, и потому ориентируются обычно на средний диаметр элементов.

Принимается, что нагрузка двухпроводной связующей линии является емкостной из-за коротких вибраторов, а на ее конце отражения отсутствуют благодаря действию активной области. Тогда входное сопротивление двухпроводной линии Z_0 равно входному сопротивлению R_e [16]. Для Z_0 имеет место соотношение:

$$Z_0 = \frac{R_e^2}{8\sigma^2 Z_a} + R_e \sqrt{\left(\frac{R_e}{8\sigma^2 Z_a} \right)^2 + 1} \quad (18.25)$$

где

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \quad (18.26)$$

среднее междурядное расстояние.

Параметры двухпроводной связующей линии определяются величиной Z_0 – см. формулу (5.2) и рис. 5.4. Они практически не влияют на свойства антенны. Расстояние

посредине вибратора между клеммами двухпроводной линии в КВ диапазонах составляет от 50 до 150 мм. В диапазонах УКВ и ДМВ оно не должно превосходить $\lambda_{\min} / 8$.

Приблизительное значение нужного входного сопротивления R_e заранее известно. В случае проволочных вибраторов с их сравнительно большими Z_a величина R_e оказывается практически близкой к 200 Ом. Поэтому Z_0 принимает здесь значения, позволяющие воспользоваться двухпроводной линией. Чтобы использовать коаксиальный фидер, требуется симметрирующий трансформатор. Он может быть выполнен на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.3.1, «Широкополосные трансформаторы») с таким коэффициентом преобразования, чтобы импеданс кабеля был согласован с Z_0 . Благодаря этому величина КСВ оказывается малой во всей рабочей области. Рекомендуется применять простое согласующее устройство (см. главу 8) на конце коаксиального кабеля со стороны передатчика, поскольку оно не только устранил имеющиеся рас- согласования, но и предотвратит излучение высших гармоник, свойственное широкополосным антеннам.

Пример

Найдем входное сопротивление R_e и Z_0 для ЛПВА, рассчитанной выше, и ее согласование с коаксиальным кабелем.

Дано: $\tau = 0,9$; $\sigma = 0,05$; отрезки длиной $l_1 - l_{11}$ изготовлены из медного провода диаметром 2 мм; входное сопротивление $R_e = 220$ Ом.

По формуле (18.24) рассчитываем среднее волновое сопротивление вибратора Z_a в любом из любительских диапазонов в пределах рабочей области.

Получаем:

Частоты, МГц	14	21	24	28
Волновое сопротивление, Ом	760	705	685	676

Для простоты в последующих расчетах используем $Z_a = 705$ Ом.

Прежде всего по формуле (18.26) находим средний междурядный коэффициент:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} = \frac{0,05}{0,9487} = 0,0527,$$

а затем по формуле (18.25) рассчитываем:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \frac{R_e^2}{8\sigma'Z_a} + R_e \sqrt{\left(\frac{R_e}{8\sigma'Z_a}\right)^2 + 1} = \\ &= \frac{220^2}{8 \times 0,0527 \times 705} + \\ &+ 220 \sqrt{\left(\frac{220}{8 \times 0,0527 \times 705}\right)^2 + 1} = 436 \text{ Ом.} \\ R_e &= 220 \text{ Ом требует } Z_0 = 436 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Для согласования с коаксиальным кабелем произвольной длины и симметрирования к клеммам ХХ подключается симметрирующий трансформатор на кольцевом сердечнике (см. раздел 7.3.1). Почти идеальное согласование с 75-омным кабелем обеспечивается при коэффициенте трансформации 6:1. Согласование 50-омного кабеля тоже будет приемлемым при коэффициенте трансформации 9:1. Можно найти необходимые трансформаторы промышленного изготовления.

Если для граничных диапазонов рабочей области 14 и 28 МГц дополнительно рассчитать Z_0 , пользуясь найденными для них $Z_a = 760$ Ом и $Z_a = 676$ Ом, то получим $Z_0 = 418$ Ом и $Z_0 = 448$ Ом соответственно. Отсюда следует, что величина КСВ по всей рабочей области будет менее 1,1.

Схема рассчитанной ЛПВА вместе с ее размерами представлена на рис. 18.69. Здесь двухпроводная линия связи изображена не так, как на рис. 18.66. В промежутках между плечами вибратора введены вставки из диэлектрика, облегчающие переполосовку. Будучи в принципе аналогичным схеме на рис. 18.66, решение с использованием вставок проще реализуется и допускает более строгое определение волнового сопротивления. В данном случае промежуток равен 40 мм, а диаметр провода – 2 мм, так что волновое сопротивление линии составляет 443 Ом, согласно формуле (5.2) и рис. 5.4. Если диаметр провода уменьшить, например, до 1,6 мм, то расстояние D надо взять равным 32 мм ($D/d = 20$).

Существует множество возможностей строить ЛПВА с самыми разнообразными свойствами и в самых разных конструктивных вариантах. Об этом еще пойдет речь в разделе 26.6 (см. том 2) при описании ЛПВА для УКВ и ДМВ диапазонов. Организации

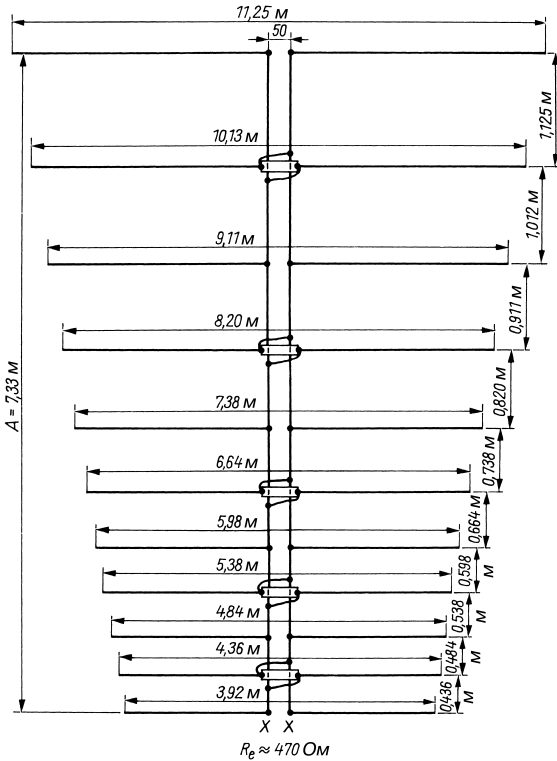


Рис. 18.69. Схема ЛПВА для рабочей области 14–30 МГц. Параметры: $\tau = 0,9$; $\sigma = 0,05$; $\alpha = 53^\circ$

коммерческого радиовещания часто применяют поворотные ЛПВА в коротковолновых диапазонах, однако любители строят их лишь в исключительных случаях. Вполне реальны проволочные неподвижные варианты ЛПВА, если хватает места и есть четыре возвышающиеся опорные точки для подвески всей системы. Этот вариант требует минимальных материальных затрат.

18.12.3. Логопериодические директорные антенны

Логопериодическая директорная антенна представляет собой нечто среднее между ЛПВА и директорной антенной. Она состоит из ЛПВА, к которой на определенных расстояниях добавлены рефлектор и один или несколько директоров. На рис. 18.70 приведена схема антенны, подробно описанной в [45].

Логопериодический возбудитель образован четырьмя элементами и рассчитан на

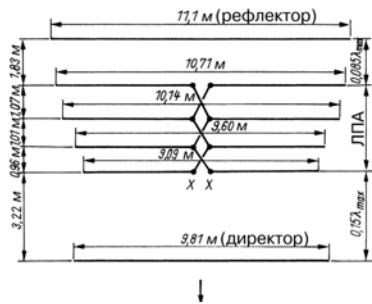


Рис. 18.70. Схема логопериодической директорной антенны; указаны размеры для области частот 14,00–14,35 МГц

область частот 14,00–14,35 МГц ($B = 1,025$). Пассивный рефлектор на расстоянии $0,85 \lambda$ улучшает подавление обратного излучения, а директор, отстоящий на $0,15 \lambda$, сужает ширину диаграммы главного луча. При общей длине антенны всего 8,09 м расчетная

оценка усиления этой системы достигает 11,5 dBd. Ширина диаграммы направленности в горизонтальной плоскости составляет 42°, а обратное излучение подавляется на 32 дБ. Поворотный прототип антенны изготовлен из трубок легкого сплава. Входное сопротивление ($R_e = Z_0$) оценивается величиной 37 Ом, что позволяет питать антенну через симметрирующий трансформатор 1:1 и 50-омный коаксиальный кабель произвольной длины. В этом случае КСВ = 1,35.

Логопериодический возбудитель рассчитывается в соответствии с разделом 18.12.1, исходя из схемы, изображенной на рис. 18.66. При этом получаются следующие параметры: частотная область 14,00–14,35 МГц; $B = 1,025$; $V_s = 1,1788$; $V_{ar} = 1,15$; $\tau = 0,9467$; $\sigma = 0,05$; $\alpha/2 = 14,92^\circ$ ($\text{ctg } \alpha/2 = 3,753$); усиление ≈ 7 dBd (по рис. 18.68 или табл. 18.11).

С собственным усилением логопериодического возбудителя складываются составляющие усиления от пассивных элементов, обусловленные более глубоким подавлением обратного излучения и сужением главного луча. Поэтому оценка суммарного усиления ≈ 11 dBd представляется вполне правдоподобной.

Впрочем, добавление пассивных элементов ограничивает частотную область такой антенны, поскольку с ростом частоты рефлектор утрачивает свою отражательную способность, а директор начинает действовать как рефлектор. Поэтому обычно строятся только однодиапазонные директорные логопериодические антенны. Параметры их пассивных элементов рассчитывают по следующим формулам (частоты выражены в мегагерцах, а длины – в метрах):

- длина рефлектора $155,3 / f_{\min}$ (18.27)

- расстояние до рефлектора $25,6 / f_{\min}$ (18.28)

- длина директора $137,4 / f_{\min}$ (18.29)

- расстояние до директора $45,1 / f_{\min}$ (18.30)

Подробные указания по устройству поворотных директорных ЛПА приведены в [45], сокращенное описание содержится также в [22].

18.12.4. Логопериодические антенны с уголковыми вибраторами

Внешнее отличие логопериодической антенны с уголковыми вибраторами от ЛПВА

сводится к тому, что вибраторы первой из них выполнены с изломом, острие которого противоположно главному лучу (рис. 18.71). Электрические параметры уголковых вибраторов рассчитываются на возбуждение в различных колебательных модах. На частоте f_{\min} излучают уголковые вибраторы с длиной, близкой к $\lambda/2$. С ростом частоты активная область смещается к более коротким вибраторам вплоть до наступления полуволнового резонанса у самых длинных из них. При дальнейшем повышении частоты до определенной величины наблюдается резонансное возбуждение по условию $5\lambda/2$ и так далее для всех значений, кратных нечетному числу полуволн. Смена мод колебаний происходит не непрерывно, а путем перехода через частотные интервалы, где антенна не излучает [35]. Таким образом, антенна не является частотно-независимой, хотя и построена по логопериодическому принципу. Теоретически можно создавать сколь угодно широкие частотные полосы вплоть до переходных интервалов. Излом вибраторов увеличивает усиление на высоких модах, причем эта прибавка зависит от угла излома и длины плеч вибратора (см. раздел 11.4).

Логопериодическая антенна с уголковыми вибраторами, рассчитанными на область частот 7–14 МГц, благодаря полуволновому резонансу способна работать и в области 21–42 МГц. Подобная антенна, испытанная на практике, описана Родсом [45], а ее схема и параметры показаны на рис. 18.71. Направленная антенна выполнена в виде поворотной конструкции из трубок легкого сплава. В действительности самый длинный элемент укорочен с 21,42 до 17,12 м и нагружен концевыми емкостями в виде легких металлических колец.

На частотах 7 и 14 МГц усиление близко к 7 dBd при горизонтальной ширине главного луча 68–70°; работа в области 21–42 МГц характеризуется повышением усиления до 10 dBd (горизонтальная ширина составляет 59° на частоте 21 МГц и 58° на 28 МГц). Аналогичных величин следует ожидать и в полосах 10,1, 18 и 25 МГц. 300-омный двухпроводной фидер прямо присоединяется к клеммам питания XX. Подключение симметрирующего трансформатора 4:1 позволяет питать антенну через коаксиальный кабель. Остальные данные о конструкции и схеме антенны содержатся в [46].

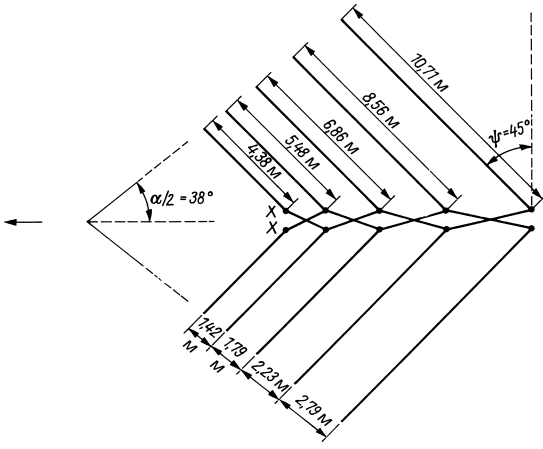


Рис. 18.71. Размеры логопериодической антенны с уголковыми вибраторами K4EWG; частотная область 7–30 МГц; $\tau = 0,8$; $\sigma = 0,05$; плечи вибратора одинаковы по длине

Аналогичная направленная антенна с V-образными логопериодическими элементами была разработана оператором YV5DLT [47]. Из-за внешнего сходства с паутиной ее прозвали Telerana (исп. – «паутина»). Схема антенны изображена на рис. 18.72. Это легкая поворотная проволочная антенна для полосы от 13 до 30 МГц. Ее носителем служит крестообразный вантовый каркас со стекловолоконными штангами. Образец антенны весит 14 кг. Достаточно подробное описание системы содержится в [47].

Линия возбуждителя показана перекрещенной только ради наглядности; на самом деле она проложена способом, представленным на рис. 18.69, поэтому ее волновое сопротивление должно быть близким к 400 Ом. К клеммам XX подключен симметрирующий трансформатор 4:1, благодаря чему антенна питается через 50-омный коаксиальный кабель.

Полутораволновый резонанс этой антенны приходится на диапазон ДМВ между 39 и 90 МГц, но здесь она не используется. Надо

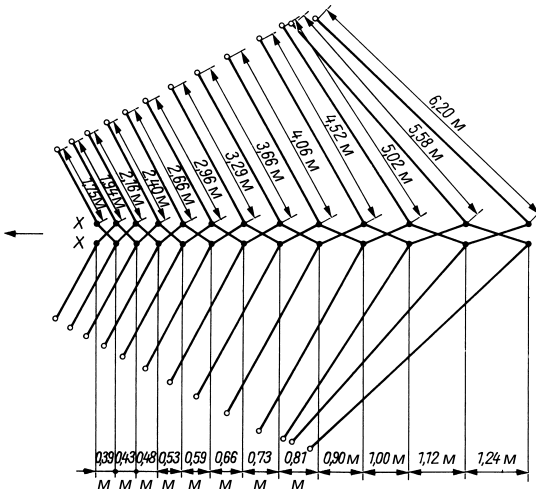


Рис. 18.72. Схема и параметры направленной антенны YV5DLT; частотная область 13–30 МГц; $\tau = 0,9$; $\sigma = 0,05$; плечи вибратора одинаковы по длине

иметь в виду, что вибраторам придают V-образную форму главным образом для достижения предельной компактности. Дополнительная информация приводится в [48–52].

Литература к главе 18

- [1] *Bird, G. A.*: Three Band Mini Beam. RSGB Bulletin, February 1956, pp. 355–358.
- [2] *Auerbach, R.*: Multiband-Richtstrahler. DL-QTC 12/56, S. 530–537.
- [3] *Auerbach, R.*: Neues vom Dreiband-Beam. DL-QTC 3/58, S. 98–99.
- [4] *Rückert, H. F.*: Der Weg zum VK 2 AOU-Dreiband-Beam. DL-QTC 3/58, S. 100–114.
- [5] *Auerbach, R.*: Der DL I FK Drei-Element-Dreiband-Beam. DL-QTC 7/60, S. 299–308.
- [6] *Auerbach, R.*: Noch einiges zum DL I FK-Dreiband-Beam. DL-QTC 9/60, S. 417–418.
- [7] *R. Auerbach* – Dt. Patentanmeld. 1 132 199 – 1958 (Patenterteilung versagt).
- [8] *Lennartz, H.*: Multiband-Antennen. Funktechnik 7/1977, S. 207–209.
- [9] *Rückert, H. F.*: Dreiband-Eindraht-Cubical-Quad-Element. DL-QTC 4/68, S. 201–209.
- [10] *Rückert, H. F.*: Dreiband Cubical Quad nach VK2AOU. DL-QTC 4/70, S. 199–204.
- [11] *Boldt, W.*: Die DJ 4 VM-Multiband-Quad. DL-QTC 9/1968, S. 515–526.
- [12] *Gaysert, G.*: Quad-Antennen mit zentraler Elementspeisung. CQ-DL 5/1981, S. 216–220.
- [13] *Nanasi, K.*: Mini Delta Loop. Radiotechnika, Budapest, Heft 4/1973, S. 140.
- [14] *Grossmann, R.*: Triband-Delta-Loop Beam. QST, December 1969, pp. 52–53.
- [15] *Richartz, W.*: HB 9-Multiband-Delta-Loop-Antenne. CQ-DL 3/1980, S. 129.
- [16] *Hawker, P.*: The VK 2 ABQ antenna again. (Technical Topics) Radio Communication, March 1980, pp. 260–261.
- [17] *Hawker, P.*: Amateur Radio Techniques. (The VK 2 ABQ Threeband Beam, pp. 315–316; Miniature VK 2 ABQ «X» Beams, pp. 320–321), RSGB, London, 1980.
- [18] *Dale, G. N.*: HF antennas: a practical application of the VK 2 ABQ. Radio Communication, September 1980, pp. 891–892.
- [19] *Tyskiewicz, J. P.*: Low profile three-band quad. Ham Radio, July 1975, pp. 22–26.
- [20] *James, R. E.*: A Seven Band Boomless Quad. CQ, April 1982, pp. 17–21.
- [21] *Rückert, H.*: Quad-Probleme und deren Lösung. CQ-DL 1/1977, S. 6–9.
- [22] *Straw, R. D. (Ed.)*, The ARRL Antenna Book. (Chapt. 12-4). ARRL, Newington, CT, 1994.
- [23] *Stein, W. A.*: A Five-Band Two-Element Quad for 20 through 10 Meters. QST, April 1992, pp. 52–56.
- [24] *Vanzant, F.*: 160, 75 and 40 Meter Inverted Dipol Delta Loop. QST, January 1973, pp. 37–39.
- [25] *Henkes, J.*: Erfahrungsbericht mit einer 160-, 80 und 40-Meter-Inverted-Dipol-Delta-Loop. CQ-DL 12/1974, S. 706–711.
- [26] *Weissleder, H.*: Servicefreundliche Quadantenne. Funkamateur 9/82, S. 454.
- [27] *E. Bastian* – US Pat. 4,021,811 – Dt. Prior. 1974.
- [28] *DuHamel, R. H.; Isbell, D. E.*: Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures. IRE Nat. Conv. Rec., 1957, pp. 119–128.
- [29] *R. H. DuHamel; F. R. Ore* – US Pat. 3, 079, 602 – 1958.
- [30] *R. H. DuHamel; D. G. Berry* – US Pat. 2, 984, 835 – 1959.
- [31] *P. E. Mayes, R. L. Carrel* – US Pat. 3, 108, 280 – 1960.
- [32] *E. W. Woluszcuk* – US Pat. 3,165,748 – Brit. Prior. 1961.
- [33] *R. Greif; F. Scheuerecker; J. Gropp* – Dt. Pat. 1 286 590 – 1969.
- [34] *Greif, R.*: Logarithmisch periodische Antennen. Nachrichtentechnische Fachberichte, Braunschweig (1961), Band 23, S. 81–92.
- [35] *Nowatzky, D.*: Logarithmisch periodische Dipolantennen. Technische Mitteilungen RFZ, 7 (1963), Juni, H. 2, S. 77–80; September, H. 3, S. 127–133.
- [36] *Wohlleben, R.*: Die Typen linear-polarisierter log.-period. Antennen. NTZ 1969, H. 9, S. 531–542.
- [37] *Smith, C. E.*: Log Periodic Antenna Design Handbook, Smith Electronics Inc., Cleveland, OH, 1966.
- [38] *Rumsey, V. H.*: Frequency Independent Antennas. Academic Press, New York, 1966.
- [39] *Heslin, R. F.*: Three-Band Log-Periodic-Antenna. QST, June 1963, p. 50.
- [40] *Blick, A. E.*: The Design of Log-Periodic Antennas. 73 Magazine, May 1965, p. 62.
- [41] *Nagle, W. L.*: Antenna Designs for UHF/VHP. 73 Magazine, August 1970, pp. 45–47.
- [42] *Smith, G. E.*: Threeband HF Log-Periodic Antennas. Ham Radio, September 1972, pp. 28–35.
- [43] *Rhodes, P. D.*: The Log-Periodic Dipole Array. QST, November 1973, pp. 16–22.
- [44] *Scholz, P. A.; Smith, G. E.*: Log-Periodic Antenna Design. Ham Radio, December 1979, pp. 34–39.
- [45] *Anderson, M. S.*: Antenna Anthology (The Log-Yag Array, pp. 49–52). ARRL, Newington, CT, 1978.
- [46] *Rhodos, P. D.*: The Log-Periodic V Array. QST, October 1979, pp. 40–43.
- [47] *Eckols, A.*: The TELERANA – A Broadband 13 to 30 MHz Directional Antenna. QST July 1981, pp. 24–27.
- [48] *Smith, G. E.; Scholz, P. A.*: Log-Periodic Antennas for the HP Amateur Bands. Ham Radio, January 1980, pp. 66–68.
- [49] *Johnson, L. D.*: Log-Yagis simplified. Ham Radio, May 1983, pp. 78–82.
- [50] *Collins, A. E.*: Log-Periodic Dipole Arrays for the Upper HF Bands. QST, November 1988, pp. 21–23, 28.
- [51] *Koslow, D.*: Log Periodic Dipole Array for 2 Meters. 73 Magazine, May 1992, pp. 14, 16.
- [52] *Sturm, A.*: Eine logarithmisch-periodische Antenne für 14 bis 30 MHz. CQ-DL 7/92, S. 419–423.

19. Коротковолновые антенны вертикальной поляризации

Коротковолновые антенны, поворотные направленные излучатели, будь то директорная, двойная рамочная или дельгообразная антенны, остаются несбыточной мечтой многих радиолюбителей из-за ограничений, накладываемых местными условиями или недостатком средств и материалов. К тому же такие излучатели создаются преимущественно для пяти высокочастотных любительских КВ диапазонов от 10 до 20 м. Все это вынуждает отказываться от поворотных направленных излучателей и обращаться к излучателям с круговой диаграммой направленности.

Круговой излучатель горизонтальной поляризации может быть построен для КВ диапазонов только в виде угловых вибраторов (см. раздел 10.4). Напротив, вертикально поляризованные излучатели позволяют без особых затрат создавать в горизонтальной плоскости круговое излучение безупречной формы. При дальнейшем радиообмене с опорой на ионосферное распространение волн нет значимых различий между горизонтальной и вертикальной поляризацией, так как поляризация волн меняется при прохождении ионосферы.

В принципе любая простая антенна вертикальной поляризации обладает круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Это качество считается достоинством или недостатком в зависимости от назначения антенны. Радиоприем посредством кругового излучателя вертикальной поляризации всегда сопровождается более высоким уровнем местных и атмосферных помех, чем прием через сравнимую горизонтально поляризованную антенну. Ясно также, что для приема с круговой направленностью требуется приемник, обладающий высокой избирательностью при минимальной перекрестной модуляции. Однако горизонтальная круговая диаграмма гарантирует: ни одно из направлений не окажется «обделенным», что почти всегда случается при горизонтально поляризованных антеннах. Можно заранее

утверждать, что вертикально поляризованный излучатель с правильно заданными параметрами способен служить отличной приемной или передающей антенной дальней связи.

Антенне с вертикальным проводником требуется очень мало места. Минимальная длина при собственном четвертьволновом резонансе составляет около 5 и 2,5 м для 20 и 10-метрового диапазонов соответственно и в любом случае вполне реальна хотя бы для высокочастотных КВ диапазонов. И без того низкое ветровое сопротивление становится минимальным, если применять антенну, сужающуюся к верхнему концу. Вертикальному излучателю очень опасны молнии. Для уверенного приема и почти горизонтального излучения самое важное – обеспечить первоклассное высокочастотное заземление (не путать с надежным грозозащитным заземлением). Предельно упрощая действительную ситуацию, можно сказать, что проблемы горизонтально поляризованного излучателя решаются над землей; иначе говоря, излучатель тем лучше, чем выше проложен его проводник. Напротив, успешность вертикально поляризованного излучателя «кроется» на или в земле, поскольку качество излучателя в первую очередь определяется проводимостью грунта.

19.1. Высокочастотное заземление

Большинство теоретических исследований вертикальных излучателей опирается на представления об идеальном грунте, которого на самом деле не существует. Однако при некоторых затратах вполне осуществимо надежное заземление по высокой частоте. Для этого есть две возможности:

- сеть заземления;
- противовес.

19.1.1. Сеть заземления

(R. A. Fassenden – патент США № 706746, 1902 г.)

При излучении высокочастотных радиоволн вертикальной антенной в окружающем ее свободном пространстве образуются токи смещения I_v . Соприкасаясь с землей, они возвращаются к антенне в виде конвективных токов I_k (рис. 19.1). Потери на тепловыделение, неизбежные при протекании тока в грунте, зависят от его проводимости. Вблизи антенны токи радиально сходятся к антенне, плотность тока становится максимальной, а потому и потери здесь особенно велики [1, 2].

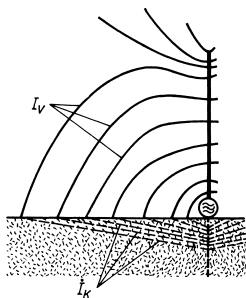


Рис. 19.1. Гипотетическое распределение тока смещения I_v во внешнем пространстве и тока конвекции I_k в грунте около вертикального излучателя

Влияние грунта на излучение радиоволн подробно описано в литературе. На работе антенного устройства не сказывается сопротивление грунта постоянному току, важно лишь его сопротивление переменному току высокой частоты. Благодаря поверхностному эффекту токи текут главным образом в верхнем слое грунта. Плохая проводимость этого слоя приводит к большим потерям.

Сеть заземления позволяет обеспечить независимость потерь от проводимости грунта. Такие сети раскладываются по поверхности земли или закапываются на небольшую глубину. Их образуют проводники, радиально расходящиеся от основания антенны в виде многолучевой звезды. Подобные проводники называют радиальным заземлением.

Впрочем, применение заземляющей сети полезно и для горизонтальных антенн. Сеть должна быть согласована с линиями тока в

грунте и поэтому отличается по конфигурации: проводники длиной от $\lambda/2$ до λ укладываются параллельно вибратору с промежутком $\lambda/200$.

Заземление следует делать такой длины, которая по крайней мере равна высоте антенны, а лучше – ее полуторакратной высоте. Провода заземления должны иметь длину от $\lambda/4$ до $\lambda/2$, еще лучше – от $\lambda/2$ до λ . Имеет смысл заземлить их концы или соединить друг с другом.

Сеть заземления укладывается на глубину 25–30 см, а если грунт вспахан – на 60 см. В случае каменистого грунта сеть можно раскладывать по поверхности.

Для обеспечения круговой симметрии вокруг вертикальной антенны по лучам звезды следует проложить не менее 12 проводников, лучше – 18, а для гарантии – 24. Множество коротких лучей предпочтительнее нескольких длинных. При плохой проводимости грунта лучей должно быть как можно больше.

Для изготовления сети заземления применяются бронзовый или оцинкованный стальной канатик, оцинкованный стальной однопровитный или многопровитный провод в ПВХ изоляции. Предпочтительнее пользоваться изолированным проводом. В этом случае происходит чисто емкостное распространение высокочастотного тока в грунте, имеют место только диэлектрические потери и на переходах между проводником и грунтом не возникает омических потерь.

Для сборки сети заземления хорошо подходит проводник диаметром 3–5 мм.

Детали из оцинкованной стали следует соединять болтами, гайками и шайбами только из нержавеющей стали. Для соединения деталей, содержащих медь, используются обязательно бронзовые или латунные метизы. Особенно подвержены коррозии выходные отрезки проводников на глубине до 10 см. Здесь надо применять специальную защиту, например битумное покрытие.

При монтаже антенны на здании необходимо связать сеть заземления с кольцевым заземлением, глубинным заземлителем или другими грозозащитными средствами. Необходимо гарантировать хороший электрический контакт листов жести, кроющих плоскую крышу, а сторона такой крыши не должна быть короче 10 м. Жестяная кровля обязательно заземляется с помощью стальной ленты 2×50 мм, проложенной вертикально по стенам здания.

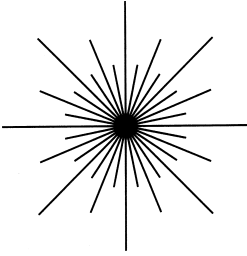


Рис. 19.2. Сеть заземления короткой вертикальной антенны

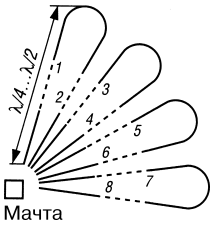


Рис. 19.3. Замкнутые контуры проводов заземления

В случае плоской бетонной крыши без железной кровли на ней укладывается 18-лучевая сеть, которую соединяют с металлическими деталями крыши (арматурой, водостоками и др.). На рис. 19.2 показана подобная сеть для короткой вертикальной

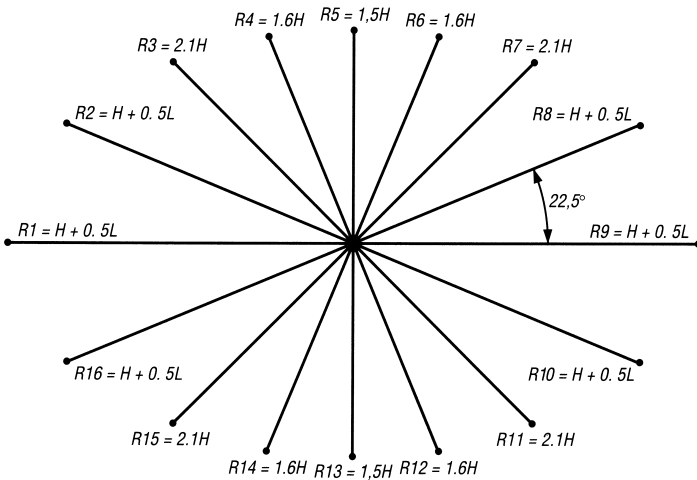


Рис. 19.4. Сеть заземления Т-образной антенны: R – проводник заземления; H – высота антенны; L – длина антенны

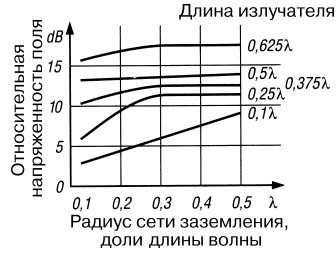


Рис. 19.5. Зависимость относительной напряженности поля от радиуса сети заземления для вертикальных излучателей разной длины

антенны. Замкнутые контуры проводов заземления французской конструкции изображены на рис. 19.3. На рис. 19.4 представлена сеть заземления Т-образной антенны из США. Зависимость относительной напряженности поля от радиуса сети заземления вертикальных излучателей разной длины приведена на рис. 19.5 [11].

Из рис. 19.5 следует, что:

- при длине излучателя до $\lambda/4$ требуется проводник заземления длиной не менее $0,5 \lambda$;
- при длинах излучателя от $\lambda/4$ до $5\lambda/8$ нужна сеть заземления радиусом $0,3 \lambda$;
- полуволновому излучателю сеть заземления вообще не требуется.

19.1.2. Противовес

(F. Braun – германский патент № 148001, 1901 г.)

В патенте проф. Брауна противовес, названный «приставкой», выполнен из провода, катушек или пластин. Название «проводловушка» [12] восходит к 1907 г., тогда же родился термин «противовес» [13]. По-английски его именуют counterpoise, ground plane или (ground) radials. Первое из названий употреблялось еще в 20-х гг. Выражение ground plane впервые появилось в 1935 г., а ground radials – в 1943 [14]. В патенте на антенну типа Groundplane [15] от 1933 г. фигурирует диск диаметром $\lambda/2$ для блокировки поверхностных волн.

Концы противовесов свободны и изолированы, поэтому их входные сопротивления со стороны антенны крайне малы. Удлинение слишком коротких противовесов посредством индуктивности известно с 1937 г. [16].

Длина противовеса равна $\lambda/4$ или, согласно эмпирическому правилу, $\lambda/4 + 5\%$.

Противовес может быть единственным, и тогда возникает направленность в соответствии с его расположением. Как правило, применяют три-четыре противовеса. Количество и наклон противовесов влияют на сопротивление у основания мачты [17].

В случае остrokонечной черепичной крыши противовесы можно располагать на ее стропилах.

Дж. Л. Рейнарц (J. L. Reinartz) применил антенну с одним изолированным противовесом для первой трансатлантической любительской радиосвязи в 1923 г. [18]. Такая система оставалась весьма популярной вплоть до 80-х гг. Сведения о системах с изолированными противовесами приведены в [19–22].

19.2. Параметры вертикальных антенн

При установке проводника антенны по вертикали и хорошей проводимости земной поверхности вполне достаточен излучатель длиной $\lambda/4$. В данном случае входное сопротивление излучателя оказывается активным и резонансным. При этом речь идет все-таки о полуволновом излучателе, так как благодаря грунту, который можно считать более или менее приличным проводником,

четвертьволновый отрезок зеркально дополняется до полуволнового вибратора. В своей простейшей форме такой четвертьволновый (над грунтом) излучатель известен как антенна Маркони (рис. 19.6).

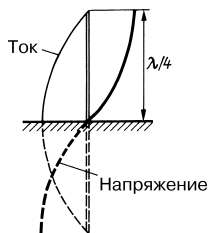


Рис. 19.6. Распределение тока и напряжения в антенне Маркони

Четвертьволновые штывы над грунтом называют также несимметричными антеннами, поскольку в противоположность горизонтальным полуволновым вибраторам они несимметричны относительно земли. В отличие от диполей их называют монополями. Эквивалентная схема входного сопротивления вертикальной четвертьволновой антенны состоит из последовательно включенных сопротивления излучения R_s , реактивного сопротивления X_s (равного нулю при резонансе) и сопротивления грунта R_e (рис. 19.7). Отсюда следует, что суммарная мощность P_a , поданная на резонансную антенну Маркони, рассеивается на сопротивлении излучения R_s и сопротивлении грунта R_e , так что справедливо соотношение

$$P_a = I^2 (R_s + R_e) \quad (19.1)$$

где I – эффективная величина тока антенны.

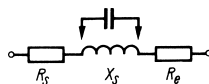


Рис. 19.7. Эквивалентная схема входного сопротивления четвертьволнового излучателя над землей

Сопротивление земли R_e является чистым сопротивлением потерь, на котором высокочастотная энергия расходуется на нагревание грунта. Отсюда вытекает зависимость между мощностью излучения $P_s = I^2 R_s$ и мощностью потерь $P_v = I^2 R_e$:

$$P_s = P_a - P_v \quad (19.2)$$

Для эксплуатации антенны Маркони с высоким КПД необходимо, прежде всего, предельно низкое сопротивление земли R_e , чтобы сделать отношение R_e/R_c как можно более высоким. На практике к сопротивлению R_e следовало бы добавить и все прочие сопротивления потерь, которых может быть достаточно много. Поскольку длина (или высота) четвертьволнового излучателя составляет только половину полуволнового вибратора, его эффективная высота также оказывается вдвое меньшей:

$$h_{\text{eff}} = \frac{\lambda}{2\pi} \approx \frac{\lambda}{6,28} \quad (19.3)$$

Подставив вместо длины волны частоту f , получаем:

$$h_{\text{eff м}} = \frac{47,75}{f_{\text{МГц}}} \quad (19.4)$$

Общие сведения о значении эффективной высоты и длины излагаются в разделе 3.1.6.

Эффективная высота входит в соотношение Рюденберга (Rüdenberg) для определения сопротивления излучения:

$$R_{s\text{ Ом}} = 1579 \frac{h_{\text{eff м}}^2}{2\pi\lambda_{\text{м}}} \quad (19.5)$$

Отсюда для четвертьволнового излучателя получается сопротивление излучения R_s величиной 40 Ом. По теории Э. Зигеля (E. Siegel) [23] точное значение равно 36,6 Ом, если резонансный четвертьволновый излучатель установлен прямо на земле (рис. 19.10).

Входное сопротивление R_E резонансного четвертьволнового излучателя над землей равно сумме сопротивления излучения R_s и сопротивления потерь R_v :

$$R_E = R_s + R_v \quad (19.6)$$

В R_v входят все сопротивления потерь, но главный вклад вносят потери в грунте.

В идеальных условиях входное сопротивление R_E при резонансе равно сопротивлению излучения R_s , составляющему 36,6 Ом у антенн Маркони. Но поскольку сопротивление земли R_e и сопротивление излучения R_s включены последовательно, входное сопротивление R_E надо складывать с сопротивлением R_e . Поэтому у любой действующей антенны Маркони фактическое входное сопротивление R_E всегда выше идеального,

равного 36,6 Ом. Тогда вполне реальна ситуация, при которой входное сопротивление составляет 75 Ом и 75-омный коаксиальный кабель оказывается безупречно согласованным с излучателем. Однако это не дает оснований для ликования, поскольку такое значение параметра свидетельствует о том, что сопротивление суммарных потерь достигает 38,4 Ом и почти целиком обусловлено сопротивлением земли R_e . В итоге почти половина мощности P_a , посылаемой антенне, излучается в виде мощности излучения P_s , а оставшаяся половина является мощностью потерь P_v и расходуется на нагревание грунта. В этих условия для повышения КПД антенны следует снизить сопротивление земли R_e , применив соответственно увеличенную сеть заземления. Другой способ улучшить КПД антенны при неблагоприятных условиях заземления состоит в том, чтобы повысить сопротивление излучения R_s путем изменения конструкции излучателя (например, применить несколько проводников) и тем самым сделать $R_s \gg R_e$.

Коэффициент укорочения V четвертьволнового штыря зависит от отношения его длины к диаметру l/d . Его называют степенью утолщения S . На рис. 19.8 показаны приближительные значения, свойственные антенне в свободном пространстве на хорошо проводящем грунте. Для практических целей в них надо вносить незначительные поправки.

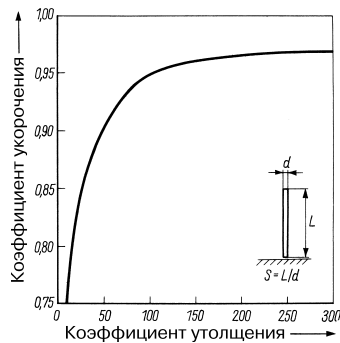


Рис. 19.8. Коэффициент укорочения V четвертьволнового штыря в зависимости от степени его утолщения

Степень утолщения S определяет также среднее волновое сопротивление Z_A штыревой антенны согласно соотношению:

$$Z_A = 60 \ln(1,15 S) \quad (19.7)$$

Это выражение представлено на рис. 19.9 в виде графика, с которого считываются требуемые значения без всяких вычислений. Из соотношения следует, что Z_A антенны уменьшается вслед за степенью ее утолщения S . С другой стороны, известно, что у «толстых» излучателей полоса частот шире, чем у «тонких». Наглядный пример тому — широкополосные вибраторы (см. раздел 4.3). Взаимосвязь степени утолщения S и ширины полосы B легко представить в виде формулы, если исходить из добротности излучателя Q . Это безразмерная величина, представляющая собой отношение волнового сопротивления антенны Z_A к ее входному сопротивлению R_E :

$$Q = \frac{Z_A}{R_E} \quad (19.8)$$

Ширина полосы пропускания B в герцах:

$$B = \frac{f_{\text{res}}}{Q} \quad (19.9)$$

После подстановки имеем:

$$B = f_{\text{res}} \frac{R_E}{Z_A} \quad (19.10)$$

Из этого соотношения следует правило: полоса частот антенны тем шире, чем больше ее входное сопротивление R_E и чем меньше волновое сопротивление Z_A антенны. Поскольку Z_A зависит от степени утолщения S , из формулы (19.7) ясно, что ширина полосы B растет с уменьшением S .

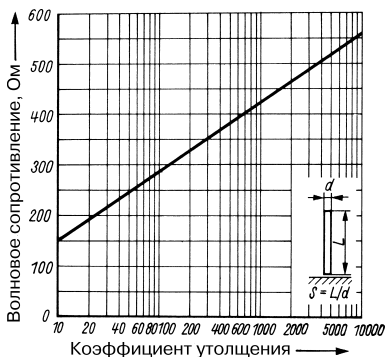


Рис. 19.9. Зависимость среднего волнового сопротивления Z_A вертикального излучателя, возбуждаемого относительно земли, от степени утолщения S

19.3. Свойства излучения вертикальных антенн

Диаграмма направленности в вертикальной плоскости отвесного излучателя над землей отличается малым углом возвышения, что крайне желательно для дальнего радиобмена. Однако при этом предполагается, что антенна установлена непосредственно на хорошо проводящем грунте или что его проводимость улучшена благодаря соответствующей сети заземления (см. раздел 19.1.1). Графики на рис. 19.11 демонстрируют, насколько недостаточная проводимость земной поверхности отрицательно влияет не только на КПД антенной системы при отвесном положении излучателя, но и на его вертикальную диаграмму направленности, вызывая рост угла возвышения. Идеальный случай представлен кривой 1, когда угол возвышения теоретически равен 0. На практике этот случай нереализуем, поскольку предполагает идеальную проводимость грунта на высоких частотах. Кривая 2 относится к ситуации, когда четвертьволновый штырь установлен на плохо проводящем грунте. Из-за больших потерь в земле КПД антенны явно ниже 50% даже в максимуме, где угол возвышения возрастает до 30°. Кривая 3 описывает положение, реализуемое при хорошей проводимости

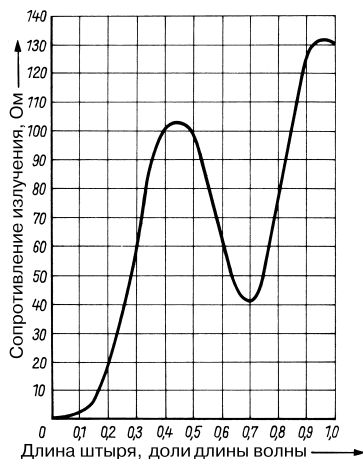


Рис. 19.10. Сопротивление излучения R_s в пучности тока тонкого вертикального штыря над идеальным грунтом в зависимости от длины штыря, приведенной к длине волны λ

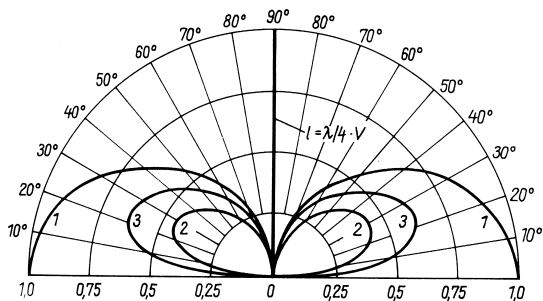


Рис. 19.11. Вертикальные диаграммы отвесных четвертьволновых излучателей в зависимости от проводимости грунта на высокой частоте

грунта, когда КПД достигает 65%, а угол возвышения в максимуме составляет 20–25°. Подобные диаграммы имеют место, только если вход излучателя находится непосредственно на грунте. При подъеме входа антенны над грунтом на диаграмме появляются различные боковые лепестки.

Простой вертикальный излучатель характеризуется круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Диаграмма зависит от свойств грунта, а также от наличия окружающих препятствий, которые искажают ее форму.

На вертикальные диаграммы отвесных излучателей существенно влияют их длина l (высота), приведенная к рабочей длине волны λ . Отметим, что необязательно выбирать геометрическую длину излучателя так, чтобы выполнялись условия собственного резонанса. Механическая длина штыря может быть совершенно произвольной, лишь бы обеспечивался электрический резонанс ($\lambda/4$, $\lambda/2$, $3\lambda/4$ и т.д.) с помощью таких дискретных схемных элементов, как удлиняющие катушки или укорачивающие конденсаторы. Эту возможность широко используют на практике.

На рис. 19.12. представлены примеры вертикальных диаграмм отвесных излучателей различной длины, установленных прямо на грунте средней проводимости. У четвертьволнового излучателя вертикальная ширина диаграммы по половинной мощности составляет около 45°, а угол возвышения максимума близок к 30° (рис. 19.12а). Ширина диаграммы штыря длиной $3\lambda/8$ сужается до 32°, угол возвышения ее максимума убывает до 23° (рис. 19.12б). Еще благоприятнее ширина 30° и угол возвышения 17° у полуволнового штыря над грунтом (рис. 19.12в). Наилучшими свойствами обладает известный

излучатель длиной $5\lambda/8$ с шириной 24° и углом возвышения всего 12° (рис. 19.12г). При дальнейшем удлинении излучателя его свойства вновь ухудшаются. Сопоставление вертикальной диаграммы излучения горизонтального полуволнового вибратора (см. рис. 3.12) с вертикальными диаграммами отвесных излучателей (рис. 19.12) явно указывает на преимущества последних для дальней связи по такому параметру, как угол возвышения.

Это заключение справедливо и по отношению к директорным антеннам, если полагать, что малый угол возвышения является важнейшей предпосылкой успешности дальнего распространения волн в ионосфере.

Геометрическую длину излучателя $5\lambda/8$ можно считать оптимальной при дальнем радиобмене. С увеличением длины вертикальная диаграмма становится все менее благоприятной для дальней связи из-за быстрого роста угла возвышения главного луча и слишком крутого излучения радиоволн.

Излучатели, размер которых превышает четверть длины волны, благоприятны также и по величине сопротивления излучения R_r . Как видно из рис. 19.10, R_r проходит через максимум между значениями длины $\lambda/4$ и $\lambda/2$. Благодаря этому в данном интервале повышается КПД и расширяется частотная область излучателя.

Вертикальная антенна не реализует своего назначения, если ее не установить на открытом и по возможности плоском участке местности. Это значит, например, что ее не следует сооружать в промежутке между городскими зданиями. На густо застроенных территориях такую антенну надо ставить на самых высоких опорах, чтобы она

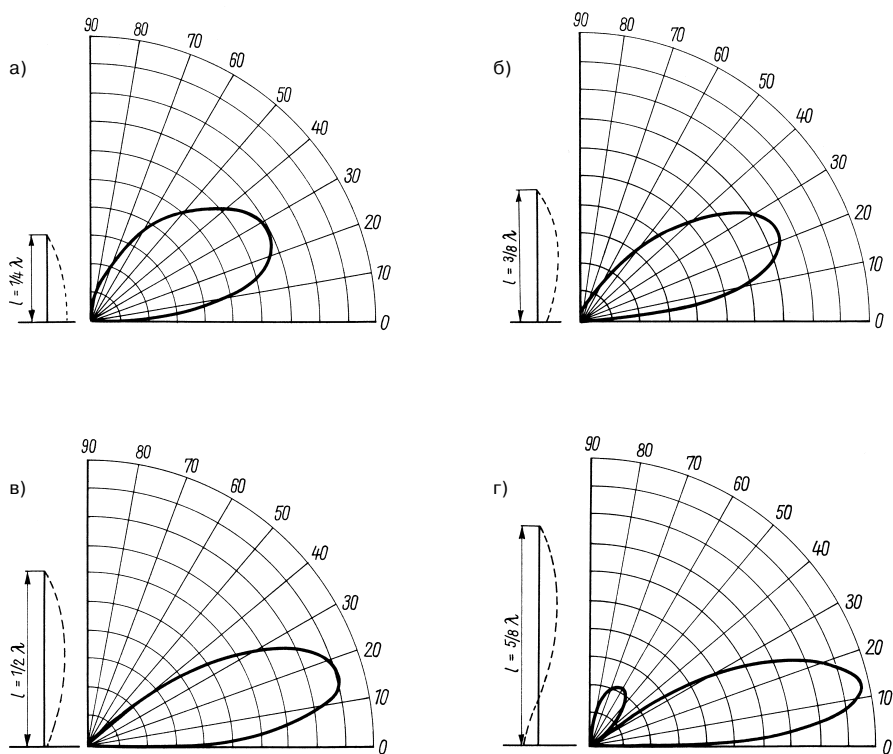


Рис. 19.12. Вертикальные диаграммы отвесных излучателей различной длины над грунтом средней проводимости

возвышалась над любыми окрестными препятствиями. Разумеется, вертикальный штырь, удаленный от грунта, уже не сможет вести себя «нормально» относительно земли и станет, образно говоря, искать свою «вторую половину» в первую очередь среди металлоконструкций близлежащих зданий, что самым непредсказуемым образом изменит его параметры. К тому же возрастает вероятность превратить его в источник помех телевизионному и радиоприему. Поэтому сеть заземления должна быть приспособлена к условиям, когда вход антенны удален от грунта. Такая сеть строится в виде совокупности ненастроенных радиальных противовесов, описанных в разделе 19.1.1. Если поблизости имеются какие-либо металлоконструкции, то их следует включить в состав сети заземления.

На практике редко удается разместить столь растянутую систему проводников на

возвышенном основании. В таких случаях почти всегда применяются радиальные противовесы, настроенные рабочей длиной волны на четвертьволновый резонанс.

Здесь достаточно трех настроенных четвертьволновых противовесов, но их используют и в большем количестве. Противовесы распределяют вдоль радиусов через равные угловые интервалы вокруг антенны и гальванически соединяют у ее основания. Сюда же подключают грозозащитное заземление.

Как правило, настроенные противовесы располагают горизонтально, тогда входной импеданс четвертьволнового излучателя составляет около 40 Ом. Более высокая величина (к примеру, 70 Ом) является признаком наличия в системе больших сопротивлений, потерь, понижающих ее КПД. «Естественный» способ увеличить входное сопротивление состоит в том, чтобы

проложить лучевые противовесы с наклоном вниз. Чем больше наклон, тем сильнее растёт сопротивление. В предельном случае, когда лучи идут отвесно вниз, входное сопротивление достигает 60 Ом, поскольку при этом образуется вертикальный полуволновый вибратор.

Вертикальные антенны несимметричны относительно земли и поэтому всегда должны возбуждаться такими же несимметричными фидерами, то есть коаксиальными кабелями.

19.4. Конструкции вертикальных антенн с круговым излучением

Радиолюбители уже почти не пользуются классической антенной Маркони, поскольку гораздо выгоднее установить вертикальный излучатель как можно выше, заменив естественное заземление противовесом вокруг входа антенны. Подобные противовесы расходятся от основания антенны по радиусам, поэтому их называют радиальными. На любительском жаргоне вертикальную антенну с несколькими настроенными четвертьволновыми радиальными противовесами именуют антенной Groundplane (англ. ground plane – плоскость заземления) [24, 25].

В принципе антенна Groundplane с настроенными радиальными противовесами представляет собой полуволновый вибратор с центральным питанием и характеризуется таким же, как у него, теоретическим усилением 6,83 dBi (приведенным к изотропному излучателю). Усиление же антенны Маркони составляет 5,61 dBi (см. табл. 3.1). При этом предполагается, что речь идет о согласованных вертикальных антеннах без потерь над идеальным грунтом. Большее усиление вертикальной полуволновой антенны по сравнению с горизонтальной полуволновой объясняется полным отражением волн от идеального грунта, чего на самом деле никогда не происходит.

19.4.1. Антенна Groundplane

(M. Ponte – французский патент № 764473, 1933 г.)

Схема такой антенны представлена на рис. 19.13. Как можно большее количество проводников (радиальных противовесов)

длиной по $\lambda/4$ прокладывается в горизонтальной плоскости вокруг входа антенны по радиусам от ее оси. Вблизи ее входа противовесы соединяются друг с другом, но вертикальный штырь остается изолированным от них. Должно быть как минимум четыре таких противовеса, а поскольку здесь работают с резонансными четвертьволновыми отрезками, имеющими пучности напряжения на концах, их надо подвешивать на изоляторах.

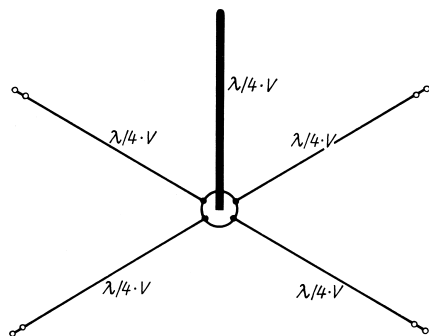


Рис. 19.13. Антенна Groundplane с горизонтальными радиальными противовесами

Входное сопротивление антенны Groundplane составляет около 36 Ом, поэтому при питании через коаксиальный кабель возникает рассогласованность с фидером. Этого можно избежать, натянув противовесы не горизонтально, а наклонно вниз под углом 135° к излучателю. В таком случае входное сопротивление достигает 50 Ом.

Для обеспечения согласованности с 50-омным коаксиальным кабелем приходится прокладывать противовесы круто вниз, и Groundplane превращается в почти отвесный полуволновый вибратор двойной длины относительно антенны Groundplane.

Точное согласование коаксиального кабеля с входным сопротивлением подобной антенны обеспечивается четвертьволновым согласующим шлейфом (см. раздел 6.6). Однако изготовить коаксиальный тупиковый шлейф механически сложно без подходящего коаксиального тройника. Тому, кто не верит в возможность электрически безупречного герметичного соединения коаксиальных кабелей, лучше реализовать согласование с помощью схем на дискретных элементах.

На рис. 19.14 демонстрируется весьма удачная схема трансформатора, разработанная В. Зеффридом (W. Seefried). Речь идет о Т-образной цепочке, которой можно заменить четвертьволновый коаксиальный трансформатор в силу эквивалентности их электрических свойств. Индуктивность катушек L_1 и L_2 одинакова. Они размещаются так, чтобы индуктивная связь между ними оказалась невозможной. Рекомендуется изготовить катушки без каркаса из жесткой проволоки, чтобы подстраивать индуктивность в определенных границах, слегка меняя промежуток между витками. Для сведения к минимуму потерь в согласующем устройстве целесообразно применить переменный конденсатор C с воздушной изоляцией.

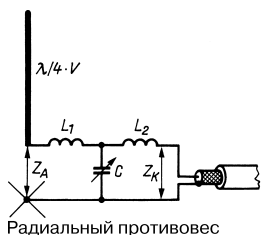


Рис. 19.14. Согласование антенны Groundplane через эквивалент трансформатора

При расчете эквивалента трансформатора исходят из необходимости согласовать полное сопротивление кабеля Z_K с входным сопротивлением антенны Z_A , не допуская отражений. Импеданс цепочки трансформатора Z_T рассчитывается по известной формуле (5.30):

$$Z_T = \sqrt{Z_K Z_A}.$$

Кроме того, справедливы следующие выражения:

$$Z_T = \omega L_1 = \omega L_2 = \frac{1}{\omega C},$$

$$\omega = 2 \pi f = 6,28 f.$$

Пример

Пусть входное сопротивление антенны равно 36 Ом, для ее питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом.

$$Z_T = \sqrt{36 \times 50} = 42,43 \text{ Ом} = \omega L_1 = \omega L_2$$

Для рабочей частоты 14,15 МГц получим:

$$L_1 = L_2 = \frac{Z_T}{\omega} = \frac{42,43}{2\pi \times 14,15 \times 10^6} = 0,477 \text{ мкГн}.$$

Емкость конденсатора C рассчитывается по соотношению:

$$C = \frac{1}{\omega Z_T} = \frac{1}{2\pi \times 14,15 \times 10^6 \times 42,43} = 265 \text{ пФ}$$

(см. также рис. 6.20 и 6.21).

В итоге воспользуемся конденсатором на 300 пФ – «с запасом», чтобы учесть факторы, которые не принимались во внимание при расчетах.

Катушки и конденсатор следует поместить в герметичную коробку, например в корпус какого-либо электротехнического изделия, предназначенного для сырых помещений (рис. 19.15). Точная настройка возможна лишь с помощью рефлектометра. Если его нет, следует настраиваться по максимуму сигнала с помощью индикатора напряженности поля.

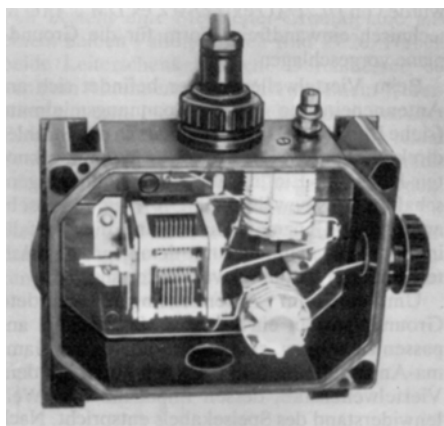


Рис. 19.15. Размещение эквивалента трансформатора в корпусе

При согласовании посредством частотно-зависимых цепочек надо помнить, что они сужают полосу частот антенны. Поэтому необходимо заранее решить, стоит ли несколько сузить полосу ради более строгого согласования (например, при работе только в телеграфном режиме) или лучше смириться с КСВ величиной 2 при прямом подключении кабеля ради более широкой

полосы. На практике любители часто выбирают прямое питание антенн Groundplane через 50-омный коаксиальный кабель. В таком случае следует ожидать КСВ около 1,5, что считается приемлемым.

Простейший способ непосредственного согласования антенны Groundplane состоит в том, чтобы воспользоваться фидером из двух параллельно включенных 75-омных коаксиальных кабелей. Суммарное волновое сопротивление такого фидера приблизительно равно 38 Ом и мало отличается от входного сопротивления самой антенны. Впрочем, этот способ применим лишь на малых расстояниях между входом антенны и передатчиком.

Если изготовить коаксиальный четвертьволновый трансформатор из стандартного кабеля, параллельно соединив отрезки 75-омного и 50-омного кабелей, согласование будет обеспечено, согласно формуле (6.6), при входном сопротивлении антенны Groundplane 33,3 Ом. Кроме того, 70-омный трансформатор вместе с 50-омным фидером гарантирует согласование с входным сопротивлением антенны величиной 35,7 Ом, а вместе с 60-омным фидером – с входным сопротивлением 41,7 Ом. Во всех указанных случаях согласование окажется достаточно строгим, если антенна работает в режиме резонанса.

Заземленная антенна Groundplane

Создание антенн любительскими средствами не всегда позволяет соблюдать требования к заземлению антенны и ее носителей. Решение данной проблемы в технически безупречной форме для антенн Groundplane предложил оператор DL7UXO (бывший Y21XO, он же DM2AXO).

У четвертьволнового излучателя минимум напряжения приурочен к входу антенны (рис. 19.6), и потому в этом месте он может быть заземлен. Заземление в узле напряжения практически не влияет на характеристики излучения, о чем свидетельствуют металлические антенны для УКВ и телевидения, которые в минимуме напряжения всегда гальванически связаны со своими заземленными опорами.

Для согласования входа заземленной антенны Groundplane с коаксиальным фидером надо, как и в случае гамма-согласующего устройства (рис. 6.4), найти точку на четвертьволновом штыре, где входное сопротивление соответствует волновому сопротивлению кабеля. Внутренняя жила коаксиального

кабеля соединяется с определенной точкой антенны через хомут (рис. 19.16), а экран кабеля заземляется на входе антенны.

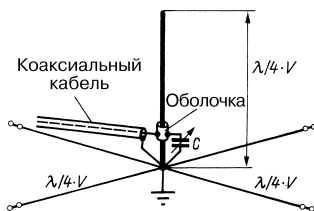


Рис. 19.16. Заземленная антенна Groundplane

Точку подключения внутренней жилы кабеля трудно найти расчетным путем, так как ее положение сильно зависит от объектов, окружающих антенну. Поэтому хомут должен перемещаться по штырю в достаточно широких пределах. Опытным путем подбирается такое положение хомута, при котором величина КСВ по показаниям рефлектометра оказывается наименьшей. Затем выполняется подстройка с помощью переменного конденсатора С. Таким образом, гарантируется, что вертикальный излучатель, радиальные противовесы и коаксиальный кабель надежно заземлены, обеспечена наилучшая грозозащита и исключено накопление в антенной цепи нежелательных статических зарядов.

Еще один вариант заземления антенны Groundplane показан на рис. 19.17. Здесь переменный конденсатор включается последовательно с внутренней жилой кабеля и служит для емкостной компенсации индуктивной реактивной составляющей, возникающей из-за гамма-согласующего устройства. В обоих вариантах подходит конденсатор настройки радиовещательного

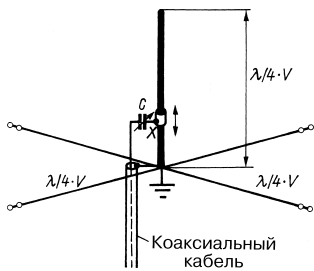


Рис. 19.17. Вариант заземления антенны Groundplane

приемника на 300 или 500 пФ. Конденсатор в герметичной коробке крепится на подвижном хомуте.

Антенна с тремя противовесами

Как установил оператор НВ9ОР, антенна Groundplane приобретает определенную направленность, если ограничиться тремя радиальными противовесами с угловым интервалом 120° между ними, протянув их наклонно вниз под углом 45° (рис. 19.18). Такая антенна излучает преимущественно вдоль биссектрисы угла между противовесами с углом возвышения вертикального максимума $6-7^\circ$. Диаграмма направленности такого излучателя напоминает листок клевера (рис. 19.19). Весьма благоприятный угол возвышения (7°) реализуется лишь в случае установки антенны на оптимальной высоте над грунтом. По данным НВ9ОР, эта высота равна 6 м, однако на ней сказывается качество грунта вблизи излучателя, так что указанную величину надо рассматривать лишь как ориентировочную.

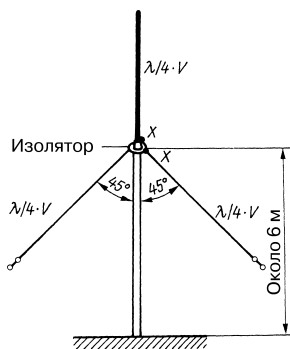


Рис. 19.18. Антенна с тремя противовесами

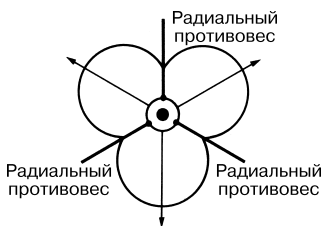


Рис. 19.19. Горизонтальная диаграмма направленности антенны с тремя противовесами

При выбранном угле наклона противовесов в 45° их количество влияет на входное сопротивление излучателя, и если их всего три, сопротивление антенны составит 50–53 Ом, что позволяет питать ее прямо через стандартный коаксиальный кабель. При наличии четырех равномерно расходящихся противовесов входное сопротивление убывает до 44 Ом.

Антенна НВ9ОР с тремя противовесами хорошо проявила себя в различных ситуациях [26].

Многopроводная антенна Groundplane

Создание многopроводной системы типа петлевого вибратора позволяет повысить входное сопротивление антенны Groundplane и расширить ее частотный диапазон. В простейшем случае многopроводная Groundplane образуется из половинки петлевого вибратора (рис. 19.20). При одинаковом диаметре проводника обоих плеч сопротивление на входе XX антенны составит около 145 Ом. Конец плеча, противоположного входу антенны, служит общей точкой противовесов и заземляется.

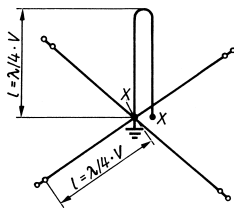


Рис. 19.20. Антенна Groundplane с двумя проводниками

Двухпроводниковая Groundplane подобного типа неплохо согласуется с экранированным двухпроводным кабелем, обладающим волновым сопротивлением 120 Ом, что позволяет применять его для прямого питания такой антенны.

Однако, вопреки правилам, здесь несимметричная антенна запитывается через симметричный кабель, поэтому следует воспользоваться вариантом конструкции, представленным на рис. 19.22.

Половина петлевого вибратора ведет себя по отношению к трансформации сопротивлений точно так же, как и обычный петлевой вибратор длиной $\lambda/2$ (см. раздел 3.4). Это значит, что входное сопротивление однопроводной Groundplane величиной около 30 Ом

при переходе к двухпроводной Groundplane преобразуется в 120 Ом согласно соотношению 1:4. Следует ожидать, что в случае трехпроводной Groundplane, показанной на рис. 19.21, входное сопротивление в точках XX достигнет 270 Ом, поскольку такая конфигурация соответствует двойному петлевому вибратору с преобразованием в пропорции 1:9. Для этого требуется равенство диаметров плеч вибратора и одинаковое расстояние между центральным и боковыми проводниками. Функционирование антенны не зависит от того, в каком из трех проводников сделан разрыв для ввода питания.

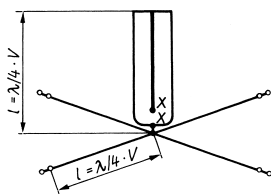


Рис. 19.21. Антенна Groundplane с тремя проводниками

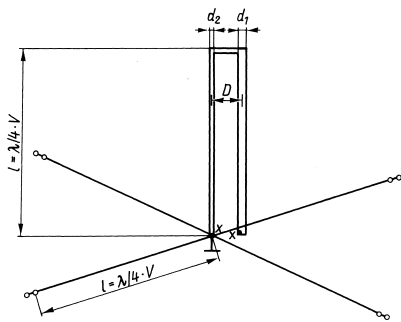


Рис. 19.22. Антенна Groundplane с двумя проводниками разного диаметра

Петлевой вибратор может быть изготовлен так, чтобы преобразование сопротивления происходило в соотношении меньше, чем 1:4. Для этого диаметр d_2 цельного плеча проводника должен быть меньше диаметра d_1 плеча с разрывом для ввода питания. В частности, сказанное касается антенны Groundplane из двух проводников (рис. 19.22). В таком варианте входное сопротивление данной антенны может трансформироваться в любое значение от 60 до 120 Ом для согласования с коаксиальным фидером. Коэффициент преобразования на

входе XX определяется отношениями диаметров (d_2/d_1) и промежутка к диаметру (D/d_2). График на рис. 19.23 одинаково пригоден для полуволнового петлевого вибратора и антенны Groundplane с двумя проводниками, изображенной на рис. 19.22.

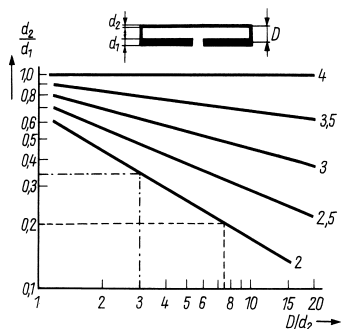


Рис. 19.23. Отношение входного сопротивления петлевого вибратора с неравными диаметрами элементов, приведенное к разрывному вибратору, в зависимости от d_2/d_1 и D/d_2

Рекомендуемые размеры простых антенн Groundplane

В табл. 19.1 представлены значения механической длины излучателей и резонансной частоты простых четвертьволновых антенн типа Groundplane. Здесь учитывается коэффициент укорочения, связанный с различными степенями утолщения проводников разного диаметра. Значения резонансной длины даны в зависимости от частоты в соответствии с шириной любительского диапазона, чтобы сделать возможным выбор размеров антенны для работы в телеграфном режиме или посередине частотной полосы диапазона. На резонансную длину влияет окружающая обстановка.

Радиальные противовесы также должны строго отвечать условиям резонанса. В этом смысле к ним следует относиться столь же внимательно, как и к вертикальной секции антенны Groundplane. Теоретические данные о длине противовесов всегда приближительны. В отдельных случаях они совпадают с практически используемыми значениями, но гораздо чаще их приходится корректировать. Как правило, они несколько длиннее, чем следовало бы. Нередко противовесы находятся у поверхности земли или в непосредственном соседстве с заземленными

Таблица 19.1. Расчетная длина четвертьволновых антенн Groundplane

Диаметр элемента, мм	2	6	10	20	40
Длина l , м					
Диапазон 10 м					
28,3 МГц	2,59	2,58	2,58	2,57	2,55
28,8 МГц	2,54	2,53	2,53	2,52	2,50
Диапазон 12 м					
24,94 МГц	2,94	2,93	2,93	2,92	2,89
Диапазон 15 м					
21,10 МГц	3,47	3,46	3,45	3,45	3,44
21,30 МГц	3,43	3,43	3,42	3,42	3,41
Диапазон 17 м					
18,10 МГц	4,05	4,04	4,03	4,02	4,01
Диапазон 20 м					
14,05 МГц	5,22	5,21	5,20	5,19	2,17
14,15 МГц	5,18	5,17	5,16	5,15	5,13
Диапазон 30 м					
10,12 МГц	7,25	7,24	7,22	7,20	7,18
Диапазон 40 м					
7,05 МГц	10,41	10,4	10,39	10,36	10,36

частями зданий, следовательно, в той или иной степени подвержены самым разным влияниям.

Оператор DL6DO приводит подробные указания по методике последующей подгонки длины элементов антенны Groundplane. Для этого требуются антенный индикатор и волномер.

Настройка

Все радиальные противовесы отделяются от центральной точки крепления; два противоположных четвертьволновых противовеса соединяются через промежуточный антенный индикатор и образуют полуволновый вибратор. Поскольку входное сопротивление этого вибратора составляет около 73 Ом, переменное сопротивление индикатора также устанавливается на 73 Ом. Если теперь запитать антенный индикатор от волномера, то в большинстве случаев выяснится, что резонансная частота лежит вне требуемой частотной полосы. Подправляя оба противовеса, добиваются резонанса на заданной частоте. Затем аналогичным образом проверяют и корректируют следующую пару противовесов, не подключая предыдущую пару к центральной точке. Когда все пары противовесов пройдут проверку и

настройку, восстанавливают подключение противовесов к общей центральной точке, чем и завершается грубая настройка последних.

При тонкой настройке противовесы по одному подключают к данной точке через антенный индикатор. С помощью волномера вновь выставляют требуемую резонансную частоту, меняя длину четвертьволнового отрезка. Так поступают со всеми противовесами, восстанавливая подключение уже настроенного противовеса к центральной точке в основании антенны. При каждом измерении все противовесы, кроме настраиваемого, соединены с этой точкой. Теперь строгий минимум показаний антенного измерителя наблюдается не при установке на 73 Ом, а в интервале 30–60 Ом. После правильной настройки наступает резонанс системы противовесов в целом, и можно приступать к настройке четвертьволнового излучателя на рабочую длину волны, пользуясь теми же антенным индикатором и волномером.

Вся описанная процедура представляет несколько громоздкой, но только тщательно настроенная Groundplane не разочарует своего создателя.

Удлиненная антенна Groundplane

Увеличение вертикальной части излучателя Groundplane сверх четвертьволновой длины сопровождается повышением входного сопротивления антенны: из-за удлинения излучателя вход антенны как бы смещается из минимума напряжения на участок его роста. Рост напряжения при убывании тока создает повышенное сопротивление.

При соответствующем удлинении излучателя сопротивление антенны увеличивается настолько, что становится реальной строгой согласованность волнового сопротивления используемого коаксиального фидера с входным сопротивлением излучателя. Однако теперь антенна уже не отвечает условию резонанса на заданной рабочей частоте; она слишком длинна и потому отягощена индуктивной реактивной составляющей. Для ее компенсации к входу антенны подключается конденсатор с реактивным емкостным сопротивлением, соответствующим индуктивной реактивности удлиненного излучателя. Тем самым реактивные составляющие взаимно компенсируются, и входное сопротивление оказывается активным.

Схема удлиненной антенны Groundplane приведена на рис. 19.24. Чтобы обеспечить возможность подстройки, последовательно с внутренней жилой кабеля включен переменный конденсатор емкостью C в обычном исполнении, так как здесь нет высоких напряжений. Напротив, следует позаботиться о надежности подвижных контактов конденсатора, поскольку тут текут сильные токи.

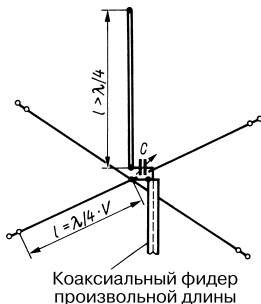


Рис. 19.24. Удлиненная антенна Groundplane

Желательно заключить переменный конденсатор в герметичную коробку из пластика и привинтить ее прямо к нижнему концу излучателя так, чтобы крепежные болты одновременно обеспечивали гальваническую связь между ним и переменным конденсатором. Коаксиальный кабель вводится внутрь коробки, а его центральная жила припаивается к свободной клемме конденсатора. Экран коаксиального кабеля соединяется с основанием радиальных противовесов. Такой монтаж защищает коаксиальный кабель от влаги: «промокший» кабель приходит в негодность, поскольку его невозможно полностью высушить.

После настройки переменный конденсатор заменяется постоянным с емкостью, которая равна емкости переменного конденсатора, найденной в ходе настройки.

Как и у всякой «настоящей» Groundplane, радиальные противовесы протягиваются по горизонтали. Обычно их делают из проволоки или многожильного провода диаметром 2 мм. Значения резонансной длины антенны с противовесами из проводников диаметром 2 мм представлены в табл. 19.2.

Удлиненная Groundplane легко настраивается на максимум излучения. Для этого с помощью переменного конденсатора выставляют КСВ минимальной величины,

руководствуясь показаниями рефлектометра в цепи фидера.

Заземленные вертикальные антенны с омега-согласованием

Омега-согласование (см. раздел 6.4) особенно хорошо проявил себя в случае вертикальных антенн 80- и 40-метрового любительских диапазонов. С его помощью удается настраивать на резонанс заземленные вертикальные антенны почти произвольной длины и вместе с тем согласовывать коаксиальный фидер. Оператор DL1BU подробно описал изготовление такой антенны [27]. Ее главное достоинство состоит в возможности использовать трубку или решетчатую металлическую мачту в качестве «автоколебательной» вертикальной антенны, помещая на нее антенны других типов (например, поворотный направленный излучатель). Ей не мешают даже фидеры и кабели управления приводом поворотных антенн.

Схема антенны представлена на рис. 19.25. Заземленная металлоконструкция у основания может быть произвольной длины, но для дальней связи она не должна превышать $0,63 \lambda$, поскольку свыше $5\lambda/8$ растет крутизна главного луча. Длину линии гамма-согласования не требуется точно выдерживать, так как длина, необходимая для резонансного согласования, устанавливается настроенным конденсатором C_a . Коаксиальный фидер подключается через емкость C_s . В общей точке указанных конденсаторов образуется большое высококачественное напряжение, поэтому здесь требуются надежная изоляция, высоковольтные конденсаторы и защита от случайных прикосновений.

Простейший способ защиты состоит в том, что участок с высоким напряжением размещают приблизительно в трех метрах от грунта (рис. 19.25б). С высоковольтным конденсатором также нет проблем. Подобрав необходимую емкость с помощью обычного переменного конденсатора при пониженной мощности, его заменяют конденсатором той же емкости, изготовленным из отрезка коаксиального кабеля соответствующей длины. Как известно, такой кабель характеризуется погонной емкостью, величина которой указывается в спецификации. В зависимости от волнового сопротивления и типа диэлектрика эта емкость составляет от 50 до 500 пФ/м. Подобный «коаксиально-кабельный» конденсатор является более дешевым и более стойким к погодным условиям, нежели

Таблица 19.2. Размеры удлиненной антенны Groundplane

Диаметр элемента, мм	2	6	10	20	40	Противовесы	C_{\max} , пФ
	Длина l , м						
	Диапазон 10 м (28,10 МГц)						
$Z = 52$ Ом	2,97	2,94	2,92	2,89	2,84	2,60	100
$Z = 60$ Ом	3,11	3,08	3,05	3,02	2,97	2,60	100
$Z = 75$ Ом	3,29	3,25	3,23	3,19	3,14	2,60	100
	Диапазон 12 м (24,94 МГц)						
$Z = 52$ Ом	3,35	3,31	3,29	3,26	3,20	2,94	110
$Z = 60$ Ом	3,50	3,47	3,44	3,40	3,35	2,94	110
$Z = 75$ Ом	3,71	3,66	3,64	3,59	3,54	2,94	110
	Диапазон 15 м (21,10 МГц)						
$Z = 52$ Ом	3,96	3,95	3,91	3,87	3,83	3,47	130
$Z = 60$ Ом	4,14	4,13	4,09	4,05	4,01	3,47	130
$Z = 75$ Ом	4,40	4,39	4,34	4,30	4,25	3,47	130
	Диапазон 17 м (18,10 МГц)						
$Z = 52$ Ом	4,62	4,60	4,56	4,51	4,46	4,04	140
$Z = 60$ Ом	4,82	4,81	4,77	4,72	4,67	4,04	140
$Z = 75$ Ом	5,13	5,12	5,06	5,01	4,95	4,04	140
	Диапазон 20 м (14,10 МГц)						
$Z = 52$ Ом	5,93	5,91	5,9	5,88	5,76	5,2	150
$Z = 60$ Ом	6,20	6,19	6,18	6,15	6,02	5,2	150
$Z = 75$ Ом	6,58	6,56	6,55	6,53	6,40	5,2	150
	Диапазон 30 м (10,12 МГц)						
$Z = 52$ Ом	8,26	8,23	8,22	8,19	8,03	7,25	200
$Z = 60$ Ом	8,64	8,62	8,61	8,57	8,39	7,25	200
$Z = 75$ Ом	9,17	9,14	9,12	9,10	8,92	7,25	200
	Диапазон 40 м (7,05 МГц)						
$Z = 52$ Ом	11,86	11,85	11,83	11,77	11,64	10,41	250
$Z = 60$ Ом	12,40	12,39	12,36	12,30	12,17	10,41	250
$Z = 75$ Ом	13,11	13,10	13,07	13,00	12,86	10,41	250

Z – волновое сопротивление коаксиального кабеля

обычный переменный конденсатор, и обладает высокой прочностью на пробой. Величина требуемой емкости сильно зависит от конкретных обстоятельств. На примере DL1BU (рис. 19.25б) укажем, что для $C_s = 86$ пФ потребовалось взять $C_a = 150$ пФ. Аналогичная конфигурация возбуждается в 160-метровом диапазоне при $C_s = 210$ пФ и $C_a = 640$ пФ.

Общая длина мачты на рис. 19.25б составляет 18,5 м. На трубчатой мачте смонтированы две поворотные антенны, образующие необходимую емкостную концевую нагрузку излучателя. В сочетании с этой нагрузкой устройство в целом приближается к условиям четвертьволнового резонанса на частоте 3,5 МГц. В качестве омега-согласования оператор DL1BU применил два

параллельно включенных отрезка толстого многожильного алюминиевого провода длиной по 7,5 м, закрепив их параллельно мачте на двух металлических поперечинах. Верхняя из них обеспечивает гальваническую связь омега-согласования с мачтой, а нижняя снабжена изоляторами, к которым и крепятся алюминиевые провода (рис. 19.25в). Остальные подробности приводятся в [2]. Вариант двухпроводного омега-согласования был выбран в основном ради малых потерь, но здесь применима и однопроводная система. Сеть заземления достаточных размеров является предпосылкой высокого КПД заземленных вертикальных излучателей. Благодаря отсутствию излучения под большими углами к горизонту,

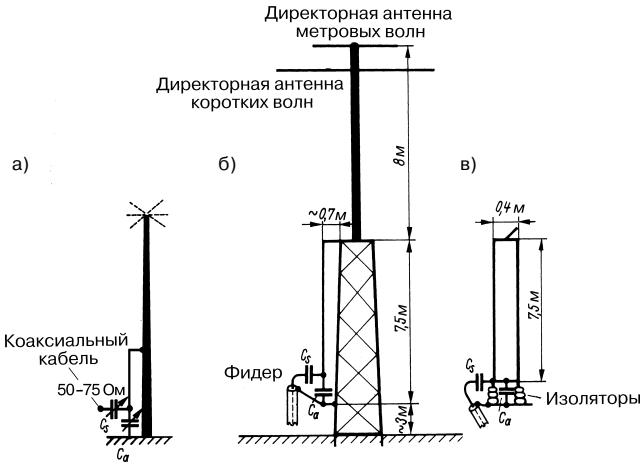


Рис. 19.25. Возбуждение металлической мачты с омега-согласованием: а – схема; б – пример исполнения по DL1BU; в – детали двухпроводного омега-согласования

они обеспечивают хорошую связь в зоне действия поверхностных волн, посредственную – на средних расстояниях и отличную – на больших.

Сложенные вертикальные антенны длиной $3\lambda/8$

Эта разновидность антенны Groundplane предложена оператором W8JK (рис. 19.26а). Своим происхождением она обязана редко используемому петлевому вибратору длиной $3\lambda/4$ с входным сопротивлением 450 Ом и разрывом обоих проводников в геометрической середине (рис. 19.26б). Убрав одну из половинок вибратора и заменив ее землей, получим вместо сложенного диполя

длиной $3\lambda/4$ сложенный монополю длиной $3\lambda/8$, причем входное сопротивление также уменьшится до теоретической величины 225 Ом. Но поскольку вход окажется нагруженным сопротивлением потерь (преимущественно в грунте), реальное входное сопротивление достигнет 250 Ом. Усиление такой антенны составит около 0,6 дБ относительно четвертьволновой антенны Groundplane.

Входное сопротивление является активным благодаря наличию резонанса на $3/4$ длины волны, причем длину, недостающую до $3\lambda/4$, надо представлять себе как зеркальное отображение антенны в земле. Сравнительно высокое сопротивление излучения R_r (около 200 Ом) позволяет надеяться на приличный КПД антенны (см. раздел 19.2), поскольку при включении R_r последовательно с R_v величина R_r даст основной вклад в их сумму. Иначе говоря, с этой антенной также не обойтись без противовеса, но если переходное сопротивление грунта сравнительно велико, то КПД антенны падает не столь сильно, как, например, в случае четвертьволновой Groundplane. Еще одно достоинство излучателя на $3\lambda/8$ заключается в его относительно широкой частотной области. Согласование с произвольным коаксиальным кабелем лучше всего осуществляется посредством коаксиального шлейфа (см. раздел 6.6) или трансформирующей цепочки (см. раздел 6.7).

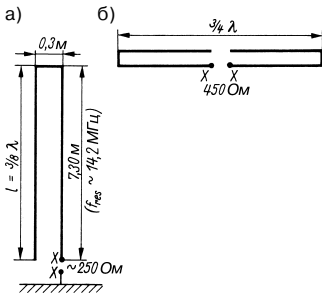


Рис. 19.26. Сложенная вертикальная антенна длиной $3\lambda/8$: а – схема с размерами для полосы 14 МГц; б – образование антенны из петлевого вибратора длиной $3\lambda/4$

Вертикальные антенны длиной $5\lambda/8$

Из рис. 19.11 ясно, что вертикальная антенна длиной $5\lambda/8$ особенно эффективна для дальнего радиобмена благодаря малому углу возвышения главного луча, которого невозможно достичь любой другой вертикальной антенной с круговой горизонтальной диаграммой направленности в интервале длин $\lambda/4 - \lambda$. С помощью бокового лепестка вертикальной диаграммы с углом возвышения 60° та же антенна дает удовлетворительные результаты и для связи на средних дистанциях. Несмотря на все свои достоинства, данный излучатель еще не получил распространения в качестве коротковолновой антенны. Возможно, это вызвано тем, что из-за довольно значительной высоты его трудно строить для низкочастотных КВ диапазонов, зато такая антенна незаменима в дециметровом диапазоне волн.

По сравнению с четвертьволновой Groundplane излучатель на $5\lambda/8$ дает средний выигрыш по усилению на 3 дБ. Механическая длина излучателя составляет от $0,625\lambda$ (сопротивление излучения $R_r \approx 54$ Ом) до $0,64\lambda$ ($R_r \approx 49$ Ом). Длина $5\lambda/8$ не является резонансной. Для обеспечения активного входного сопротивления (что равнозначно резонансу) излучатель должен быть удлинен до резонансных $6\lambda/8$ ($3\lambda/4$), тогда активное входное сопротивление достигнет 60 Ом.

Некоторые способы резонансного согласования с коаксиальным кабелем показаны на рис. 19.27. Они не затрагивают электрический принцип действия излучателя геометрической длиной $5\lambda/8$. На рис. 19.27а

представлена конфигурация преимущественно для дециметрового диапазона, когда удлиняющая катушка входит в цепь излучателя. На рис. 19.27б демонстрируется электрически идентичная, но конструктивно иная конфигурация, которую предпочитают применять в диапазонах коротких волн. Катушку здесь можно заменить вытянутой петлей, играющей роль индуктивности (рис. 5.29), что видно из рис. 19.27в. Замкнутый коаксиальный шлейф (рис. 19.27г) более практичен, но по своему действию аналогичен вытянутой петле. Довольно сложно обеспечить резонансное согласование несимметричным шлейфом (рис. 19.27д), но он чаще других используется в КВ диапазонах. Знаменитый гамма-согласователь (см. раздел 6.3) применительно к рассматриваемой антенне представлен на рис. 19.27е; его нетрудно превратить в менее сложное омега-согласование (см. раздел 6.4). При гамма- и омега-согласованиях излучатель заземляется напрямую. Изредка применяется конфигурация с параллельным резонансным контуром на входе антенны, настроенным на рабочую частоту (рис. 19.27ж). Импеданс антенны, соответствующий волновому сопротивлению коаксиального кабеля, определяется катушкой контура. Через нее же излучатель гальванически связан с землей.

Всем способом резонансного согласования, представленных на рис. 19.27, требуется подстройка на готовой антенне. Она заключается в том, чтобы свести к минимуму КСВ фидера, изменяя согласующие элементы. Поэтому здесь не нужны предварительные точные расчеты. Если предполагается

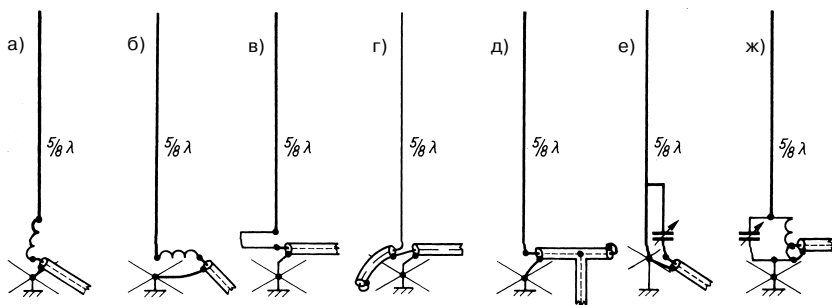


Рис. 19.27. Настройка и согласование антенны Groundplane длиной $5\lambda/8$: а – добавочным индуктивным сопротивлением; б – то же с удлиняющей катушкой сбоку; в – индуктивностью вытянутой петли; г – отрезком коаксиального кабеля (замкнутым шлейфом); д – коаксиальной тушковой линией; е – гамма-согласователем; ж – параллельным колебательным контуром в качестве резонансного и согласующего звена

компенсировать емкостное реактивное сопротивление посредством катушки, то есть индуктивного реактивного сопротивления (см. рис. 19.27а и 19.37б), то ориентировочные значения индуктивности, зависящие от степени утолщения излучателя, нужно взять из табл. 19.3, где приведены данные для высокочастотных КВ диапазонов. Под степенью утолщения l/d понимается отношение геометрической длины излучателя l к его диаметру d ; обе величины должны быть выражены в одинаковых единицах длины, например в миллиметрах.

Таблица 19.3. Индуктивности удлиняющих катушек для излучателей длиной $5\lambda/8$ в зависимости от степени их утолщения

l/d	Диапазоны				
	10 м	12 м	15 м	17 м	20 м
	Индуктивность, мкГн				
50	0,6	0,7	0,8	0,9	1,2
100	0,9	1,0	1,2	1,3	1,7
200	1,2	1,3	1,5	1,8	2,3
500	1,5	1,7	2,0	2,3	3,0
1000	1,7	1,9	2,3	2,6	3,4
2000	2,0	2,3	2,7	3,1	4,0
4000	2,3	2,6	3,0	3,5	4,5

Замкнутый шлейф в форме вытянутой петли (рис. 19.27в) почти не применяют в диапазоне коротких волн, поскольку такой же шлейф из коаксиального кабеля (рис. 19.27г) более короткий и гибкий. Его электрическая длина приблизительно равна $0,2\lambda$. Кабельный шлейф оказывается короче петлевого из-за необходимости учитывать коэффициент укорочения выбранного кабеля. На практике начинают с заведомо более длинного отрезка (например, электрической длиной $0,23\lambda$) и постепенно укорачивают его вплоть до достижения минимума КСВ. Отрезав очередной кусок, центрально жилу кабеля вновь соединяют с его экраном.

Размеры коаксиальной тупиковой линии на рис. 19.27д рассчитываются по формулам раздела 6.6. Однако проще воспользоваться проверенными данными для пяти диапазонов из табл. 19.4, которые соответствуют обозначениям на рис. 19.28.

Антенна снабжается двумя-четырьмя радиальными противовесами, которые монтируются с наклоном к грунту. Поскольку

Таблица 19.4. Размеры антенны с коаксиальной тупиковой линией

Диапазон, м	Размеры, м			
	l	R	A	B
10	6,48	2,52	1,32	0,32
12	7,17	2,84	1,51	0,36
15	8,46	3,35	1,78	0,43
17	9,85	3,93	2,06	0,50
20	12,65	5,05	2,64	0,64

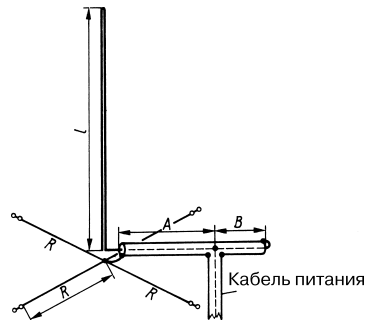


Рис. 19.28. Обозначения размеров вертикального излучателя длиной $5\lambda/8$ с коаксиальной тупиковой линией

готовую тупиковую линию едва ли будут вноситься какие-либо механические изменения для настройки, придется находить минимум КСВ путем некоторого укорочения или удлинения самой вертикальной антенны. Значения геометрической длины тупиковой линии в табл. 19.4 относятся к 50-омному коаксиальному кабелю с коэффициентом укорочения $V = 0,66$. Эта линия и произвольно длинный фидер могут быть изготовлены из однотипного коаксиального кабеля.

Укороченная антенна Groundplane

Бывают случаи, когда невозможно построить полноценный вертикальный четвертьволновый излучатель – например, при создании антенны Groundplane 40- и 80-метрового диапазонов или мобильной антенной системы. Тогда вертикальный штырь делается короче четверти длины волны.

Укороченная таким способом антенна выходит из резонанса на рабочей частоте, а ее входное сопротивление отягощается реактивной составляющей. Для устранения

последней емкостную реактивную составляющую компенсируют индуктивностью, и если входное сопротивление оказывается при этом чисто активным, то антенна возвращается в резонансный режим.

Обычно подключают индуктивное сопротивление в виде катушки. Ее называют удлиняющей, подчеркивая, что она вызывает электрическое удлинение излучателя. Схема укороченной антенны Groundplane с удлиняющей катушкой представлена на рис. 19.29. Она ухудшает свойства антенны: в противном случае все пользовались бы компактными антеннами с катушками. Поскольку сама катушка почти или совсем не излучает, однако занимает часть длины излучателя, КПД антенны соответственно уменьшается. Сюда добавляются потери в проводнике катушки, и при значительном укорочении антенны (например, для мобильной связи) КПД нередко оказывается не более 10%. Чтобы свести потери к минимуму, нужна катушка высокой добротности Q , которая служит частотно-зависимым звеном с очень острым резонансом и сужает область частот. Укороченные антенны, будучи более или менее узкополосными и обладая пониженным КПД, всегда являются следствием компромиссных решений. Но если потери в грунте и катушке сведены к минимуму, даже сильно укороченные антенны Groundplane дают вполне приличные результаты в дальней связи, мало уступающие результатам полномерной антенны Groundplane. Четвертьволновая Groundplane и укороченная Groundplane длиной $0,1 \lambda$ различаются по усилению менее чем на 0,25 дБ. К сожалению, потери в грунте сильно меняются в зависимости от места, и для их снижения приходится работать с грозоздкими сетями заземления. Монтаж и расчеты удлиняющих катушек подробно излагаются в разделе 28.2 (см. том 2).

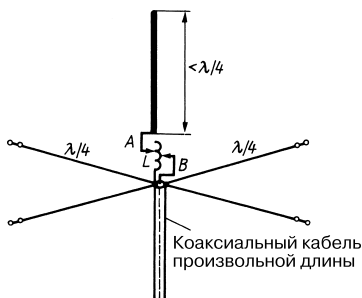


Рис. 19.29. Укороченная антенна Groundplane

Изготовление высококачественной удлиняющей катушки – самый трудный этап построения укороченной антенны Groundplane. Если удастся сделать катушку с двумя ползунками, то осуществить последующую настройку сравнительно несложно. С помощью волномера, подключенного к катушке L , определяется резонансная частота излучателя, которая задается равной рабочей частоте путем подбора положения ползунка A . Затем внутренняя жила фидера подключается к ползунку B , и система возбуждается от штатного передатчика. В цепь коаксиального фидера включается рефлектометр для измерения КСВ. Изменяя положение ползунка B , находят величину импеданса катушки, соответствующего волновому сопротивлению фидера. Это отвечает позиции ползунка, при которой рефлектометр покажет минимальный КСВ.

Подробные данные об укороченных четвертьволновых излучателях вместе с расчетами и типичными размерами приведены в разделе 28.2 (см. том 2).

Антенны Groundplane с емкостной нагрузкой

Наличие так называемой концевой емкости также позволяет уменьшить строительную высоту вертикального излучателя. Эта емкость образуется отдельными проводниками или плоскостной металлической конструкцией. Некоторые примеры вертикальных антенн с концевыми емкостями представлены на рис. 19.30.

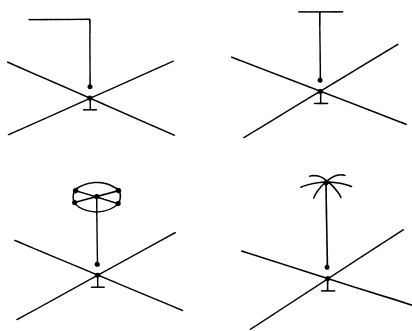


Рис. 19.30. Популярные типы вертикальных антенн с концевыми емкостями

Емкостная нагрузка в максимуме напряжения создает дополнительную емкость относительно земли. Подобно тому как дополнительная емкость снижает резонансную

частоту колебательного контура, с появлением концевой емкости уменьшается резонансная частота антенны. А это значит, что концевая емкость позволяет настраивать в резонанс недостаточно длинный излучатель. Пока величина концевой емкости находится в заданных пределах, антенну с емкостной нагрузкой нельзя рассматривать как результат компромиссного решения. Такие антенны характеризуются даже большим сопротивлением излучения, нежели ненагруженные вертикальные, и, следовательно, выгодно отличаются от последних значениями КПД. Впрочем, большая величина концевой емкости при известных обстоятельствах приводит к некоторой деформации диаграммы направленности, да и реализация концевой емкости связана с трудностями. Вертикальные антенны с концевой нагрузкой строят

преимущественно для 40-, 80- и 160-метрового диапазонов (если статическая концевая нагрузка не слишком велика). Емкостная концевая нагрузка применяется не только в четвертьволновых вертикальных антеннах, но и в любых иных типах настроенных антенн со свободным концом излучателя.

На практике концевая нагрузка реализуется в виде металлического диска. Недостаток диска – большой вес и ветровое сопротивление, поэтому вместо него часто используется конструкция колеса с четырьмя-восемью металлическими спицами, концы которых соединены проволокой (рис. 19.31). При той же эффективности получается более легкая концевая емкость с меньшим ветровым сопротивлением. В диапазонах метровых и дециметровых волн иногда строят концевые емкости в виде металлического шара или цилиндра. Величина этой емкости для диска, шара и цилиндра представлена на диаграмме (рис. 19.32). Следующий пример иллюстрирует ее применение [28].

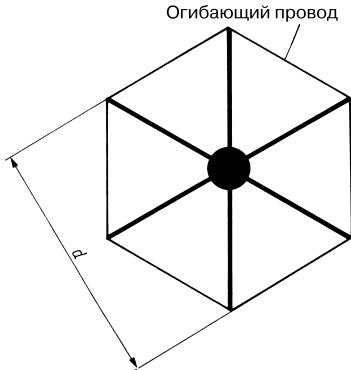


Рис. 19.31. Пример конструкции концевой емкости в форме колеса со спицами (d соответствует диаметру диска на рис. 19.32)

Пример

Требуется соорудить четвертьволновую антенну Groundplane длиной менее 10 м для 40-метрового диапазона. Если четвертьволновый излучатель укоротить до $\lambda/6$, то электрическое удлинение, выполненное по схеме на рис. 19.29, приведет к падению КПД и сопротивления излучения. Проще и электрически выгоднее добиться четвертьволнового резонанса, добавив недостающую длину посредством концевой емкости.

Геометрическая длина антенны должна равняться $\lambda/6$ и, следовательно, соответствует 60° (1λ соответствует 360°). Длина антенны l определяется формулой:

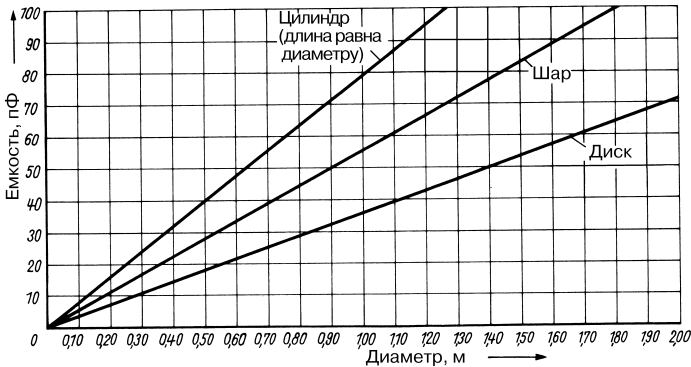


Рис. 19.32. Зависимость емкости диска, шара и цилиндра от диаметра d

$$l_m = \frac{0,832 \times l_{\text{град}}}{f \text{ МГц}} \quad (19.11)$$

Откуда:

$$l = \frac{0,832 \times 60^\circ}{7,05} = 7,08 \text{ м.}$$

Теперь по формуле (19.7) определим волновое сопротивление излучателя Z_A . Допустим, что имеется мачта из трубы диаметром $d = 0,05 \text{ м}$. В таком случае l/d составляется $7,08 \text{ м} / 0,05 \text{ м} = 141,6$.

При подстановке в (19.7) получим волновое сопротивление:

$$Z_A = 60 \ln(11,5 \times 141,6) = 305,6 \text{ Ом.}$$

Из рис. 5.30 найдем отношение X_C/Z_A , отвечающее недостающим до резонанса 30° . Оно равно 1,7. Емкостное сопротивление X_C необходимой емкостной нагрузки получим умножением волнового сопротивления Z_A (305,6 Ом) на 1,7:

$$X_C = 305,6 \times 1,7 = 519 \text{ Ом.}$$

Теперь из рис. 6.21 определим, какой должна быть емкость (в пикофарадах), соответствующая емкостному сопротивлению X_C для антенны 40-метрового диапазона; она оказывается равной 40 пФ. С помощью диаграммы на рис. 19.32 выясним, что такой емкостью характеризуется диск диаметром 1,125 м. Вместо диска можно применить «колесо» с шестью спицами (рис. 19.31).

Несмотря на уменьшенную геометрическую длину, сопротивление излучения в подобном исполнении антенны не уменьшается; входное сопротивление является активным и, как в случае полномерной четвертьволновой Groundplane, составляет 36,6 Ом, включая возможные сопротивления потерь R_i .

Подробные данные и результаты измерений, касающиеся механически укороченных излучателей с концевыми емкостями, приведены в [29]. Там же описаны предельно укороченные вертикальные антенны в виде спирали с концевой емкостной нагрузкой.

19.4.2. Вертикальные полуволновые излучатели и вибраторные ряды

Иногда имеется возможность работать в диапазонах дальней связи, соорудив вертикальную антенну высотой $\lambda/2$ и более. Как

правило, в силу механических трудностей приходится отказываться от самонесущей конструкции излучателя, поскольку его основание должно покоиться на высококачественном изоляторе (максимум напряжения!), а все боковые нагрузки следует компенсировать оттяжками. Деревянная мачта соответствующих размеров не только дешевле, но и обладает рядом преимуществ по электрическим свойствам. В крайнем случае антенной на ней служит обычный провод. На деревянную мачту можно взбираться или сделать ее откидной.

Вертикальный полуволновый вибратор

Такому вибратору свойствен малый вертикальный угол возвышения, причем он убывает с высотой вибратора. Круговая диаграмма направленности характеризует излучение вибратора в горизонтальной плоскости. Обычно полуволновый вертикальный вибратор сооружается из легких металлических труб и монтируется по схеме на рис. 19.33. При достаточной высоте мачты для изготовления вибратора подходят также провода любого диаметра. Поскольку речь идет о полуволновом вибраторе, антенна напрямую питается через 60-омный коаксиальный кабель. При этом фидер должен как можно дальше отводиться по горизонтали от клемм питания вибратора. Рекомендуется нижнее плечо вибратора несколько укоротить по сравнению с верхним: оно находится ближе к земле и характеризуется большей концевой емкостью. Данная рекомендация относится прежде всего к вибраторам из металлических

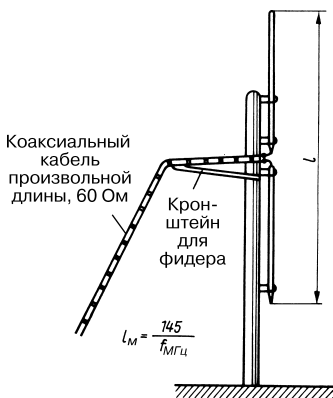


Рис. 19.33. Вертикальный полуволновый вибратор

трубок. Еще рациональнее построить вертикальный полуволновый вибратор из коаксиального кабеля.

Коаксиальная антенна

(А. В. Bailey – патент США № 2194720, 1937 г.)

На рис. 19.34 показан обычный полуволновый вибратор из трубчатых проводников, закрепленный на деревянной мачте. Отличительная черта этой антенны – весьма рациональный способ питания. Коаксиальный фидер выведен сквозь нижнее четвертьволновое плечо к клеммам питания. Внешняя ПВХ оболочка кабеля предотвращает его гальваническую связь с трубкой внутри нее. Экран фидера свободен от внешней оболочки только у верхнего торца трубки, где и обеспечивается надежный контакт между ними (рис. 19.34б). Внутренняя жила кабеля соединяется с торцом верхней трубки вибратора.

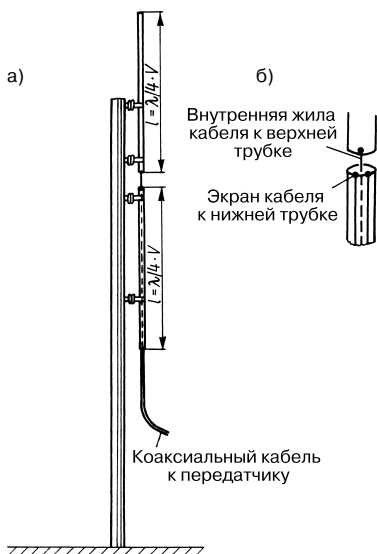


Рис. 19.34. Коаксиальная антенна: а – эскиз антенны; б – распейка ввода питания

Нижняя половина излучателя выполняет здесь две функции: служит излучающим плечом вибратора и вместе с пропущенным в ней кабелем образует четвертьволновый изолирующий контур (см. раздел 7.1). Благодаря такому симметрированию поверхностные волны блокируются на кабеле и

реализуется прокладка фидера, которая во многих практических случаях является кратчайшей и простейшей. В англоязычной литературе подобная антенна носит название sleeve antenna (sleeve – рукав).

Вертикальный полуволновый вибратор с концевым питанием

Обычно любители предпочитают питать полуволновые вертикальные вибраторы с нижнего конца в пучности напряжения, а поскольку импеданс там всегда велик, приходится прибегать к трансформированию или пользоваться настроенным фидером.

Вертикальная антенна типа «Цепелин»

Вертикальный «Цепелин» (рис. 19.35) возбуждается через настроенный фидер. Применяя антенну в режиме полуволнового резонанса и поместив ее вход вблизи хорошо проводящего грунта, получают вертикальную диаграмму направленности излучения, аналогичную представленной на рис. 19.11. Изменения диаграммы направленности вертикального полуволнового излучателя в зависимости от его высоты над идеальным грунтом представлены на рис. 3.16. Предполагаемое усиление, приведенное к четвертьволновой антенне Groundplane, составляет 1,6 дБ.

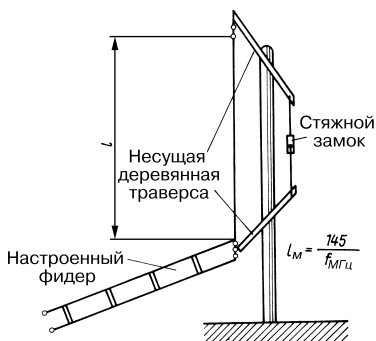


Рис. 19.35. Вертикальный полуволновый излучатель с питанием типа «Цепелин»

Способ питания антенн типа «Цепелин» сейчас почти не применяется, так как современные любительские передатчики оснащены исключительно несимметричными антенными разъемами для коаксиальных фидеров. Поэтому исследуются возможности возбуждения подобных антенн через коаксиальный кабель. Вход антенны приурочен

к пучности напряжения и входное сопротивление, зависящее от степени утолщения вибратора, очень велико – 1000 Ом. Отсюда вытекает необходимость преобразовать его к волновому сопротивлению коаксиального кабеля. Выход состоит в том, чтобы к антенному входу подключить параллельный резонансный контур и посредством ползунка катушки контура найти его импеданс, соответствующий волновому сопротивлению коаксиального кабеля (рис. 19.36а). Другое решение отражает рис. 19.36б. Здесь к входу антенны подключается четвертьволновый трансформатор (см. раздел 6.5) с волновым сопротивлением от 300 до 500 Ом. Расчеты по формуле (6.6) показывают, что подобный трансформатор позволяет преобразовать входные сопротивления 1000–5000 Ом к импедансу кабеля 50–75 Ом. К сожалению, высокоомное входное сопротивление не поддается измерению обычными средствами, так что волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора, оптимальное для согласования, определяется только опытным путем. Впрочем, в любом случае согласование должно оказаться удачным, если не заземлять конец четвертьволновой линии со стороны антенны. Тогда четвертьволновая линия становится как бы удлинением полуволнового излучателя до $3\lambda/4$, и независимо от волнового сопротивления четвертьволновой линии сопротивление на входе антенны получается приблизительно равным 50 Ом.

С вводом антенны связан максимум напряжения, поэтому здесь требуется надежная изоляция. При согласовании по способу а (см. рис. 19.36) излучатель гальванически заземляется через колебательный контур. Вертикальный полуволновый излучатель не предъявляет особых требований к качеству заземления, поскольку сам по себе является резонансным. Ему

достаточно обычного грозозащитного заземления.

J-образная антенна

(Британский патент № 237584 с приоритетом Германии от 1924 г.)

Питание вертикальной полуволновой антенны становится особенно рациональным, когда к высокоомному входу антенны подключается короткозамкнутый четвертьволновый согласующий шлейф с импедансом, соответствующим волновому сопротивлению фидера. На таком шлейфе реализуется импеданс от многих тысяч омов на входе антенны (пучность напряжения) до нуля на короткозамкнутом конце, что позволяет оптимально согласовывать различные фидеры от коаксиального кабеля произвольной длины до плоского УКВ кабеля или 600-омной двухпроводной линии с воздушной изоляцией. Полуволновый излучатель с таким согласованием называют J-образной антенной (рис. 19.37).

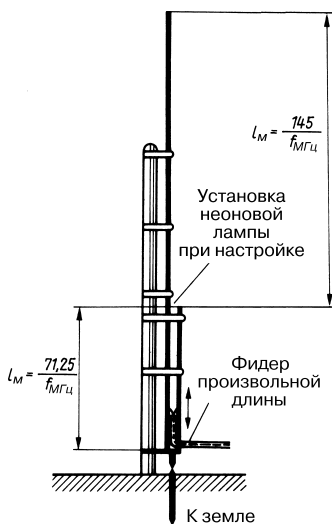


Рис. 19.37. Полуволновая вертикальная антенна с четвертьволновым согласующим устройством (J-образная антенна)

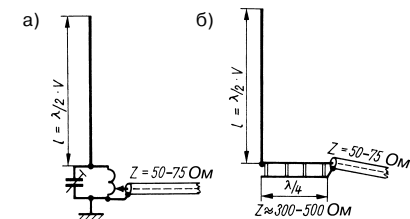


Рис. 19.36. Возбуждение вертикального полуволнового излучателя через коаксиальный кабель

Полуволновый излучатель и плечо согласующего шлейфа могут быть выполнены в виде единой конструкции, если воспользоваться цельной трубой длиной $3\lambda/4$. В этом заключается особое преимущество описанного

способа питания, поскольку вход четвертьволнового согласователя заземляется непосредственно и окончательно. При надлежащем механическом исполнении подобная J-образная антенна действует и как громкоговоритель без ущерба для своих качеств приличной передающей антенны.

Согласование J-образной антенны легко оптимизировать. Лампу тлеющего разряда прикладывают к входу антенны и смещают вместе с четвертьволновым шлейфом, пока лампа не станет светиться с максимальной яркостью.

Длина излучателя с достаточной точностью определяется по формуле:

$$l_M = \frac{145}{f_{\text{МГц}}}.$$

Длина четвертьволнового согласующего шлейфа составляет:

$$l_M = \frac{73}{f_{\text{МГц}}},$$

если он изготовлен из параллельных проводов, или

$$l_M = \frac{71,25}{f_{\text{МГц}}},$$

когда он выполнен из трубок сравнительно большого диаметра.

Для точной настройки важно сделать четвертьволновый шлейф несколько длиннее расчетной величины с тем, чтобы свободно изменять положение закорачивающей перемычки на конце шлейфа. Не подключая фидер к четвертьволновому согласователю вертикальной антенны, ее пассивно возбуждают передатчиком через расположенную рядом вспомогательную антенну. Затем подбирают такое положение замыкающей перемычки четвертьволнового шлейфа, при котором яркость лампы тлеющего разряда становится наибольшей. Это значит, что излучатель и шлейф настроены в резонанс на частоте передатчика. В заключение убирают вспомогательную антенну и переходят на возбуждение вертикальной антенны непосредственно через «свой» фидер. Остается лишь определить правильное место подключения кабеля, пользуясь уже описанным приемом. Излучатель, настройка которого оптимизирована таким способом, служит хорошей антенной дальней связи с круговой диаграммой

направленности, если он смонтирован на достаточно большой высоте.

Ради полноты картины на рис. 19.38 показаны два варианта возбуждения J-образной антенны. Четвертьволновые отрезки действуют как четвертьволновые трансформаторы, а полуволновые отрезки возбуждаются по напряжению (высокоомно). Волновое сопротивление Z четвертьволновых трансформаторов, рассчитываемое по формуле (5.30), составляет от 200 до 350 Ом. Варианты а и б электрически равнозначны. Второй из них обеспечивает более надежную грозозащиту, так как полуволновый отрезок непосредственно заземлен через экран кабеля.

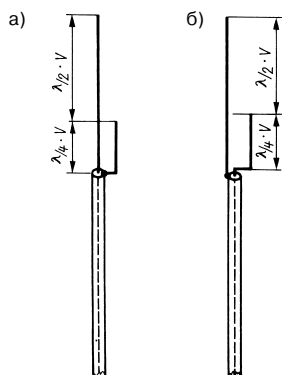


Рис. 19.38. Питание J-образной антенны: а – обычное исполнение; б – вариант с улучшенной грозозащитой

Вертикальные вибраторные ряды с концевым питанием

Если есть условия для монтажа сооружений высотой более $\lambda/2$, целесообразно строить многоэтажные вертикальные вибраторы с синфазным возбуждением. В данном случае под строительной высотой понимается возможная длина антенны от земли до конца излучателя. На деревянной мачте, свободная длина которой равна 12 м, крепится, например, вертикальный излучатель, на 3 м выступающий над верхушкой мачты, так что общая длина антенны составляет 15 м. Этого достаточно, чтобы на ней электрически уложилось $1,5\lambda$ или 1λ для работы в 10- или 15-метровом диапазоне соответственно. Обеспечив синфазное возбуждение полуволновых элементов, получим отличный круговой излучатель

с усилением вибраторного ряда, которое повышается благодаря сужению главного луча. В разделе 13.1 рассматриваются соответствующие зависимости. Как известно, вертикальная антенна на хорошо проводящем грунте зеркально продолжается в земле. Для вертикального вибраторного ряда это значит, например, что антенна по схеме рис. 19.39 в земле дополняется до вибраторного ряда из трех коллинеарных полуволновых элементов, хотя вся ее длина составляет лишь $3\lambda/4$. Усиление вибраторного ряда из трех синфазно возбуждаемых полуволновых секций достигает 3,2 дБ (см. раздел 13.1). Следовательно, мы вправе ожидать усиления 3,2 дБ от синфазно возбуждаемого вертикального излучателя длиной $3\lambda/4$, установленного непосредственно на идеальном грунте. Поскольку всегда имеются более или менее заметные потери, усиление не достигает максимально возможной величины, но может быть очень близким к нему при наличии хорошей сети заземления.

Как обычно, обращение фазы, необходимое для синфазного возбуждения, поддерживается замкнутым четвертьволновым шлейфом. Система питается через отвод на такой секции из пары параллельных проводов. Вертикальная диаграмма на рис. 19.39, реализуемая при благоприятном качестве грунта, отличается шириной диаграммы направленности в вертикальной плоскости 20° при угле возвышения максимума всего лишь 10° .

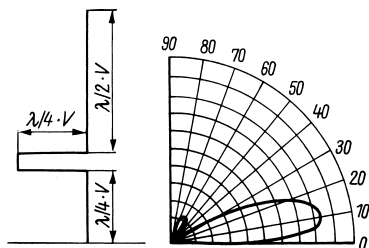


Рис. 19.39. Вертикальный вибраторный ряд на хорошо проводящей земле

19.4.3. Т- и Г-образные антенны вертикальной поляризации

Часть вертикальных антенн Т- и Г-образной формы относится к Groundplane с емкостной нагрузкой (см. раздел «Антенны Groundplane с емкостной нагрузкой»). Это всего

лишь замена обычной дисковой концевой емкости (рис. 19.31) горизонтальным отрезком проволоки (рис. 19.30, вверху). Несимметричные Т- и Г-образные формы характеризуются не только преимущественно вертикальной поляризацией, но и более или менее заметной составляющей горизонтально поляризованного излучения.

Г-образную антенну часто выбирают в качестве временной для 80-метрового диапазона, если удастся протянуть горизонтальный отрезок между деревьями. Г-образной антенне в режиме четвертьволнового излучателя достаточно общей длины 21 м. В примере на рис. 19.40 высота вертикальной части равна 7,5 м, а горизонтальной – 13,5 м; вместе они отвечают условию четвертьволнового резонанса в 80-метровом диапазоне. Как и в случае антенны Groundplane, здесь необходимы радиальные противовесы, которые следует сосредоточить под горизонтальным отрезком. Хотя вертикальная секция антенны короче горизонтальной, ее излучение обладает преимущественно вертикальной поляризацией с небольшой примесью горизонтально поляризованного излучения. Это происходит потому, что основное излучение всегда исходит из пучности тока. Конденсатор, включенный последовательно с вертикальной секцией, облегчает точную настройку в диапазоне 80 м. Подобные Г-образные антенны строятся для любых диапазонов. Соотношение вертикальной и горизонтальной секций произвольно, важно лишь, чтобы их суммарная длина слегка превышала $\lambda/4$. В этом случае антенна работает как удлиненная Groundplane, настраиваемая в резонанс с помощью конденсатора, и питается через коаксиальный кабель произвольной длины.

Совсем иные соотношения наблюдаются, когда длины вертикальной и горизонтальной секций Г-образной антенны одинаковы

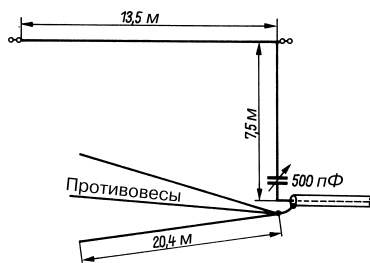


Рис. 19.40. Г-образная антенна для 3,5 МГц

и составляют по $\lambda/4$. Рис. 19.41а показывает, что в этом случае речь идет о полуволновом излучателе с изломом, электрически соответствующим вертикальному полуволновому излучателю на рис. 19.35. Коаксиальный кабель согласуется с высокоомным входом, как представлено на рис. 19.36.

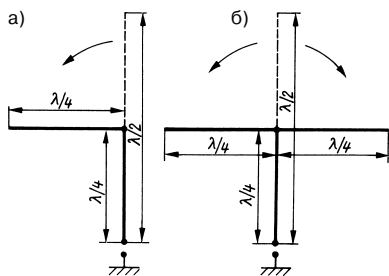


Рис. 19.41. Формирование Г- и Т-образной антенны на основе полуволнового излучателя: а – Г-образная антенна; б – обращенная Groundplane

Следующий шаг – переход к Т-образной антенне, где от средней точки полуволнового излучателя горизонтально отходят два противоположных четвертьволновых отрезка. Так образуется знакомая авторезонансная антенна, известная под названием Inverted Groundplane – «перевернутая Groundplane». В этом случае противовесы прокладывают у конца излучателя, благодаря чему усиление антенны гораздо меньше зависит от проводимости грунта, чем у «нормальной» Groundplane, и пучность тока оказывается на относительно большей высоте. Как и ранее, согласование коаксиального кабеля с высокоомным входом антенны осуществляется согласно рис. 19.36.

Недостаток антенны Inverted Groundplane состоит в том, что наряду с вертикально поляризованным излучением она излучает заметную составляющую горизонтальной поляризации под большим углом к горизонту. Последняя могла бы послужить для связи на коротких и средних расстояниях, однако вместе с тем она уменьшает долю вертикально поляризованного излучения, важного для дальней связи.

У оптимизированной Т-образной антенны, описанной в [30], горизонтально поляризованное излучение полностью подавлено. Решение проблемы основано на патенте (К. Н. Hille – британский патент № 1454101, 1973 г.). Полуволновый горизонтальный

отрезок делится на три секции длиной по $\lambda/6$. Они включены так, что токи в секциях взаимно уничтожаются. Чтобы понять этот процесс, вспомним, что резонансная линия из параллельных проводов не излучает благодаря противоположной направленности токов в них, поскольку фаза сдвинута на 180° (см. рис. 5.32 и 5.34). В данном случае горизонтальный проводник сложен таким образом, что его секции длиной по $\lambda/6$ отстоят друг от друга на $\lambda/100$. Математически доказано: при подобной конфигурации токи взаимно уничтожаются, поэтому излучения радиоволн не происходит. Наглядное графическое подтверждение тому приведено в [30]. Оптимизированная Т-образная антенна строится по схеме, представленной на рис. 19.42б. Практический пример такой антенны 40-метрового диапазона рассмотрен в [30]. Здесь горизонтальная часть выполнена в форме призмы с сечением в виде равностороннего треугольника. Для согласования входного сопротивления (около 2800 Ом) с 52-омным коаксиальным кабелем подходит Г-образный элемент (несимметричный полуэлемент в качестве трансформатора реактивности – см. рис. 19.48). Электрически он действует как четвертьволновый трансформатор. В разделе 19.5.1 описывается, как рассчитать подобный трансформатор реактивности. Кроме того, здесь применимы трансформирующие цепочки на дискретных элементах (см. раздел 6.7).

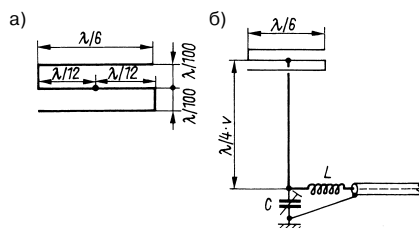


Рис. 19.42. Оптимизированная Т-образная антенна: а – схема сложенной горизонтальной части; б – устройство антенны с Г-образным согласователем

Взяв в качестве среднего входного сопротивления величину $R_A = 2800$ Ом [30] и приняв вполне реальную величину потерь в грунте $R_e = 28$ Ом, находим, что в данном случае потери едва превышают 1% от подводимой высокочастотной мощности. Столь высокий КПД антенны недостижим

для «обычной» четвертьволновой Groundplane с сетью заземления любых размеров. Даже если задать предельно высокое R_e , например 500 Ом, то и тогда потери в грунте не превысят 18%. Это позволяет вообще отказаться от расходов на сеть противовесов и обойтись грозозащитным заземлением (см. раздел 19.1.1). Т-образная антенна удобна и для монтажа на возвышениях, в частности на крышах, поскольку обязательное при этом грозозащитное заземление достаточно и для высокой частоты [31].

19.4.4. Коаксиальные вертикальные антенны

Так называют антенны типа Groundplane с встроенным короткозамкнутым четвертьволновым шлейфом из коаксиального кабеля (рис. 19.43). Основное преимущество антенн подобного типа – расширенная полоса частот.

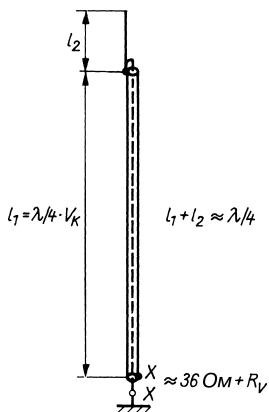


Рис. 19.43. Схема коаксиальной вертикальной антенны (R_v – сумма сопротивлений потерь)

Она образована отвесно расположенным коаксиальным кабелем с произвольным волновым сопротивлением. Нижний конец центральной жилы кабеля соединен с сетью заземления, а ее верхний конец припаян к экрану кабеля. Длина l кабеля равна $\lambda/4 \times V_K$, где V_K – величина коэффициента укорочения из спецификации (обычно 0,66). Таким образом, речь идет о коаксиальной замкнутой четвертьволновой линии (см. рис. 5.29), выступающей в качестве параллельного резонансного контура. Радиоволны излучаются только экраном кабеля, но вследствие малого

отношения l/d его коэффициент укорочения близок к 0,95, и потому он слишком короток для четвертьволнового резонанса. Чтобы сформировалась четвертьволновая Groundplane, требуется l_1 нарастить отрезком l_2 до резонансной длины $\lambda/4$.

Пример

Используется коаксиальный кабель с $V_K = 0,66$. Геометрическая четверть длины волны $l_1 = 0,25 \lambda \times 0,66 = 0,165 \lambda$. Если для экрана кабеля принять с учетом его отношения l/d коэффициент укорочения $V = 0,95$, то нормальная длина составит $l_1 + l_2 = 0,25 \lambda \times 0,95 = 0,2376 \lambda$, а длина отрезка $l_2 = 0,2376 \lambda - 0,165 \lambda = 0,0725 \lambda$.

При резонансе встроенный четвертьволновый шлейф не работает из-за очень высокого входного сопротивления (параллельный резонансный контур). Если повысить частоту передатчика, то отрезок $l_1 + l_2$ окажется слишком длинным – иначе говоря, на нем появится индуктивная реактивная составляющая. Одновременно станет чрезмерно длинной и короткозамкнутая четвертьволновая коаксиальная линия (шлейф). Как видно из рис. 5.29, линия, превосходящая четверть длины волны, оказывает емкостное действие, и в результате индуктивная составляющая отрезка излучателя и емкостная реактивность четвертьволнового шлейфа взаимно компенсируются, а сопротивление излучению R_S возрастает.

С понижением частоты передатчика происходит обратное: отрезок излучателя становится емкостным, а шлейф – индуктивным, что также приводит к взаимной компенсации реактивных составляющих. Благодаря такой способности четвертьволновой линии частотная полоса антенны расширяется. Сверху ее ограничивают нежелательные изменения диаграммы направленности, а снизу – резкое падение сопротивления излучения. Благодаря подобной широкополосности длину элементов антенны не обязательно точно выдерживать. В границах полосы частот сопротивление излучения и вместе с ним входное сопротивление изменяются в соответствии с информацией, изложенной в разделе 19.5.1 (см. также рис. 19.46). Как и для остальных вертикальных антенн, добротная сеть заземления – предпосылка высокого КПД.

Оператор DL2FA подробно описал коаксиальные антенны [32]. Эскиз простейшей из них представлен на рис. 19.44а. Если коэффициент укорочения коаксиального

кабеля $V_K = 0,66$, то его геометрическая длина составит $0,25 \lambda \times 0,66 = 0,165 \lambda$; она является длиной излучателя, поскольку никакие способы удлинения этого элемента не применялись. Следовательно, здесь имеется укороченная Groundplane длиной $\approx 60^\circ$ ($1 \lambda = 360^\circ$). Согласно рис. 19.47, сопротивление R_S этого варианта антенны приблизительно равно 13 Ом. Для достижения высокого КПД антенны сопротивление потерь должно быть тем ниже, чем меньше сопротивление излучения (см. раздел 19.5.1). Несколько более благоприятные условия создает применение коаксиального кабеля с полувоздушным диэлектриком и $V_K = 0,82$. Тогда длина кабеля $l_1 = 0,25 \lambda \times 0,82 = 0,205 \lambda$ (около 74°), откуда с помощью рис. 19.47 находим величину сопротивления излучения (20 Ом). Благодаря уже описанному действию коаксиального четвертьволнового шлейфа входное сопротивление остается активным в широкой области частот, а его величина изменяется вместе с сопротивлением излучения. С помощью омега-согласующего звена ($C_A - C_K$) осуществляется согласование с волновым сопротивлением любого кабеля.

Рис. 19.44б в принципе соответствует рис. 19.43, отличаясь лишь отображением параметров антенны и омега-образным согласованием. На рис. 19.44в показана сильно укороченная Groundplane с удлиняющей катушкой и концевой емкостью.

Коаксиальные антенны эксплуатируются в многодиапазонном режиме. В этом случае

следует помнить об изменениях вертикальной диаграммы направленности с переходом от одного диапазона к другому (см. рис. 19.11) и сопротивлению излучения (см. рис. 19.47), а также о необходимости подстройки омега-образного звена при переключении диапазонов. Этого не требуется при работе в единственном диапазоне.

Значительная ширина частотного диапазона открывает много возможностей подстройки под местные условия. Коаксиальный кабель нуждается в искусственной или естественной опоре. Идеальным решением была бы фиброгласовая труба с коаксиальным кабелем внутри. Иногда можно протянуть кабель между двумя высоко расположенными опорными точками (например, на деревьях).

19.4.5. Двухдиапазонная Т-образная антенна

Т-образная антенна для двух диапазонов, разработанная оператором W6BCX (см. рис. 19.45), известна под названием Multee. Размеры антенны (табл. 19.5) опубликованы оператором G3VA [33].

На низкой частоте антенна выполняет функции четвертьволнового вертикально поляризованного петлевого вибратора, верхняя половина которого сжата по вертикали, поэтому антенна получается Т-образной формы. Длина как вертикальной, так и горизонтальной частей равна $\lambda/8$. Почти вся высокочастотная мощность излучается

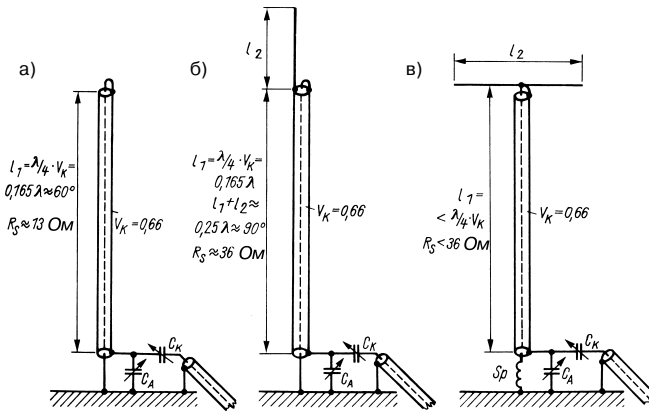


Рис. 19.44. Типы вертикальных коаксиальных антенн: а – укороченная Groundplane; б – полноразмерная Groundplane; в – сильно укороченная Groundplane с удлиняющей катушкой L и концевой емкостью C_D

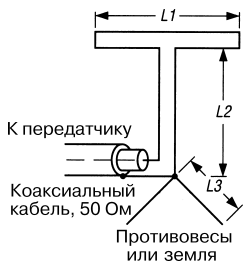


Рис. 19.45. Двухдиапазонная Т-образная антенна

Таблица 19.5. Размеры двухдиапазонной Т-образной антенны

Частота, МГц	1,8/3,5	3,5/7,0	7,0/14,0
L1, м	19,81	10,06	5,18
L2, м	16,46	8,23	4,12
L3, м	15,24	7,62	3,66

вертикальной частью, а горизонтальная служит концевым излучателем. Следовательно, благоприятное состояние грунта имеет решающее значение для успешного функционирования антенны.

На высокой частоте антенна работает как горизонтально поляризованный четвертьволновый петлевой вибратор. Длина и вертикальной, и горизонтальной части равна $\lambda/4$. Поэтому вертикальная часть излучателя служит четвертьволновым трансформатором (см. раздел 6.5), с помощью которого низкоомный коаксиальный фидер согласуется с высокоомным входом питания (около 6000 Ом) горизонтальной части.

Строение секции излучателя L_1 соответствует петлевому вибратору. Величина расстояния между проводниками не оказывает существенного влияния на работу. Отвесная секция излучателя L_2 образована плоской двухпроводной линией с волновым сопротивлением 300–400 Ом. Необходимо учитывать коэффициент укорочения такой линии, в среднем он составляет от 0,8 до 0,9.

В справочниках «US Radio Handbook» и «Antenna Book» приведены другие значения длины с неправдоподобным коэффициентом укорочения 0,7.

Считается достаточным установить шесть радиальных противовесов.

19.5. Вертикально поляризованные антенны для работы в многодиапазонном режиме

Существуют разные способы реализации многодиапазонного режима работы вертикальных антенн. Если исходить из четвертьволновой Groundplane и есть возможность реализовать строительную высоту антенны в расчете на диапазон с наибольшей длиной волны, достаточно воспользоваться простым механическим переключением длины посредством троса или реле. Подобные устройства описываются ниже (см. раздел 19.5.1). Можно обойтись меньшей строительной высотой и более простой механикой, если применять электрическое укорочение или удлинение излучателя с помощью звена L/C на его входе. Однако такой способ всегда связан с заметными дополнительными потерями. Наконец, по аналогии с вседиапазонной антенной W3DZZ (см. раздел 10.2.8) запирающие контуры встраиваются в проводник, что позволяет отказаться от механических переключений и обеспечивает подлинную многодиапазонность рабочего режима. Однако в случае вертикальных антенн такие устройства труднее поддаются реализации, да и для создания высококачественных запирающих контуров требуются определенные навыки. Поэтому большинство подобных конструкций – промышленного изготовления.

Интерес к многодиапазонным антеннам усилился после выделения новых любительских диапазонов. Существует множество типов вертикально поляризованных многодиапазонных антенн, но любая из них нуждается в довольно громоздкой системе радиальных противовесов или добротной сети заземления.

19.5.1. Многодиапазонные антенны Groundplane с переключаемыми удлиняющими катушками

Большинство практически изготовленных многодиапазонных антенн Groundplane работают с переключаемыми удлиняющими катушками, а иногда и с укорачивающими конденсаторами. При этом в принципе вертикальные антенны приблизительно рассчитываются под четвертьволновый резонанс в одном из любительских диапазонов.

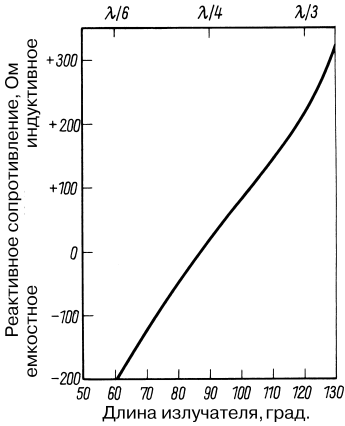


Рис. 19.46. Ориентировочные значения реактивного сопротивления вертикальной антенны над идеальным грунтом в зависимости от длины излучателя (1λ соответствует 360°)

Чтобы работать в низкочастотном диапазоне, емкостное реактивное сопротивление, которое появляется на входе антенны, компенсируют с помощью индуктивной реактивности (удлиняющей катушки), чем обеспечивается активный характер входного сопротивления антенны. Для высокочастотных диапазонов вертикальная антенна слишком длинна, то есть у нее имеется индуктивное реактивное сопротивление, которое надо скомпенсировать равновеликим емкостным реактивным сопротивлением (укорачивающим конденсатором).

На рис. 19.46 приведены ориентировочные оценки параметров, когда излучатель

характеризуется отношением $l/d = 1000$. У антенн большего сечения (меньшей степени утолщения) реактивные сопротивления ниже, а при утолщении антенны они растут. Из графика видно, что реактивное сопротивление переходит через нуль и наступает четвертьволновый резонанс, когда длина излучателя достигает 83° (следовательно, не строго при 90° или при $\lambda/2$). Это объясняется влиянием коэффициента укорочения излучателя на степень его утолщения. Реактивное сопротивление является индуктивным, когда излучатель длиннее 87° (слишком длинен), и емкостным в противном случае (слишком короток).

Чтобы добиться четвертьволнового резонанса укороченного или удлиненного излучателя, необходимо прежде всего найти приближенную величину реактивного сопротивления с помощью рис. 19.46 и определить индуктивность удлиняющей катушки (см. рис. 6.20) или емкость укорачивающего конденсатора (см. рис. 6.21) в зависимости от частоты. Поскольку на рис. 19.46 приведены лишь ориентировочные значения, катушка или конденсатор должны быть переменными, позволяя производить подстройку.

Сопротивление излучения вертикальной антенны над идеальным грунтом в зависимости от ее длины определяется графиками, изображенными на рис. 19.47. Для длины $\lambda/4$ (90°) величина сопротивления излучения оказывается равной 36,6 Ом, что характерно для четвертьволновой антенны Groundplane. При $\lambda/3$ (120°) оно возрастает до 100 Ом и убывает до 13 Ом при $\lambda/6$ (60°). В случае еще большего укорочения,

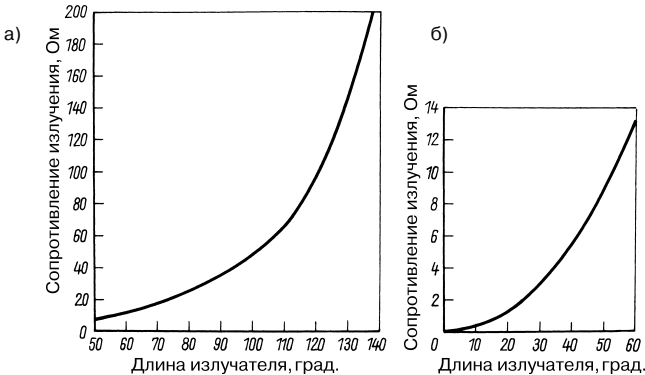


Рис. 19.47. Сопротивление излучения вертикальной антенны над идеальным грунтом в зависимости от длины излучателя: а – для длин излучателя между 50° и 140° ; б – для длин менее 60°

типичного для мобильных антенн, оно становится крайне низким (рис. 19.47).

Согласно формуле (19.6), входное сопротивление R_E равно сумме сопротивления излучения R_r и сопротивления потерь R_v . Однако на излучение расходуется только энергия, приходящаяся на R_r , тогда как энергия, выделяемая на R_v , безвозвратно теряется в виде тепла. На практике это означает, что при равных сопротивлениях потерь R_v антенна с меньшим сопротивлением излучения обладает меньшим КПД. Покажем это на простом примере.

Пример

Длина вертикальной антенны над землей составляет 30° ($\lambda/12$). Имеющееся при этом емкостное реактивное сопротивление на входе антенны нужно скомпенсировать индуктивностью (удлиняющей катушкой) так, чтобы входное сопротивление R_E можно было полагать активным.

Согласно рис. 19.47, сопротивление излучения $R_r = 3$ Ом, если длина излучателя равна 30° . С помощью измерительного моста полных сопротивлений найдено, что входное сопротивление $R_E = 10$ Ом. Согласно формуле (19.6) $R_E = R_r + R_v$, находим, что суммарное сопротивление потерь $R_v = 7$ Ом.

КПД антенны рассчитывается по формуле:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_v} = \frac{R_r}{R_E} \quad (19.12)$$

При подстановке значений параметров из примера получаем:

$$\eta = \frac{3}{10} = 0,3.$$

Если бы длина излучателя равнялась 60° , то сопротивление излучения приняло бы значение 13 Ом (рис. 19.47б) и КПД вырос бы:

$$\eta = \frac{13}{20} = 0,65.$$

Следует признать, что вертикальная антенна настраивается в резонанс на нескольких любительских диапазонах посредством переключаемых удлиняющих катушек или укорачивающих конденсаторов. Иначе говоря, в любом из режимов входное сопротивление R_E является активным. Сказанное нетрудно проверить с помощью волномера. Будучи связанным с удлиняющей катушкой

в цепи излучателя (рис. 19.48а), он покажет наличие резонанса в рабочем любительском диапазоне. При этом конец катушки должен быть соединен с сетью заземления (рис. 19.4).

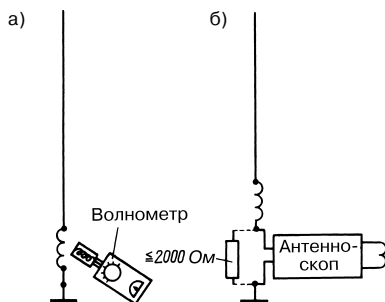


Рис. 19.48. Измерения на электрически удлиненной вертикальной антенне: а – измерение резонансной частоты волномером; б – измерение входного сопротивления антенноскопом

Входное сопротивление R_E подлежит согласованию с волновым сопротивлением фидера. Для этого сначала определяют R_E . Проще всего это сделать с помощью измерительного моста полных сопротивлений (антенноскопа – см. главу 31 тома 2). Как правило, расчеты дают лишь приближенные значения, поскольку сопротивления потерь, являясь частью входного сопротивления, точно неизвестны. Антенноскоп включается вместо фидера (рис. 19.48б). При этом мост питается током ранее найденной частоты. Случается, что из-за поля рассеяния трудно определить момент уравновешивания моста. В большинстве случаев такую трудность устраняют, включив параллельно входу прибора безындуктивное сопротивление величиной до 2000 Ом, влияние которого на результат измерений считается пренебрежимо малым. При незначительном отклонении измеренного R_E от волнового сопротивления Z нет смысла специально заниматься согласованием, и излучатель в данном диапазоне запитывается прямо через кабель. В остальных случаях проще всего добиться согласования, изготовив трансформатор реактивностей.

На рис. 19.49 представлена Г-образная схема, функционирующая как трансформатор реактивностей. Большее из двух сопротивлений R_{par} всегда находится в параллельном плече, а меньшее R_{ser} – в последовательном.

Таким образом, если входное сопротивление излучателя R_E больше волнового сопротивления фидера Z и R_E равно R_{par} , то антенну следует подключать в точке В; в противном случае ($Z > R_E$) сопротивление кабеля Z занимает место R_{par} и антенна подключается в точке В ($R_E = R_{ser}$).

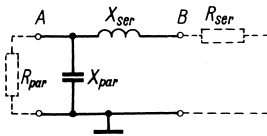


Рис. 19.49. Трансформатор реактивностей

Найдем теперь значения индуктивного X_{ser} и емкостного X_{par} сопротивлений. Сначала определим добротность:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{par}}{R_{ser}} - 1} \tag{19.13}$$

Теперь найдем индуктивное сопротивление:

$$X_{ser} = QR_{ser} \tag{19.14}$$

и емкостное сопротивление:

$$X_{par} = \frac{R_{par}}{Q} \tag{19.15}$$

Пример

Вертикальную антенну с входным сопротивлением $R_E = 10$ Ом надо питать через 50-омный коаксиальный кабель. $R_E < Z$, поэтому $R_E = R_{ser}$ и $Z = R_{par}$.

Таким образом, антенну следует подключить к точке В, а фидер – к точке А.

Согласно формуле (19.12):

$$Q = \sqrt{\frac{50}{10} - 1} = \sqrt{4} = 2.$$

По формулам (19.14) и (19.15) находим:

$$X_{ser} = 2 \times 10 = 20 \text{ Ом}$$

и

$$X_{par} = \frac{50}{2} = 25 \text{ Ом}$$

соответственно.

Теперь из диаграммы на рис. 6.20 определим зависящую от частоты индуктивность, необходимую для индуктивного

реактивного сопротивления величиной 20 Ом, а из рис. 6.21 – емкость, соответствующую емкостному реактивному сопротивлению 25 Ом. Вместо не вполне точных диаграмм лучше воспользоваться расчетными формулами:

$$L_{мкГн} = 0,159 \frac{X_{ser} \text{ Ом}}{f \text{ МГц}} \tag{19.16}$$

$$C_{пф} = \frac{159000}{X_{par} f \text{ МГц}} \tag{19.17}$$

Рассмотренные преобразования реактивностей необходимо применять для всех несимметричных вертикальных антенн, не ограничиваясь переключаемыми многодиапазонными антеннами с удлиняющими катушками.

Готовые «рецепты» для таких вертикальных антенн трудно подобрать из-за обилия переменных величин, которые надо учитывать. Не так уж сложно согласовывать вертикальные антенны в нескольких диапазонах описанными выше методами, если располагать волномером, антенноскопом и по возможности рефлектометром (см. том 2, главы 31 и 32). Обычно речь идет о длине антенн между 5 и 10 м, преимущественно – 7 м. Механическое переключение согласующих цепочек неудобно и сопряжено с лишними потерями, поэтому для стационарной работы в многодиапазонном режиме предпочитают пользоваться несколькими вертикальными антеннами. Напротив, в мобильном режиме, когда приходится применять очень укороченные вертикальные антенны, лучше вводить удлиняющие катушки в сочетании с Г-образными схемами.

19.5.2. Переключаемые многодиапазонные вертикальные антенны

Вариант исполнения переключаемой трехдиапазонной антенны Groundplane представлен на рис. 19.50. Переключатель диапазонов находится у антенного входа и потому доступен. Вертикальный штырь резонансом не обладает.

Резонанс излучателя реализуется с помощью настроенного элемента в составе катушки и переменного конденсатора. Настройка контролируется волномером, связанным с катушкой того или иного диапазона.

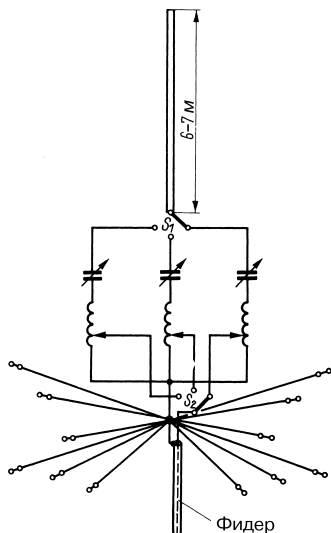


Рис. 19.50. Схема трехдиапазонной антенны Groundplane

Поочередный переход на 20-, 15- или 10-метровый диапазон производится переключателем. Предельная емкость переменных конденсаторов составляет 100 пФ, размеры катушек подбираются опытным путем. Рекомендуется первые резонансные измерения выполнить с бескаркасной катушкой без сердечника диаметром 40 мм из 15 витков достаточно толстой посеребренной медной проволоки.

С такой антенной применяются отдельные наборы резонансных радиальных противовесов для каждого диапазона. Противовесы сходятся к общей центральной точке и там соединяются (рис. 19.51). Они раздельно настраиваются точно на диапазоны вышеописанным способом с помощью антенноскопа и волномера.

Согласование коаксиального фидера заключается в том, чтобы найти положение ползунка катушки, при котором импеданс соответствует волновому сопротивлению фидера. Для этого антенноскоп включают между точкой соединения катушек и ползунком, подают на него сигнал волномера и меняют положение ползунка, пока прибор не покажет нужную величину импеданса. Настройка требует особой тщательности; рекомендуется в ходе работы контролировать частоту волномера с помощью приемника.

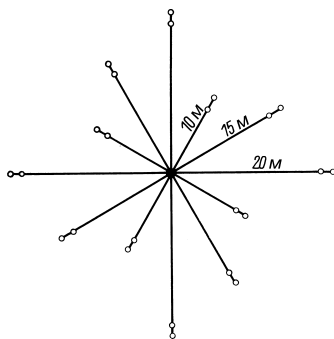


Рис. 19.51. Расположение радиальных противовесов

Переключатель диапазонов важен для трехдиапазонной Groundplane. Будет он управляться трюком или посредством контактов реле, безразлично. Очень важна высокая добротность катушек. Они расположены в пучостях тока, и потому здесь требуется особенно хорошая поверхностная проводимость при большом сечении проводника.

Четырехдиапазонная вертикальная антенна описана оператором WB1FSB [34] – см. рис. 19.52. Длина ее штыря равна 7,6 м и геометрически соответствует длине 0,72 λ на частоте 28,5 МГц. Допустимо считать, что с учетом коэффициента укорочения это отвечает резонансной длине $3\lambda/4$, и подключать антенный вход прямо к коаксиальному кабелю без удлиняющей катушки. Переменный конденсатор С емкостью 100 пФ в линии питания служит для настройки на минимум КСВ, но он не является обязательным. Вертикальная диаграмма неоптимальна для 10-метрового диапазона, поскольку излучатель длиной 0,72 λ направляет значительную долю излучения под большим углом к линии горизонта.

На резонансной частоте 21,2 МГц геометрическая длина излучателя составляет 0,54 λ , так что вертикальная диаграмма должна быть весьма благоприятной (рис. 19.12в). Чтобы приблизить активное входное сопротивление к величине 50 Ом, надо нарастить излучатель до резонансной длины $3\lambda/4$, применив удлиняющую катушку.

В режиме 40-метрового диапазона длина излучателя составляет только 0,18 λ , что требует электрического удлинения до четвертьволнового резонанса, благодаря чему

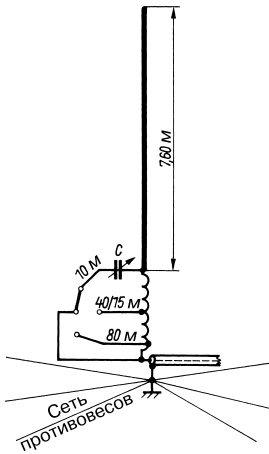


Рис. 19.52. Вертикальная антенна с переключением на диапазоны 80, 40, 15 и 10 м

активное входное сопротивление антенны составит около 40 Ом. Как выяснилось, возможен общий отвод катушки на 15- и 40-метровый диапазоны, когда его положение равно благоприятно для обоих диапазонов, а величина КСВ не превышает 2. При раздельных отводах получаются меньшие КСВ.

Излучатель для 80-метрового диапазона служит вспомогательной антенной, поскольку его геометрическая длина $0,09 \lambda$ совершенно недостаточна. Удлиняющая катушка электрически доводит эту длину до четвертьволнового резонанса.

Ради минимизации потерь удлиняющие катушки должны отличаться высокой добротностью. Они изготавливаются из медного провода диаметром 2 мм в виде 30 витков на каркасе диаметром 65 мм, равномерно распределенных на длине 130 мм. Положение отводов катушки подбирается опытным путем по минимуму КСВ. Для питания антенны хорошо подходит 50-омный коаксиальный кабель любой длины. Переход на 75-омный кабель приводит к увеличению уровня стоячих волн. Антенна нуждается в надежной сети заземления, но ее можно монтировать и на возвышениях вместе с набором настроенных радиальных противовесов по образцу, показанному на рис. 19.51.

Оператор W1RN описал улучшенный вариант этой антенны со штырем длиной 6,34 м для работы в пяти диапазонах [35].

Вертикальная антенна LA1EI с переключением диапазонов 20, 40 и 80 м

Как правило, переключатель диапазонов многодиапазонной вертикальной антенны устанавливают рядом с ее входом, что по меньшей мере неудобно. Оператор LA1EI нашел способ перенести переключатель в помещение с аппаратурой, требующий лишь дополнительных расходов на коаксиальный кабель. Схема такой антенны изображена на рис. 19.53 [36].

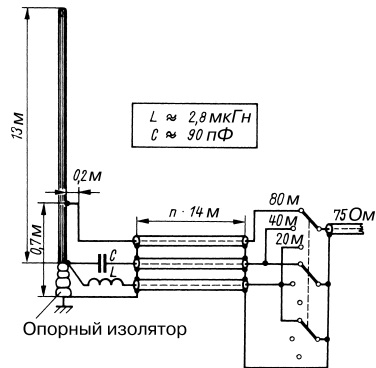


Рис. 19.53. Переключаемая трехдиапазонная вертикальная антенна LA1EI

Геометрическая длина излучателя соответствует приблизительно $0,62 \lambda$ для 20 м, $0,31 \lambda$ для 40 м и $0,16 \lambda$ для 80 м. Таким образом, имеется излучатель длиной $5\lambda/8$ на диапазон 20 м, удлиненная Groundplane на 40 м и Groundplane, укороченная до $\lambda/4$, на 80 м. Чтобы входное сопротивление было активным, излучатель электрически удлиняется на $3\lambda/4$ для работы в 20-метровом диапазоне (катушкой L на 2,8 мкГн), а для 40-метрового диапазона он электрически укорачивается на $\lambda/4$ емкостью C ≈ 90 пФ.

Теперь можно было бы, как всегда, расположить обычный переключатель рядом с входом переключаемой антенны (рис. 19.52). Для дистанционного переключения излучателя между ним и антенной параллельно проложены три коаксиальных кабеля одинаковой длины (по 14 м или кратной 14 м). Это настроенные линии, в которых учтен коэффициент укорочения $V = 0,66$ коаксиального кабеля. Отсюда получается электрически эффективная длина 21,21 м. Она составляет $\lambda/4$, $\lambda/2$ и 1λ в диапазонах 80, 40 и 20 м соответственно. Если от помещения до антенны

больше 14 м, то надо использовать дополнительные отрезки кабеля длиной по 14 м. Данное решение опирается на возможности передачи колебаний по настроенным линиям (см. раздел 5.3.2). Подробные сведения о принципе действия антенны приведены в оригинальной публикации [71].

Переключаемая четырехдиапазонная антенна DL2EO

Оператор DL2EO [37] разработал весьма любопытный четырехдиапазонный излучатель (рис. 19.54) на основе антенны по схеме, изображенной на рис. 19.41б. Это проволочная антенна с параметрами излучателя Inverted Groundplane для 40-метрового диапазона (см. раздел 19.4.3). Чтобы входное сопротивление не оказалось слишком большим, вертикальная часть антенны длиной 9 м выполнена из двух проводов, что снижает степень утолщения.

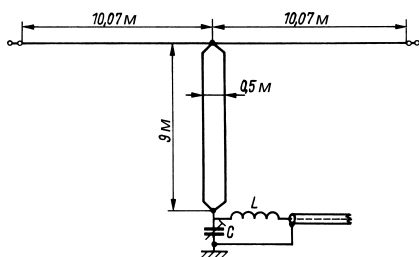


Рис. 19.54. Четырехдиапазонная антенна DL2EO

В таком исполнении входное сопротивление составляет 1500 Ом для диапазона 40 м, около 800 Ом для 20 м и 600 Ом для 10 м. Большие входные сопротивления (пучность напряжения!) обеспечивают достаточно высокие КПД даже при плохом качестве грунта.

G-образные цепочки, необходимые для согласования с коаксиальным кабелем, рассчитываются как трансформаторы реактивностей согласно рис. 19.48. Соответствующие расчетные формулы и примеры расчетов приведены в разделе 19.5.1, а в табл. 19.6 представлены ориентировочные значения согласующих элементов, найденные оператором DL2EO для данной версии антенны.

Было установлено, что антенна с LC-цепочкой для настройки на 20-метровый диапазон возбуждается и в диапазоне 80 м. Поскольку входное сопротивление в этом

Таблица 19.6. Значения согласующих элементов антенны DL2EO

	Любительские диапазоны, м			
	40	20	15	10
L, мкГн	6,0	2,3	1,4	1,0
C, пФ	80	50	40	30

диапазоне оказалось сравнительно низким, рекомендуется для работы в нем проложить специальные радиальные противовесы.

Все это позволяет строить эффективную многодиапазонную коротковолновую антенну с малыми затратами. Неудобно лишь переключать или переставлять контакты LC-цепочек для смены диапазонов у входа антенны, но и здесь есть возможность воспользоваться дистанционным переключением.

19.5.3. Многодиапазонные вертикальные антенны без переключений

Ф. Режье (F. Regier) разработал вертикальную антенну для диапазонов 10, 15 и 20 м без переключателя и запирающих контуров в цепях проводников антенны. Она отличается замечательными достоинствами для дальней связи, несмотря на небольшие затраты. Излучающая вертикальная секция (рис. 19.55) образована 300-омной плоской линией, замкнутой с обоих концов. Ее можно заменить металлической трубой той же длины или другим металлическим проводником.

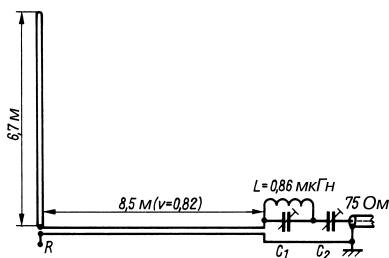


Рис. 19.55. Трехдиапазонная вертикальная антенна оператора OD5CG

Длина антенны в 10-метровом диапазоне равна $0,63 \lambda$ и соответствует излучателю длиной $5\lambda/8$, оптимальному по малому значению угла возвышения главного луча диаграммы направленности в вертикальной плоскости. В диапазоне 15 м длина излучателя приблизительно равна $\lambda/2$, так что

и в этом режиме вполне вероятны хорошие свойства излучения (см. рис. 19.12). В 20-метровом диапазоне антенна работает как удлиненная четвертьволновая Groundplane длиной 0,32 λ .

Чтобы не загромождать рисунок, на нем не показана сеть из 12 настроенных радиальных противовесов, которая выполнена в соответствии со схемой на рис. 19.51 (по четыре противовеса на диапазон) и подключена в точке R. У входа антенны начинается двухпроводная линия длиной 8,5 м, сформированная стандартным симметричным 300-омным плоским УКВ кабелем с коэффициентом укорочения $V = 0,82$. При других значениях этого коэффициента длину линии следует изменить (например, $V = 0,80 - 8,3$ м; $V = 0,85 - 8,8$ м). В диапазоне 15 м длина линии равна $3\lambda/4$, и она действует как четвертьволновый трансформатор, преобразующий высокоомное входное сопротивление полуволнового излучателя в 65 Ом активного сопротивления на конце линии. Поскольку электрическая длина линии в диапазонах 10 и 20 м составляет 1λ и $\lambda/2$, полное входное сопротивление антенны почти без изменений передается на конец линии. Следовательно, в 20-метровом диапазоне можно рассчитывать на активное сопротивление величиной 95 Ом, усиленное индуктивным реактивным сопротивлением $X_L \approx 180$ Ом; в 10-метровом диапазоне получается активная составляющая величиной 75 Ом, нагруженная емкостной реактивностью $X_C \approx 280$ Ом. Эти реактивные сопротивления устраняются затем посредством трансформатора реактивностей, состоящего из элементов L, C_1, C_2 . Таким образом, выходное сопротивление антенны оказывается активным и равным приблизительно 75 Ом для всех трех диапазонов.

Расчетные значения составляют: $C_1 = 23$ пФ и $C_2 = 41,7$ пФ. В качестве C_1 и C_2 целесообразно применить переменные конденсаторы на 30 пФ и 100 пФ соответственно. Оператор OD5CG дает следующие рекомендации по настройке трансформатора реактивностей. Изменяя C_1 , параллельный контур $L-C_1$ с помощью волномера настраивают в резонанс на частоту 35,85 МГц. Затем C_2 временно включается параллельно контуру $L-C_1$ и служит для настройки контура в резонанс на частоту 21,37 МГц. После этого C_2 возвращается на свое первоначальное место в схеме, чем и заканчивается настройка. Катушка L индуктивностью

0,86 мкГн образована семью витками медного провода диаметром 1,3 мм. Длина и диаметр намотки катушки одинаковы и равны 25 мм.

Трехдиапазонный излучатель OD5CG позволяет решить проблему согласования без переключений в трех диапазонах, а по своим свойствам излучения сравним с трехдиапазонной Groundplane (рис. 19.50).

Четырехдиапазонная антенна Groundplane без переключателя

На рис. 19.56 представлена четырехдиапазонная антенна Groundplane без сложных переключающих устройств и прочих сложных элементов, чреватых потерями. Она продолжает ряд множественных вибраторов (см. раздел 10.2.6) и представляет собой жесткую стальную трубу четвертьволновой длины для 40-метрового диапазона, служащую также несущей мачтой для четвертьволновых излучателей 20- и 10-метрового диапазонов. На входе антенны все три излучателя спаиваются друг с другом, и к ним подключена внутренняя жила коаксиального кабеля. Его экран служит базой возможно большего количества радиальных противовесов длиной по 10,35 м. Для приблизительного согласования с 50-омным фидером противовесы должны быть наклонены вниз под углом 135° (см. раздел 19.4.1). Для этого антенный вход вертикальных штывей должен находиться в одном метре от земли. Рекомендуется применять противовесы разных размеров по образцу, показанному на рис. 19.51, добавив к ним противовесы для 40-метрового диапазона.

Четвертьволновые трубы крепятся к несущей трубе для 40-метрового диапазона (рис. 19.56б), причем поперечина делается из пластика с малыми потерями (например, из полиакрила). Аналогичный способ крепления используется и у антенного входа, но с металлической поперечиной.

Принцип действия такой четырехдиапазонной Groundplane вполне понятен. В режиме 40-метрового диапазона работает штыврь длиной 9,95 м. Он несколько укорочен против нормы, что обусловлено его сравнительно большим сечением и наличием двух параллельно включенных элементов. Этот штыврь служит также резонансным излучателем 15-метрового диапазона длиной $3\lambda/4$. Он безупречен, поскольку его диаграмма направленности расщеплена. Для работы в 20- и 10-метровом диапазонах

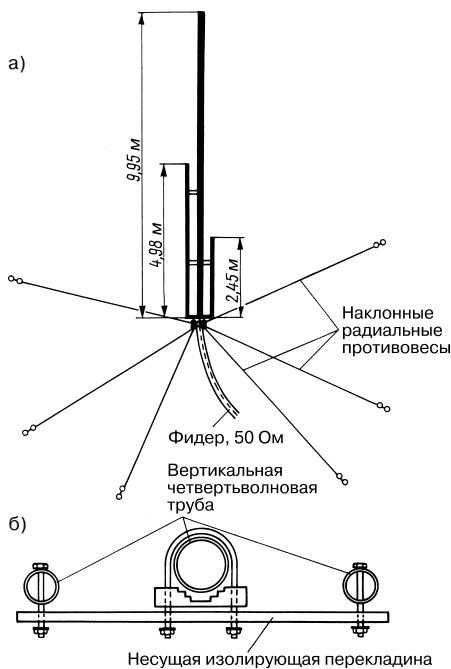


Рис. 19.56. Четырехдиапазонная антенна Groundplane без переключателя: а – устройство антенны; б – вариант крепления с изоляцией от опоры

предназначены четвертьволновые штыри нормальных размеров.

Как уже говорилось, в пространстве, свободном от препятствий, вертикальную антенну лучше размещать в непосредственной близости от земли. Но тогда противовесы обязательно прокладывают по горизонтали, и входное сопротивление антенны едва достигает 30 Ом. В этом случае помогает принцип удлинённой Groundplane, рассмотренный в разделе 19.1.5. Штыри для диапазонов 10 и 20 м удлиняются до $5\lambda/16$ и, согласно схеме на рис. 19.24, вновь электрически укорачиваются до $\lambda/4$ путем последовательного включения конденсатора. Тем самым вход антенны как бы смещается в область повышенного импеданса, что значительно упрощает согласование с любым коаксиальным кабелем. Все необходимые размеры имеются в табл. 19.2.

Возможная конструкция антенны такого типа показана на рис. 19.57. Исходя из требований к механической части, удлинение

элемента для 40-метрового диапазона не предусмотрено, и он собран как заземленная Groundplane (рис. 19.17). Конец излучателя заземлен напрямую, а согласование обеспечивается компенсированным гамма-элементом. Остальные четвертьволновые штыри удлинены в соответствии с данными табл. 19.2 и электрически укорочены переменными конденсаторами. Эти элементы закреплены на среднем заземленном штыре с помощью перекладки из диэлектрика. Только роторы трех переменных конденсаторов соединены между собой, и к ним припаяна внутренняя жила коаксиального фидера. Экран кабеля соединен с входом заземленного излучателя диапазона 40 м, к нему же подключены сеть заземления или противовесы. При подобной конструкции несущий 40-метровый излучатель изготавливается из прочной стальной трубы. Она входит в землю так, чтобы длина излучателя над грунтом составляла 9,9 м. Нижний конец трубы бетонируется. Оба удлинённых четвертьволновых излучателя крепятся своими основаниями через изолятор на несущей трубе (рис. 19.57). Такое устройство антенны одновременно обеспечивает надежную грозозащиту.

19.5.4. Вертикальные многодиапазонные антенны с многодиапазонными контурами

При построении многодиапазонной антенны Groundplane вполне естественно воспользоваться принципом многодиапазонных элементов, проверенным на остроуправленном трехдиапазонном излучателе VK2AOU (см. раздел 18.2) и трехдиапазонной рамочной антенне VK2AOU (см. раздел 18.5). Эта идея успешно реализована оператором VK2AZN [38].

Антенна Groundplane VK2AZN с многодиапазонными контурами для диапазонов 10, 15 и 20 м

Антенна VK2AZN состоит из единственного свободного штыря длиной 4,12 м и четырех радиальных противовесов той же длины (рис. 19.58). При таких размерах резонанс излучателя приходится на интервал длин волн между 20 и 15 м. Вполне реально укоротить штырь и противовесы до минимальных (3,35 м), но тогда резко упадет КПД и придется изменить оба многодиапазонных контура. Поэтому лучше придерживаться параметров, проверенных самим VK2AZN.

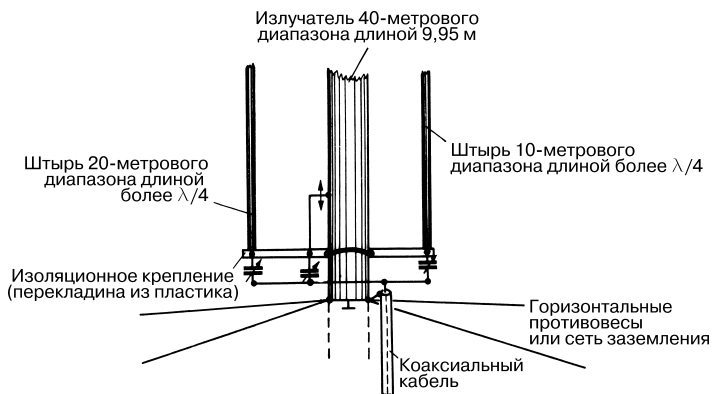


Рис. 19.57. Четырехдиапазонная Groundplane с кабельным согласованием

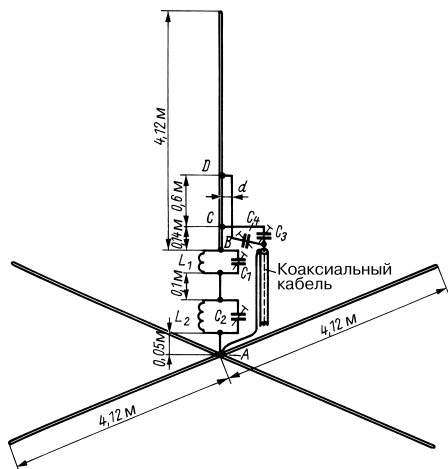


Рис. 19.58. Устройство трехдиапазонной Groundplane с многодиапазонными контурами

Все элементы антенны изготовлены из трубок легкого сплава диаметром 25 мм. Диаметр и профиль трубок не играет особой роли. На входе вертикальной секции последовательно включены параллельные резонансные контуры L_1-C_1 и L_2-C_2 , с помощью которых поддерживается резонанс вертикальной секции и противовесов в нескольких диапазонах. Индуктивность L_1 образована отрезком провода длиной 165 мм и диаметром 2,0–2,5 мм, изогнутым в виде полукруга, а L_2 – двумя витками того же провода. Витки диаметром намотки 38 мм уложены на отрезке длиной 13 мм.

Длина линии связи между L_2 и центральной клеммой А составляет 50 мм, а отрезок линии между L_1 и L_2 равен 100 мм. Емкостями C_1 (160 пФ) и C_2 (60 пФ) служат подстроечные конденсаторы с воздушной изоляцией или комбинации подходящих постоянных конденсаторов с подстроечными, заключенные в защитные пластиковые коробки.

Коаксиальный фидер можно согласовать с помощью индуктивностей L_1 и L_2 , но оператор VK2AZN нашел электрически безупречный и механически более выгодный метод, в принципе аналогичный гамма-согласованию (см. раздел 6.3). Экран коаксиального фидера соединен с центральной клеммой А. Вплотную к внутренней жиле кабеля расположены подстроечные конденсаторы C_3 (55 пФ) и C_4 (52 пФ). Первый из них используется при согласовании на частоте 28 МГц и обладает очень острой настройкой. C_4 служит для согласования коаксиального кабеля на частотах 14 и 21 МГц. Здесь настройка не слишком чувствительна к изменениям емкости. Проводником между C_3 и точкой С на вертикальном штыре служит толстая проволока, прокладываемая по кратчайшему расстоянию. Промежуток В–С составляет 140 мм, но это расстояние не критично. Проводник между C_4 и точкой D должен проходить параллельно вертикальному элементу. Для наилучшего согласования на частоте 14 МГц расстояние d следует сделать малым, однако если оно будет слишком мало, то КСВ на частоте 28 МГц окажется недопустимо большим. Разумный компромисс имеет место, когда $d = 20$ мм. Проводник к точке D

прокладывают так, чтобы он обязательно оставался параллельным вертикальной трубе в любых условиях.

В качестве опоры конструкции антенны оператор VK2AZN выбрал узел из твердой древесины или пластика, состоящий из квадратной плиты толщиной 25 мм со стороной 300 мм (рис. 19.59). К плите привинчены четыре деревянных бруска длиной, шириной и толщиной по 600, 80 и 50 мм, к которым крепятся четыре трубчатых противовеса, и две полосы из дерева или пластмассы длиной по 300 мм, где размещаются компоненты колебательных контуров и система питания. В центре пластины имеется изолятор для устойчивки на земле, куда вставляется вертикальный штырь. Здесь не требуется особого качества изолятора, так как на входе вертикальной антенны высокочастотное напряжение невелико. Четыре растяжки придают жесткость вертикальному элементу. Они крепятся одним концом к штырю на высоте 1,2 м, а другим – к противовесам на расстоянии 1,2 м от оси штыря. В проволочные растяжки должны быть вставлены орешковые изоляторы не реже, чем через 0,6 м.

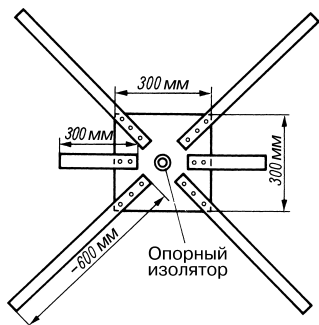


Рис. 19.59. Вариант деревянного опорного узла для трехдиапазонной Groundplane

Предварительная настройка выполняется с помощью волномера при отключенной системе питания и противовесах, находящихся по крайней мере на 0,3 м выше грунта. Волномер связывается с L_1 или L_2 . Изменения L_1 сказываются прежде всего на резонансе при частоте 14 МГц. Резонанс на частоте 21 МГц настраивается с помощью L_2 и C_1 , а от C_2 зависит в основном резонанс на частоте 28 МГц. Имеет место и взаимное влияние установок разных элементов.

Затем C_1 и C_2 выставляют на 160 и 60 пФ соответственно. При этом обычно три резонансные частоты, настроенные с помощью волномера, оказываются в пределах или вблизи трех любительских диапазонов. Необходимые частоты в каждом диапазоне устанавливаются поочередными изменениями настроечных элементов L_1 , C_1 , L_2 , C_2 . Наконец, подключается система питания, причем точка соединения С находится на 140 мм выше точки В. Расстояние В–D составляет 740 мм. Сначала C_3 устанавливают на 55 пФ, а C_4 – на 52 пФ. Рефлектометр, рассмотренный в разделе 31.2.2 (том 2), наилучшим образом подходит как для оптимального согласования во всех трех диапазонах, так и для точной настройки резонанса излучателей. Прибор подключается к фидеру у входа антенны или рядом с ним. Настроив рабочий передатчик на нужную резонансную частоту в 14-мегагерцевом диапазоне, начинают возбуждать антенну на этой частоте при пониженной выходной мощности передатчика. Волномер, установленный на индикацию обратного хода, покажет наличие более или менее значительной доли отраженных волн. Затем в катушку L_2 вводится ферритовый стержень. Если это вызовет уменьшение (или увеличение) доли стоячих волн, надо увеличить (или уменьшить) L_1 . Наконец, C_4 также выставляют на минимум КСВ.

Теперь антенну возбуждают рабочей частотой от передатчика в 21-мегагерцевом диапазоне. C_1 устанавливается так, чтобы величина КСВ вновь оказалась минимальной и, следовательно, был бы подстроен резонанс для 21 МГц. В заключение систему возбуждают на 28 МГц и емкостью C_2 сводят КСВ к минимуму, продолжая уменьшать его с помощью емкости C_3 .

Из-за взаимного влияния установок процесс настройки необходимо повторять до оптимального результата в каждом диапазоне. При этом подстраивают только конденсаторы, причем начинают всегда с C_1 и C_2 для настройки резонанса и затем переходят к подстройке согласования с помощью C_3 и C_4 . Лишь в исключительных случаях требуется изменять L_2 или положение контактов С и D.

Двухдиапазонная Groundplane с многодиапазонным контуром для 80 и 40 м

Хорошие результаты применения трехдиапазонной Groundplane с многодиапазонными

контурами побудили оператора VK2AZN разработать двухдиапазонную версию. В ней предусмотрены только два противовеся длиной по 13,40 м при длине вертикальной секции 9,15 м.

В системе имеется единственный параллельный резонансный контур L_1-C_1 (рис. 19.60). Удлиняющая катушка L_2 предназначена для доведения с помощью индуктивности вертикальной секции антенны до электрически эффективной длины 13,40 м. L_2 состоит из восьми витков медного эмалированного провода диаметром 2–3 мм. Диаметр и длина катушки равны 60 и 35 мм соответственно. Свободный отрезок излучателя Е–F имеет длину 8,23 м, но при необходимости может быть укорочен; правда, тогда придется увеличить L_2 ценой ухудшения КПД. При удлинении Е–F повышается КПД, и L_2 можно уменьшить.

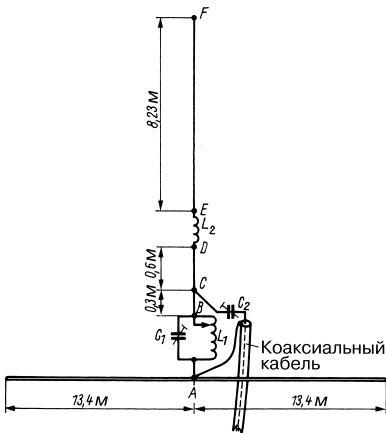


Рис. 19.60. Схема двухдиапазонной Groundplane для 80- и 40-метрового диапазонов

Катушка колебательного контура L_1 диаметром 60 мм и длиной 65 мм содержит 18 витков провода диаметром 2–2,5 мм. Целесообразно уложить витки катушки на керамическом рифленом каркасе. Чтобы изменять индуктивность в ходе настройки, число витков L_1 делается «с запасом». При сборке антенны ради оптимальности настройки оператор VK2AZN замкнул накоротко последние четыре витка после точки В, оставив лишь 14 витков в качестве индуктивности контура. Емкостью C_1 служит подстроечный конденсатор с воздушной изоляцией на

100 пФ, который изначально устанавливается на 45 пФ.

При настройке волномер связывается с L_1 , и резонанс в 7-мегагерцевом диапазоне находят с помощью конденсатора C_1 . Вторым резонанс, отвечающий диапазону с частотой 3,5 МГц, корректируется закорачиванием витков катушки L_1 . После приблизительной настройки подключают систему питания. При этом экран кабеля питания подводится к точке А; рядом с внутренней жилой коаксиального кабеля находится подстроечный конденсатор C_2 емкостью 150 пФ, установленный сначала на 85 пФ. От конденсатора C_2 проводник гамма-согласователя идет к точке С, расположенной на 300 мм выше точки В.

Для окончательной настройки резонанса и согласования непосредственно около входа антенны включается рефлектометр. Сначала рабочий передатчик устанавливают на требуемую частоту 80-метрового диапазона и на ней возбуждают систему. Чтобы уловить направленность предполагаемых изменений, в катушку L_1 вводят ферритовый стержень. Если доля отраженных волн уменьшится, надо увеличивать L_1 , то есть смещать замыкающую перемычку к точке В. В противном случае следует замкнуть больше витков. Найденный таким способом минимум КСВ дополнительно углубляется подстройкой конденсатора C_2 . Аналогичный процесс настройки повторяется на рабочей частоте передатчика в 40-метровом диапазоне, когда резонанс достигается посредством конденсатора C_1 , а для коррекции согласования служит C_2 . Весь процесс настройки повторяется, пока на обеих частотах не будут обеспечены резонанс и наилучшее согласование. Если оптимальные установки C_2 для 3,5 и 7 МГц не совпадают, приходится идти на компромисс и выбирать C_2 между минимумами КСВ так, чтобы приемлемая согласованность поддерживалась в обоих диапазонах.

Приличные результаты были достигнуты и с рассматриваемой двухдиапазонной антенной. Ее целесообразно использовать при недостатке места для монтажа. Разумеется, можно увеличить количество противовесов. До сих пор не изучено влияние их количества на диаграмму направленности антенны.

На рис. 19.61 показана более простая механическая конструкция, представляющая собой половину многодиапазонной антенны с контурами-ловушками (см. раздел 10.2.7).

К сожалению, в диапазонах 80 и 40 м ее длина огромна – 16,78 м, но она снижается до 8,3 м для диапазонов 40 и 20 м. На рис. 19.61 эти параметры даны в скобках.

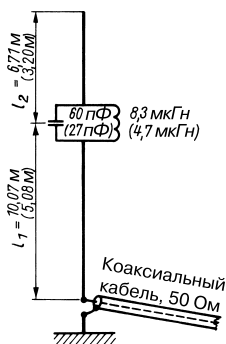


Рис. 19.61. Вертикальная антенна с контурами-ловушками для диапазонов 80 и 40 м

Сопротивление излучения в обоих случаях равно 36 Ом. Поскольку входное сопротивление равно сумме сопротивлений излучения и потерь, вполне вероятно согласованность с 50-омным коаксиальным кабелем. В этом случае сопротивление потерь должно составлять 14 Ом. Такая величина близка к реальной для посредственной сети заземления. Если же имеет место некоторая рассогласованность, она объясняется сравнительно хорошим качеством указанной сети (малым значением сопротивления потерь). Иногда предлагают применять пару параллельных 75-омных кабелей в качестве фидера с суммарным сопротивлением 37 Ом, что в данном случае бессмысленно, поскольку предполагает отсутствие потерь. Все остальные сведения из раздела 10.2.7 относятся и к данной антенне.

Вертикальная антенна

с многодиапазонными контурами DK9FN

Многодиапазонные контуры оператора VK2AOU (см. раздел 18.2) применимы также в трехдиапазонной антенне Groundplane, чем воспользовался DK9FN [39]. Схема его антенны, изображенная на рис. 19.62,

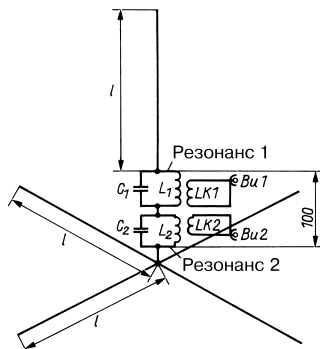


Рис. 19.62. Схема трехдиапазонной Groundplane с многодиапазонными контурами VK2AOU

соответствует варианту исполнения для диапазонов 10, 15 и 20 м. С другими размерами антенна пригодна для 12-, 17- и 30-метрового диапазонов. Данные оператора DK9FN приведены в табл. 19.7.

Расположение катушек L_1 и L_2 должно гарантировать отсутствие связи между ними; они устанавливаются взаимно перпендикулярно и на максимально возможном удалении друг от друга. Изготовление колебательных контуров подробно описано в [39]. Гнезда Bu1 и Bu2 могут использоваться по выбору. Как выяснил DK9FN, подключение к гнезду Bu1 приводит к относительно возрастанию КСВ в высокочастотном диапазоне, а к гнезду Bu2 – к такому же эффекту в диапазоне с наименьшей частотой.

У антенны DK9FN четыре противовеса наклонены книзу под углом 45° , но допустимы и другие углы – от 30° до 60° . Рекомендации по настройке и результаты измерений приведены в [39].

19.5.5. Двухдиапазонная вертикальная антенна W1JF для 30 и 12 м

Этот тип антенны (рис. 19.63), обозначенный оператором W1JF как «J² антенна» [40], рассчитан на диапазоны 30 и 12 м, недавно разрешенные для радиолюбителей. Он является дальнейшим развитием антенны JF (см. раздел 13.4.2 и рис. 13.11),

Таблица 19.7. Размеры трехдиапазонной антенны DK9FN

Диапазон, м	Длина l , м	C_1 , пФ	C_2 , пФ	L_1 , мкГн	L_2 , мкГн	Резонанс 1, МГц	Резонанс 2, МГц
12, 17, 30	4,00	168	64	1,17	0,74	11,4	23,2
10, 15, 20	3,40	88	56	0,95	0,66	17,4	26,2

отличающейся наличием фазовращателя, действующего в высокочастотном диапазоне.

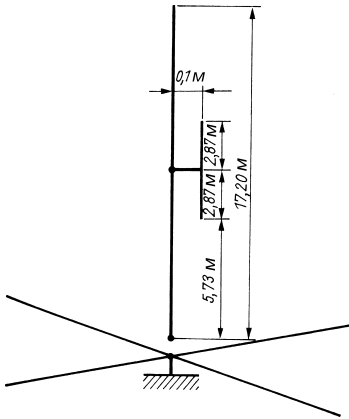


Рис. 19.63. Вертикальная антенна W1JF для диапазонов 30 и 12 м

В 30-метровом диапазоне длина антенны составляет $5\lambda/8$ при усилении 3 дБ по отношению к четвертьволновой вертикальной антенне. Подробные сведения приведены в разделе 19.4.1, «Вертикальные антенны длиной $5\lambda/8$ ».

Для работы в 12-метровом диапазоне имеется пара полуволновых отрезков, синфазно возбуждаемых благодаря фазовращателю. Таким образом, здесь мы имеем дело с вертикально ориентированным вибраторным рядом из двух коллинеарных полуволновых секций (см. раздел 13.1).

Для обеспечения приличного КПД необходимы радиальные противовесы длиной по 7,25 м. Вход антенны должен находиться не выше 0,6 м над грунтом. В режиме 12-метрового диапазона противовесы не требуются.

В диапазоне 40 м антенна способна работать как укороченный полуволновый излучатель (длина $\approx 0,4 \lambda$), а в 80-метровом – еще и в качестве укороченной четвертьволновой Groundplane (длина $\approx 0,21 \lambda$). Для связи в этих режимах требуется расширить сеть заземления.

Вследствие большого разнообразия условий согласования антенну следует возбуждать посредством схем согласования с переключением диапазонов или питать через открытую двухпроводную линию с подключенным согласующим устройством.

19.6. Вертикально поляризованные кольцевые антенны

Вертикально поляризованные кольцевые антенны отличаются предельно малой строительной высотой. Они разрабатывались для промышленного применения, но во многих случаях представляют интерес и для радиолюбителей.

19.6.1. Антенна DDRR

Оператор W6UYH создал тип антенны с необычным излучателем [41–45]. За ее форму антенне DDRR (Directional Discontinuity Ring Radiator – кольцевой излучатель с дискретной направленностью) дали кличку «хула-хуп».

DDRR может использоваться в коммерческих целях. Строились даже антенны диаметром до 1500 м для длинноволнового диапазона. Благодаря предельно малой строительной высоте в сочетании с умеренными горизонтальными размерами антенны DDRR представляют особый интерес для любителей, страдающих от недостатка места под антенну или пользующихся мобильной аппаратурой связи [45]. Имеется опыт применения таких антенн в качестве любительских коротковолновых, свидетельствующий об их хороших потребительских свойствах [47].

Между тем аббревиатура DDRR получила и другое толкование, лучше отражающее принцип действия антенны: Directly Driven Resonant Radiator – резонансный излучатель с непосредственным возбуждением. DDRR реализуется как четвертьволновая или полуволновая кольцевая антенна.

Четвертьволновая кольцевая антенна

(J. M. Boyer – патент США № 3151328, 1962 г.)

Обычная антенна DDRR, или четвертьволновая кольцевая [46–48], состоит из вертикальной антенны длиной $0,007 \lambda$, нагруженной концевой емкостью (рис. 19.64). Диаметр кольца $d_1 = 0,078 \lambda$, что соответствует длине антенны $0,25 \lambda$. Антенна настраивается с помощью переменного конденсатора C_1 .

При питании через коаксиальный кабель используется гамма-согласующее устройство (см. раздел 6.3). Экран кабеля соединяют с противовесом. Для подключения внутренней жилы кабеля на кольцо находят

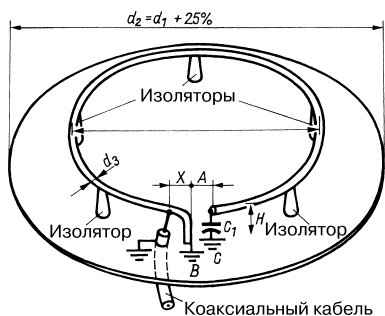


Рис. 19.64. Схема антенны DDRR

точку, где полное входное сопротивление соответствует волновому сопротивлению кабеля. При надлежащем выборе этой точки любой коаксиальный кабель согласуется с излучателем.

Несмотря на свое преимущественно горизонтальное расположение, антенна DDRR излучает радиоволны строго вертикальной поляризации. Она является круговым излучателем и, следовательно, относится к укороченным резонансным вертикальным антеннам по виду диаграммы направленности и поляризации. Собственно излучателем служит вертикальная часть кольцевой конструкции.

К сожалению, сопротивление излучения R_r антенны DDRR, рассчитанное по формуле (19.5), оказывается крайне незначительным. Нужно стремиться к уменьшению суммарного сопротивления потерь R_v , чтобы КПД антенны оправдывал ее применение. В связи с этим кольцевой проводник необходимо изготавливать из меди или алюминия с возможно большей поверхностью во избежание потерь за счет поверхностного эффекта, а в качестве изоляторов и переменного конденсатора следует использовать отборные экземпляры наилучшего качества и с минимальными потерями. Настраиваемый конденсатор находится в пучности напряжения и потому должен быть стоек к пробоем. Лучшим решением был бы конденсатор собственной конструкции с чисто воздушной изоляцией подвижных пластин. Не рекомендуется брать для настройки большие емкости при малой длине окружности кольца, поскольку КПД излучателя быстро падает с ростом емкостной коаксиальной нагрузки.

Как и в случае Groundplane, еще одной предпосылкой приличного КПД выступает

добротный противовес. В прототипе антенны DDRR его функцию выполнял плоский металлический диск с высокой поверхностной проводимостью. Его диаметр должен по крайней мере на 25% превосходить диаметр кольцевого проводника. Угол возвышения главного луча тем меньше, чем выше отношение диаметров диска противовеса и кольцевого проводника. Это отношение увеличивается, если по окружности диска закрепить как можно больше радиальных противовесов длиной по $0,25 \lambda$, обеспечив их надежный контакт с диском-противовесом.

При изготовлении антенны DDRR для высокочастотных любительских диапазонов 10 и 15 м едва ли возникнут особые трудности с материалами. Впрочем, при весьма ограниченных возможностях создания антенн для этих диапазонов с теми же затратами можно построить антенну Groundplane. Как свидетельствуют измерения, при полной четвертьволновой высоте она обладает КПД, на 2,5 дБ более высоким, нежели излучатель DDRR. Напротив, для мобильных применений в данных диапазонах конструктивные преимущества DDRR неоспоримы.

Выбор и строительство эффективных антенн 160-, 80- и 40-метрового диапазонов создают особые трудности для любителя-коротковолновика. Не всегда хватает места для прокладки полноценного вибратора. И даже если свободное пространство есть, оно редко сочетается с наличием возвышений для опор антенны. 80-метровая Groundplane требует сравнительно малой площади, отличаясь круговой диаграммой направленности излучения. Но кому под силу соорудить вертикальный излучатель почти 20-метровой высоты? А вот высота h антенны DDRR составляет всего 70 см, правда, ей требуется металлическая пластина диаметром 7 м, которая лишь в редких случаях оказывается доступной, — например, в виде плоской кровли из листовой стали. Однако выяснилось, что металлическую пластину можно заменить металлическим кольцом того же диаметра, что и сам излучатель (рис. 19.65), если пойти на некоторое снижение КПД антенны. При таком решении антенна DDRR представляет интерес и для ценителей 80-метрового диапазона.

Размеры в табл. 19.8 относятся к обоим вариантам. В упрощенной модификации на рис. 19.65 нижнее кольцо имеет те же размеры,



Рис. 19.65. Эскиз модифицированной антенны DDRR (изоляторы-распорки не показаны)

что и верхнее. Здесь дано наименьшее значение расстояния H . С его увеличением КПД антенны быстро растет. Для X приведена ориентировочная величина. Оптимальное место подключения коаксиального кабеля находят при настройке антенны. В табл. 19.8 указаны наименьшие диаметры кольца d_1 , поэтому рекомендуется несколько увеличить их с тем, чтобы обходиться минимально допустимыми концевыми емкостями. К тому же эта мера улучшает КПД.

Диаметр проводника d_3 должен быть как можно большим, так как из-за малого сопротивления излучения потери в проводнике способны заметно снизить КПД. Тонкий проводник сужает и без того неширокую полосу частот антенны DDRR. Значения d_3 в табл. 19.8 относятся к меди или чистому алюминию, и их следует рассматривать как минимальные величины. Частотно-зависимое сопротивление потерь применяемого проводника, обусловленное поверхностным эффектом, составляет около 0,16 Ом. Следовательно, если сопротивление излучения равно 0,3 Ом, то КПД $\approx 0,6$.

Когда не удастся правильно выгнуть проводник, кольцо заменяется многоугольником из прямых отрезков.

Таблица 19.8. Размеры антенны DDRR

	Любительские диапазоны, м							
	10	12	15	17	20	30	40	80
Длина окружности, м	2,58	2,95	3,47	4,06	5,19	7,26	10,42	20,14
d_1 , м	0,82	0,94	1,11	1,29	1,65	2,31	3,32	6,41
H , м	0,08	0,09	0,10	0,12	0,15	0,21	0,30	0,65
A , м	0,05	0,05	0,05	0,06	0,08	0,10	0,15	0,30
X , м	0,15	0,20	0,30	0,40	0,50	0,80	1,00	2,00
d_3 , мм	7,00	8,00	8,50	9,00	10,00	12,00	14,00	20,00
C_1 , пФ	25	30	35	40	50	60	75	100

Настройку антенны DDRR начинают при отключенном фидере. С помощью волномера, присоединенного к точке изгиба заземленного плеча проводника, определяют резонансную частоту, и конденсатором C_1 устанавливают ее на требуемое значение в границах любительского диапазона. Теперь антенна через «свой» фидер возбуждается на заданной частоте. Изменяя место подключения внутренней жилы кабеля на отрезке X , находят точку, соответствующую минимуму КСВ по показаниям рефлектометра в цепи фидера, и надежно припаивают жилу к проводнику в этой точке. В дальнейшем все изменения частоты в пределах диапазона корректируются только посредством C_1 . Рефлектометр должен быть подключен к фидеру в рабочем режиме как индикатор для подстройки резонанса конденсатором C_1 по минимуму КСВ.

Практический опыт применения антенны DDRR (рис. 19.65) описал DJ2RE [47]. Испытуемая антенна 10-метрового диапазона была выполнена в соответствии с данными табл. 19.8. Оба кольцевых проводника изготовлены из медной трубки внешним диаметром 7 мм. Для тонкой настройки антенны применялись две медные поворотные пластины размером 60×60 мм между верхним «горячим» концом проводника и нижним кольцом (C_1). Антенной сравнения служил трехэлементный направленный поворотный излучатель, расположенный в 12 м от земли. Антенна DDRR находилась на высоте 9 м от грунта. Ее нижнее кольцо заземлялось только через экран коаксиального кабеля. В ходе испытательного приема сразу проявились качества антенны DDRR как кругового излучателя; принимаемый сигнал оказался на две S-ступени ниже сигнала направленного излучателя с усилением около 8 дБ. При передаче с мощностью до 150 Вт было выполнено 125 сеансов связи в режиме телеграфии

и SSB, причем со всеми континентами и зонами контрольного сигнала класса W.

Оценивая результаты экспериментов, оператор DJ2RE подтвердил, что антенна DRRR весьма перспективна благодаря своей компактности и способна играть не только вспомогательную роль – по крайней мере в обследованной частотной области. Как и Groundplane, она мало пригодна для ближней связи из-за особенностей вертикальной диаграммы направленности.

Имеется возможность применения антенны в двухдиапазонном режиме с участием более низкочастотного любительского диапазона. Например, антенну DRRR, оптимально настроенную для 10-метрового диапазона, удастся использовать в диапазоне 15 м, хотя и при пониженном КПД. Чтобы обеспечить настройку на частоту резонанса в низкочастотном диапазоне, надо максимальную емкость переменного конденсатора C_1 увеличить в пять раз по сравнению с ее величиной в табл. 19.8. Разумеется, этот конденсатор должен быть защищен от атмосферных воздействий. Имеет смысл с помощью C_1 подстраивать частоты, даже работая в однодиапазонном режиме, поэтому желательно ввести дистанционное управление данным конденсатором. Для этого есть разные возможности, включая тяговые тросы с направляющими блоками, гибкие валики и сельсинные системы.

19.6.2. Полуволновая кольцевая антенна

(J. M. Boyer – патент США № 3247515, 1963 г.)

Основные недостатки четвертьволновой антенны DRRR заключаются в чрезвычайно низком сопротивлении излучения, из-за чего снижается КПД и ограничивается область применения антенны, и в ее узкополосности (< 2%). Эти изъяны в меньшей степени свойственны полуволновой кольцевой антенне. Она отличается от DRRR большей длиной окружности, соответствующей $\lambda/2$, и выполняется с замкнутым кольцом [49]. На рис. 19.66 представлено современное исполнение этой антенны для дециметрового диапазона 890–960 МГц.

Внутренняя жила 50-омного коаксиального кабеля, служащего фидером, подключается в точке, отстоящей на $0,01 \lambda$ от клеммы кольцевого проводника (отрезок X на рис. 19.65). Положение этой точки не критично и не требует настройки. Вероятный частотный диапазон составляет 10%; он

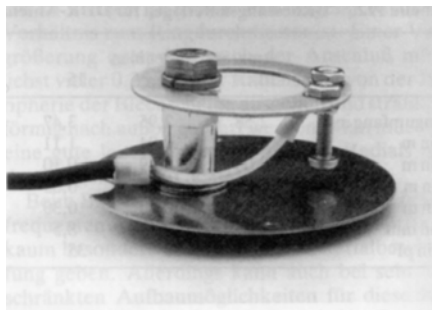


Рис. 19.66. Полуволновая кольцевая антенна для дециметрового диапазона 890–960 МГц

расширяется с удлинением отрезка X (максимум до $0,02 \lambda$) без заметного изменения входного сопротивления величиной около 50 Ом. Строительная высота h должна равняться $0,01 \lambda$. Она влияет на входное сопротивление и резонансную частоту. Переменный конденсатор C_1 служит для тонкой подстройки частоты.

Все сказанное о противовесе четвертьволновой антенны применимо и к полуволновому кольцу, но поскольку ему приписывается более высокое сопротивление излучения, оно не так чувствительно к потерям в грунте и проводнике.

Выводы относительно полуволновой кольцевой антенны делались по результатам работы с моделью на частоте 400 МГц, но до сих пор нет конкретных данных о диаграмме направленности и опыте применения антенны в коротковолновых диапазонах. Расчетные данные в табл. 19.9 дают представление о том, с какими величинами придется иметь дело при переходе к этим диапазонам, и могут послужить практической основой для экспериментирования.

19.7. Вертикально поляризованные широкополосные антенны

После того как в 1982 г. радиолюбителям разрешили пользоваться еще несколькими КВ диапазонами, возрос интерес к антеннам с круговой диаграммой, способным работать в возможно большем количестве диапазонов без особых мер по настройке и согласованию, то есть к подлинно многодиапазонным антеннам. Многие предпочли

Таблица 19.9. Размеры антенн с полуволновым кольцом

	Любительские диапазоны, м							
	10	12	15	17	20	30	40	80
Длина окружности, м	5,26	6,00	7,08	8,29	10,60	14,80	21,30	41,10
d, м	1,68	1,92	2,25	2,64	3,38	4,72	6,78	13,00
h, м	0,53	0,60	0,70	0,83	1,06	1,48	2,13	4,11
X, м	1,47	1,68	1,98	2,32	2,97	4,15	5,95	11,51

бы принимать передачи одной и той же антенной не только в любительских, но и в радиовещательных диапазонах. Желаемую круговую диаграмму направленности проще всего получить при вертикальной поляризации. Далее будет описан ряд вертикально поляризованных широкополосных антенн, отвечающих таким запросам.

19.7.1. Вертикальная многодиапазонная антенна T2FD

Антенна T2FD вертикальной компоновки также принадлежит к числу эффективных устройств. Ее конструкция (рис. 19.67) при общей высоте 7,50 м обеспечивает дальнюю связь в диапазонах от 10 до 20 м. Сообщалось, что она возбуждается и в 40- и 80-метровом диапазонах, но дает не столь хорошие результаты. Таким образом, вертикальная антенна T2FD позволяет работать во всдиапазонном режиме.



Рис. 19.67. Многодиапазонная вертикальная антенна по принципу T2FD

При использовании нагрузочного сопротивления 390 Ом, на котором должно рассеиваться не менее трети мощности передатчика, входное сопротивление антенны близко к 300 Ом, что позволяет питать ее непосредственно через плоский УКВ кабель. Для питания через коаксиальный кабель рекомендуется элементы схем симметрирования и согласования импедансов разместить в водонепроницаемой коробке, закрепив ее на деревянной мачте рядом с входом антенны. Описываемая антенна не нуждается в противовесах. Другие сведения о ней приведены в разделе 12.2.

19.7.2. Диско-конусная антенна

(A. G. Kandoian – патент США № 2368663, 1943 г.)

Эта антенна, сведения о которой опубликованы в [50], представляет собой вертикально поляризованный излучатель с горизонтальной круговой диаграммой направленности, во многом аналогичной диаграмме вертикального полуволнового вибратора. Главное преимущество дисконусной антенны (так она называется в российской литературе) заключается в большой ширине полосы частот, в пределах которой ее можно питать по коаксиальному кабелю при соответствующих симметрии и импедансе. Она сравнительно проста по своему устройству и нечувствительна к отклонениям от номинальных размеров. Поэтому такие антенны широко используются в коммерческом вещании, главным образом в диапазонах дециметровых и метровых волн.

Дисконусная антенна состоит из металлического конуса с диском на вершине (рис. 19.68а). Ее относят к антеннам с верхним питанием, которые снабжены концевой емкостью в виде диска и конусообразным внешним проводником.

В своем исходном виде дисконусные антенны применяются только в дециметровом диапазоне. В диапазонах коротких

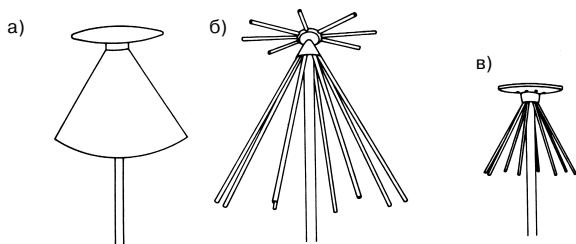


Рис. 19.68. Дисконусная антенна и ее разновидности: а – однородная; б – скелетная; в – смешанная

и метровых волн используются преимущественно «скелетные» формы («зонтики»), когда металлические поверхности заменяются фигурами из металлических прутков, полос, трубок или проводов (рис. 19.68б). Тем самым обеспечивается существенное снижение веса и ветрового сопротивления антенны, а также затрат на ее изготовление без заметного ущерба для электрических свойств. В антеннах промышленного производства на диск и конус идет как минимум по шесть, чаще по восемь, а в особых случаях и по двенадцать стержней. Существуют варианты исполнения из тонкого провода или проволоочной сетки, а также смешанные формы из сплошного диска и пруткового конуса (рис. 19.68в).

Принципиальная схема антенны представлена на рис. 19.69. Коаксиальный кабель питания проложен внутри конуса к его вершине. Там экран кабеля припаивается к конусу, так что последний служит как бы продолжением экрана. Внутренняя жила кабеля припаивается к центру диска, изолированного от конуса.

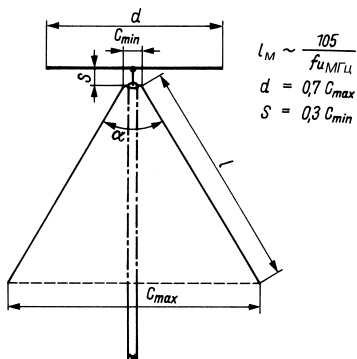


Рис. 19.69. Принципиальная схема дисконусной антенны

Дисконусная антенна представляет собой вертикальный вибратор, который охватывает широкую полосу частот благодаря своей особой форме. Как и любой вертикальный вибратор, она, являясь круговым горизонтальным излучателем, характеризуется круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости H и всем знакомой диаграммой полуволнового вибратора в виде восьмерки в вертикальной плоскости E . Последняя, впрочем, может быть в той или иной степени искажена в зависимости от рабочей частоты. Выше нижней частотной границы, на которую рассчитана антенна, КСВ в 50-омном коаксиальном кабеле не превышает 2 во всей частотной области с отношением пределов 1:10. Отсюда ясно, почему эту антенну так любят использовать для коммерческого вещания, где требуется часто менять рабочие частоты или охватывать значительную частотную область.

Нейл (Nail) детально исследовал параметры дисконусных антенн и опубликовал свои результаты [51]. Важнейшей среди характеристик оказалась нижняя предельная частота f_H . Ее можно определить как наименьшую рабочую частоту, на которой величина КСВ (s) в 50-омном коаксиальном кабеле не превышает 3. На частотах ниже f_H КСВ быстро растет, а выше f_H – постепенно убывает до своего среднего значения $s < 1,5$. Дисконусная антенна электрически ведет себя как фильтр верхних частот с относительно крутым спадом частотной характеристики (рис. 19.70).

Результаты определений минимальной рабочей частоты f_H зависят от длины конуса l , диаметра диска d и угла при вершине конуса α . Как показали опыты Нейла, оптимальный d составляет $0,7 C_{max}$ независимо от угла α . Длина l определяется α . По мнению Кандояна (Kandoian), эта длина, приведенная к минимальной частоте,

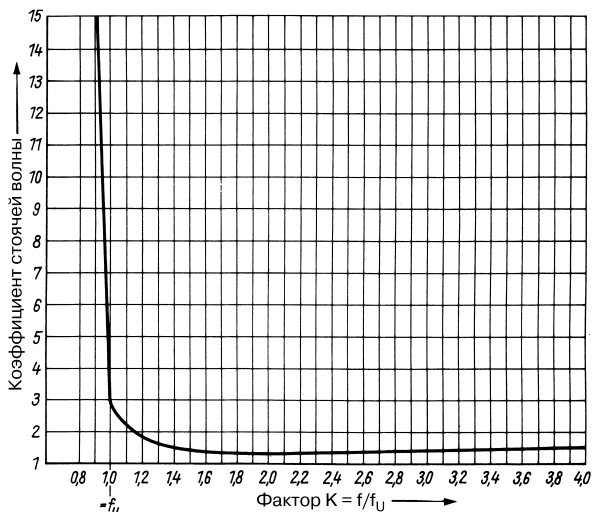


Рис. 19.70. Типичная зависимость КСВ (s) дисконусной антенны с питанием по 50-омному коаксиальному кабелю от рабочей частоты

составляет приблизительно $0,25 \lambda$, но Нейл определил, что $l > 0,25 \lambda$.

Их соотношения проясняют кривые частотной зависимости согласования, которые Нейл получил опытным путем. Они приведены на рис. 19.71 в несколько измененном виде. По оси абсцисс отложена относительная частота $K = f / f_n$ причем $l = 0,25 \lambda$ как опорная длина соответствует $K = 1,0$. Каждому значению коэффициента K отвечает длина l , выраженная в λ , и для оценки этой длины достаточно умножить K на $0,25$. Бесмысленно надеяться на приемлемую величину КСВ для f_n в 50-омном коаксиальном кабеле, если l составляет $0,25 \lambda$. В этом случае при $\alpha = 90^\circ$ величина КСВ приближается к $3,5$. Она быстро растет с уменьшением угла раскрытия конуса.

По кривым видно, что при любых указанных там углах раскрытия величина $s \leq 2$, если выбрать $K = 1,4$, что соответствует длине $l = 0,35 \lambda$ ($0,25 \lambda \times 1,4$), приведенной к максимальной рабочей длине волны. Одновременно K служит множителем для f_n , делая соотношение частоты и согласования более отчетливым. Кривые показывают, что сходство с фильтром верхних частот хорошо проявляется только при больших углах раскрытия. При $\alpha < 50^\circ$ на кривой согласования появляется все больше промежуточных максимумов, нежелательных для многих

применений. Скелетной конструкции антенны свойственны несколько иные значения, но ход соотношения между согласованием и частотой подчиняется той же тенденции.

Как правило, предпочитают угол раскрытия $\alpha = 60^\circ$, при котором осевое сечение конуса является равносторонним треугольником, а $C_{\max} = l$. У дисконусных антенн промышленного изготовления угол α варьируется от 50° до 70° . C_{\min} ограничивает частотную область сверху таким образом, что она расширяется с уменьшением C_{\min} . Между C_{\min} и промежутком S действует соотношение $S = 0,3 C_{\min}$, зависящее от угла раскрытия α .

Диаграмма направленности в плоскости H является круговой и не зависит от угла раскрытия α на всех рабочих частотах. По данным промышленности, отклонение от круговой формы в области рабочих частот не превышает ± 5 дБ. Диаграмма в плоскости E на частоте f_n во многом аналогична диаграмме вертикального полуволнового вибратора, когда главный луч перпендикулярен оси антенны. Угол раскрытия α слабо влияет на диаграмму направленности в горизонтальной плоскости на частоте f_n . С ростом рабочей частоты диаграмма деформируется, все больше отступая от первоначальной правильной двухлепестковой

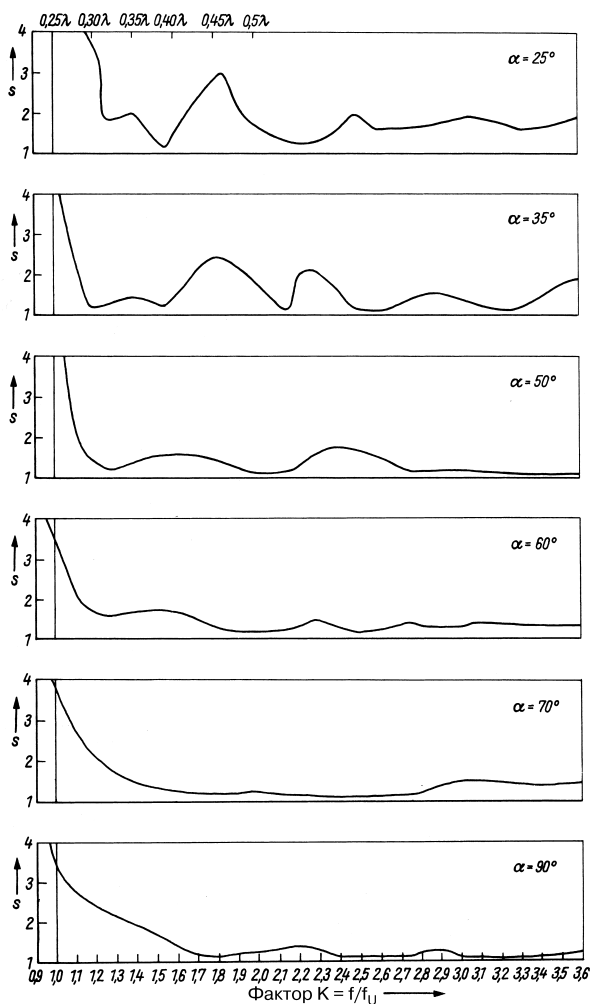


Рис. 19.71. Согласование дисконусной антенны и 50-омного коаксиального кабеля при различных углах раскрыва α в зависимости от рабочей частоты

формы. Об этом свидетельствуют диаграммы в плоскости Е, полученные Нейлом при углах раскрыва 35° , 60° и 90° (рис. 19.72). Максимум излучения на рабочих частотах до $1,5 f_{\text{н}}$ лежит преимущественно в горизонтальной плоскости при любых углах раскрыва. Уже на частоте $2 f_{\text{н}}$ диаграмма деформируется настолько, что напряженность поля в горизонтальной плоскости убывает на 1,5 дБ. У антенны с $\alpha = 60^\circ$ на частоте $3 f_{\text{н}}$ потери доходят до 2 дБ, если привести их к

максимуму излучения резонансного вертикального полуволнового вибратора.

Своими измерениями Нейл показал, что потери достигают 3,3 дБ на частоте $3,75 f_{\text{н}}$ и вновь убывают до 2,5 дБ на частоте $4,85 f_{\text{н}}$. Судя по диаграммам направленности на более высоких частотах, верхний предел рабочей частоты f_0 определяется не столько согласованием, сколько практической применимостью Е-диаграммы. Недаром поставщики антенн промышленного изготовления

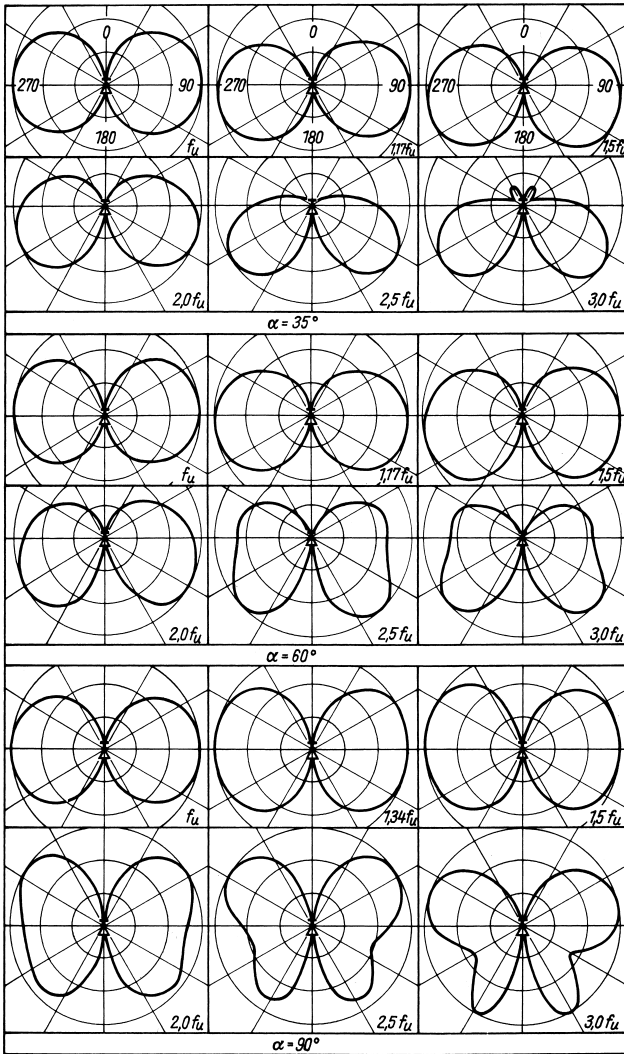


Рис. 19.72. Нормированные диаграммы направленности в плоскости Е для дисконусных антенн с углом раскрыва α 35°, 60° и 90° (по Нейлу)

указывают в спецификациях существенно более узкие области частот, нежели те, которые могут быть обеспечены надлежащим согласованием.

Диаметр диска d также влияет на диаграмму в плоскости Е на частотах выше f_n . При большом диске излучение над горизонтом ослабляется, а при слишком малом искажается частотная характеристика, и

излучение отклоняется в сторону конуса. Уже по диаграммам в плоскости Е хорошо видно, что усиление дисконусных антенн, приведенное к полуволновому вибратору, равно нулю. Поэтому серьезные поставщики таких антенн либо вообще не указывают их усиление, либо дают значение 0 дБ (по отношению к полуволновому вибратору) или 2,15 дБ (к изотропному излучателю).

Сравнительная компактность дисконусной антенны в «скелетном» исполнении оправдывает ее применение в 10-метровом диапазоне. Практически плоское излучение (см. диаграммы в плоскости Е на рис. 19.72) делает ее прекрасным круговым излучателем для дальней связи. Отг [52] описывает даже дисконусные антенны с нижним частотным пределом в 15- и 20-метровом любительских диапазонах. Рекомендуется делать конус из множества проводов диаметром 2 мм. Они придают мачте жесткость как растяжки, гарантируя ее устойчивость. Диск сплетается из проводов, его жесткость обеспечивается радиальными металлическими спицами. Отг рекомендует использовать размеры антенны, представленные в табл. 19.10. Дополнительная литература по дисконусным антеннам имеется в [53, 54].

Таблица 19.10. Размеры проволочной дисконусной антенны

$f_{н}$, МГц	α , град.	S_{max} , м	d , м	S , м	Высота конуса, м
14	60	5,50	3,66	0,25	4,77
18	60	4,28	2,85	0,20	3,71
21	60	3,66	2,44	0,16	3,17
25	60	3,10	2,06	0,14	2,68
28	60	2,90	1,83	0,12	2,51

Для питания описываемых антенн через коаксиальный кабель не требуются ни симметрирующие устройства (как в случае полуволнового вибратора), ни согласующие цепочки (как в случае антенн Groundplane). Благодаря широкополосности дисконусные антенны не критичны к размерам своих элементов и не нуждаются в настройке.

Дисконусная антенна является как бы развитием двухконусного волнового вибратора (рис. 10.40б и 10.40в), одна половина которого заменена диском. Ее можно также представить себе как «перевернутую» полуволновую Groundplane. Допущение о полуволновом резонансе подкрепляется тем фактом, что длина l , приведенная к максимальной рабочей длине волны, должна быть не меньше $0,33 \lambda$. Это подтверждается также данными на рис. 19.71. Коэффициент укорочения «толстого» вибратора следует брать равным 0,7, что позволяет получить электрическую длину $\lambda/2$. С помощью рис. 10.41 нетрудно оценить предполагаемое входное сопротивление в зависимости от угла раскрыва α ; поскольку мы имеем дело

с половиной вибратора, найденные значения надо делить пополам. При этом получаются значения от 50 до 75 Ом, совпадающие с практическими оценками.

19.7.3. Двухконусные широкополосные антенны

Конусные антенны весьма популярны как вариант вертикальных широкополосных монополей. Они распространены в коммерческом вещании, но крайне редко встречаются среди любительских антенн. Почти всегда они выполняются в виде проволочных «корзин», имеющих форму сдвоенного конуса (рис. 19.73а). Конструкции подобных антенн для коротковолновых диапазонов вплоть до 3,5 МГц рассмотрены в [55], а результаты исследований двухконусных антенн-«корзин» представлены в [56].

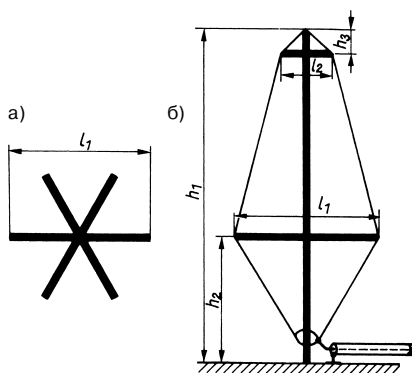


Рис. 19.73. Устройство широкополосной конусной антенны W5WEU: а – сечение антенны; б – распределение распорок в виде спиц (вид сверху)

Приведенная к максимальной рабочей длине волны геометрическая высота таких широкополосных антенн составляет $\lambda/4$, поэтому у нижней границы частотного диапазона $f_{н}$ они работают как четвертьволновые вертикальные антенны. Их возбуждают прямо через 50-омный коаксиальный кабель при удельно-резонансном согласовании. Так, КСВ в интервале частот по крайней мере до $8 f_{н}$ не превышает 2. Однако на практике используются частотным интервалом лишь до $4 f_{н}$, поскольку на более высоких частотах на диаграмме направленности появляются боковые лепестки, связанные с

излучением волн под большими углами к горизонту.

На рис. 19.73 показана конструкция двухконусной антенны оператора W5WEU, а в табл. 19.11 приведены ее геометрические размеры. Антенну несет металлическая труба, от которой на высоте $h_2 = 6$ м по радиусам отходят шесть металлических распорок (рис. 19.73б). Второй набор коротких распорок идет от мачты на расстоянии h_3 от ее вершины. Распорки фиксируют проводники «корзины». Используется шесть проводников, в каждом по два провода на расстоянии 5 см друг от друга. Все провода гальванически связаны с концами распорок и вершиной мачты, а на входе антенны они соединены кольцевым проводником, изолированным от несущей мачты. К этому проводнику припаяна внутренняя жила коаксиального кабеля, а его экран заземлен у основания мачты. До сих пор нет достоверных данных о применимости таких антенн в практике любительской радиосвязи.

Таблица 19.11. Размеры двойной конусной антенны

Рабочая область, МГц	h_1 , м	l_1 , м	h_2 , м	h_3 , м	l_2 , м
3,5–15,0	13,10	5,40	5,15	0,65	1,80
7–28	7,0	2,90	2,75	0,30	1,0
14–56	3,65	1,50	1,45	0,20	0,50

19.8. Антенны Delta-Loop вертикальной поляризации

Известно, что волновые петли горизонтальной поляризации типа рамочного, дельтаобразного или кольцевого излучателей служат прекрасными антеннами для дальней связи, если установить их на большой высоте по сравнению с рабочей длиной волны. Если волновые петли, как и вибраторы, обладающие горизонтальной поляризацией, смонтированы близко к грунту, они излучают радиоволны круто вверх и потому мало подходят для дальней связи. Здесь нужна вертикальная поляризация, способствующая почти горизонтальному излучению волн. В первую очередь это касается диапазонов 80 и 160 м и отчасти – 40-метрового диапазона, где едва ли можно построить антенну требуемой высоты (не ниже $\lambda/2$).

Антенны типа Delta-Loop вертикальной поляризации считаются пригодными для обеспечения успешной дальней связи в 80- и

40-метровом диапазонах. Их устройство и способ питания показаны на рис. 19.74. От выбора ввода питания зависит, будет антенна излучать преимущественно горизонтально или вертикально. В данном примере оба способа поддерживают вертикальную поляризацию при угле возвышения главного луча около 25° , а также слабую составляющую с горизонтальной поляризацией, направленную круто вверх. На практике предпочитают способ, схема которого показана на рис. 19.74б, поскольку он требует установки только одной центральной мачты высотой около $\lambda/4$, приведенной к рабочей длине волны.

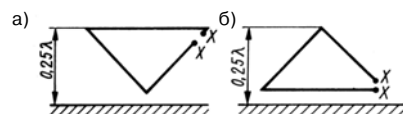


Рис. 19.74. Варианты устройства и питания волновых рамок Delta-Loop вертикальной поляризации: а – вершиной треугольника к грунту, ввод питания сверху; б – стороной треугольника к грунту, ввод питания снизу

Схемы практически проверенных антенн Delta-Loop и их параметры представлены на рис. 19.75. В варианте, который был реализован оператором G3AQC, потребовались две мачты высотой по 16 м (рис. 19.75а). Когда нет подходящих опор в виде деревьев или зданий, предпочтительны «одномачтовые» конструкции. Разрешается несколько варьировать соотношение длин сторон треугольника, однако важно сохранить его периметр равным длине волны. Входное сопротивление близко к 90 Ом, что позволяет напрямую питать антенну через 75-омный кабель произвольной длины при допустимой величине КСВ. Если нужно почти идеальное согласование, рекомендуется воспользоваться схемой, показанной на рис. 19.75в [57].

Вариант, разработанный оператором ZL1BN [58] – см. рис. 19.75б, весьма похож на вариант, устройство которого рассматривается оператором DL1BU в [27] – см. рис. 19.75в. Он советует применять коаксиальный четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением 75 Ом, согласующий входное сопротивление антенны 110 Ом с 50-омным коаксиальным кабелем (см. раздел 6.5). Геометрическая длина линии трансформатора составит 13,7 м, если 75-омный кабель характеризуется обычным

коэффициентом укорочения $V = 0,66$. Работая с рамками Delta-Loop вблизи грунта, следует учитывать, что их периметр должен быть почти строго равен 1λ , то есть здесь не действуют ни удлинение, обычное для волновых петель, ни укорочение. Частота резонанса зависит от высоты горизонтального отрезка над грунтом. Поскольку менять ее в готовой антенне невозможно, повышают частоту резонанса с помощью емкости, включенной последовательно с антенным входом, а понижают посредством удлиняющей катушки. Целесообразно изготовить требуемые емкости и индуктивности из отрезков кабеля.

Область частот антенны сравнительно велика: величина КСВ в интервале частот 160 кГц 80-метрового диапазона не превышает 2. Если же согласится с максимальным КСВ, равным 3, полоса частот займет интервал 3,5–3,8 МГц с резонансной частотой посередине. Более благоприятные свойства излучения соответствуют варианту, изображенному на рис. 19.75в.

Необходимо тщательно изолировать провода от несущей мачты, поскольку рядом с верхушкой мачты и примерно посередине

горизонтальных отрезков находятся максимумы напряжения. Преимущество Delta-Loop по сравнению с остальными антеннами вертикальной поляризации заключается в том, что ей не нужны противовесы, а состояние грунта слабо влияет на ее КПД и свойства излучения.

Оператор ZL1BN успешно испытал возбуждение антенны на высших гармониках. Однако в таком случае входное сопротивление достигает 200–300 Ом, поэтому избежать применения переключаемых или настраиваемых трансформаторов на входе антенны не удастся.

Для работы антенны Delta-Loop в 40-метровом диапазоне достаточно мачты высотой 10 м. Размеры 40-метровой Delta-Loop получаются делением пополам размеров антенны для диапазона 80 м, но необходимо обеспечить равенство периметра треугольника 42,5 м, что соответствует 1λ посередине диапазона 40 м. Антенны Delta-Loop вертикальной поляризации дают посредственные результаты при радиобмене на средних расстояниях, но прекрасно проявляют себя на дальних трассах.

19.8.1. Антенна Delta-Loop с концевой емкостью (антенна TLDL)

Большинство антенн Delta-Loop вертикальной поляризации выполняется в виде прямоугольного треугольника с гипотенузой, параллельной земной поверхности. В таком случае вершина треугольника находится на высоте, равной половине гипотенузы. При этом антенну выгодно возбуждать в точке одного из катетов, удаленной от вершины треугольника на $0,25 \lambda$. Тогда максимум тока (и, следовательно, максимум излучения) находится на наибольшей возможной высоте и горизонтально поляризованная составляющая излучения оказывается минимальной (см. рис. 19.75в).

Как показал оператор W1DTV [59], свойства антенны улучшаются, если Delta-Loop выполнена в виде равностороннего треугольника со сторонами по $0,25 \lambda$. Периметр треугольника составляет $0,75 \lambda$, а длина, недостающая до волнового резонанса, добавляется за счет емкостной нагрузки в вершине антенны. Нагрузкой служит горизонтальный проводник длиной не менее $\lambda/8$, натянутый перпендикулярно боковым сторонам треугольника (рис. 19.76б и 19.76в). Допустимо небольшое отклонение проводника от горизонтали. Согласно W1DTV,

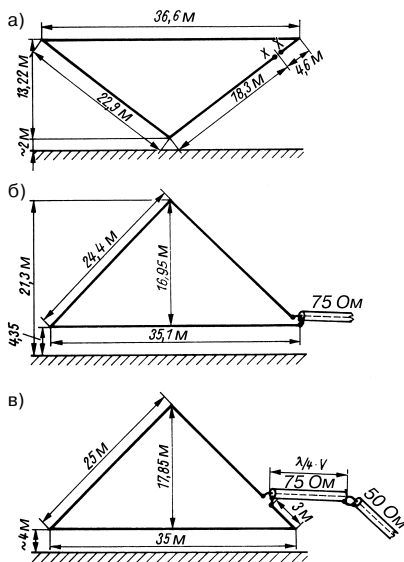


Рис. 19.75. Антенна Delta-Loop вертикальной поляризации для 80-метрового диапазона:
а – в исполнении оператора G3AQC;
б – оператора ZL1BN; в – оператора DL1BU

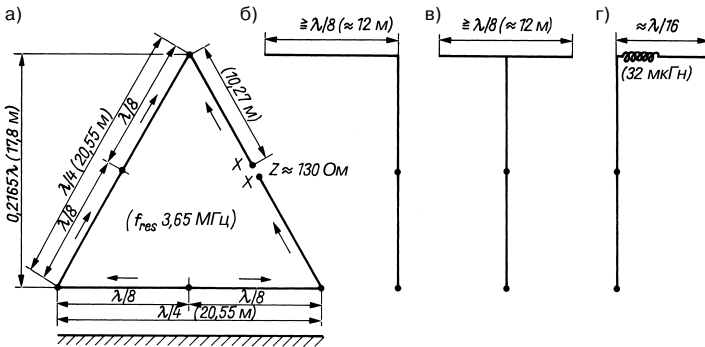


Рис. 19.76. Антенна TLDL: а – вид спереди и размеры антенны; б – вид сбоку при одностороннем расположении концевой емкости; в – то же при симметричном расположении емкости; г – вид сбоку при наличии удлиняющей катушки (числа в скобках соответствуют резонансной частоте 3,65 МГц)

чтобы добиться волнового резонанса системы в целом, концевая емкость в виде проводника длиной $\lambda/8$ должна быть удлинена примерно на 30% в зависимости от его наклона и расстояния от антенны до грунта. Геометрическая длина нагрузки может быть уменьшена, если используется удлиняющая катушка (рис. 19.76г). Фактически (диапазон 80 м) длина проводника уменьшается вдвое, если индуктивность удлиняющей катушки составляет 32 мкГн, однако при этом сужается частотная область антенны.

На рис. 19.76а направление тока показано стрелками, а границы отрезков длиной по $\lambda/8$ обозначены точками. Вход антенны находится посередине стороны, что гарантирует излучение вертикальной поляризации. Согласно W1DTV, полное входное сопротивление антенны составляет примерно 130 Ом. При наличии 75-омного четвертьволнового трансформатора (рис. 19.75в) питание антенны осуществляется 50-омным коаксиальным кабелем, а КСВ составляет 1,16.

Автор назвал эту антенну TLDL (Top Loaded Delta-Loop – Delta-Loop с верхней нагрузкой). Она имеет приблизительно ту же строительную высоту, что и прямоугольная Delta-Loop, но при гораздо более короткой базе. Усиление TLDL, приведенное к прямоугольной Delta-Loop, равно 2,3 дБ [59].

В 80-метровом диапазоне антенна TLDL скорее всего характеризуется полосой частот 290 кГц, но в варианте с удлиняющей катушкой полоса сужается до 185 кГц. Под полосой частот здесь понимается область, где величина КСВ не поднимается выше 2.

Размеры в скобках на рис. 19.76а задают резонанс на частоте 3,65 МГц. Нетрудно пересчитать их на средние частоты других диапазонов. Множество параметров и результатов измерений приведено в [59].

19.8.2. Половинчатая антенна Delta-Loop

Схема на рис. 19.77 представляет собой половинчатую антенну Delta-Loop длиной $\lambda/2$, состоящую из вертикальной секции высотой $h = \lambda/6$ и наклонной секции длиной $\lambda/3$. Штриховые линии показывают, что антенна «достраивается» своим зеркальным отражением в земле до волновой Delta-Loop. Естественно, это сильно зависит от качества грунта. Преобладает вертикальная поляризация волн, а главный луч излучается в двух противоположных направлениях из наклонной секции. Усиление, приведенное к изотропному излучателю, составляет максимум 5 дBi.

Эти антенны детально исследованы и описаны в [60, 61]. Выяснилось, что длина секций, рассчитанных по длине волны λ , должна умножаться на 1,15 для реализации волнового резонанса. Поэтому $h_m = \lambda/6 \times 1,15$, или, после приведения к частоте:

$$h_m = \frac{57,5}{f_{\text{МГц}}} \tag{19.18}$$

и

$$l_m = \lambda/3 \times 1,15$$

или, после приведения к частоте:

$$l_m = \frac{115}{f_{\text{МГц}}} \tag{19.19}$$

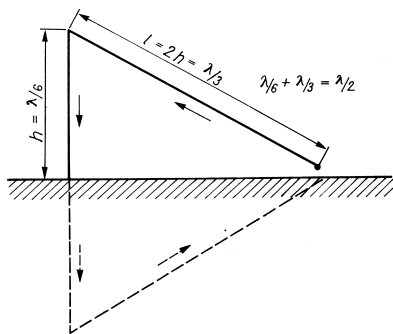


Рис. 19.77. Схема половинчатой антенны Delta-Loop

Входное сопротивление зависит от добротности сети заземления; по сообщению W1FB, на практике оно близко к 90 Ом [62].

Благодаря резонансу на высших гармониках антенну 80-метрового диапазона удается применять в диапазонах 40, 20, 15 и 10 м. В режиме высших гармоник антенна слишком длинна, поскольку действует не коэффициент удлинения 1,15, а коэффициент укорочения 0,98. В этом режиме повышается полное входное сопротивление. Невозможно указать универсально правильные значения параметров антенны: в каждом случае конкретная сеть заземления и специфические свойства грунта выступают как часть антенны, и их воздействие невоспроизводимо.

Практическое исполнение половинчатой антенны Delta-Loop вместе с размерами для частоты 3,65 МГц посредине диапазона представлено на рис. 19.78. В скобках

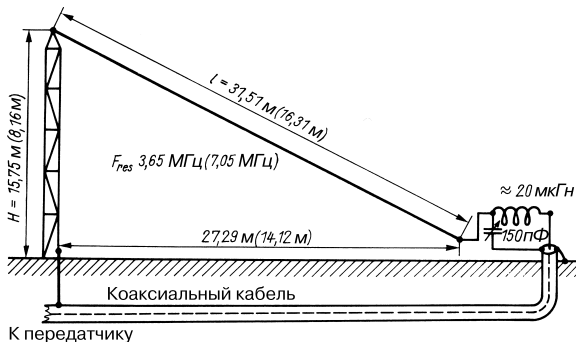


Рис. 19.78. Практическое исполнение половинчатой антенны Delta-Loop для диапазона 80 м (числа в скобках приведены для 40-метрового диапазона)

указаны соответствующие размеры для работы на первой гармонике с частотой 7,05 МГц. LC-цепочка согласует коаксиальный кабель с любым волновым сопротивлением. Кабель желательно закопать в грунт. Его экран заземляется сначала у согласующего устройства, а затем – у основания мачты. У основания мачты прототипа антенны было сделано заземление в виде трубы длиной 1,8 м с закопанной сетью заземления из 16 радиальных противовесов разной длины. Еще четыре заземлителя длиной по 1,20 м размещались у входа антенны. Там же по поверхности земли было проложено еще множество резонансных четвертьволновых радиальных противовесов. Столь внушительные меры не являются правилом, но подчеркивают важность добротного заземления.

Если используется стальная решетчатая мачта, то во избежание влияния плохих контактов на стыках их надо обойти с помощью медных перемычек, а еще лучше – проложить медный проводник вдоль всей мачты. Вполне подходит и любая другая опора соответствующей высоты (например, дерево), надо лишь обеспечить изоляцию проводника антенны.

Для работы в многодиапазонном режиме необходима переключаемая схема согласования. Вариант такой схемы с дистанционным управлением описан в [62].

19.9. Направленные антенны вертикальной поляризации

Направленные антенны вертикальной поляризации с пассивными элементами редко

применяются радиолюбителями, хотя диаграмма направленности таких антенн по крайней мере равноценна диаграммам аналогичных направленных излучателей горизонтальной поляризации по параметрам, важным для дальнего распространения волн через ионосферу. При реализации вертикальной компоновки едва ли возникнет больше трудностей, нежели в случае горизонтальной поляризации. Несколько сложнее отводить фидер от середины активного вибратора под прямым углом к нему. Более заметная зависимость от качества грунта также считается недостатком вертикальных антенн. Они реагируют на окружающие вертикально расположенные объекты и поэтому лучше всего подходят для использования на открытых пространствах. Эксплуатация в режиме приема передач четко показала, что местный уровень помех у вертикальных направленных антенн выше, нежели у равноценных направленных антенн горизонтальной поляризации.

19.9.1. Двухэлементная вертикальная антенна со сменными элементами

Интересна простая и рациональная идея конструкции этой антенны, предложенная

РА0LU. Электрически данная антенна (рис. 19.79) представляет собой обычную двухэлементную направленную систему, образованную излучателем и директором. Расстояние между ними составляет $0,1 \lambda$. При оптимальных параметрах усиление антенны в направлении главного луча достигает 3,5 dBd. Ради простоты согласования с фидером активный элемент изготовлен из плоского УКВ кабеля, проводники которого замкнуты на обоих концах. Входом питания служит разрыв одной из жил этого кабеля в его геометрической середине, так что активный элемент действует по типу петлевого вибратора. Отсюда получается входное сопротивление около 60 Ом, что позволяет питать антенну через двухпроводную линию с волновым сопротивлением 50–70 Ом при почти правильном согласовании антенны с фидером. РА0LU применил стандартный скрученный сетевой шнур, чье волновое сопротивление укладывалось в указанный интервал. Директор был изготовлен из антенного канатика.

Конструкция антенны представлена на рис. 19.79. Излучатель и директор выполнены под каждый из трех диапазонов дальней связи и на концах имеют по одному изолятору и карабину. Резонансная длина активного элемента рассчитана по формуле:

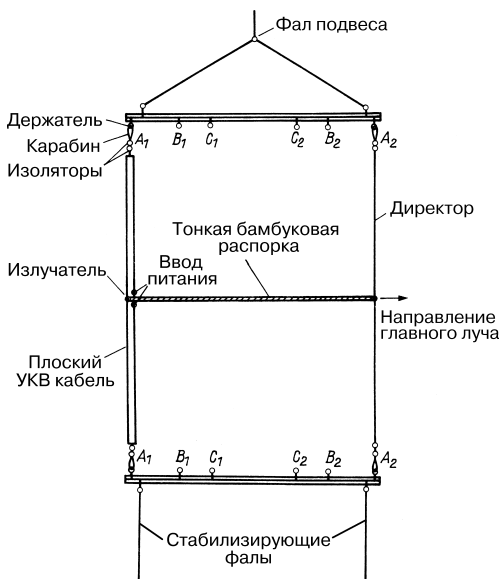


Рис. 19.79. Двухэлементный направленный излучатель со сменными элементами

$$l_m = \frac{140,8}{f_{\text{МГц}}} \quad (19.20)$$

и составляет 10, 7,78, 6,67, 5,65 и 5,03 м для диапазонов 20, 17, 15, 12 и 10 м соответственно; директоры на 5% короче.

Каркасом служат два деревянных бруска с пропиткой длиной по 2,20 м, на которых размещено по шесть крепежных колец с промежутками, показанными на рис. 19.79. Расстояние между кольцами A_1 и A_2 составляет 2,14 м, к ним подвешиваются элементы для 20-метрового диапазона. К кольцам B_1 и B_2 с промежутком 1,44 м крепятся элементы 15-метрового диапазона. C_1 и C_2 служат для крепления элементов диапазона 10 м (промежутки 1,08 м).

Излучатель и директор фиксируются бамбуковой распоркой в их средней части во избежание перекоса системы весом фидера. В верхнем подвесе используется шкив для опускания антенны перед сменой ее элементов. При смене важно закреплять элементы на кольцах, отвечающих выбранному диапазону.

Вполне возможно построить антенну так, чтобы она вращалась вокруг оси, совпадающей с фалом подвеса, и таким образом получить простой, но эффективный поворотный излучатель. Небольшие затраты труда и времени на смену диапазонов окупаются хорошими результатами, которые достигаются с подобным излучателем при скромном расходе средств.

19.9.2. Остронаправленная антенна с быстрой сменой ориентации

Оригинальное название антенны – Quick Heading Beam (QH-Beam) – сразу указывает на возможность быстрой смены направления главного луча. Она является развитием вертикального полуволнового направленного излучателя и состоит из такого излучателя и четырех пассивных элементов, расположенных от него на расстоянии

0,15 λ . Длина пассивных вибраторов переключается таким образом, что каждый из них служит то директором, то рефлектором. Тем самым обеспечивается возможность менять направление главного луча без вращения антенны. По своему действию антенна QH-Beam соответствует трехэлементной антенне «волновой канал» с вероятным усилением 6,5 dBd. Устройство антенны довольно сложно; как и всякий вертикальный излучатель, QH-Beam нуждается в свободном пространстве и хорошем грунте.

Вид на антенну сверху схематически представлен на рис. 19.80. Там же даны диаграммы направленности в горизонтальной плоскости при различных способах включения пассивных элементов. Как видно, главный луч переключается на восемь направлений с угловым интервалом 45°. Если все вторичные элементы включить как директоры, то получится горизонтальная круговая диаграмма.

Вид той же антенны сбоку показан на рис. 19.81а. Чтобы не загромождать рисунок, несущая мачта опущена. Активный элемент в центре может быть как петлевым, так и резонным вибратором. Входное сопротивление в пучности тока составляет 30–40 Ом, так что в любом случае его надо преобразовать к волновому сопротивлению фидера. Для петлевого вибратора это осуществимо, если подобрать отношение диаметров согласно рис. 4.4 (в пропорции больше 1:4) или рис. 19.23 (в пропорции меньше 1:4). Испытанное гамма-согласование лучше других подходит при питании через коаксиальный кабель. По возможности следует проложить фидер в нижнем отрезке трубы вплоть до клемм питания (рис. 19.34).

Посредине каждого из четырех вторичных элементов имеется разрыв, его конструктивное оформление показано на рис. 19.81б. При замкнутых контактах переключателя элемент работает как директор, а при разомкнутых – как рефлектор. Контакты реле должны обладать минимальной

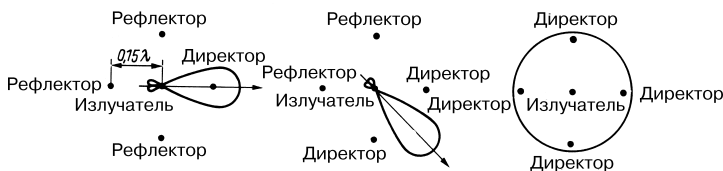


Рис. 19.80. Антенна QH-Beam: схематичный вид сверху и горизонтальная диаграмма направленности

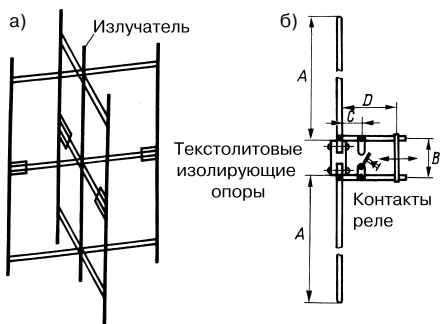


Рис. 19.81. Антенна QN-Beam: а – вид сбоку; б – эскиз вторичного элемента

емкостью. Практически проверенные параметры антенны QN-Beam приведены в табл. 19.12. У всех направленных вертикальных излучателей настройка по наилучшей фокусировке главного луча недостаточно однозначна, поэтому ее проводят по максимальному подавлению обратного излучения. Для этого расстояние D выбирается несколько большим, чем указано в таблице, а замыкающая перемычка делается подвижной. Сначала расстояние D настраивают на максимальное подавление обратного излучения, а затем длину промежутка C устанавливают при замкнутых контактах на оптимум работы директора. Оба процесса повторяют до тех пор, пока улучшение результатов не прекратится – фидер окажется оптимально согласованным с входным сопротивлением антенны.

19.9.3. Двухэлементная антенна Delta-Loop на 3,5 МГц

Автор данной антенны, DL6WD, назвал ее «монстром» и описал в [63]. Это монстр не только по своим габаритам, но и по отдаленности вложенные затраты в виде замечательной эффективности для дальней связи.

Описываемое устройство удобно для протяженных трасс, а в ближней области до 3000 км (радиообмен в Европе) она дает лишь скромные результаты из-за малого угла возвышения. В режиме приема данное свойство обеспечивает значительное подавление помех от источников в ближней области.

Найдется немного радиолюбителей, располагающих условиями для строительства такой антенны. Но тем, кто интересуется подобными проектами в 80-метровом диапазоне, DL6WD предлагает массу сведений и советов во избежание неудач.

DL6WD сделал выбор в пользу рамок Delta-Loop вертикальной поляризации по образцу, изображенному на рис. 19.74а (Inverted Delta-Loop). Причина очевидна: антенны горизонтальной поляризации с подходящими диаграммами направленности обладали бы недостижимой строительной высотой, тогда как антенны вертикальной поляризации строятся у земли и характеризуются желанным «плоским» углом возвышения до 30° (см. также [64]). Основным недостатком большинства антенн вертикальной поляризации состоит в том, что они работают с грунтом в качестве противовеса, отягощенного потерями, и в 80-метровом диапазоне требуют особенно протяженной сети заземления. Тип антенны, выбранный оператором DL6WD, в значительной степени свободен от этого изъяна, поскольку такая антенна является резонансной волновой системой и, следовательно, гораздо менее зависит от качества грунта.

В двухэлементном варианте необходимо обеспечить возможность электрически переключать направление главного луча на противоположное. Как установил автор антенны, пассивное возбуждение элемента, служащего директором или рефлектором, посредством связи за счет излучения почти всегда дает разочаровывающий результат у низкочастотных направленных антенн.

Таблица 19.12. Размеры антенны QN-Beam

Любительский диапазон, м	Длина излучателя, м	Расстояние до пассивного элемента, м	A, м	B, м	C, м	D, м
20	10,27	2,53	4,60	0,10	0,40	0,90
17	8,02	1,98	3,59	0,08	0,31	0,70
15	6,86	1,70	3,07	0,07	0,27	0,60
12	5,83	1,44	2,61	0,06	0,23	0,50
10	5,12	1,26	2,30	0,05	0,20	0,45

При этом смена направления главного луча также оказывается проблематичной. Гораздо лучше возбуждать оба элемента через линии с равными, но сдвинутыми по фазе токами (см. раздел 14.2). Тогда вертикальная диаграмма принимает форму кардиоиды (рис. 14.8). Типичным представителем излучателей с подобным возбуждением является двухэлементная антенна с переключением, описанная в разделе 14.2.3. «Монстр» также работает по принципу элемента со «сплошным» питанием.

Схема его возбуждения представлена на рис. 19.82. Местные условия позволили сделать расстояние между элементами равным $\lambda/8$, благодаря чему (см. раздел 14.2) оба элемента возбуждаются с фазовым сдвигом 135° (соответствует $3\lambda/8$). Чтобы подаваемую мощность распределять поровну между рамками Delta-Loop, применяется разделитель мощности Уилкинсона (Wilkinson) [65].

Рамки антенны разнесены на расстояние $\lambda/8$ (рис. 19.83); они одинаковы по размерам и питаются в вершинах одних и тех же углов. Преобразователем симметрии служат симметрирующие трансформаторы на кольцевом сердечнике с коэффициентом трансформации 1:1 (см. раздел 7.3.1). DL6WD дает важный совет по их подключению: у обычных трансформаторов на кольцевом сердечнике один из выходных зажимов должен быть в фазе с коаксиальным гнездом, а другой – в противофазе. Поэтому оба трансформатора надо монтировать одинаково относительно симметричных выходных зажимов, иначе токи в рамках окажутся разнонаправленными, что приведет к полному отказу антенны.

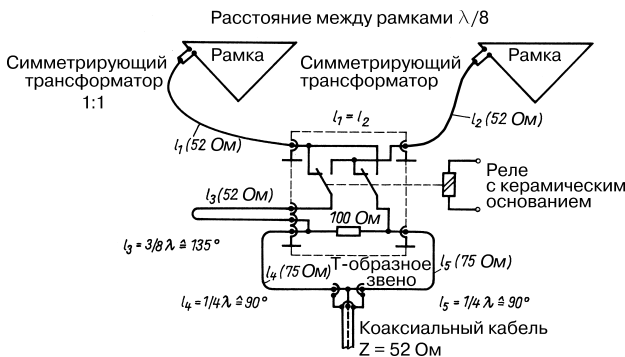


Рис. 19.82. Схема возбуждения двухэлементной антенны Delta-Loop на 3,5 МГц с переключением ориентации главного луча и распределителем мощности

Длина 52-омного коаксиального кабеля произвольна, но l_1 и l_2 должны быть строго равны друг другу (рис. 19.82). Обе линии ведут к распределителю мощности Уилкинсона, скомбинированному с переключающим устройством. Его практическая реализация показана на рис. 19.84. В центре рисунка видно керамическое переключающее реле, с помощью которого колено l_3 , смещающее фазу на 135° , подключается к линиям рамки 1 или рамки 2. DL6WD собрал 100-омное сопротивление – поглотитель распределителя мощности – из двух групп параллельно включенных металлопленочных резисторов по 30 штук в каждой (1,5 кОм / 4,5 Вт), включив группы последовательно и разместив их на керамической плате. При допустимой нагрузке 270 Вт такое сопротивление-поглотитель обладает большим запасом, так как оно должно преобразовывать в тепло только мощность, отраженную антенной. Над переключающим реле находится схема и кабель управления реле.

Линии l_4 и l_5 служат четвертьволновыми трансформаторами с волновым сопротивлением 75 Ом (см. раздел 6.5). Согласно формуле (6.6), они преобразуют 52 Ом в 108 Ом ($75^2/52$). В Т-образном звене эти сопротивления параллельны друг другу и входное сопротивление оказывается равным 54 Ом, чем обеспечивается хорошее согласование с 52-омным фидером произвольной длины. Этот результат почти неизменен при обычном допуске на волновое сопротивление величиной ± 2 Ом. Чтобы исключить влияние допусков на свойства кабеля, DL6WD определил точные значения l_3 , l_4 и l_5 , воспользовавшись измерениями частоты. К длине,

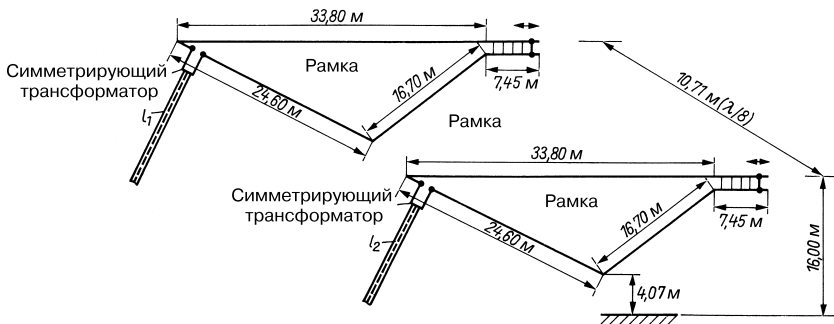


Рис. 19.83. Параметры «монстра» по данным DL6WD

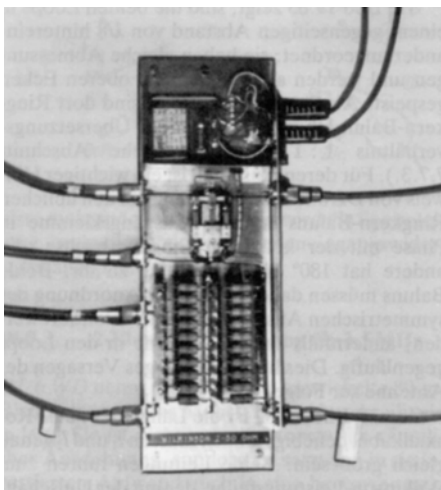


Рис. 19.84. Распределитель мощности Уилкинсона (Wilkinson) с переключающим реле и его схемой

найденной с учетом коэффициента укорочения 0,66, был добавлен запас 0,5 м, а затем путем соответствующего укорочения линий была выполнена настройка на следующие частоты: четвертьволновым линиям l_4 и l_5 соответствовала частота 7,05 МГц, а линии l_3 длиной $3\lambda/8 - 4,70$ МГц. Резонансное поведение таких линий представлено на рис. 5.29.

Как следует из рис. 19.83, рамки с размерами, выбранными оператором DL6WD в соответствии с местными условиями, явно отличаются по форме от идеального равностороннего треугольника. Допустима асимметрия сторон вплоть до 1,3, но опыт DL6WD говорит о том, что функционируют рамки даже самых необычных форм, лишь

бы были увязаны резонансная частота и согласование.

Периметр рамок составляет по 0,88 λ . С помощью пары двухпроводных линий (длиной 7,45 м каждая) в правых верхних углах к нему добавляется по 0,12 λ , недостающих до волнового резонанса. Изменение длины этих линий путем соответствующего смещения переемычек, замыкающих проводники, позволяет точно настраиваться на резонансную частоту. Нижние вершины треугольников, зафиксированные грузами и стопорными оттяжками, находятся на высоте 4 м от земли, так что максимальная высота антенны достигает 16 м.

По данным DL6WD, входное сопротивление рамок составляет от 54 до 56 Ом. Область частот по уровню $s = 2$ занимает 190 кГц (резонансная частота 3,525 МГц). Свойства такой антенны характеризуются следующим образом [63]:

- двухэлементная дельтообразная антенна обладает диаграммой направленности в форме хорошо выраженной кардиоиды. Поэтому стяжки по нормали к главному лучу здесь не так велики, как у одиночной дельтообразной петли с симметричной диаграммой в форме восьмерки. С двухэлементной антенной QSO коротковолновая любительская связь становится возможной по всем направлениям, поскольку мертвых углов почти нет;
- одно- или двухэлементная антенна Inverted Delta-Loop является излучателем с необычайно малым углом возвышения и преимущественно вертикальной поляризацией. Она хорошо служит для дальней связи на большие расстояния (с регионами ZL, LU, KH6, ZS), но в ближней области до 3000 км уступит

любому проводу с большим углом излучения волн;

- замечательные качества двухэлементной антенны с дельтообразными рамками проявляются особенно хорошо в режиме приема радиоволн: малый угол возвышения, усиление, невосприимчивость к помехам и возможность щелчком тумблера «переключать» полушария – все это облегчает дальнюю связь и часто представляет собой большую ценность, чем усиление антенны;
- по сравнению с одиночной рамкой усиление двухэлементной антенны Delta-Loop оценивается величиной 3–4 дБ. Не так уж плохо: ведь если принять во внимание, что усиление одной петли составляет 2 dBd, то в итоге получается 5–6 dBd, а это уже ощутимая разница.

Остается добавить, что построить антенну рассмотренного образца смогут лишь опытные радиолюбители, которые имеют необходимые средства измерений.

19.10. Специальные типы антенн

Не всякий радиолюбитель располагает достаточным местом для длиннопроводной, Groundplane или остронаправленной антенны. В литературе описываются стационарные вертикальные спиральные антенны для коротковолновых диапазонов [66, 67].

19.10.1. Коротковолновые спиральные антенны

Интересную антенну разработал Г. Бенш (H. Bensch, DL4KCJ, ранее DC8AZ). Она представляет собой миниатюрный полуволновый КВ излучатель в форме спиральной антенны без противовесов [68–70]. Сопротивление излучения спирального четвертьволнового излучателя с четырьмя противовесами составляет 10 Ом. Спиральный полуволновый излучатель без противовесов характеризуется сопротивлением излучения около 350 Ом. При этом спирали свиты из посеребренной медной проволоки диаметром 2 мм.

КПД четвертьволновой спирали с четырьмя противовесами приближается к 30%, а у полуволновой спирали он достигает 85%. Аналогично обстоит дело и с усилением. У четвертьволновой спирали оно явно меньше

единицы (приблизительно –3 дБ), а у полуволновой – почти 1,4 дБ (для сравнения: развернутая полуволновая антенна обладает усилением 1,7 дБ). Все оценки приведены к четвертьволновой антенне с питанием у ее основания при угле возвышения 0° над хорошо проводящим плоским грунтом.

Сопротивление 350 Ом через LC-цепочку с переменными элементами согласуется с сопротивлением 50 Ом (рис. 19.85). Здесь безразлично, как подключается коаксиальный кабель. Согласование функционирует с последовательной емкостью С и параллельной индуктивностью L или с последовательной L и параллельной С. При этом согласование происходит то в верхней (индуктивной), то в нижней (емкостной) плоскостях импеданса.

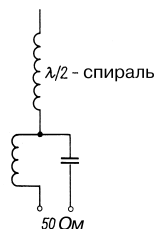


Рис. 19.85. Принципиальная схема согласования КВ спиральной антенны

Поскольку сопротивление у основания антенны зависит от состояния грунта, к тому же на него влияют окружающие объекты, необходимо применять переменные элементы схемы согласования. Однако вместо вариометра и переменного конденсатора изменение индуктивности L осуществляется с помощью ферритового стержня, а емкости С – посредством золотниковых конденсаторов. Оба элемента являются самодельными. Для подавления поверхностных волн и предотвращения помех вещанию используется коаксиальная линия в виде вытянутой петли (рис. 19.86).

Другая возможность заключается в том, чтобы кабельный дроссель из 3,6 м смотанного коаксиального кабеля включить в линию фидера на удалении полуволны от клемм питания антенны (от согласующего устройства).

В обоих случаях антенна работает как волновой вибратор с питанием посередине. Вблизи грунта вероятен рост усиления до 2,5 дБ.



Рис. 19.86. Спиральная КВ антенна с подводкой кабеля

Вполне реален двухдиапазонный вариант антенны, например для диапазонов 20 и 15 м. Полуволновая спираль для 20-метрового диапазона действует в диапазоне 15 м как спираль длиной $5\lambda/8$ и обеспечивает усиление антенны величиной в 2,5 дБ.

Спираль образована 170 витками посеребренного провода диаметром 2 мм, плотно уложенными на сердечнике диаметром 20 мм. Она помещается в двухметровую трубку из пластика марки PG21. При монтаже спираль растягивается и ее концы крепятся в прорезях торцов трубки.

При создании антенны допустимы и другие значения длины, например $0,3\lambda$ для 20-метрового диапазона и $0,4\lambda$ – для диапазона 15 м. В этом случае усиление составит около 0,4 и 1 дБ.

Возможен вариант антенны для диапазонов 80 и 40 м с использованием спиралей по $0,3\lambda$ и $0,6\lambda$ при усилении 0,4 и 2,9 дБ.

Если отношения граничных частот полюсы антенны составляет 1:2, вариации настроечных элементов оказываются недостаточными и следует воспользоваться переключаемой схемой согласования (рис. 19.87):

- $C_1 + L_2$ – настройка в 40-метровом диапазоне;
- $C_2 + L_2$ – настройка в 80-метровом диапазоне.

При согласовании в 80-метровом диапазоне действует параллельное включение емкостей и последовательное включение индуктивностей. Контакты S принадлежат переключателю или реле.

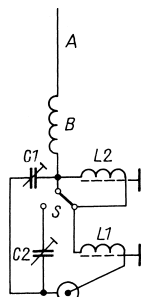


Рис. 19.87. Схема LC-согласования с переключением диапазонов

Согласование начинают с 40-метрового диапазона, затем переходят к 80-метровому. В варианте на 80 и 40 м используется антенный канатик, навитый на фиброгласовый стержень (удилище). Две верхние секции 8-метрового удилыща удаляются, и вместо них насаживается метровый алюминиевый штырь диаметром от 4 до 6 мм.

Литература к главе 19

- [1] Brown, G. H.; Lewis, R. F.; Epstein, J.: Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency. Proc. IRE, June 1937, pp. 753–787.
- [2] Brückmann, H.: Über die Theorie der Erdverluste von Antennen. TFT 27 (1938), H. 2, S. 29–38.
- [3] Anderson, W. H.: Antenna Behavior Over Real Earth QST, June 1965, pp. 61–64.
- [4] Hills, R. C.: The Ground Beneath Us. RSGB Bulletin, June 1966, pp. 375–385.
- [5] Großkopf, J.: Einfluß des Bodens auf die Bodenwellenausbreitung, auf die Raumwellen-Abstrahlung und auf das Empfangsfeld. Rundfunktech. Mitt. 12 (1968), H. 1, S. 14–22.
- [6] Stanley, J. P.: Optimum Ground Systems for Vertical Antennas. QST, December 1976, pp. 13–15.
- [7] Sevcik, J.: Short Ground-Radial Systems for Short Verticals. QST, April 1978, pp. 30–33.
- [8] Tippe, W.: Zur Dimensionierung von Erdnetzen für vertikale LW- bzw MW-Monopolantennen Rundfunk Tech. Mitt. 24 (1980), H. 4, S. 154–164.
- [9] Rautio, J. C.: The Effect of Real Ground on Antennas. QST, February, April, June, August, November 1984.
- [10] Edward, B.: Radial Systems for Ground-Mounted Vertical Antennas. QST, June 1985, pp. 28–30.
- [11] Potschkat, G.: Modelltechnische Nachbildung realer Erdenetzsysteme für vertikalpolarisierte Sendeantennen. Rundfunktech. Mitt. 31 (1987), H. 3, S. 119–125.
- [12] O. Scheller – Dt. Pat. 208375 – 1907.
- [13] Th. Meyenburg – Dt. Pat. 232257 – 1909.
- [14] Krischke, A.: Die Geschichte der Grundplane. CQ-DL 11/87, S. 697–698.
- [15] M. Ponte – Franz. Pat. 764473 – 1933.
- [16] E. C. Cork, J. L. Pawsey – Brit. Pat. 509,500 – 1937.
- [17] Dohlus, H.: Zum Fußpunkt-widerstand von Stabantennen. UKW-Berichte, 1/1966, S. 22–33; 2/1966, S. 98–107.

- [18] Doty, A. C.; Frey, J. F.; Mills, H. J.: Efficient Ground Systems for Vertical Antennas. QST, February 1983, pp. 20–25.
- [19] Sherwood, J. R.: Ground screen – an alternative to a buried radial System. Ham Radio, May 1977, pp. 22–24.
- [20] Christman, A.: Elevated Vertical Antenna Systems. QST, August 1988, pp. 35–42.
- [21] Christman, A.; Radcliff, R.: Elevated Vertical Monopole Antennas: Effects of Changes in Radiator Height and Radial Length. Trans BC-36, No 4, December 1990, pp. 262–269.
- [22] Hille, K. H.: Radialsysteme unter Vertikalantennen. CQ-DL3/92, S. 159–161.
- [23] Labus, L.: Rechnerische Ermittlung der Impedanz von Antennen. HF-Technik und Elektroakustik, 41 (1933), Januar, Seite 17.
- [24] Rohrbacher, H. A.: Die Vertikalantenne. DL-QTC 4/1964 – 6/1964.
- [25] Schwarzbeck, G.: Streifzug durch den Antennenwald. Groundplane- und Vertikalantennen. CQ-DL 9/1981, S. 420–428.
- [26] Vogel, T.: Die Triple-Leg-Antenne. DL-QTC 1/68, S. 7–9.
- [27] Schwarzbeck, G.: Streifzug durch den Antennenwald. DX-Antennen für 80 m und 160 m. CQ-DL 4/1979, S. 150–155.
- [28] Schulz, W.: Designing a Vertical Antenna. QST, September 1978, pp. 19–21.
- [29] Sevick, J.: The W 2 FMI Ground-Mounted Short Vertical. QST, March 1973, pp. 13–18, 41.
- [30] Hille, K. H.: Optimierte T-Antenne. CQ-DL 6/78, S. 246–249.
- [31] Brandt, H.-J.: L- und T-Antennen für Kurzwelle. QRV 2/1975, S. 65–71.
- [32] Wirtz, H.: DX-Antennen mit spiegelnden Flächen – Koaxiale Antennen. cq-DL 7/1981, S. 330–332.
- [33] Hawker, P.: Amateur Radio Techniques. (W6BCX Multee, pp. 267–268). RSGB, London, 1980.
- [34] Anderson, H.: Build This Novice Four-Band Vertical. QST, June 1978, pp. 16–18.
- [35] Woodward, G. H.: On «Build This Novice» Four-Band Vertical. QST, October 1978, p. 35.
- [36] Brekken, P.: Three-band groundplane (LA 1 EI). Ham Radio, May 1972.
- [37] Brandt, H.-J.: L- und T-Antennen für Kurzwelle. QRV, 2/1975, S. 65–71.
- [38] Pogson, L.: Multi-Band Vertical Aerials. Electronics Australia, August 1972, pp. 40–43.
- [39] Hari, S.: Multiband-Antenne für die neuen WARC-Bänder. CQ-DL 4/1982, S. 172–174.
- [40] Schellenbach, R.: The J² Antenna for 10 and 24 MHz. QST March 1983, p. 41.
- [41] Boyer, J. M.: Hula-Hoop Antennas: A Coming Trend? Electronics, 36 (1963) January, pp. 44–46.
- [42] Quednau, B.: Die DDDR-Antenne. DL-QTC 4/1968, S. 220.
- [43] Dome, R. B.: A Study of the DDDR-Antenna. QST, July 1972, pp. 27–31, 36.
- [44] Belrose, J. S.: Transmission-Line Low-Profile Antennas. QST, December 1975, p. 19–25.
- [45] Dodd, P.: The Mobile Roof-Rack Antenna. CQ, June 1980, pp. 74–75.
- [46] Fiebranz, A.: Eine neuartige Ringantenne und ihre Anwendung. Funk-Technik, 10/1964, S. 357.
- [47] Eichenauer, W.: Erfahrungen mit der DDDR-Antenne, DL-QTC 7/1968, S. 395–397.
- [48] English, W. E.: A 40-Meter DDDR-Antenna QST, December 1971, pp. 28–32.
- [49] Horn, G. W.: The Half Wavelength DDDR Antenna. CQ, September 1967.
- [50] Kandoian, A. G.: Three New Antenna Types and Their Applications. Proc IRE, February 1946, pp. 70–75.
- [51] Nail, J.: Designing Discone Antennas. Electronics, August 1953, pp. 167–168.
- [52] Orr, W.: The Radio Handbook (The Low Frequency Discone, pp. 488–489) E & E, New Augusta, IN, 1970.
- [53] Belrose, J. S.: The HF Discone Antenna. QST, July 1975, pp. 11–14, 56.
- [54] White, T. E.: A Discone Antenna for 10 and 6 Meters. CQ, June 1980, pp. 74–75.
- [55] Greif, R.: Sende-Antennen-Anlage für den Kurzwellenbereich, Rohde & Schwarz – Mitteilungen, München, 1952, H. 1, S. 4.
- [56] Graziadei, H.: Eine vertikale Breitbandantenne von besonderer Formgebung für den Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich. F & G-Rundschaу, Köln, 1952, Oktober, H. 35, S. 2–16.
- [57] Mayhead, L. V.: Loop Aerials Close to Ground. Radio Communication, May 1974, pp. 100.
- [58] Kirkwood, B.: Corner-fed loop antenna for low-frequency dx. Ham Radio, April 1976, pp. 30–32.
- [59] Witt, F. L.: Top-loaded delta loop antenna. Ham Radio, December 1978, pp. 57–61.
- [60] Belrose, J. S.: The Half-Delta Loop. Ham Radio, May 1982, pp. 37–39.
- [61] Belrose, J. S.; DeMaw, D.: The Half-Delta Loop: A Critical Analysis and Practical Deployment. QST, September 1982, pp. 28–32.
- [62] De Maw, D.: Antenna Matching, Remotely -Some Thoughts-. QST, July 1982, pp. 14–16.
- [63] Fischer, R.: Das Monster, eine 2-Element Delta-Loop für 3,5 MHz. CQ-DL 7/1983, S. 331–335.
- [64] Schwarzbeck, G.: Bedeutung des vertikalen Abstrahlwinkels von KW-Antennen. CQ-DL 3/85, S. 130–136.
- [65] Wilkinson, An N-Way Hybrid Power Divider. IRE Trans MTT (1960) January.
- [66] Hofbauer, W.: Kleine und wirkungsvolle Antenne. CQ-DL 6/82, S. 268–271.
- [67] Klüss, A.: QRV auf 40 m mit 2,7 m langer Wendelantenne. CQ-DL 5/84, S. 220.
- [68] Hille, K. H.: Miniatur-Halbwellenstrahler für CB und KW von Bensch. Funk 8.86.
- [69] Bensch, H.: Mini-Strahler für KW. Funkschau 24/1986, S. 71–74.
- [70] Bensch, H.: Die Angelrute als Vertikal-Antennenträger. Beam 12/87, S. 35–36.
- [71] Norvegen: Amator Radio, 1970, Heft 9.

Карл Ротхаммель
Алоиз Кришке

АНТЕННЫ

Том 1

Гарнитура «Петербург». Печать офсетная.
Усл. печ. л. 26. Тираж 5000. Зак. №

Отпечатано в полном соответствии
с качеством предоставленных диапозитивов
в ППП «Типография «Наука»