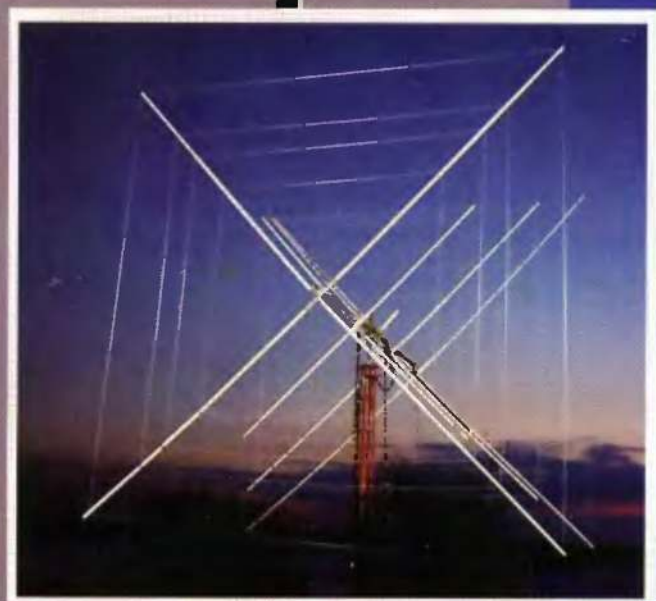


И.В.ГОНЧАРЕНКО

АНЕННЫ

КВ и УКВ ЧАСТЬ ПЯТАЯ

НАПРАВЛЕННЫЕ КВ АНЕННЫ:
укороченные, фазированные,
многодиапазонные



И.В. Гончаренко

DL2KQ — EU1TT

Антенны КВ и УКВ

Часть V

**НАПРАВЛЕННЫЕ
КВ АНТЕННЫ:
укороченные, фазированные,
многодиапазонные**

**ИЗДАТЕЛЬСКОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ
РадиоСофт**

МОСКВА

2010

УДК 681.3
ББК 32.845
Г65

Гончаренко И. В.

- Г65 Антенны КВ и УКВ. Часть V. Направленные КВ антенны: укороченные, фазированные, многодиапазонные.— М.: ИП РадиоСофт, 2010.— 320 с.: ил.

ISBN 978-5-93037-212-0

Настоящая книга является пятой частью справочника «Антенны КВ и УКВ». В ней изложены основы теории и практика конструирования укороченных, фазированных (с активным питанием элементов) и многодиапазонных направленных КВ антенн.

Первые части справочника выпущены издательством «РадиоСофт» в 2004–2008 гг. под названиями «Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. MMANA», «Антенны КВ и УКВ. Часть II. Антенн. Основы и практика», «Антенны КВ и УКВ. Часть III. Простые КВ антенны» и «Антенны КВ и УКВ. Часть IV. Направленные КВ антенны: синфазные и продольного излучения».

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей и специалистов, занимающихся конструированием и изготовлением направленных КВ антенн.

УДК 681.3
ББК 32.845

ISBN 978-5-93037-212-0

© Гончаренко И.В., 2010
© Оформление. ИП РадиоСофт, 2010

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие к 5-й части	6
Список принятых в 5-й части обозначений	8
8. Укороченные направленные антенны с пассивными элементами	10
8.1. Принципы и область использования	10
8.1.1. Количество элементов	10
8.1.2. Допустимые границы коэффициента укорочения антенны Уда-Яги	12
8.1.2.1. Укорочение индуктивностью	12
8.1.2.2. Укорочение концевой емкостью	16
8.1.3. Допустимые границы коэффициента укорочения «двойного квадрата»	20
8.2. Конструкции укороченных антенн продольного излучения	24
8.2.1. Антенны с индуктивным укорочением	24
8.2.2. Антенны с емкостным укорочением	27
8.2.3. Комбинация методов укорочения	29
9. Фазированные (с активным питанием) антенны	32
9.1. Проектирование фазированных антенн	32
9.1.1. Принцип работы	32
9.1.2. Система питания элементов	35
9.1.2.1. Синтез системы питания для двух элементов	37
9.1.2.2. Влияние источников, линий и импедансов элементов	39
9.1.2.3. Синтез системы питания для трех и более элементов	42
9.1.3. Модель антенны с линиями системы питания	45
9.1.4. Двухэлементная антенна	49
9.1.5. Источники тока или источники напряжения в модели?	53
9.1.6. Настройка	55
9.2. Фазированные из горизонтальных диполей	58
9.2.1. Двухнаправленная антенна	58
9.2.2. Направленная из двух $\lambda/2$ диполей	61
9.2.3. Наклонные и нерезонансные элементы	67
9.2.4. Однопроводные фазирющие линии	71
9.2.5. Трехэлементная антенна	74
9.3. Фазированные из четвертьволновых GP	77
9.3.1. Замечания о моделировании	77

9.3.2. Два $\lambda/4$ GP	79
9.3.3. Три $\lambda/4$ GP	84
9.3.4. Квадратные решетки из $\lambda/4$ GP	88
9.3.4.1. С излучением вдоль стороны квадрата	88
9.3.4.2. С излучением по диагонали квадрата	91
9.3.5. С изогнутыми и наклонными элементами	96
9.3.5.1. Два элемента	96
9.3.5.2. Три элемента	100
9.3.5.3. Четыре элемента	101
9.3.6. Системы заземления	102
9.4. Фазированные из рамочных элементов	104
9.4.1. Двухнаправленная антенна	104
9.4.2. Направленная из двух рамок с периметром λ	106
9.4.3. Переключаемая на 4 направления с вертикальной поляризацией	111
9.4.4. Многоэлементная антенна	118
9.5. Логопериодические антенны	120
9.5.1. Антенны Уда-Яги с двумя активными элементами	120
9.5.1.1. Четырехэлементные	121
9.5.1.2. Пять и более элементов	124
9.5.2. Антенны Уда-Яги с тремя активными элементами	126
9.5.3. Принцип построения логопериодических антенн	130
9.5.4. Моделирование ЛПА	134
9.5.5. Конструкции ЛПА	141
9.6. Укороченные фазированные антенны	148
9.6.1. Плюсы и минусы	148
9.6.2. С горизонтальной поляризацией	152
9.6.3. С вертикальной поляризацией	155
9.6.3.1. Переключаемые на два направления	156
9.6.3.2. С переключением на три направления	158
9.6.3.3. С переключением на четыре направления	159
9.6.4. Фазированные приемные	162
9.6.4.1. Фазирование антенн Бевереджа	162
9.6.4.2. Нагруженные рамки в качестве элемента	166
9.6.4.3. Системы из коротких вертикалов	170
9.6.4.4. Приборы подавления помех	177
10. Синфазные системы из направленных антенн (стеки)	184
10.1. Принцип работы и область использования	184

10.1.1. В свободном пространстве	184
10.1.2. Над реальной землей	187
10.1.3. Особенности применения стеков на КВ	191
10.1.4. Устройства питания и коммутации КВ стеков	194
10.2. Конструкции КВ стеков	196
11. Многодиапазонные направленные антенны с пассивными элементами	207
11.1. Совмещение нескольких однодиапазонных антенн	208
11.1.1. Принципы и трудности совмещения	209
11.1.2. Совмещенные антенны Уда-Яги с отдельными линиями питания	215
11.1.3. Совмещенные рамочные антенны с отдельными линиями питания	224
11.1.3.1. Многодиапазонные «двойные квадраты»	225
11.1.3.2. Многодиапазонные «тройные квадраты»	234
11.1.4. Совмещенные антенны с параллельным включением	242
11.1.4.1. Параллельное включение вибраторов	242
11.1.4.2. Диапазонные СУ с параллельным включением по входу	246
11.1.4.3. Одно СУ на несколько диапазонов	252
11.1.5. Совмещенные антенны с Open Sleeve вибратором	257
11.1.6. Другие приемы совмещения	263
11.2. Антенны, в которых каждый элемент работает на всех диапазонах	268
11.2.1. Способы реализации	268
11.2.2. Мультирезонансные элементы	270
11.2.3. С механически изменяемыми размерами	282
11.2.4. Управление электрической длиной элементов	287
11.2.5. Элементы управляемой электрической длины в сочетании с фиксированными элементами	294
11.3. С укороченными элементами	300
11.3.1. Укорочение изгибом	301
11.3.2. Многодиапазонный Spider	306
11.3.3. Укорочение емкостными нагрузками	310
Заключение и благодарности	315
Литература и ссылки	317

ПРЕДИСЛОВИЕ К 5-Й ЧАСТИ

...Говорят, чтобы по-настоящему понять книгу, нужно читать ее столько времени, сколько автор ее писал. Не буду вам советовать читать ее 2 года (а примерно столько она у меня отняла). Но все же лучше не спешить и, по возможности, вчитываться и вдумываться.

Но сначала несколько обязательных формальностей.

Эта книга является продолжением большого антенного справочника. Его первые четыре части:

1. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. ММНА. — М.: ИП Радиософт, журнал «Радио», 2004.

2. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Часть II. Антенны. Основы и практика. — М.: ИП Радиософт, журнал «Радио», 2004.

3. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Часть III. Простые КВ антенны. — М.: ИП Радиософт, журнал «Радио», 2005.

4. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Часть IV. Направленные КВ антенны. Синфазные и продольного излучения. — М.: ИП Радиософт, журнал «Радио», 2007.

Желательно (но не обязательно) с ними предварительно ознакомится. Если вы их уже читали (хотя бы 2-ю, 3-ю и 4-ю), то дальнейшее предисловие можете пропускать. Ничего нового там для вас не будет.

Теперь несколько слов к тем, кто не читал предыдущие части. Эта книга является пятой частью долгоиграющего антенного справочника. Однако антенны этого справочника даны не только в виде бумажных рисунков, но и как файлы моделей. Это намного увеличило количество информации, так как если на бумаге на каждую антенну дать подробные чертежи, параметры, графики, то это перегрузит книгу и сделает ее нечитаемой. Однако вся эта информация извлекается из файла модели. Более того, используя модель, вы можете исследовать и изменять антенну.

Файлы моделей антенн, упоминаемых в книге, открываются программой моделирования антенн GAL-ANA. Ее можно найти на <http://dl2kq.de/galana/indexr.htm>.

Если же вы хотите лишь просматривать и вычислять файлы (то есть использовать их лишь как развернутые иллюстрации), то достаточно иметь демо-версию GAL-ANA. Она полностью показывает и вычисляет файлы, упомянутые в этой книге. Правда, вам придется брать их не из программы, а скачивать из online библиотеки <http://dl2kq.de/mmana/4-3.htm>. К сожалению

нию, по копирайтным соображениям папка ...\\ANT\ демо-версии GAL-ANA содержит лишь несколько файлов *.gaa, показывающих возможности программы.

Не пугайтесь, если вы никогда не работали с моделировщиком. Для просмотра в GAL-ANA достаточно одной кнопки **Просмотр** на панели инструментов. Нажав ее, вы можете перемещаться по списку файлов, и антенны этих файлов будут немедленно, без каких-либо действий с вашей стороны, показаны на экране. Это полная аналогия листания бумажного справочника. Но в отличие от последнего, любую из просматриваемых антенн можно тут же вычислить, нажав кнопку **Пуск**. Таким образом, ваше минимальное знакомство с программой может быть ограничено двумя кнопками.

Если у вас одна из зарегистрированных версий GAL-ANA, то в ее корневой папке ...\\ANT\ содержатся все папки и файлы *.gaa моделей антенн, упомянутых в этой книге. Вы можете вычислять, редактировать, оптимизировать, исследовать антенны, описанные в этих файлах. То есть использовать их как базу для проектирования своих антенн.

Хотел бы, однако, предостеречь: проектирование новой антенны — дело только кажущееся простым. Да, сервис GAL-ANA существенно облегчает и ускоряет эту работу. Но необходимо понимание физических процессов, происходящих именно в данной антенне. Научиться нажимать кнопки в GAL-ANA легко. Способный человек может все управление за один день запомнить. А вот понимать до такой степени, чтобы самому двигаться дальше, трудно. Несколько облегчить это — цель данной книги.

Ссылки на рисунки, параграфы, разделы и главы, начинающиеся с цифр 1...7 — это ссылки на предыдущие части книги.

В обозначениях заголовков сохранена прежняя структура (одна цифра в заголовке — глава, две — раздел в главе, три и более — параграфы в разделе) и продолжена нумерация первых трех частей. Номера рисунков и таблиц состоят из номера раздела (первые две цифры) и текущего номера рисунка или таблицы в данном разделе. Везде, где не отмечено особо, используются стандартные размерности: ом, вольт, ампер, метр.

СПИСОК ПРИНЯТЫХ В 5-Й ЧАСТИ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Здесь приведены, встречающиеся в 5-й части обозначения и сокращения. Конечно, при первом упоминании в тексте обозначение раскрыто, но когда надо найти это первое упоминание, бывает нелегко. Поэтому все обозначения (не все сокращения, а лишь те, которые встречаются по несколько раз и в разных местах) вынесены сюда.

- A_n — азимутальная ширина нерабочих зон антенны с переключаемой ДН.
- B_{\min} — гарантированно достижимое ослабление помехи, приходящей с произвольного азимута для антенны с переключаемой ДН.
- BW — полоса антенны. Если не указано иное, то по уровню КСВ < 2 .
- c — скорость света.
- D — директор. Цифровой индекс после буквы обозначает номер директора.
- F/B — отношение излучений вперед/назад, аббревиатура от английского Front/Back.
- Ga — усиление антенны в dBi.
- H — горизонтальная поляризация.
- jXa — реактивная часть входного сопротивления антенны.
- Q — добротность.
- Q_{xx} — холостая добротность.
- QQ — Qubical Quad, Cubical Quad. Двухэлементная рамочная антенна «двойной квадрат».
- R — рефлектор.
- Ra — активная часть входного сопротивления антенны.
- R_n — сопротивление потерь.
- RDF (receiving directivity factor) — фактор направленности приемной антенны. По-русски также называется коэффициентом направленного действия антенны.
- V — вертикальная поляризация.
- ΔG — максимальный проигрыш в усилении антенны с переключаемой ДН. Показывает, сколько мы потеряем в сигнале, если DX будет с самого неудачного направления.
- ϵ — диэлектрическая проницаемость.
- λ — длина волны.
- σ — удельная проводимость земли мС/м. Или расстояние между элементами ЛПА. Увы, букв уже не хва-

тает, поэтому что именно означает σ в конкретном месте: проводимость или расстояние, вам придется понимать из контекста.

τ — период геометрической прогрессии изменения размеров элементов ЛПА.

Z_a — комплексное входное сопротивление антенны.

Z_0 — волновое сопротивление линии.

Z_{Σ} — комплексное входное одного элемента антенны с активным питанием.

АБ — антенна Бевереджа

ДН — диаграмма направленности.

ЕН — емкостная нагрузка.

K_y — коэффициент укорочения.

ЛПА — логопериодическая антенна.

СУ — согласующее устройство.

ФЧХ — фазо-частотная характеристика.

ШПТ — широкополосный трансформатор.

ЭМВ — электромагнитная волна.

8. УКОРОЧЕННЫЕ НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ С ПАССИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Эта глава об антеннах из разделов 7.2...7.7, которые (антенны, а не разделы) пришлось физически укоротить. Почему их укорачивают? Да потому же, что и простые антенны: не от хорошей жизни, а от нехватки места и средств. Конечно, укороченные антенны будут хуже полноразмерных (раздел 3.7).

В главе 8 мы рассмотрим границы, до которых еще разумно уменьшать размеры, способы укорочения и конструкции направленных антенн продольного излучения с пассивными элементами.

Все модели, упоминаемые в этой главе, находятся в папке ...ANT\Short beams\.

8.1. Принципы и область использования

Количество элементов. Допустимые границы укорочения антенны Уда-Яги. Укорочение индуктивностью. Укорочение емкостной емкостью. Допустимые границы коэффициента укорочения «двойного квадрата».

8.1.1. Количество элементов

Укорачивают в основном двухэлементные антенны. Очень редко — трехэлементные. Но почти никогда не применяют укорочение антенн с числом элементов 4 и более. Почему?

Причин две. Первая: при укорочении уменьшаются размеры элементов, но расстояние между ними, определяющее правильное распределение токов (п. 7.1.3), остается почти неизменным (исключение из этого правила — двухэлементные антенны Уда-Яги с емкостными нагрузками, см. п. 8.1.2.2). Поэтому не имеет смысла укорачивать антенны с длинной траверсой.

Ну, укоротим мы элементы, но габариты конструкции и радиус поворота из-за длинной траверсы останутся большими. Следовательно, укорачиваемая антенна должна иметь траверсу меньше, чем ширина полноразмерного элемента, то есть $<0,5\lambda$ для Уда-Яги и $<0,25\lambda$ для антенн с рамочными элементами. А это соответствует двум или трем элементам (пп. 7.2.3 и 7.6.2).

Вторая причина ограничивает число элементов даже в том случае, когда мы не ограничены межэлементным расстоянием.

ем, например вертикальная Уда-Яги из GP, стоящих на земле (ясно, что в этом случае уменьшать высоту элементов мы можем не очень оглядываясь на большое расстояние между ними). При укорочении элементов в направленной антенне очень резко сужается полоса.

Помимо того, что сам укороченный элемент более узкополосен (п. 3.7.1.2) и в полноразмерной антенне полоса падает с ростом числа элементов, на уменьшение полосы работает еще одно обстоятельство. Как мы помним из п. 7.1.3, правильное (обеспечивающее хорошую форму ДН) распределение тока по элементам обеспечивается за счет сдвига фазы на ФЧХ пассивного элемента, который можно рассматривать как колебательный контур.

А у короткого элемента добротность выше чем у полноразмерного (п. 3.7.1.2). Тем выше, чем сильнее укорочение. Значит, фазовый сдвиг меняется быстрее при изменении частоты. Поэтому в укороченной направленной антенне правильное распределение тока нарушается при меньшем изменении частоты, чем в полноразмерной.

Достижимая относительная полоса укороченных четырехэлементных антенн не превышает десятых долей %, что лишает такие конструкции практического смысла: большой расход сил и материалов, а работа лишь в малой части диапазона. Лучше уж несколько увеличить элементы и, выбросив четвертый, получить более-менее терпимую полосу от трех элементов. Кстати, при такой процедуре можно выиграть не только полосу, но и усиление из-за большего размера элементов.

А до какого предела можно укорачивать элементы?

Ну, если не интересоваться усилением Ga, КПД и полосой, то до любого. Уж на одной частоте и при произвольно низком КПД хорошую диаграмму направленности мы выжмем настройкой пассивных элементов.

Но, как правило, речь идет о передающей антенне, и достижение приемлемых значений КПД и Ga выходит на первый план. Тут надо определиться, что является для вас приемлемым. Поскольку однозначных критериев и границ не существует (точнее, существуют, но индивидуальные для каждого случая и разработчика), придется строить и анализировать графики. Чтобы не утонуть во множестве рисунков и цифр, ограничимся двумя основными способами укорочения: индуктивностью в максимуме тока элемента и емкостными нагрузками в максимумах напряжения. Все остальные способы укорочения (изгибом, изломом, комбинацией — см. раздел 3.7.) являются производными от этих двух.

Также рассмотрим эти два способа применительно к двум основным типам направленных антенн продольного излучения: Уда-Яги и двухэлементных квадратов.

Этим мы и займемся в двух следующих параграфах 8.1.2 и 8.1.3.

8.1.2. Допустимые границы коэффициента укорочения антенны Уда-Яги

8.1.2.1. Укорочение индуктивностью

Как мы знаем из п. 3.7.2, это самый неэффективный способ. Но из-за конструктивной простоты он используется при небольшом укорочении.

На рис. 8.1.1 показаны зависимости G_a от коэффициента укорочения для двухэлементной антенны Уда-Яги диапазона 20 м с катушками в середине каждого элемента.

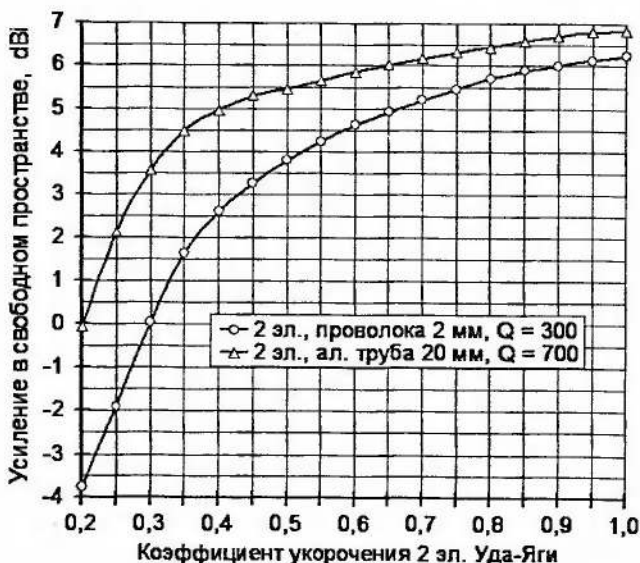


Рис. 8.1.1

Вернее, для двух таких антенн:

1. Элементы и катушки выполнены из проволоки 2 мм, холостая добротность катушек $Q_{xx} = 300$ (хорошие проволоочные

катушки). Такая антенна при $K_y = 0,7$ показана в файле ...2el_Uda_Wire.gaa.

2. Элементы выполнены из труб диаметром 20 мм, а холостая добротность катушек $Q_{xx} = 700$ (очень хорошие катушки, намотанные прутком или трубкой). Такая антенна при $K_y = 0,65$ показана в файле ...2el_Uda_Tube.gaa.

В обоих вариантах размеры элементов одинаковы, настройка осуществляется катушками.

При построении графика GAL-ANA шкала индуктивности, расстояние между элементами и способ включения пассивного элемента, одновременно по критериям максимумов G_a , F/V и минимума jX_a .

Предыдущее предложение не формальная дань традиционному описанию графика, а описание общего подхода и к построению графиков этого параграфа, и к практическому проектированию укороченных направленных антенн. В самом деле, нам надо не теоретическое исследование, а знание как при заданном K_y сделать направленную антенну и чего от нее ждать.

В результате такого подхода оптимизация обнаружила, что при $K_y < 0,92...0,95$ в двухэлементной антенне Уда-Яги с катушками пассивный элемент должен быть не директором (как в полноразмерной, см. п. 7.2.2.1), а рефлектором. Причина в том, что при укорочении индуктивностью выбрасываются средние части с максимальным током. Поэтому связь между элементами становится чуть менее токовой и чуть более емкостной (эта фраза способна своей корявостью вызвать ужас у специалиста, но других слов, наглядно поясняющих суть дела, мне подобрать не удалось). А по правилу, приведенному в п. 7.2.2.1, при емкостной связи высокое F/V достигается лишь при включении пассивного элемента рефлектором.

На практике это означает, что в двухэлементной антенне Уда-Яги, укороченной индуктивностью, второй элемент всегда включен рефлектором. В самом деле, $K_y > 0,92...0,95$ никогда не используются. Нет смысла всего лишь из-за нескольких % укорочения идти на конструктивные сложности с катушками. Проще уж сделать полноразмерную антенну.

Кроме того, автоматическая оптимизация обнаружила, что с укорочением элементов растет оптимальная длина траверсы: от $0,05\lambda$ при полноразмерной антенне, до $0,15\lambda$ при $K_y = 0,4$.

После всех этих предисловий обратимся к графикам рис. 8.1.1. Они показывают, в общем, тривиальные вещи: укорочение элементов, снижение их диаметра и Q_{xx} катушек ведут к падению усиления. Причин две:

1. Тепловые потери в металле (а токи в антенне растут с укорочением из-за уменьшения R_a).

2. Снижение усиления укороченного диполя из-за расширения его ДН.

Определившись с тем, какое падение усиления для вас приемлемо, по графикам рис. 8.1.1 можно найти минимально допустимый коэффициент укорочения. Если в качестве границы принять 3 дБ, то для проволочной антенны K_y не должен быть ниже 0,45, а для элементов из труб — не ниже 0,3.

Но падение усиления не единственный критерий. Часто важнее оказывается полоса. Ее зависимость от K_y показана на рис. 8.1.2. Графики этого рисунка построены при тех же условиях, что и рис. 8.1.1.

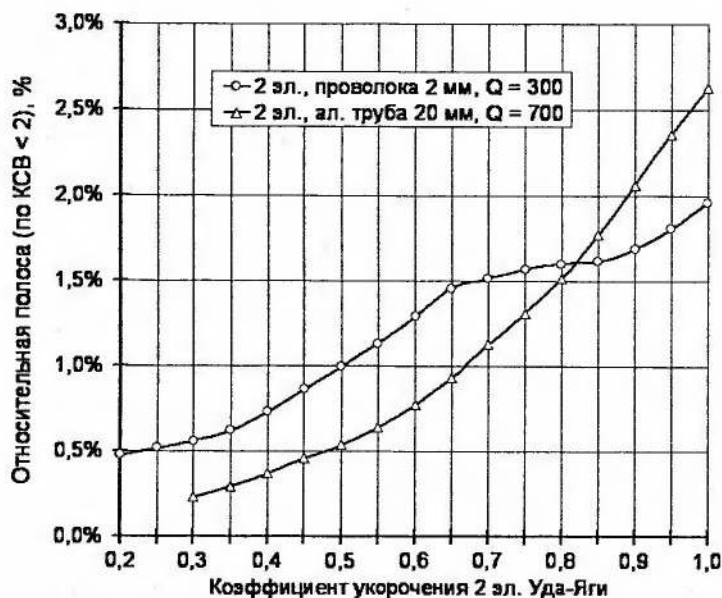


Рис. 8.1.2

Понятно, что с укорочением полоса падает. Более медленное падение графика для проволочной антенны и выигрыш ее по полосе при $K_y < 0,8$ не достоинство, а недостаток. Его причина — рост омических потерь в катушках (увеличиваются вместе с индуктивностью). Поэтому такое расширение полосы оплачивается соответствующим падением КПД и G_a (взгляните на рис. 8.1.1).

На рис. 8.1.3 и 8.1.4 показаны аналогичные графики для трехэлементных антенн Уда-Яги с катушками в центрах элементов.

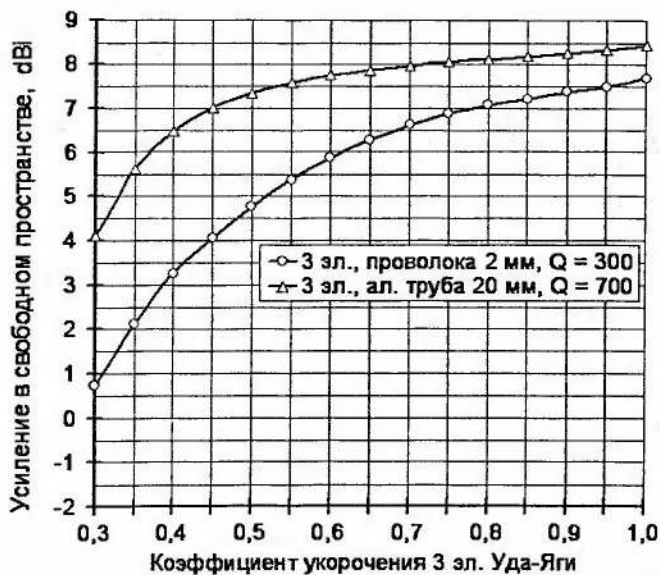


Рис. 8.1.3

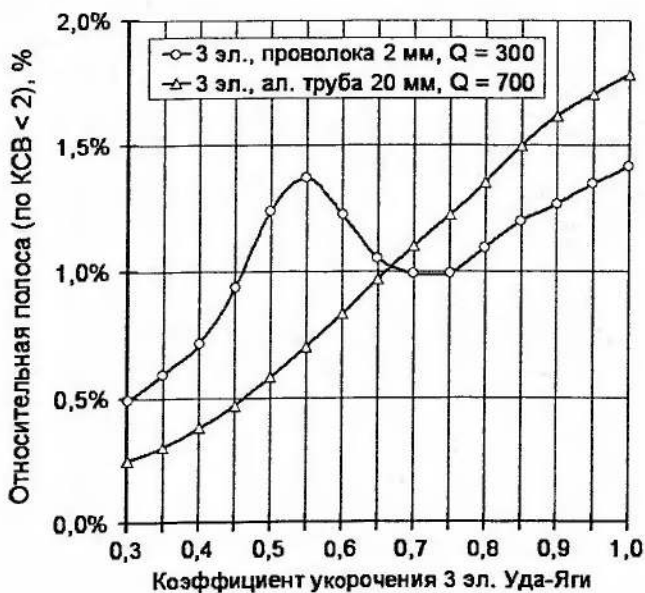


Рис. 8.1.4

Проволочная трехэлементная Уда-Яги при $K_y = 0,85$ показана в файле ...3el_Uda_Wire.gaa. Антенна с трубчатыми элементами при $K_y = 0,65$ — в файле ...3el_Uda_Tube.gaa. На этих рисунках видны те же закономерности, что и для двухэлементной антенны Уда-Яги.

Совместный анализ рис. 8.1.1...8.1.4 позволяет сформулировать следующую рекомендацию:

В передающей 2...3-элементной антенне Уда-Яги с катушками в центре элементов не следует использовать $K_y < 0,6$ во избежание падения G_a более чем на 1...1,5 дБ и полосы более чем вдвое.

Конечно, эта рекомендация не абсолютна. В зависимости от конкретного случая вы можете применять и иные критерии, руководствуясь здравым смыслом. Тем не менее, ясно, что направленные антенны неразумно сильно укорачивать индуктивностью.

8.1.2.2. Укорочение концевой емкостью

Как рассмотрено в п. 3.7.3, укорочение концевой емкостью дает лучшие результаты изо всех способов уменьшения физических размеров вибратора. В целом, это справедливо и для направленных антенн. Но имеются нюансы, рассмотрением которых мы и займемся в этом параграфе.

Итак, рассмотрим двухэлементную антенну Уда-Яги с емкостными нагрузками на концах элементов (рис. 8.1.5). Вернее, две антенны: одну из проволоки 2 мм (при $K_y = 0,5$ файл ...2el_Uda_C_Wire.gaa), другую с элементами диаметром 30 мм (файл ...2el_Uda_C04_Tube.gaa при $K_y = 0,4$). EH в последней антенне выполнены из трубок диаметром 15 мм, а перемычки концов EH проволочные.

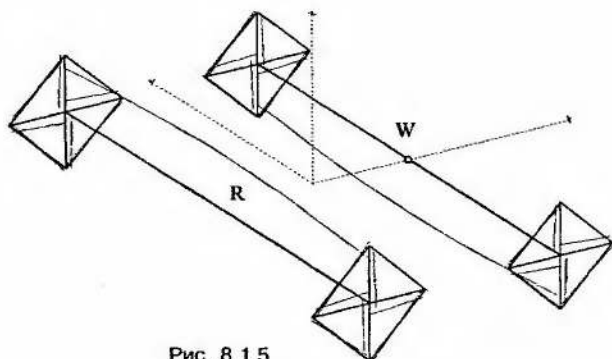


Рис. 8.1.5

Ширина обоих элементов одинакова, необходимая настройка сделана изменением размеров ЕН.

Даже при беглом взгляде на рис. 8.1.5 ясно, что конструктивно антенна с ЕН сложнее, чем с укорочением индуктивностью (п. 8.1.2.1). Концы элементов несут довольно громоздкие ЕН, поэтому элементы должны быть механически прочными вплоть до самого конца. В отличие от укорочения катушкой, где концы элементов несут только собственный вес и поэтому могут быть тонкими и гибкими.

Тогда какой смысл в укорочении антенны Уда-Яги емкостной нагрузкой? Не проще ли, выбросив ЕН, удлинить толстые и прочные концы элементов легкими и гибкими трубками или пластиковыми удлинителями с проводом вдоль?

Для ответа на этот вопрос придется внимательно изучить зависимости G_a и относительной полосы от K_y для двухэлементной антенны Уда-Яги. Они показаны на рис. 8.1.6 и 8.1.7 соответственно. Эти рисунки построены при таких же условиях, что и рис. 8.1.1, то есть для каждого K_y автоматически найдены размеры ЕН и расстояние между элементами по критериям максимумов G_a , F/B и минимума jX_a .

Обратимся к рис. 8.1.6. Двинемся по оси K_y от максимума вниз. При снижении K_y от 1 до 0,8 графики себя ведут при-

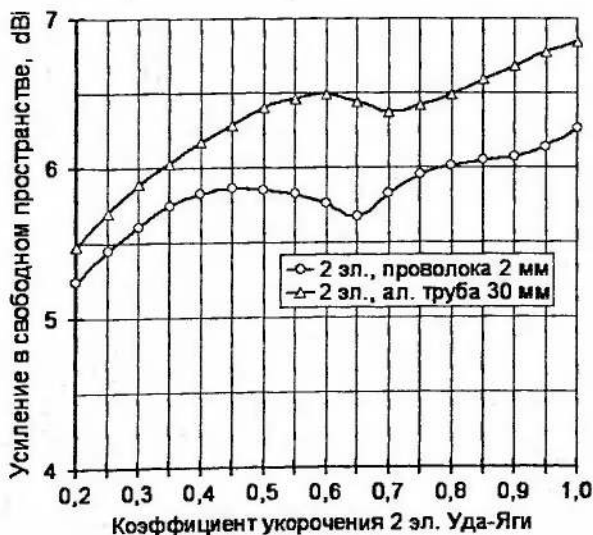


Рис. 8.1.6

мерно так же, как и на рис. 8.1.1, то есть снижаются на 0,2...0,3 дБ (на рис. 8.1.1 из-за потерь в катушках несколько больше, на 0,5...0,7 дБ).

А вот при дальнейшем снижении K_y на рис. 8.1.6 начинается странное. Падение G_a не только замедляется, но и при $K_y \approx 0,65$ сменяется ростом.

Дело еще более запутывается при взгляде на графики относительной полосы (рис. 8.1.7). Тут тоже при уменьшении K_y ниже 0,6...0,65 медленное падение сменяется ростом. Да еще каким: полоса укороченной антенны становится даже больше, чем у полноразмерной. Это уже тянет на нарушение фундаментального принципа, что полоса укороченной антенны всегда меньше, чем у полноразмерной (см. раздел 3.7).

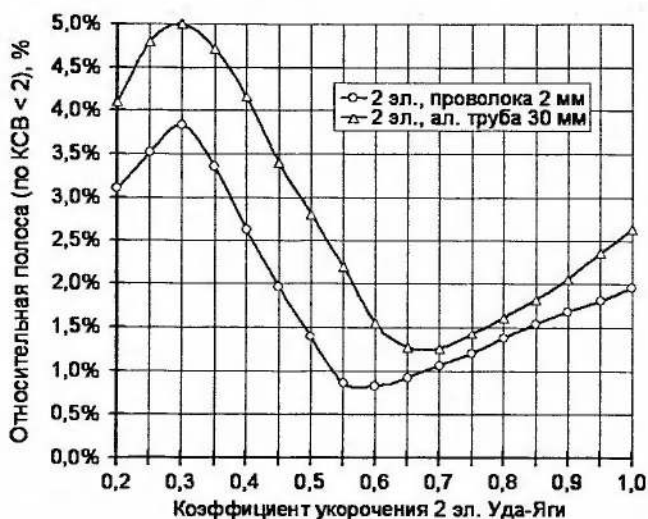


Рис. 8.1.7

Давайте разбираться, что такого случается с двухэлементной антенной Уда-Яги с ЕН при $K_y < 0,6...0,65$, когда вдруг потрясаются все устои укорочения (раздел 3.7): на участке K_y примерно от 0,6 до 0,4 усиление и полоса не падают с укорочением антенны, а растут.

Дело проясняется, если мы вспомним об условиях построения графиков: автоматический поиск не только размеров пассивных элементов, но и расстояния между ними. Причем в числе критериев присутствует максимум F/B. Оказывается, при

снижении $K_y < 0,6 \dots 0,65$ растет оптимальное по F/V расстояние между элементами. Растет существенно. От $0,05\lambda$ при полноразмерной антенне до $0,15\lambda$ при $K_y = 0,4$ (файлы ...2el_Uda_C04_Wire.gaa и ...2el_Uda_C04_Tube.gaa для проводочной и трубчатой антенн соответственно) и до $0,2\lambda$ при $K_y = 0,2$ (файл ...2el_Uda_C02_Wire.gaa). То есть оптимальное по F/V распределение токов (п. 7.1.3) в рассматриваемой антенне при $K_y < 0,6$ достигается при намного большем расстоянии между элементами, чем у полноразмерной антенны.

Естественно, что многократный рост длины траверсы увеличивает как усиление, так и полосу. Настолько существенно, что в интервале $0,3 < K_y < 0,6$ даже перевешивает укорочение элементов.

Понимаете в чем дело? Если в полноразмерной двухэлементной антенне Уда-Яги мы попытаемся увеличить траверсу до $0,15 \dots 0,2\lambda$, то провалим F/V всего до $6 \dots 11$ дБ (рис. 7.2.4). В такой антенне мы просто вынуждены уменьшать траверсу до нескольких % λ , чтобы получить высокое F/V. Таковы свойства токораспределения двух полноразмерных диполей, один из которых пассивен.

В двухэлементной антенне, укороченной ЕН, не было бы счастья, но несчастье (то есть укорочение) помогает. Свойства токораспределения двух диполей с ЕН при $0,3 < K_y < 0,6$ таковы, что для высокого ($20 \dots 40$ дБ, см. упомянутые файлы) F/V длину траверсы надо увеличивать. А это поднимает Ra, Ga и полосу.

Таким образом, нет никакого нарушения базовых принципов раздела 3.7. Они относятся к антеннам с неизменной геометрией. А оптимизация GAL-ANA при построении графиков рис. 8.1.6 и 8.1.7 одновременно с укорочением элементов в несколько раз увеличивает длину траверсы. По сути, на рис. 8.1.6 и 8.1.7 мы видим наложение двух борющихся тенденций (это, кстати говоря, всегда так, если график имеет экстремум): падение усиления и полосы с укорочением (как описано в разделе 3.7) и их же рост при увеличении длины траверсы.

Остановимся еще немного на рис. 8.1.7. Полоса BW на нем вычислена по уровню KCB < 2 . Но в направленных антеннах это не единственный критерий полосы. Если мы посмотрим полосу по уровню F/V > 12 дБ, то на участке $0,4 < K_y < 1$ она будет примерно совпадать с рис. 8.1.7, а ниже начнет падать: сильное укорочение элементов все-таки побеждает рост траверсы. Причина же оптимистично высокой полосы по KCB < 2 при $0,2 < K_y < 0,4$ на рис. 8.1.7 состоит в интересном эффекте взаимной компенсации jXa, особенно на частотах выше резонансной.

Таким образом, стоит обратить самое пристальное внимание на двухэлементную Уда-Яги с ЕН при $0,35 < K_y < 0,5$. При столь сильном (в два-три раза) укорочении антенна проигрывает полноразмерной всего 1...1,5 дБ по Ga (рис. 8.1.6), и во все не проигрывает по полосе. Да, траверса получается длиннее, но это вполне приемлемая цена. Ra при этом составляет 20...30 Ом и может быть легко согласовано или $\lambda/4$ отрезком линии 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель), или γ -согласованием (п. 7.2.2.3.3).

Для трех элементов «волнового канала», укороченного ЕН (например, файл ...UA6LGO.gaa при $K_y = 0,6$) никаких экстремумов на графиках не наблюдается. Там траверса и в полноразмерном варианте длинная, токораспределение регулируется тремя элементами. Поэтому никаких чудес с удлинением траверсы оптимизация не делает. Графики и Ga и BW монотонно падают с укорочением, поэтому строить их я не стал.

Завершая п. 8.1.2, подведем итоги.

В укороченной антенне Уда-Яги:

- Для $0,8 < K_y < 1$ выгоднее использовать укорочение индуктивностью. Неразумно при столь длинных элементах делать их концы еще и толстыми для крепления ЕН.
- При $0,5 < K_y < 0,8$ ситуация двоякая. С одной стороны ЕН выигрывает, но немного. Имеет большой смысл подумать: не удлинить ли концы элементов ЕН не вбок, а тонкой трубкой (или удлинителем с проводом) вдоль.
- Для $K_y < 0,5$ выбора нет. Только ЕН. Для двух элементов желательно попадать в участок $0,35 < K_y < 0,5$, где полоса антенны не уступает полноразмерной ни по KCB, ни по F/B.
- Ниже $K_y = 0,25$ ходить не стоит. Уж очень узкие полосы и большое падение усиления.

Конечно, все приведенные абзацем выше цифры границ не являются «священной коровой». Здравому смыслу и оценки конкретной ситуации проектировщиком еще никто не отменял.

8.1.3. Допустимые границы коэффициента укорочения «двойного квадрата»

«Двойной квадрат» практически никогда не укорачивают до $K_y < 0,5$. Причин тому три:

1. В волновой рамке верхняя половинка возбуждается от концов нижней. Когда мы укорачиваем рамку, то меняются и условия возбуждения ее верхней половинки. Поэтому полоса убывает быстрее, чем в укороченной Уда-Яги.

2. При укорочении рамки индуктивностью мы вынуждены применять не одну катушку как в диполе, а две (в обоих максимумах тока рамки). Значит сопротивление потерь в катушках вдвое больше, чем в диполе. А это приводит к тому, что при существенном укорочении потери в двух катушках растут так быстро, что лишают смысла саму идею.

3. При укорочении емкостными нагрузками при $K_y < 0,5$ габариты ЕН становятся больше самой рамки, что также делает затею бессмысленной.

По указанным причинам зависимости параметров укороченного «двойного квадрата» хотя и близки к Уда-Яги, но несколько отличаются.

На рис. 8.1.8 показаны зависимости G_a от коэффициента укорочения для «двойного квадрата». Вернее, для двух способов его укорочения:

1. Индуктивностью. Элементы и катушки выполнены из проволоки 1,6 мм, холостая добротность катушек $Q_{xx} = 250$ (хорошие проволочные катушки). Физические размеры элементов одинаковы, необходимые частоты элементов достигаются несколько разными величинами пар катушек в вибраторе

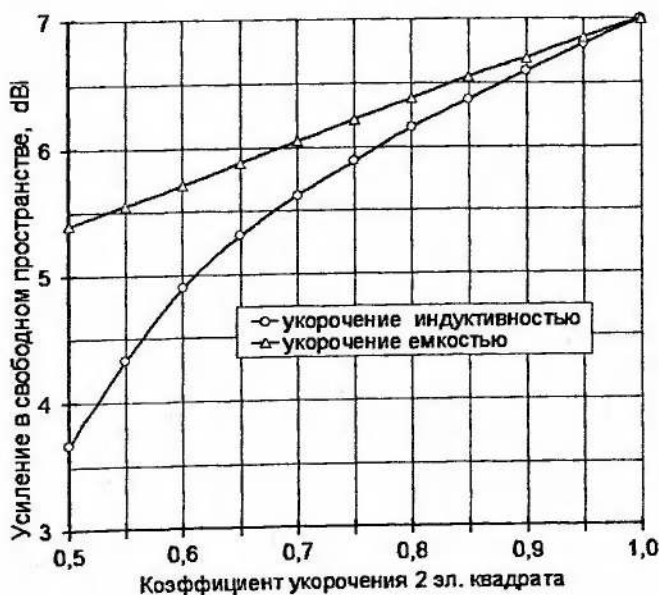


Рис. 8.1.8

и рефлекторе. Такая антенна при $K_y = 0,8$ показана в файле ...2el_Quad_08_L.gaa.

2. Емкостными нагрузками в точках пучности напряжений (середины вертикальных боковых сторон). Элементы такие же, как и в предыдущем случае. Их размеры также одинаковы, а необходимые настройки достигаются несколько разными размерами ЕН в вибраторе и в рефлекторе. Емкостные нагрузки для $K_y > 0,8$ выполнены плоскими и параллельными боковым сторонам квадратов (файл ...2el_Quad_08_C.gaa и рис. 8.2.4 в следующем разделе). При меньших K_y плоские нагрузки невозможны, так как их размер должен быть длиннее боковых сторон. При $0,5 < K_y < 0,8$ приходится использовать неудобные конструктивно квадратные ЕН (такие же, как на рис. 8.1.5). Пример при $K_y = 0,7$ показан в файле ...2el_Quad_07_C.Gaa. Но при $K_y < 0,5$ не вписываются в габарит рамки даже эти сложные ЕН.

Любопытно сравнить рис. 8.1.8 с рис. 8.1.1. Видно, что при $K_y = 0,5$ Ga укороченного «двойного квадрата» такое же, как и у проволочной Уда-Яги, то есть заметное укорочение QQ катушками не имеет смысла. При емкостном же укорочении усиление убывает, как и положено, значительно медленнее.

Относительные полосы этих же антенн в зависимости от K_y приведены на рис. 8.1.9. Обратите внимание, что в данном случае приведены полосы не по КСВ, а по уровню $F/B > 12$ дБ.

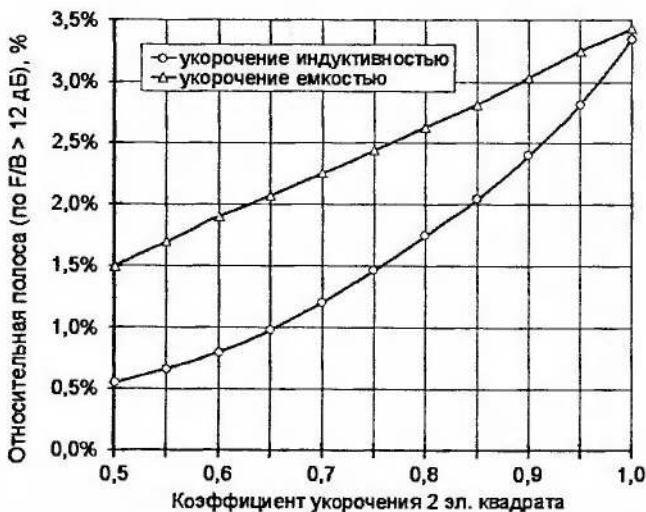


Рис. 8.1.9

Дело в том, что согласование даже укороченной рамки остается хорошим в весьма широком диапазоне частот. Поэтому полоса укороченного «двойного квадрата» по уровню КСВ < 2 намного превышает полосу по уровню $F/B > 12$ дБ. Поэтому показательнее смотреть последнюю, иначе мы не увидим, где наша антенна имеет хорошую форму ДН.

Сравнивая рис. 8.1.9 с рис. 8.1.4 и 8.1.7, легко заметить, что полоса «двойного квадрата» убывает быстрее, чем у Уда-Яги при соответствующих способах укорочения.

Для полноты картины на рис. 8.1.10 даны зависимости R_a от K_y . В отличие от Уда-Яги, у короткого «двойного квадрата» R_a остается довольно высоким, что упрощает согласование и требования к СУ.

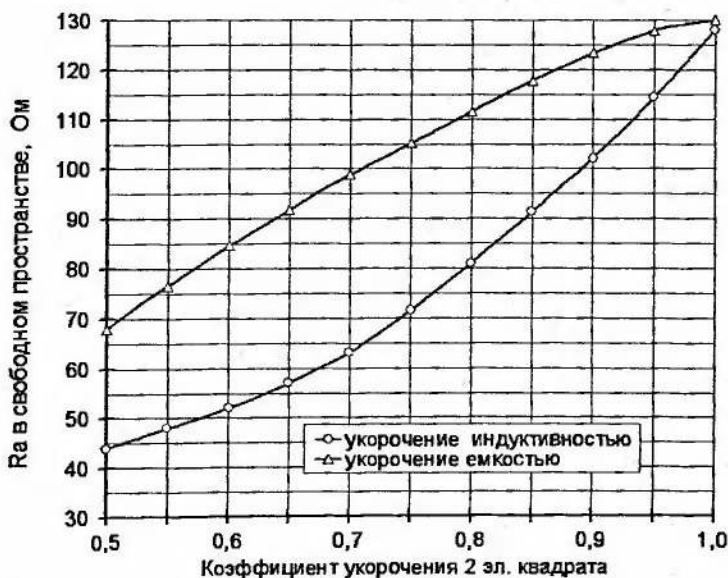


Рис. 8.1.10

В «двойном квадрате», вне зависимости от способа и коэффициента укорочения, пассивный элемент всегда остается рефлектором, а оптимальное расстояние между рамками меняется слабо и лежит в пределах 0,13...0,18λ.

Выводы:

В укороченном «двойном квадрате»:

- При $0,8 < K_y < 0,1$ и емкостном укорочении (его удобной, плоской разновидности) параметры антенны лишь немного

хуже, чем у полноразмерной. Использовать индуктивное укорочение при таких K_y неразумно ни с электрической, ни с конструктивной точек зрения (разве что при совсем небольшом укорочении в несколько %).

- $K_y < 0,8$ лучше всего вообще не использовать, а подумать об Уда-Яги. Если же что-то вынуждает использовать именно QQ при $0,5 < K_y < 0,8$, то укорочение обязано быть емкостным, невзирая на большие конструктивные сложности.
- При $K_y < 0,5$ применение «двойного квадрата» невозможно.

Думаю не стоит говорить, что последние несколько строк п. 8.1.2 в полной мере относятся и к данным выводам.

8.2. Конструкции укороченных антенн продольного излучения

Антенны с индуктивным укорочением. Антенны с емкостным укорочением. Комбинация методов укорочения.

8.2.1. Антенны с индуктивным укорочением

Файлы, приведенные в предыдущем разделе (все в п. 8.1.2.1 и ...2el_Quad_08_L.gaa из п. 8.1.3), являются готовыми практическими конструкциями.

При реализации надо иметь в виду, что экономить на укорачивающих катушках неразумно. Они должны быть не просто хорошего, а очень хорошего качества. В «двойном квадрате» катушки должны быть из провода не тоньше (а лучше толще), чем на самих рамках. В антенне Уда-Яги лучше всего намотать их толстым алюминиевым прутком.

Дальнейшее повышение добротности удлиняющей индуктивности в «волновом канале» возможно при выполнении ее в виде большой, объемной одно...двухвитковой структуры (что-то среднее между прямоугольной катушкой и короткозамкнутым отрезком двухпроводной линии). Пример такой конструкции показан в файле ...EF240X.gaa и на рис. 8.2.1.

Это антенна на 7 МГц с $K_y = 0,65$. За счет высокой Q_{xx} больших (размахом 6 м) катушек-линий антенна имеет $G_a \approx 6$ dBi в свободном пространстве, как и обещает верхний график на рис. 8.1.1.

Как отмечено в п. 3.7.2, укорачивать диполь можно не только одной индуктивностью в центре, но и парой катушек, симметрично смещенных от точки максимума тока (рис. 3.7.3). При

высокой Q_{xx} можно получить небольшой выигрыш в усилении и полосе. Такая антенна показана в файле ...2el_Uda_2L.gaa и на рис. 8.2.2.

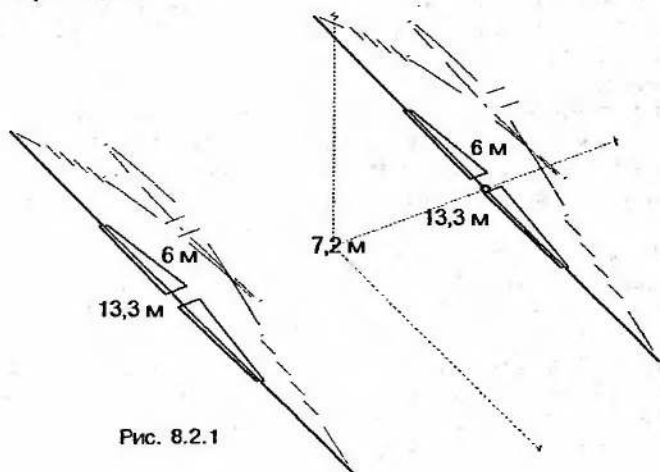


Рис. 8.2.1

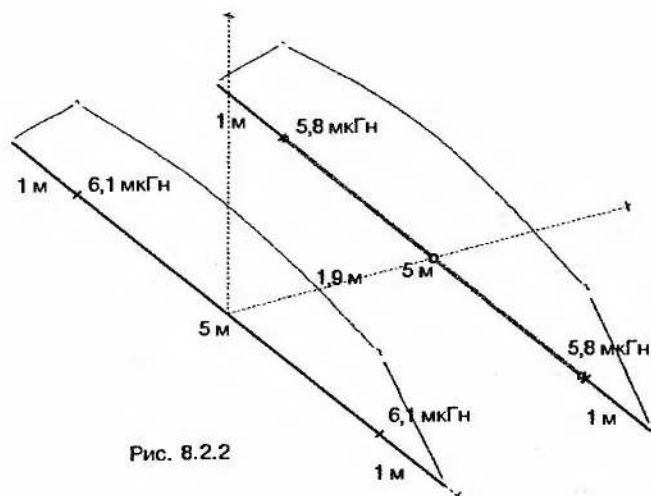


Рис. 8.2.2

Это антенна на 14 МГц с $K_y = 0,67$. Однако наличие четырех довольно больших проволочных с катушек с не рекордно высокой $Q_{xx} = 300$ приводит к $G_a \approx 5,4$ dBi в свободном пространстве (примерно середина между графиками на рис. 8.1.1).

8.2.2. Антенны с емкостным укорочением

Приведенные ранее файлы укороченных антенн Уда-Яги (п. 8.1.2.2) — это вполне законченные конструкции. Отмечу лишь, что попытки использовать 2 провода ЕН вместо 4-х не-разумны конструктивно. Для равного удлинения габариты и вес 2 ЕН получаются больше, чем у 4-х (см. табл. 3.7.1).

А вот из укороченных емкостными нагрузками «двойных квадратов», упомянутых в п. 8.1.3, практической является лишь одна антенна: ...2el_Quad_08_C.gaa (рис. 8.2.4).

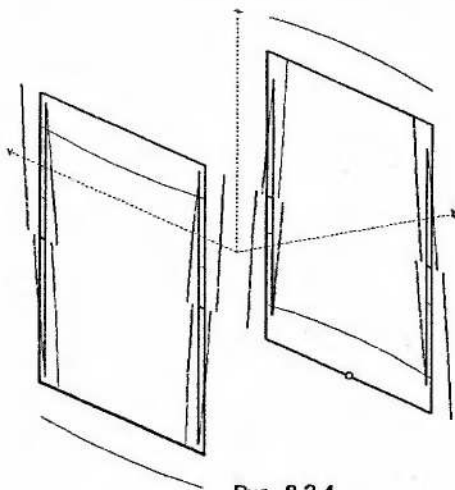


Рис. 8.2.4

Растянуть провода емкостных нагрузок параллельно боковым сторонам квадрата, хотя и не очень просто конструктивно, но возможно. Но в таком варианте нельзя получить $K_y < 0,8$ (иначе ЕН выходят за габарит рамки).

Несколько снизить K_y можно, загнув длинные концы ЕН и пустив их вдоль горизонтальных сторон рамок. Много провода ЕН так не уложишь (да и за счет компенсации токов в ЕН и горизонтальных проводах падает усиление), но небольшие (например, подстроечные) куски разместить вполне можно (файлы ...2el Short Quad.gaa и ...2el QQ_C.gaa).

При $K_y > 0,9$ в качестве ЕН можно использовать отрезки стяжек между углами рамок (они все равно должны иметься по конструктивным соображениям, так используем часть их для ЕН). Пример такой антенны показан в файле ...QQ14_short_

dl2kq.gaa и на рис. 8.2.5. Это «двойной ромб» с $K_y = 0,9$ (то есть почти полноразмерный) с расстоянием между рамками около $0,14\lambda$. ЕН перпендикулярны плоскости рамок. Реализация этой же идеи для «двойного квадрата» показана в файле ...QQ18_short_dl2kq.gaa.

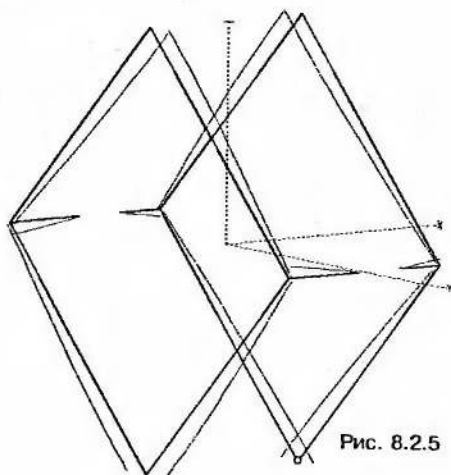


Рис. 8.2.5

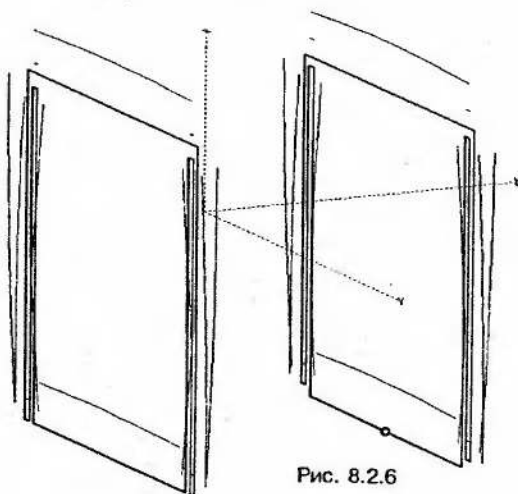


Рис. 8.2.6

Еще один вариант выполнения ЕН в «двойном квадрате» показан в файле ...2elQuad_stub.gaa и на рис. 8.2.6. Боковые

стороны выполняются как сложенный змейкой вдвое провод. Настройка такой антенны осуществляется перемычками, перемещаемыми по двум соседним проводам каждой из боковых сторон (при этом меняется электрическая длина боковых сторон).

Достигается $K_y = 0,7$ и $G_a = 5,9$ dBi (при расстоянии между рамками около $0,15\lambda$), то есть чуть ниже, чем обещает рис. 8.1.8. Причина в том, что изломанные боковые стороны — это уже не совсем ЕН (хотя в данном случае работают аналогично, так как участки с противофазными токами расположены в пучности напряжения), более точно определить их как укорочение изломом (п. 3.7.5).

...Здесь искушенному читателю самое время вопрос задать: а почему в простых укороченных антеннах (раздел 3.7) были отдельно рассмотрены способы укорочения: индуктивностью (п. 3.7.2), емкостью (п. 3.7.3), изгибом (п. 3.7.4) и изломом (п. 3.7.5), а в укороченных направленных антеннах автор пропускает изгиб и излом?

Дело в том, что все интересные практически варианты таких способов укорочения уже рассмотрены в разделе 7.3 (для антенн Уда-Яги) и п. 7.7.4 (для «двойного квадрата»). Поэтому, пропустив здесь укорочение изгибом и изломом, перейдем к комбинированному укорочению.

8.2.3. Комбинация методов укорочения

Ясно, что любую из антенн, укороченных изгибом-изломом из раздела 7.3 (там мы называли их антеннами с элементами сложной формы) можно дополнительно укоротить включением одной катушки в середину элемента, либо двух — симметрично от центра. Вариантов тут возможно много. Приведу лишь один, представляющий, как мне кажется, наибольший практический интерес: прямоугольник Моксона, укороченный четырьмя катушками. Эта антенна показана в файле ...Мохоп 40m.gaa и на рис. 8.2.7.

При проволочных элементах, $K_y = 0,7$ (относительно полно-размерного прямоугольника Моксона, п. 7.3.1) и $Q_{xx} = 300$ достигается $G_a = 5,4$ dBi в сводном пространстве, то есть потеря составляет всего на $0,5...0,6$ дБ. В диапазоне 7 МГц полоса по уровню $F/B > 12$ дБ составляет около 100 кГц.

Чаще всего используется комбинация укорочения емкостными нагрузками и индуктивностями. Причина в том, что при чисто емкостном укорочении трудно или невозможно устано-

вить емкостную нагрузку достаточную для получения резонансных размеров. Поэтому дополнительно прямо перед ЕН ставят удлиняющие катушки. При этом усиление страдает не очень сильно, так как фактически оставляем неизменной среднюю излучающую часть вибратора с максимальным током, а укорачиваем индуктивностью только ЕН, которые сами по себе не излучают.

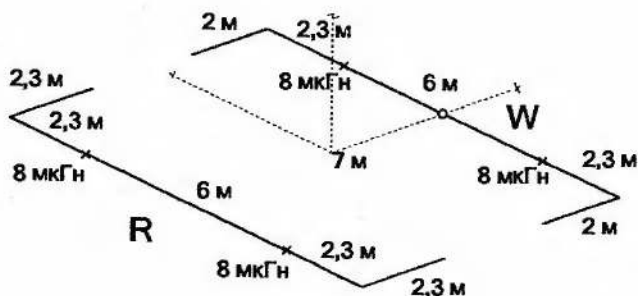


Рис. 8.2.7

При такой комбинации мы теряем, в основном, лишь полосу. Сочетание катушка + небольшая ЕН принимает ток в меньшей полосе, чем просто большая ЕН. Но, имея в виду, что при чисто емкостном укорочении полоса может быть довольно велика (пп. 8.1.2.2 и 8.1.3), сужение полосы от катушек часто оказывается приемлемым. Пример такой антенны показан в файле ...2EL0_4.gaa и на рис. 8.2.8.

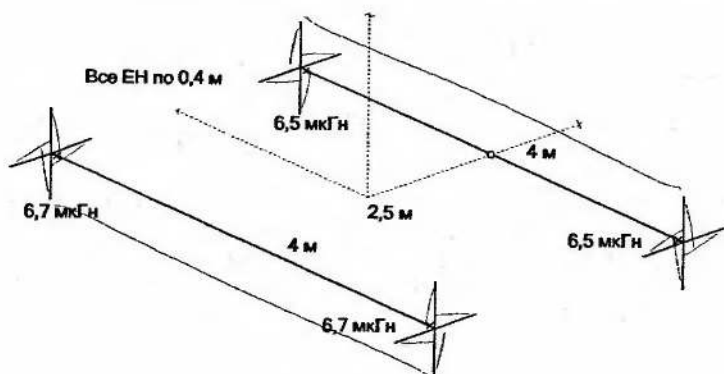


Рис. 8.2.8

Это двухэлементная антенна Уда-Яги на диапазон 14 МГц с $K_y = 0,4$. При таком K_y антенна с индуктивным укорочением имеет относительную полосу 0,7% (рис. 8.1.2), с емкостным — около 3,5% (рис. 8.1.7). Комбинирование способов укорочения в антенне рис. 8.2.8 дает среднюю полосу около 2%. Но это разумная плата за существенное укорочение ЕН (а, значит, и снижение механической нагрузки на концы вибраторов). Вспомним, двухэлементная Уда-Яги с чисто емкостным укорочением при $K_y = 0,4$ требует почти вдвое более длинных ЕН по 1,1 м, да еще и замыкания их дальних концов (файл ...2el_Uda_C04_Tube.gaa).

По усилению антенна рис. 8.2.8 также занимает среднее положение между индуктивным (рис. 8.1.1) и емкостным (рис. 8.1.6) укорочением.

Завершая главу 8, хотел бы объяснить, почему здесь не были затронуты приемные антенны. Хотя, казалось бы, им тут самое место: при малых K_y сильное падение G_a приемных антенн на НЧ неважно (раздел 4.5), а вот узкая ДН очень даже пригодилась бы.

Дело в том, что в антеннах с пассивными элементами, правильное распределение токов по элементам обеспечивается за счет связи по полю, то есть поворотом фаз на элементах. А при сильном укорочении резко растет добротность, а следовательно, и крутизна ФЧХ. Поэтому получить нужное распределение тока по элементам становится делом не то чтобы совсем невозможным, но очень тонким и критичным к дестабилизирующим воздействиям. Антенна получается чрезвычайно узкополосной, с очень нестабильной ДН, распадающейся от малейшего внешнего воздействия. Поэтому на практике не используют сильно укороченные приемные антенны с пассивными элементами.

Маленькие направленные приемные антенны делают только с активным питанием всех элементов (п. 9.6.4), которым мы и займемся в следующей главе.

9. ФАЗИРОВАННЫЕ (С АКТИВНЫМ ПИТАНИЕМ) АНТЕННЫ

В антеннах продольного излучения с пассивными элементами мы весьма ограничены в форме, размерах и взаимном расположении элементов. Ведь в таких антеннах распределение токов по элементам задается только геометрией антенны. Это следствие того, что мы упростили себе жизнь и систему питания, подключив к линии только один элемент.

Но если питать каждый элемент по отдельной линии, то появляется больше свободы в выборе размеров и взаимного расположения элементов, а также еще ряд полезных особенностей. Такие антенны называются фазированными (синонимы: с активным питанием, с активными элементами). Их мы и рассмотрим в этой главе. Все модели, упоминаемые в ней, находятся в папке ...ANT\Phased\.

9.1. Проектирование фазированных антенн

Система питания элементов. Синтез системы питания для двух элементов. Влияние источников, линий и импедансов элементов. Синтез системы питания для трех и более элементов. Модель антенны с линиями системы питания. Двухэлементная антенна. Источники тока или источники напряжения? Настройка.

В этом разделе упоминаются файлы из различных папок, вложенных в основную папку главы 9 ...ANT\Phased\. Поэтому имя каждого файла в разделе 9.1 начинается с имени папки, которая в свою очередь находится в ...ANT\Phased\.

9.1.1. Принцип работы

В п. 7.1.3 мы отказались от питания всех элементов антенны продольного излучения, кроме одного. Такой подход резко упростил систему питания, но зато наложил массу требований на размеры и взаимное расположение элементов.

Это неудивительно, от прямого питания всех элементов мы отказались, но токи, с нужными для хорошей ДН амплитудой и фазой (то есть правильное токораспределение), мы возбудить в элементах все равно обязаны.

В антеннах с пассивными элементами это делается только геометрией антенны. Она обязана быть только такой, чтобы

взаимно наведенные токи (в данном случае, это синоним токораспределения) получились бы такие, какие требуются для получения хорошей ДН.

Поэтому в главах 7 и 8 мы много изучали влияние размеров пассивных элементов, искали оптимумы по расстоянию между ними. Огорчались, если эти оптимумы приводили к узкой полосе (как в 2-х элементах Уда-Яги, п. 7.2.2), радовались, если они совпадали с максимумами полосы и усиления (как в «двойном квадрате», п. 7.6.2).

Но если мы откажемся от идеи возбуждать только один вибратор, а приведем линии питания в каждый элемент антенны, то получим значительно больше свободы в геометрии антенны.

В самом деле, пусть элементы расположены не оптимально с точки зрения возбуждения полем (то есть антенны с пассивными элементами). Но, регулируя амплитуды и фазу токов в линии питания каждого элемента, мы все равно сможем добиться нужного распределения токов по элементам (то есть хорошей ДН).

В антеннах с активным питанием распределение тока по элементам определяется двумя факторами:

1. Геометрией антенны. Точно так же, как и в антеннах с пассивными элементами, имеется значительная взаимная связь между элементами и взаимно наведенными токами.

2. Системой питания и распределения мощности по элементам, то есть амплитудой и фазой токов, «вканиваемых» в каждый элемент непосредственно, от линии его питания.

Вывод:

В фазированных антеннах токораспределение можно регулировать не только геометрией антенны, но и амплитудами-фазами токов возбуждающих линий. Поэтому геометрию антенны можно выбирать более свободно. А потом, получившееся каким вышло (то есть неоптимальное) распределение тока по элементам за счет связи по полю, мы можем подправить до желаемого, устанавливая правильные амплитуды и фазы питания каждого элемента.

Кроме большей свободы с размерами и положением элементов, активное питание позволяет улучшить устойчивость параметров антенны к дестабилизирующим воздействиям, в том числе и к изменению частоты (то есть широкополосность). В антенне с пассивными элементами при расстройке элемента (например, из-за влияния земли или местных конструкций, изменения частоты) меняется связь между элементами, и по-

этому правильное распределение токов быстро искажается. При активном же питании токораспределение дополнительно удерживается за счет питающих линий, менее подверженных внешним влияниям.

А чем оплачиваются такие преимущества? Резким усложнением системы питания. Увы, кажущиеся простыми решения, невозможны. Скажем, разветвить мощность передатчика делителем, а требуемые фазы установить длиной линий от делителя до каждого из элементов. Проверено: ничего не выйдет.

Во-первых, далеко не всегда мощность надо делить поровну между элементами. Чаще всего как раз наоборот, нужны разные мощности.

Во-вторых, просто установить фазы длиной линий (из расчета обычного набега 180° на $\lambda/2$) можно в единственном случае: если КСВ = 1. А почти всегда импедансы элементов оказываются комплексными (даже при резонансных размерах элементов) и разными. Что естественно, так как, кроме собственного тока, по каждому вибратору течет еще и сумма токов, наведенных от всех других вибраторов. Более того, может даже оказаться, что у некоторых элементов активная часть входного импеданса отрицательна. Физически это означает, что такой элемент не потребляет энергию из питающей линии, а наоборот, перехватывая часть энергии, излученной другими элементами в ненужном направлении, возвращает ее в линию питания. То есть работает не как нагрузка, а как генератор.

Таким образом, линии от делителя до элементов всегда работают с КСВ > 1, поэтому набег фазы в них определяется не только длиной, но и импедансом нагрузки, то есть будет далек от ожидаемого из простых соображений.

Если же попытаться сначала согласовать каждый элемент при помощи отдельного СУ, то последнее изменит заданные амплитуду и фазу тока в элементе. Получается собака, гоняющаяся за своим хвостом: при попытке согласования импедансов рассыпается нужное распределение фаз и амплитуд, а при попытке поставить это распределение как надо не выходит ни согласования, ни сложения мощности в общий кабель.

В общем, самым сложным в фазированных антеннах является синтез и расчет систем питания, обеспечивающих требуемое возбуждение всех элементов.

Проектирование антенн с активным питанием элементов делится на три этапа:

1. Создается пространственная структура элементов. Их количество, размеры, форма и взаимное расположение определяются из соображений желаемого усиления, имеющихся

возможностей, пространства, желаемой ДН, опыта разработчика и т.п. Важно, что форма ДН и хорошее F/V будут на данном этапе не единственными, и даже, скорее всего, не самыми главными критериями.

2. В каждый элемент устанавливается отдельный источник. Проводится независимая оптимизация фаз и амплитуд каждого из источников (кроме первого) по требуемым критериям формы ДН: максимум F/V в заданном телесном угле, усиление, или их сочетание с нужными весовыми коэффициентами. Если упорно не выходит, то геометрия антенны, выбранная в предыдущем пункте, совсем неудачна, и надо ее переделывать, вернувшись к первому пункту.

3. Далее проектируют систему питания. Исходными тут являются данные, полученные в предыдущем пункте: рассчитанные импедансы элементов и оптимизированные амплитуды и фазы источников. Здесь вполне может получиться, что под требуемое сочетание импедансов/амплитуд/фаз система питания или вовсе не реализуется, или получается чересчур сложной. Тогда придется вернуться ко второму, а возможно даже и к первому пункту и повторить все снова.

В общем, вы уже поняли, что разработка фазированных антенн дело весьма не простое, и вовсе не гарантирующее получение результата. Тем не менее, именно этим мы и займемся в данной главе.

9.1.2. Система питания элементов

Самой сложной частью в рассматриваемых антеннах является система питания. По идее, ее проектируют в последней (см. предыдущий параграф). Но изучать фазированные антенны начнем мы именно с нее. Как с самой трудной части.

Система питания должна обеспечивать:

- Требуемые амплитуды и фазу возбуждения каждого элемента на заданном комплексном входном импедансе каждого элемента $Z_{\text{вх}}$.
- Объединение линий, питающих каждый элемент, в один общий кабель, так как отдельные источники в каждом элементе являются лишь вычислительным фокусом, позволяющим проще проектировать подобные антенны (то есть сначала добиваться нужной ДН оптимизацией источников, а уж потом заниматься питанием элементов). Физически же к радиостанции идет единственный кабель.

Исходными данными для проектирования системы активного питания являются комплексные входные импедансы каждого

из элементов Z_Σ , а также амплитуда и фаза каждого из источников. Эти цифры мы получаем на предыдущем этапе проектирования, когда автоматически оптимизируем источники по требуемым нам критериям.

Теперь остается «всего лишь» создать систему питания. То есть устройство, которое распределит энергию передатчика по элементам с требуемыми (и разными) амплитудами и фазами. Трудности, возникающие при этом, описаны в п. 9.1.1.

Самое очевидное решение проблемы таково: к каждому элементу подводится своя линия, а на дальних от элементов концах линий (хотя есть варианты, что и на обоих) устанавливаются многозвенные LC цепи, обеспечивающие нужное распределение с учетом трансформирующих свойств линий. Но, как это и случается обычно, самое очевидное решение оказывается самым сложным в реализации. Беда в том, что расчет таких цепей чрезвычайно сложен. Также мне не известна программа, позволяющая легко считать такие вещи (распределительные LC цепи с заданным и произвольным распределением фаз и амплитуд на произвольные Z_Σ).

Поэтому (да простят меня теоретики) не буду рассматривать системы питания на основе распределительных LC цепей. Просто не верю в их практическую ценность.

Единственный метод синтеза систем питания, не требовавший громоздких LC цепей, был предложен A. Christman'ом, K3LC, ex. KB8I [1]. Суть в следующем: допустим, что на каждом элементе (с рассчитанными Z_Σ) уже существуют нужные нам напряжения возбуждения. Именно с теми амплитудами и фазами, которые мы нашли при оптимизации формы ДН.

Подключим к каждому элементу свою линию и двинемся вдоль нее в направлении передатчика. Поскольку Z_Σ не равно волновому сопротивлению линии Z_0 , то при перемещении вдоль линии мы будем видеть изменение амплитуды и фазы напряжения. Проще говоря, так как $K_{CB} > 1$, то вдоль линии будет обычное, волнообразное распределение амплитуд и фаз (см. например, рис. 3.2.3).

Двигаясь вдоль каждой линии, нагруженной на свой Z_Σ , можно найти точки, в которых комплексные напряжения на линиях совпадают. Естественно, длина линий при этом будет разной для каждого элемента. В этих точках линии можно соединить параллельно, так как одинаковы как реальная, так и мнимая часть напряжений, и при параллельном соединении напряжения не изменятся.

Получившийся в точке параллельного соединения комплексный импеданс преобразуется в 50 Ом простейшей Г-образной

согласующей цепью, которая уже не влияет на токораспределение по элементам, так как находится кабеле, общем для всех элементов.

Таким образом, для заданных амплитуд и фаз возбуждения каждого элемента со своим $Z_э$, мы нашли такие длины линий, при которых их дальние концы можно соединить параллельно. И трансформировали, получившийся в этой точке импеданс в 50 Ом простейшим СУ. То есть наша система питания распределяет сигнал передатчика по элементам с заданными $Z_э$, амплитудой и фазой.

Метод K3LC в практическом исполнении весьма привлекателен: ничего, кроме линий и одиночного простейшего СУ, не требуется. Но как рассчитать нужные длины линий и выбрать их тип? Для этого надо решить уравнения распределения комплексных напряжений вдоль каждой линии, нагруженной на комплексный импеданс элемента $Z_э$, и имеющей требуемые фазу и амплитуду в точке подключения элемента.

Именно этим занимается окно **Питание фазированных решеток** в **GAL-ANA**. Для построения графиков достаточно ввести данные по источникам и $Z_э$ элементов. На плоскости с осями реальной и мнимой части напряжения они имеют вид эллипсов. Их пересечение и есть искомый ответ, то есть место, в котором совпадают как реальная, так и мнимая части напряжений. Достаточно подогнать курсоры длин линий на обоих графиках в точку пересечения или просто кликнуть на ней. Впрочем, можно не делать даже этого, имеется возможность автоматического поиска этой точки.

Не буду описывать здесь подробности управления окном **Питание фазированных решеток** в **GAL-ANA** (файл помощи на это окно вам все же придется прочесть), а перейду сразу к особенностям его применения.

9.1.2.1. Синтез системы питания для двух элементов

Типичный вид графиков окна **Питание фазированных решеток** для двух элементов показан на рис. 9.1.1. По горизонтальной оси отложена действительная часть комплексного напряжения E , по вертикальной — его мнимая часть jE . На графике показано распределение комплексного напряжения вдоль линии, электрической длиной 1λ . Если бы линия была без потерь, то один график имел бы вид эллипса (через длину волны все в точности повторялось бы). Но так как имеются потери, то эллипсы получаются с разрывом в конце. Напряжение

через 1λ не в точности равно тому, что в начале линии, из-за затухания в ней.

Для двух элементов графиков-эллипсов также два. В точках пересечения эллипсов комплексные напряжения равны, то есть эти точки являются точными решениями по методу КЗЛС.

Точек пересечения может быть от 0 (эллипсы вообще не пересекаются) до 5 (не опечатка, попробуйте в качестве упражнения самостоятельно сообразить, в каком случае их будет пять). Но наиболее типичный случай — это 4 точки пересечения, как показано на рис. 9.1.1.

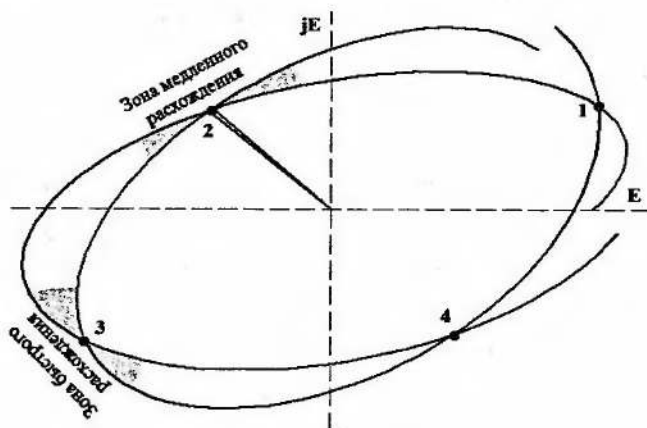


Рис. 9.1.1

Какую из четырех точек пересечения и по каким критериям выбрать?

Во-первых, не подойдут точки, в которых суммарная физическая длина обеих линий (с учетом коэффициента укорочения) получится меньше расстояния между элементами. Просто не хватит длины, чтобы соединить элементы. Если планируется антенна с переключением ДН, то не подойдут точки, в которых физическая длина хотя бы одной из линий меньше половины расстояния между элементами (не дотянется до коммутатора).

Во-вторых, из соображений стабильности и повторяемости нежелательно использовать точки, в которых эллипсы пересекаются не под острым углом. На рис. 9.1.1 это точки 1 и 3. Около точки 3 на этом рисунке показано, почему нежелательно. Серым цветом залита зона расхождения эллипсов при

небольших отклонениях (например, расстройка по частоте, небольшая погрешность в длине линий или в импедансах элементов). Видно, что даже при небольших отклонениях от точки 3 (и 1 тоже) расхождение между графиками быстро нарастает, то есть система чувствительна даже к малым отклонениям.

Напротив, в точках 2 и 4 эллипсы пересекаются под острым углом. Зона расхождения (залита серым около точки 2 на рис. 9.1.1) нарастает медленно. Это значит, что система будет прощать небольшие отклонения без заметного ухудшения параметров. Поэтому следует стремиться в качестве решения выбирать точки, где графики пересекаются под острым углом, то есть сходятся-расходятся медленно.

Если длина одной из линий получается больше $\lambda/2$, то можно применить линию короче расчетной на полволны, а дополнительный фазовый сдвиг 180° сделать перекрещиванием выводов линии.

Полезно знать, что по графикам рис. 9.1.1 можно «на глаз» оценить импеданс в точке параллельного соединения линий. Его активная часть R связана с модулем проекции точки пересечения на горизонтальную (действительную) ось. Проще говоря, если одна из точек пересечения удалена по горизонтали от нуля дальше, чем другая, то в первой точке R будет выше. Например, для точек 1 и 3 на рис. 9.1.1 R около 40 Ом, а для точек 2 и 4, которые ближе к вертикальной оси, всего лишь около 14 Ом.

Модуль реактивной части импеданса jX в точке соединения линий связан с проекцией на вертикальную (мнимую) ось jE . Все точно так же, как и для R , только вместо горизонтальной оси используется вертикальная. Например, на рис. 9.1.1 в точке 3 $jX = -14$ Ом. А для точки 2, которая ближе к горизонтальной оси, $jX = 4$ Ом.

Описанные выше рекомендации хороши и правильны. Но только в том случае, если эллипсы пересекаются так, что имеется устраивающая нас точка пересечения. А если ее нет? Тогда что-то менять во входных данных (амплитудах-фазах источников и импедансах элементов Z_Σ) или в данных линий системы питания. Именно этим мы и займемся в следующем параграфе.

9.1.2.2. Влияние источников, линий и импедансов элементов

Итак, мы построили графики, но приемлемой точки пересечения нет. Надо что-то менять. Но что и в какую сторону? Для этого разберемся, какие параметры и как влияют на графики.

1. Увеличение амплитуды напряжения (или тока) источника просто масштабирует эллипс. Два графика, отличающиеся лишь амплитудой напряжения источника, показаны на рис. 9.1.2.

2. Изменение фазы источника на определенный угол просто поворачивает эллипс на такой же угол вокруг начала координат. Положительный набег фазы вращает график против часовой стрелки, отрицательный — по часовой. Три графика, отличающихся лишь фазой напряжения источника, показаны на рис. 9.1.3.

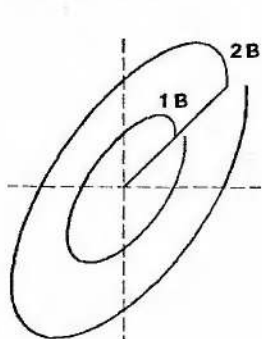


Рис. 9.1.2

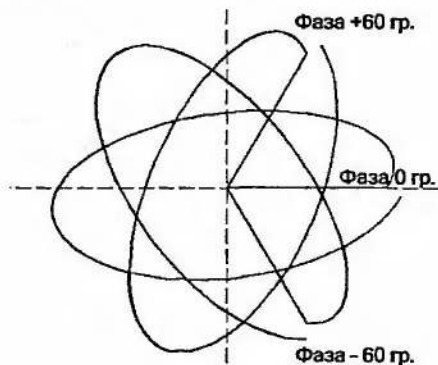


Рис. 9.1.3

3. Увеличение активной части R_{Σ} входного импеданса элемента сжимает размер эллипса по вертикальной оси. Точнее, так происходит, если фаза ϕ напряжения источника равна 0° . Этот случай показан на рис. 9.1.4 (эллипсы различаются лишь R_{Σ}). Если фаза источника $\phi \neq 0^\circ$, то эллипс растягивается по оси, повернутой относительно вертикали на ϕ градусов. На рис. 9.1.5 показан пример, аналогичный рис. 9.1.4, но при $\phi = 45^\circ$. Эллипсы на рис. 9.1.5 растягиваются вдоль линии, повернутой на 45° против часовой стрелки относительно вертикали.

4. Влияние реактивной части jX_{Σ} входного импеданса элемента показано на рис. 9.1.6 и 9.1.7 (для упрощения понимания они построены для идеальных линий, поэтому эллипсы замкнуты). Положительная реактивность «заваливает» эллипс вправо (рис. 9.1.6), отрицательная — влево (рис. 9.1.7). Рост реактивной составляющей сжимает эллипс. Аналогично предыдущему пункту, если фаза источника $\phi \neq 0^\circ$, то эллипс «заваливается» к оси, повернутой относительно горизонтали на ϕ градусов.

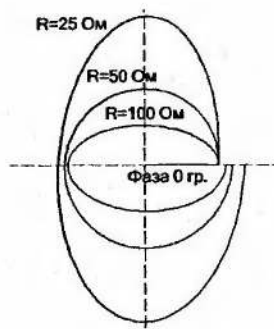


Рис. 9.1.4

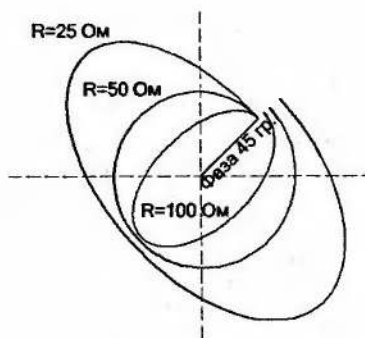


Рис. 9.1.5

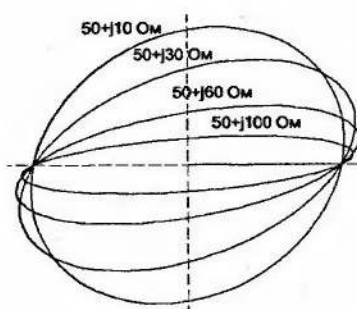


Рис. 9.1.6

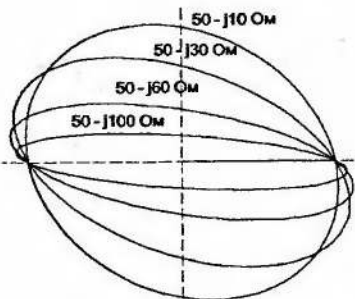


Рис. 9.1.7

5. Рост волнового сопротивления Z_0 фазизирующих линий растягивает размер эллипса по вертикальной оси (рис. 9.1.8). Изменение фазы источника влияет точно так же, как описано в пунктах 2 и 3.

Теперь, зная как изменение исходных данных влияет на графики, вы можете подгонять данные по источникам и Z_0 при расчете антенны под более-менее удобные значения точек пересечения.

В завершение параграфа приведу несколько полезных приемов анализа полученных Z_0 .

1. Нежелательно допускать большой КСВ в фазизирующих линиях (он отображается отдельно для каждой линии в окне **Питание фазированных решеток**), из-за опасности

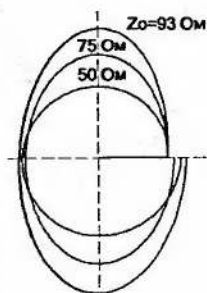


Рис. 9.1.8

заметного возрастания потерь. Границы КСВ условны, и зависят от волнового сопротивления, конструкции и длины этих линий. Ориентировочные границы: в коаксиальных кабелях КСВ не должен превышать 5, в двухпроводных линиях — 10...30 (в пластиковых меньше, в воздушных больше). Если КСВ получается выше, то надо или менять фазизирующие линии (как правило, на более высокоомные), либо что-то делать с размерами и положением элементов для получения более удобоваримых Z_3 .

2. Если при расчете элементов (пункты 1 и 2 в п. 9.1.1) получается, что напряжение одного из источников близко к нулю (во много раз меньше напряжений других источников), то в данном случае активное питание этого элемента не требуется и источник может быть заменен перемычкой. Такое случается, если попытаться запитать активно все элементы в антенне, размеры которой (расстояния между элементами и их габариты) оптимальны для работы с пассивными элементами.

Очень малое напряжение источника в элементе как раз и говорит о том, что нужное распределение токов достигается без питания элемента, то есть связь по полю настолько хороша, что корректировать ее дополнительным источником незачем.

3. Если R_3 какого-либо элемента близко к нулю (намного меньше, чем у остальных элементов), то активное питание этого элемента также не требуется. Вместо источника должен быть установлен реактивный элемент с сопротивлением, равным jX_3 , но противоположного знака. Например, если $Z_3 = 0,5 - j23 \text{ Ом}$, то вместо источника ставится катушка с $jX = 23 \text{ Ом}$.

Это бывает, если запитать активно все элементы в антенне, в которой расстояния между элементами оптимальны для работы с пассивными элементами, а габариты элементов — нет. Очень малое R_3 говорит о том, что для коррекции распределения токов не требуется активная мощность источника. Нужна лишь реактивность, на это прямо указывает ненулевое jX_3 . А так как активной мощности элемент не «просит», то реактивный сдвиг легко внести соответствующими катушкой или конденсатором. Почти всегда в таком случае можно скорректировать размеры элемента так, чтобы требуемая реактивность достигалась бы самим элементом, без внешнего реактивного элемента.

9.1.2.3. Синтез системы питания для трех и более элементов

Все, что говорилось в пп. 9.1.2.1 и 9.1.2.2 о выборе Z_3 и линий, справедливо и в данном случае. Однако, в отличие от двух эллипсов, три вовсе не обязаны пересекаться в одной

точке. Даже, скорее всего, такой точки у трех графиков не будет (кроме случая, когда два из трех элементов полностью одинаковы, поэтому их графики лежат друг на друге, и фактически мы имеем задачу для двух элементов). Можно, конечно, попытаться сделать разными и подобрать волновые сопротивления линий, добиваясь такого пересечения. Но не факт, что получится, зато гарантированно исключит возможность коммутации направлений излучения.

Намного удобнее применить древовидную систему питания из линий с одинаковым волновым сопротивлением. Методика синтеза такой системы для системы из четырех элементов:

1. Берем два любых элемента, эллипсы которых удобно пересекаются. Обычным методом K3LC, как описано в п. 9.1.1, ищем решение (то есть соединяем элементы). Запоминаем комплексные импеданс и напряжение в точке соединения (назовем ее точкой А).

2. Повторяем предыдущий пункт для двух оставшихся элементов, сводя линии от нее в точку Б.

3. Задаем в окно **Питание фазированных решеток в GAL-ANA** в качестве исходных данных импедансы и напряжения в точках А и Б. И снова обычным методом K3LC находим решение, соединяя уже не элементы, а точки А и Б.

Если элементов три, то второй пункт не делается, а в третьем, вместо данных точки Б, берутся данные по третьему элементу.

Если элементов больше четырех, то попарное сведение ветвей в древовидную структуру продолжается до тех пор, пока все элементы не будут сведены в одну линию.

Чувствую, что не очень понятно и надо бы пример. Привожу, хотя антенны, подобные рассмотренной в примере, мы будем изучать лишь спустя несколько параграфов, в разделе 9.3.

Пример

Имеем классическую антенну с активным питанием: четыре $\lambda/4$ GP, стоящие в углах квадрата со стороной $\lambda/4$, излучение вдоль диагонали квадрата. Оптимизация источников совместно по критериям F/B (максимальная значимость) в направлении точно назад и по Ga (половинная значимость) дает результаты, показанные в табл. 9.1.1

Данные по второму и третьему источникам полностью совпадают, поэтому эллипсов получается три. Но в одной точке они, конечно, не пересекаются. Поэтому сведем сначала первый и четвертый элементы. Используем кабель RG213. Не забываем, что минимальная физическая длина кабеля от элемента до геометрического центра антенны должна быть не менее $0,18\lambda$, значит, минимальная электрическая длина с учетом $K_y = 0,66$ составит $0,18/0,66 = 0,27\lambda$.

Таблица 9.1.1

Элемент	Источник		Импеданс	
	Напряжение, В	Фаза, град.	R, Ом	jX , Ом
1	1,66	-56	25	28,6
2	0,95	-37	13	-20,7
3	0,95	-37	13	-20,7
4	0,2	0	-7,5	-3,7

Исходя из этого (а также из того, что в первом кабеле КСВ ниже, поэтому его можно брать длиннее) выбираем следующую точку сведения: первый кабель $0,904\lambda$, второй — $0,321\lambda$. Напряжение в этой точке (назовем ее А) параллельного соединения обеих кабелей составляет $V_A = 0,55 - j0,97$ В, а импеданс $Z_A = 21 - j4,58$ Ом.

Теперь сводим 2-й и 3-й элементы. Вообще-то в этом случае их данные одинаковы, поэтому в сведении они не нужны. Можно взять любые две линии одинаковой длины. Поэтому берем минимальные

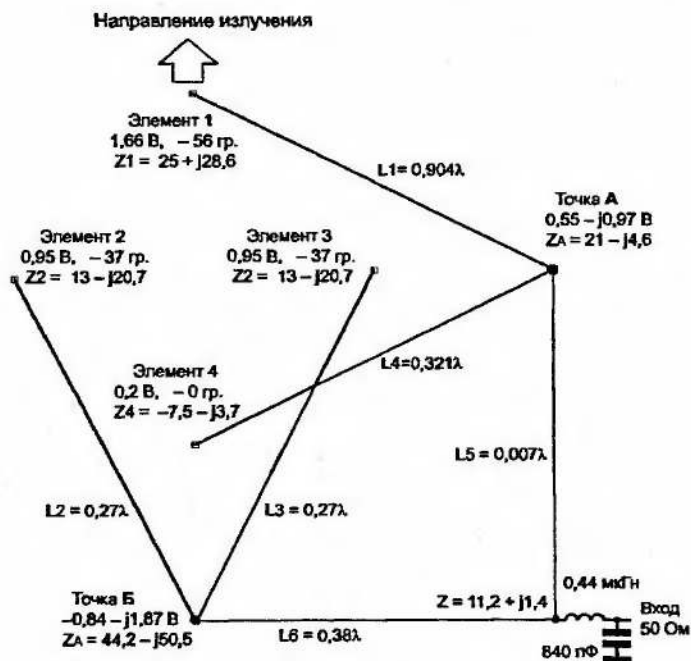


Рис. 9.1.9

длины по $0,27\lambda$. Напряжение в этой точке (назовем ее **Б**) параллельного соединения обоих кабелей составляет $V_B = -0,84 - 1,87j$ В, а импеданс $Z_B = 44,2 - j50,5$ Ом.

Теперь сводим вместе точки 1 и 2. Решение находится при длине первого кабеля $0,007\lambda$ и второго $0,38\lambda$. В точке соединения получаем импеданс $11,2 + j1,4$ Ом.

Простейшим Г-образным СУ из катушки $0,44$ мкГн и конденсатора 840 пФ трансформируем получившийся импеданс в 50 Ом.

Рассчитанная система антенны показана на рис. 9.1.9 (забегая в п. 9.3.5 скажу, что полная модель с линиями, изображенными на рис. 9.1.9, приведена в файле ...\\GP\\40m 4square_line.gaa).

Физически антенная система выглядит так: от каждого элемента в центр к коммутатору идут отрезки кабеля электрической длины по $0,27\lambda$. Все остальные отрезки кабеля переключаются в соответствии с выбранным направлением. Схему коммутатора не привожу, предполагается, что вы в состоянии самостоятельно ее разработать, в соответствии с логикой переключения длин и соединений кабелей. Если это не так, то вам, пожалуй, стоит повременить с подобными антеннами.

Итак, благодаря окну **Питание фазированных решеток** мы рассчитали систему питания. Теперь нам надо посмотреть, как ведет себя антенная система целиком. Для этого линии рассчитанной длины надо вставить в модель антенны. Этим мы и займемся в следующем параграфе.

9.1.3. Модель антенны с линиями системы питания

Рассчитанную систему питания из линий надо вставить в модель антенны, то есть в ту модель, в которой у нас пока стоят отдельные источники в каждом элементе. Сделать это можно тремя способами:

1. Если в качестве линий системы питания используются воздушные двухпроводные линии ($Z_0 = 300...600$ Ом), то их можно просто изобразить соответствующими проводами в модели. Способ полностью учитывает линии, включая потери в них и возможное их излучение при наличии асимметрии. Недостатки: двухпроводные линии в пластике и коаксиальные так моделировать нельзя.

2. Второй способ основан на возможности NEC2 вставлять линии как отдельный элемент модели. Линии с любым Z_0 , включая коаксиальные. Но, увы, недостатки тоже имеются: линии в NEC2 считаются без потерь, а их возможное излучение из-за асимметрии не учитывается. В большинстве случаев к заметным погрешностям это не приводит (плохие линии с ощутимыми потерями в фазирующих системах не используют из-за

повышенного КСВ в них, и чаще всего располагают так, чтобы они не излучали).

3. Третий способ использует способность GAL-ANA включать в модель линии с потерями. В принципе, этот способ, кроме учета потерь, практически не отличается от предыдущего. И отмечен он отдельно лишь потому, что сам NEC2 не может работать с линиями с потерями. Включение линий с реальными потерями — это отличительная особенность GAL-ANA.

Рассмотрим подробнее на примере одной и той же антенны. Возьмем два одинаковых $\lambda/2$ диполя на расстоянии $0,15\lambda$. Свободное пространство, частота 14,15 МГц, диаметр элементов 10 мм, материал — алюминиевая трубка.

Поставим в каждый диполь свой источник и проведем оптимизацию фазы и амплитуды первого по критерию максимума F/B в направлении точно назад (установки тыла **Азимут 0 град., Элевация 0 град.**). Ответ оптимизации:


- первый источник: амплитуда 0,15 В, фаза 62° , импеданс $33,9 + j0,7$ Ом;
- второй источник: амплитуда 0,5 В, фаза 0° , импеданс $51,2 + j110,1$ Ом.

Полученная модель приведена в файле ...\`dipoles\2_05_dipole.gaa`.

Перейдя в окно **Питание фазированных решеток** находим, что если в качестве фазирующей использовать воздушную двухпроводную линию с $Z_0 = 450$ Ом, то решение находится при длине фазирующих отрезков $0,011\lambda$ и $0,459\lambda$, что для частоты 14,15 МГц составит 0,3 м и 9,72 м соответственно (без учета K_y линии).

По первому способу дорисовываем в имеющуюся модель рассчитанные линии в виде набора проводов. Получаем файл ...\`dipoles\2_05_dipole_wire_line.gaa`. Это уже полная модель антенной системы с одним источником и системой питания. ДН практически полностью соответствует исходной модели ...\`dipoles\2_05_dipole.gaa` с двумя источниками, что говорит о правильности системы питания. Правда, а усилении мы потеряли около 0,1 дБ (это потери в линиях, работающих с КСВ ≈ 10).

Сделаем модель той же антенны вторым способом, через линии NEC2. Но сначала разберемся, как именно вставлять в модель.

Линии создаются в главном окне **GAL-ANA**, в закладке **линий и четырехполюсников**, отмеченной знаком , или в окне **Линии и четырехполюсники**, вызываемом из пункта **Окна**,

главного меню. Проще всего понять линии NEC2, представив их как гибрид двух обычных нагрузок (начала и конца линии) и провода.

Положение мест подключения начала (и конца) линии задается точно так же, как и положение обычной нагрузки: указывается номер провода и положение (в % или в сегментах) места подключения.

Кстати, именно поэтому каждый конец линии обязан быть подключен к какому-либо проводу. Поэтому, если вы выполняете параллельное соединение двух линий (например, как в методе K3LC) или же шлейф (корткозамкнутый, настроечный, и т.п.), то для подключения концов линий создайте очень короткий (порядка 1 см) вспомогательный провод, в который будут включаться концы линий. В принципе, это не виртуальный провод, ведь при физическом соединении конца линии короткие соединительные провода всегда присутствуют.

Понятно, что надо также указать Z_0 используемой линии, и ее длину (не забыв пояснить компьютеру, электрическую или физическую вы имеете в виду).

Если вы будете задавать длину линии вручную, то место расположения вспомогательного провода (к которому подключается второй конец линии) неважно. Но если же вы в поле **Длина линии** укажете 0, то это значит, что длина линии будет автоматически вычислена как расстояние между координатами ее и начала и конца. Поэтому в таком случае вспомогательный провод должен быть расположен в модели именно в той точке пространства, где физически будет расположен второй конец линии.

В завершение указываются импедансы, шунтирующие начало и конец линии. Это надо делать только в случае, если к линии, кроме проводов, что-то дополнительно подключено, например конденсатор.

Итак, вооружившись приведенными выше знаниями, создаем в файле ...\\dipoles\\2_05_dipole.gaa дополнительный, третий провод длиной 1 см и подключаем к нему линии, рассчитанные выше. Результат показан в файле ...\\dipoles\\2_05_dipole_line450.gaa и на рис. 9.1.10. ДН практически полностью соответствует исходной модели ...\\dipoles\\2_05_dipole.gaa с двумя источниками, что говорит о правильности системы питания.

Но питание двухпроводными линиями мы могли симулировать и обычными проводами. А линии NEC2 нам понадобились для низкоомных линий. Поэтому для той же самой антенны ...\\dipoles\\2_05_dipole.gaa с двумя источниками рассчитаем и смоделируем систему питания из коаксиальных кабелей 75 Ом.

Окно **Питание фазированных решеток** показывает, что если использовать кабель 75 Ом, то решение находится при длине фазированных отрезков $0,005\lambda$ и $0,317\lambda$, что для частоты 14,15 МГц составит 9,5 см и 6,72 м соответственно (без учета K_y кабеля).

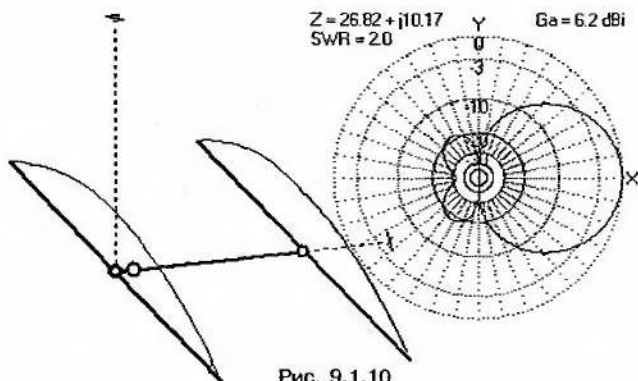


Рис. 9.1.10

Вставив эти линии в модель, получаем файл `...\dipoles\2_05_dipole_line75.gaa` с той же самой ДН и со все тем же выводом о правильности системы питания.

Обратим внимание, что первая линия получилась очень короткой, всего несколько сантиметров. Попробуем ее устранить совсем, то есть просто соединим элементы коаксиальным кабелем 6,72 м (файл `...\dipoles\2_05_dipole_line75_1.gaa`). Выясняется, что при этом лишь немного (на 2...3 дБ) снижается F/B, а в остальном параметры антенны почти не меняются (рис. 9.1.11).

Однако мы увлеклись. В этом параграфе речь не о конкретных конструкциях антенн (об этом позже, в разделах 9.2...9.6), а о том, как в модели описать рассчитанную систему питания. А тут мне осталось лишь сказать, что приводимые дальше файлы практических антенн с активным питанием будут часто приводиться в двух вариантах:

1. Антенна с оптимизированными источниками в каждом элементе.

2. Та же антенна, но с одним источником и полной системой питания. Имя файла отличается от первого варианта только добавкой окончания `_line` перед расширением `.gaa`.

Это позволит вам с одной стороны оптимизировать ДН (первый вариант) по своим критериям. С другой стороны, вы сможете менять систему питания (второй файл) под свои линии и кабеля.

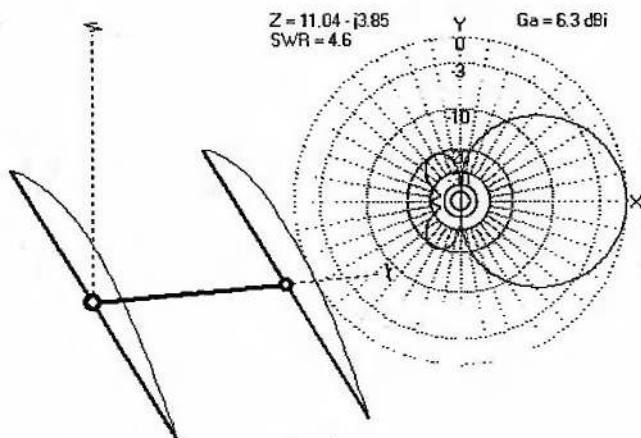


Рис. 9.1.11

Теперь, зная как спроектировать систему питания и внести ее в модель, вернемся к вопросу о взаимном положении и размерах элементов антенны.

9.1.4. Двухэлементная антенна

Для начала возьмем самую простую антенну: два $\lambda/2$ диполя, каждый со своим источником. Такую же антенну мы уже брали раньше в пп. 7.1.1 и 7.1.2, изучая принцип продольного излучения. Поэтому пп. 7.1.1 и 7.1.2 не вредно внимательно перечитать, перед тем как двигаться дальше здесь.

...Перечитали? Тогда вы знаете, что рис. 7.1.3 был построен именно для двухэлементной дипольной антенны с активным питанием. И при его построении оба источника (то есть амплитудно-фазовое распределение по элементам) оптимизировалось по критерию максимума G_a . Но п. 7.1.2 был сугубо теоретическим. В нем мы искали способы выжать максимально возможное усиление. А данный параграф ближе к практике. Здесь нас интересует в первую очередь хорошая ДН, то есть критерий максимума F/V .

Поэтому построим такие же графики, как на рис. 7.1.1, но при оптимизации источников по критерию максимума F/V . Остальные условия построения остаются прежними: свободное пространство, два $\lambda/2$ диполя, частота 14,15 МГц, диаметр элементов 10 мм, материал — алюминиевая трубка. Для каждого расстояния проводится автоматическая оптимизация второго источника по фазе и амплитуде по критерию максимума F/V .

в направлении точно назад (установки тыла **Азимут 0 град.**, **Элевация 0 град.**). Модель для расстояния $0,15\lambda$ дана в файле ...\\dipoles\2_05_dipole.gaa.

Результат показан на рис. 9.1.12 (нижняя кривая, отмеченная кружками). На этом же рисунке для сравнения повторен график с рис. 7.1.1 (критерий максимум усиления). Тут уместно объяснить, почему максимальное расстояние между элементами на рис. 7.1.1 и 9.1.12 ограничено $0,3\lambda$. Во-первых, при дальнейшем росте падает сильно усиление. А во-вторых, при длинах траверсы $>0,3\lambda$ главный лепесток ДН расщепляется на два, и они направлены уже не вдоль элементов, то есть ДН получается совсем непрактичной.

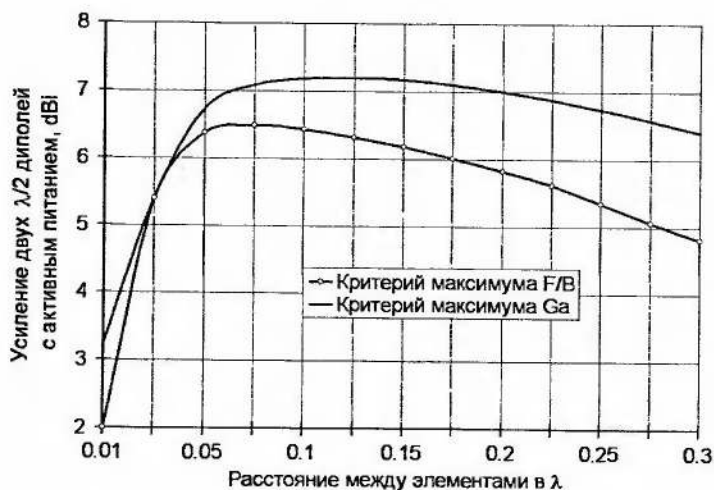


Рис. 9.1.12

Что можно увидеть из рис. 9.1.12? На первый взгляд ничего достойного особого внимания там нет. График максимума G_a идет несколько выше графика, построенного по критерию F/B. Это мы уже много раз видели в главе 7, и причины там же описаны. Но если мы сравним рис. 9.1.12 с аналогичными графиками для двухэлементной антенны Уда-Яги (рис. 7.2.2 и 7.2.3), то интересное появляется.

Оказывается, что графики, построенные по критерию максимального F/B, для антенны с активным питанием (рис. 9.1.12) идут почти так же (при малых и средних длинах траверсы) или

чуть выше (при больших длинах), как и кривые для двухэлементной антенны с пассивными элементами (рис. 7.2.2, 7.2.3).

И это интересное? Да. Особенно, если мы сравним получающиеся значения F/V . Для антенны Уда-Яги отношение F/V в основном не радует (см. рис. 7.2.4). Оно превышает 20 дБ только в интервале длин траверсы $0,03...0,09\lambda$, и достигает 30 дБ при расстоянии $0,05\lambda$, которое поэтому мы и назвали оптимальным. Для остальных же расстояний F/V двухэлементной антенны Уда-Яги резко падает.

А для двухэлементной дипольной антенны с активным питанием F/V превышает 40 дБ для любых длин траверсы. То есть оптимального по F/V расстояния между элементами в антенне с активным питанием нет. Точнее говоря, в такой антенне можно получить точный баланс токов и очень малое излучение назад при любой длине траверсы.

Последнее, впрочем, неудивительно. В антенне Уда-Яги мы добивались точного распределения токов танцами с бубном вокруг размеров элементов и расстояния между ними (и попадали в оптимум при единственном сочетании: пассивный элемент директором и длина траверсы $0,05\lambda$). А при активном питании мы устанавливаем нужное токораспределение амплитудами и фазами источников. Причем, это можно сделать при любых размерах и форме элементов, а не только с резонансными диполями.

Двухэлементная антенна с активным питанием из двух длинных, по $0,6\lambda$ диполей, показана в файле ...\`dipoles\2_06_dipole.gaa`. Расстояние между элементами $0,15\lambda$, $G_a = 6,4$ dBi, F/V превышает 50 дБ.

Такая же антенна, но из укороченных, по $0,4\lambda$ диполей, показана в файле ...\`Short\2_04_dipole.gaa`. $G_a = 6,1$ dBi, F/V превышает 50 дБ.

Пример хорошей формы ДН при произвольном расположении элементов показан в файле ...\`dipoles\2_slope_dipole.gaa`. Оба элемента повернуты на случайные и разные (по несколько градусов) углы относительно оси X. Длины их тоже случайные и разные (около $0,6\lambda$ и $0,4\lambda$, соответственно). Но, несмотря на столь ужасную форму антенны (имеется в виду, что мы ее не специально сделали, а использовали какие-то, уже имеющиеся провода), ее $G_a = 5,9$ dBi, а F/V превышает 50 дБ.

Вывод:

При активном питании двухэлементной антенны можно получить хорошую ДН, с очень высоким F/V практически при любых элементах (включая нерезонансные), при любых расстояниях между ними, меньших, чем $0,3\lambda$.

А как ведут себя фазированные антенны в полосе частот? Ответ — очень хорошо. Намного лучше, чем антенны с пассивными элементами. Например, антенна ...\\dipoles\\2_05_dipole_line450.gaa (два полуволновых диполя на расстоянии 0,15λ, частота 14,15 МГц) имеет полосу 0,9 МГц по уровню F/B > 12 дБ. Это втрое больше, чем у оптимальной двухэлементной Уда-Яги (файл ...ANT\\HF beams\\Uda-Yagi\\2el_Uda-Yagi_gamma.gaa в п. 7.2.2.3.3) с траверсой 0,083λ. Причем, у рассматриваемой антенны F/B превышает 20 дБ от 14,0 до 14,35 МГц, то есть во всем любительском диапазоне 20 м.

По уровню KCB < 2 полоса той же антенны составляет 800 кГц, что в 2,5 раза больше, чем у Уда-Яги. По KCB < 1,5 полоса антенны составляет 450 кГц, то есть во всем любительском диапазоне KCB не поднимается выше 1,4.

Внимательный читатель скажет, что у рассматриваемой антенны с активным питанием обоих элементов траверса 0,15λ, а у сравниваемой Уда-Яги — почти вдвое короче 0,083λ, поэтому и все полосы первой антенны должны быть шире.

Да, конечно, рост длины траверсы увеличивает полосу. Но дело не только в этом. Например, если мы для сравнения возьмем антенну Уда-Яги с такой же траверсой 0,15λ (и закроем глаза на то, что у нее F/B едва достигает 10 дБ), то ее полоса по уровню KCB < 2 будет 500 кГц. А это в 1,6 раза меньше, чем у рассматриваемой антенны.

Это проявление общей закономерности: *антенны с активным питанием более широкополосны по KCB, чем их аналоги с пассивными элементами* (мы об этом вкратце упоминали в п. 7.2.2.1). Причем существенно более широкополосны. При одинаковой геометрии элементов выигрыш составляет 1,5...2 раза (зависит от типа элементов и волнового сопротивления линий системы питания). А при сравнении с оптимальной по F/B Уда-Яги (которая вынужденно имеет короткую траверсу), выигрыш фазированной антенны достигает нескольких раз.

По F/B антенна с активным питанием лидирует безоговорочно. Она выигрывает у антенны с пассивными элементами как по максимальному значению F/B (слегка), так и по полосе по уровню F/B > 12 дБ (много, в несколько раз). Иными словами, *фазированная антенна значительно лучше сохраняет форму ДН и подавление заднего лепестка, чем ее антенна с пассивными элементами.*

В этой главе я не буду рассматривать вопросы влияния земли. Оно в принципе такое же, как и на антенну Уда-Яги (пп. 7.2.2.2 и 7.2.3.3). Земле совершенно безразлично, как мы добиваемся нужного распределения токов по элементам: пас-

сивным возбуждением по полю, или активным питанием каждого элемента.

Из тонкостей отмечу лишь, что оптимизацию амплитуд и фаз источников надо проводить, задавая не только желаемые критерии, но и требуемую высоту антенны над реальной землей и структуру земли (если она состоит из разных участков). Это, в частности, означает, что имеющиеся в папке ...ANT\Phased\ модели надо заново оптимизировать, если в вашем случае высота и/или свойства и структура грунта заметно отличаются от установленных в модели (по умолчанию там используется плоская земля среднего качества с проницаемостью $\epsilon = 13$ и удельной проводимостью $\sigma = 5$ мС/м).

Кстати, об оптимизации амплитуд и фаз источников.

9.1.5. Источники тока или источники напряжения в модели?

Хотел бы предостеречь от упрощенного токового подхода к проектированию таких систем. Он звучит так:

- Расположим два вибратора на некоем расстоянии, например $\lambda/8$. В градусах это будет 45° (так как полная волна это 360°).
- Чтобы в направлении точно назад скомпенсировать волны от обоих диполей, запитаем их равными токами, а фазовый сдвиг поставим $180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$. В последнем выражении 180° — это точная противофазность (обеспечивает взаимную компенсацию в направлении точно назад), а 45° — фазовое расстояние между элементами (на этот угол повернется фаза волны, пока она идет от одного элемента до другого).

Этот подход весьма логичен, часто приводится в учебниках и имеет только один недостаток — малоприменим на практике. Он дает хорошие результаты лишь в единственном случае: свободное пространство, простые линейные резонансные элементы и единственный критерий оптимизации по F/B в направлении точно назад.

На самом деле, в зависимости от высоты над реальной землей, ее свойств и критериев оптимизации формы ДН токи в элементах получаются не одинаковыми. И фазовый сдвиг между ними отнюдь не равен 180° плюс фазовое расстояние между элементами.

Таблица 9.1.2, в которой приведены данные по источникам системы из двух $\lambda/2$ диполей на расстоянии $\lambda/8$ в свободном пространстве, иллюстрирует сказанное.

Таблица 9.1.2

Критерий оптимизации	Данные источников напряжения	Данные источников тока	Ga, dBi
Максимум F/V в направлении точно назад	$U_1 = 15 \text{ В}, \phi_1 = 63^\circ$ $U_2 = 50 \text{ В}, \phi_2 = 0^\circ$	$I_1 = 0,5 \text{ А}, \phi_1 = 135^\circ$ $I_2 = 0,5 \text{ А}, \phi_2 = 0^\circ$	6,38
Максимум F/V в телесном угле 120° по азимуту и 60° по зениту	$U_1 = 13 \text{ В}, \phi_1 = 96^\circ$ $U_2 = 50 \text{ В}, \phi_2 = 0^\circ$	$I_1 = 0,57 \text{ А}, \phi_1 = 146^\circ$ $I_2 = 0,54 \text{ А}, \phi_2 = 0^\circ$	6,9
Максимум усиления	$U_1 = 22 \text{ В}, \phi_1 = 147^\circ$ $U_2 = 50 \text{ В}, \phi_2 = 0^\circ$	$I_1 = 0,71 \text{ А}, \phi_1 = 163^\circ$ $I_2 = 0,68 \text{ А}, \phi_2 = 0^\circ$	7,35

Первая строка табл. 9.1.2 совпадает с приведенным выше подходом: получаются теоретически очевидные равные амплитуды токов и 135° фазового сдвига между ними.

Но стоит нам сменить критерий оптимизации на более употребительный: максимум F/V в широком телесном угле, то требуемый сдвиг токов возрастает на 11° , до 146° . Амплитуды токов уже не равны, а отличаются на 5,5% (то есть вполне ощутимо).

При критерии максимума Ga отличие сдвига токов от того, что подсказывает нам упрощенный токовый подход, составляет уже $163^\circ - 135^\circ = 28^\circ$, а различие амплитуд — 4,5%.

Вернем теперь антенну из свободного пространства на грешную землю. В зависимости от высоты антенны, реальные параметры источников токов тоже будут еще больше отличаться от тех, что получаются при упрощенном подходе.

Суммируя все вышесказанное:

Упрощенный токовый подход при проектировании реальных конструкций дает ошибку в источниках тока до нескольких десятков градусов по углу, и до 10...15% по амплитуде.

Понятно, что столь низкая точность нас устроить не может (уже хотя бы потому, что при таких погрешностях существенно снизится F/V). Ею вынуждены были обходиться в докомпьютерную эпоху, но сейчас при автоматической оптимизации по заданным критериям легко достигается любая мыслимая точность поиска параметров источников.

Поэтому рекомендовал бы не пытаться сначала представить в голове (или вычислить на бумажке) распределение токов, а потом немного подправить его оптимизацией, а полностью отдать поиск решения оптимизации. Она найдет требуемые па-

раметры лучше и быстрее вас. Из последнего, кстати, следует, что совершенно безразлично какой тип источников: тока или напряжения задавать в модели, так как оптимизация уверенно справится в любом варианте.

И не думайте, что вариант с источниками токов более нагляден, так как его предварительно можно грубо представить по упрощенному токовому подходу. Как мы уже видели выше, точность такого представления оставляет желать очень много лучшего. А более-менее точно, с цифрами представить в голове физические процессы, происходящие в направленной антенне с активным питанием, очень трудно. Во всяком случае, у меня это не получается (если у вас получится, обязательно напишите мне, как вы с этим кошмаром взаимных завязок управились).

Поэтому, оставим компьютеру компьютерово: автоматический поиск параметров источников (и неважно каких, напряжения или тока) по заданным нами критериям оптимизации, для конкретной антенны на требуемой высоте над землей с заданными свойствами.

Полезно помнить, что все выводы данного параграфа относятся не только к горизонтальным, но и к любым антеннам с активным питанием.

9.1.6. Настройка

Теория и практика совпадают. Но это в теории. А на практике бывают и отличия. Фазированные антенны — не исключение.

С одной стороны, при корректной модели совпадение расчетов с практикой очень хорошее. Особенно, учитывая широкие полосы антенн с активным питанием, прощающие небольшие погрешности изготовления. Как лучший способ настройки фазированных антенн рекомендовал бы полное отсутствие всякой настройки. Аккуратное моделирование, учитывающее окружение антенны, плюс точное изготовление уверенно гарантируют расчетные параметры без настройки. Ну, разве что немного подстроить СУ между точкой соединения фазирующих линий и основным кабелем. То есть не понадобится ничего, кроме КСВ-метра.

С другой стороны, бывают случаи, когда корректно описать окружение антенны в модели невозможно. Например, антенна находится между несколькими домами и/или деревьями. Или над домом, но форма крыши весьма сложная, и/или на ней находятся различные металлоконструкции, которые трудно или

невозможно описать в модели: ограждение, лифтовые будки, шахты вентиляции, линии связи и т.д. Естественно, что если эти штуки попадают в ближнюю зону антенны, они изменяют входной импеданс элементов. Поэтому характеристики антенны на практике будут отличаться от расчетных. И не надо в этом винить программу. Компьютер телепатией не владеет и не может учесть влияние не заданных (или неверно описанных) разработчиком окружающих предметов.

В антеннах с одним питаемым элементом искажения ДН из-за такой ошибки устраняются подстройкой размеров пассивных элементов, а $KCB = 1$ достигается настройкой этого элемента или его СУ. Процедура не самая приятная, но вполне реализуемая.

В антеннах с активным питанием она невозможна принципиально. Просто подстройкой размеров элементов добиться требуемой ДН крайне сложно. Дело в том, что в фазированной антенне слишком много завязок. Настраивая один элемент антенны с пассивными элементами, мы сильно влияем на ток в этом элементе, а на другие элементы относительно слабо, только через связь по полю. В фазированной же антенне дело обстоит по-другому. Подстроив размер одного элемента, мы изменим амплитуду и фазу тока в нем, а следовательно, и его входной импеданс. За счет этого изменится фазовый угол питающего напряжения (ведь комплексное Z_0 стало иным). Это потянет за собой изменение распределения напряжений в фазирующей линии данного элемента. Следовательно, изменится импеданс и напряжение в точке параллельного соединения фазирующих линий. Поэтому изменятся условия возбуждения (амплитуда и фаза) второго элемента.

Иными словами, в отличие от антенны с пассивными элементами, в фазированной антенне изменение размеров одного из элементов влияет не только на ток в нем, но и искажает распределение в системе питания, и как следствие сильно меняет ток во втором элементе. Намного сильнее, чем в антенне с пассивными элементами.

Вывод:

Практически невозможно настроить антенну с активным питанием по методу «чего-то там по месту подогнать на глаз». Невозможно именно из-за системы активного питания, связывающей элементы в одно целое.

К тому же оперативная подстройка линий системы питания методом «тыка» крайне неудобна. Ну, хорошо, укоротить линии мы еще сможем. Но если их надо удлинить, да не один раз?

Поэтому, если из-за сложной обстановки вокруг антенны все-таки требуется ее настройка, то первое, что необходимо сделать — полностью отключить систему активного питания.

И, вооружившись измерителем импеданса, подстройкой элементов добиться требуемых импедансов каждого из элементов.

Но каких импедансов? Ведь рассчитанные нами Z_Σ фазированной антенны — это результат взаимодействия полей от всех элементов, от всех источников именно с заданными фазами и амплитудами. Стоит изменить фазу или амплитуду возбуждения второго элемента, как Z_Σ первого немедленно изменится. А что же мы будем измерять при настройке единственным измерителем? Что делать с другим, не измеряемым в данный момент элементом?

На помощь приходит метод парциальных импедансов. Мы должны измерить не Z_Σ элемента, полученный при оптимизации источников (собственно, мы его при всем желании не можем измерить, так как для этого надо возбуждать все элементы с расчетными амплитудами и фазами), а входной импеданс элемента в двух вариантах:

- $Z_{\Sigma_{\text{кз}}}$ — когда точки питания остальных элементов закорочены;
- $Z_{\Sigma_{\text{ох}}}$ — когда они разомкнуты и ни к чему не подключены.

Понятно, что $Z_{\Sigma_{\text{кз}}}$ и $Z_{\Sigma_{\text{ох}}}$ можно легко измерить (так как источник тут всего один). Только с чем их сравнивать? Да с теми же самыми импедансами, но полученными на модели при тех же условиях (поочередным замыканием и отключением всех источников, кроме одного, на изучаемом элементе). Именно к этим импедансам надо стремиться при настройке.

Пример

Два четвертьволновых GP на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга (файл ...\\GP\\2GP_0.25.gaa резисторы по 4 Ом в начале каждого вибратора симулируют сопротивление потерь в радиалах). При нормальной работе расчетный входной импеданс первого элемента Z_1 составляет $22,9 - j15,7$ Ом, второго $Z_2 = 54,5 + j22$ Ом. Но это данные для расчета системы питания, а измерить их непосредственно мы не можем. Источник (измеритель) у нас физически один.

Поэтому временно убираем из модели второй источник. Считаем $Z_{\Sigma_{\text{кз}}} = 37,1 + j15,6$ Ом. Увеличиваем нагрузку в начале второго элемента до 100 кОм (то есть отключаем элемент от земли). Получаем $Z_{\Sigma_{\text{ох}}} = 39,4 + j0,5$ Ом.

Проделав те же процедуры с первым элементом, определяем его импедансы $Z_{2\text{кз}} = 37,1 + j15,6$ Ом и $Z_{2\text{ох}} = 39,4 + j0,5$ Ом. Полное совпадение с первым элементом неудивительно, антенна ведь симметрична.

Теперь мы знаем, какие импедансы должен показать измерительный прибор. Отправляемся с ним к основанию первого элемента и, сделав со вторым элементом то же самое, что на модели (то есть сначала закоротив, а позднее отключив его) измеряем реальные $Z_{\text{экз}}$ и $Z_{\text{тхх}}$.

Если они заметно отличаются от расчетных, то корректируем размеры элемента, добиваясь относительно похожих значений. Особо точного совпадения по $Z_{\text{экз}}$ на данном этапе может и не быть, из-за того что второй элемент пока не настроен.

Повторяем процедуры предыдущего абзаца для второго элемента.

При необходимости снова возвращаемся к первому элементу и подстраиваем его точнее. Таких кругов настройки может быть несколько, но они сходящиеся.

Установив в результате настройки реальные значения $Z_{\text{экз}}$ и $Z_{\text{тхх}}$ близкие к расчетным, вы можете быть совершенно уверены, что при подключении системы питания антенная система будет иметь расчетные характеристики.

Если же измеренные $Z_{\text{экз}}$ и $Z_{\text{тхх}}$ упорно не желают совпадать с расчетными, то настраивать антенну дальше **нельзя**. Вернее можно, но бесполезно: хорошей формы ДН достичь не удастся.

Вы должны определить причину расхождения (например, резонанс близко расположенной металлоконструкции) и либо устранить ее на практике, либо внести в модель, а затем повторить оптимизацию источников.

9.2. Фазированные из горизонтальных диполей

Двунаправленная антенна. Направленная из двух $\lambda/2$ диполей. Наклонные и нерезонансные элементы. Однопроводные фазирующие линии. Трехэлементная антенна.

Все модели, упоминаемые в этом разделе, находятся в папке ...ANT\Phased\dipoles\.

9.2.1. Двунаправленная антенна

Начнем с очень простой и даже слабонаправленной антенны. Но полезной при небольших высотах подвеса. Вспомним из п. 3.3.3, что у обычного $\lambda/2$ диполя при небольших высотах подвеса максимум излучения направлен в зенит. Это мало того что делает антенну непригодной для дальних связей, но еще и заметно снижает G_a , так как антенна «светит» вниз, так же

как и вверх — максимумом. Вернее, пытается это сделать, а земля поглощает эту энергию, снижая КПД и усиление.

Поэтому при небольших высотах намного более предпочтительны антенны, которые не излучают ни вверх, ни вниз. Это антенны, ДН которых в свободном пространстве имеет минимум излучения по вертикальной оси. В разделе 3.4 мы рассматривали простейшую такую антенну — вертикальный вибратор.

Теперь давайте сделаем антенну с такими свойствами из активно питаемых горизонтальных диполей. Для этого возьмем два одинаковых горизонтальных $\lambda/2$ диполя на одной высоте, и запитаем их в точности противофазно. Понятно, что вдоль вертикальной оси волны обоих диполей точно компенсируются и излучения вверх в зенит и вниз, в землю не будет. Такая антенна показана в файлах ...dip180.gaa (только элементы и источники), ...dip180_line.gaa (элементы + система питания) и на рис. 9.2.1. Диапазон 14,15 МГц, высота подвеса всего $\lambda/4$ над средней землей.

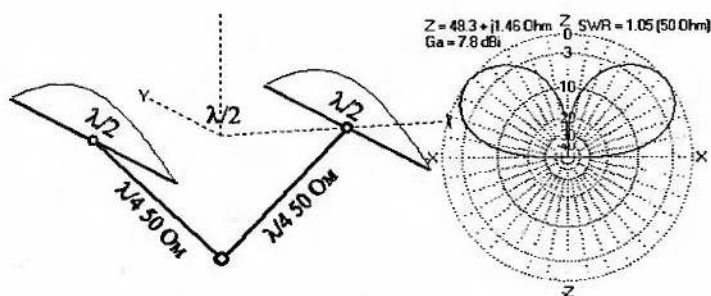


Рис. 9.2.1

Так как элементы возбуждены строго противофазно, то вверх и вниз излучения нет, поэтому ДН в зенитной плоскости напоминает GP. А в азимутальной — остается «восьмеркой», происхождение от диполя сказывается.

Результат показан на рис. 9.2.2, на котором сравниваются ДН антенны рис. 9.2.1. и обычного $\lambda/4$ GP, стоящего на поверхности земли. Высоты верхних точек обеих антенн одинаковы (то есть диполи висят на высоте всего $\lambda/4$), но антенна рис. 9.2.2 уверенно выигрывает от 4 до 8 дБ под любыми азимутальными углами. И дело не только в некруговой азимутальной ДН (это дает максимум 2,15 дБ прибавки, как в обычном диполе). Основная причина в том, что в антенне рис. 9.2.1,

в отличие от GP, область максимального тока расположена наверху антенны, что приводит к меньшему поверхностному поглощению в грунте.

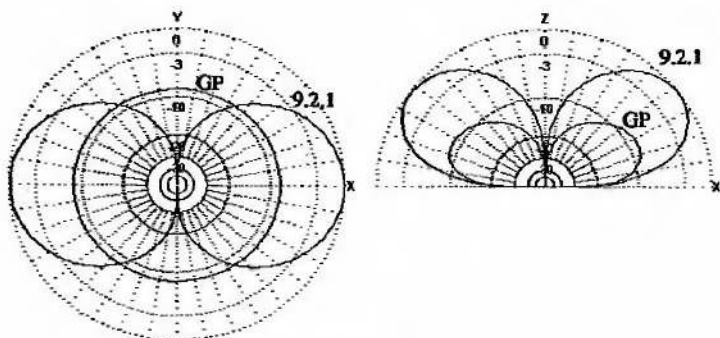


Рис. 9.2.2

Если нельзя обеспечить большую высоту подвеса простой горизонтальной антенны, то перед тем как сделать выбор в пользу вертикалов, имеет смысл изучить вопрос о возможности размещения антенны рис. 9.2.1. Она, конечно, требует больше точек подвеса, чем вертикал. Но зато обеспечивает большее усиление при равной высоте.

Конструкция антенны рис. 9.2.1 несложна. Если обеспечить противофазное питание при любых размерах элементов и расстоянии между ними, то ДН в zenithной плоскости будет приблизительно такой же, как на рис. 9.2.1, то есть без излучения в зенит. От размеров антенны меняются лишь трудности питания-согласования и усиление (немного). Поскольку антенна и ДН симметричны, то входные импедансы элементов всегда одинаковы.

В любительской литературе такие антенны известны по псевдониму автора W8JK. Размеров и вариантов их питания описано великое множество. Не буду их здесь приводить, так как на мой взгляд, для столь простой антенны сложные устройства питания и согласования не имеют смысла.

В файлах ...dip180.gaa (только элементы и источники), ...dip180_line.gaa (элементы + система питания) приведен лишь один, но самый удобный вариант антенны. Импеданс каждого элемента чисто активен и равен 25 Ом. $\lambda/4$ отрезки 50-омного кабеля (рис. 9.2.1) трансформируют 25 Ом в 100 Ом, что при параллельном соединении дает 50 Ом входного сопротивления

всей системы в целом. Необходимый фазовый сдвиг 180° обеспечивается перекрещиванием одного из $\lambda/4$ отрезков.

При настройке антенны или пересчете на другое питание полезно знать, что:

- уменьшение расстояния между элементами ведет к понижению $R_э$ и увеличению емкостной $jX_э$ (для ее компенсации элементы приходится удлинять);
- при росте межэлементного расстояния картина обратная;
- так как это невысоко подвешенные горизонтальные диполи, то их импеданс заметно зависит от высоты подвеса и свойств почвы.

Асимметричный вариант антенны W8JK показан в файлах ...W8JK_asym.gaa и ...W8JK_asym_line.gaa. $R_э$ элементов также равно 25 Ом, поэтому электрически схема питания точно такая же, как и для предыдущей антенны. Отличие лишь в конструктивном исполнении: кабели от места их соединения идут внутри траверсы, далее внутри трубчатых элементов до точек питания. Это позволяет исключить затекание тока на внешние стороны оплеток и крепить элементы к траверсе без изоляторов.

Но все же, антенна W8JK на практике применяется редко. Главная причина: при очень небольшом изменении системы питания от системы двух диполей можно получить однонаправленное излучение с более высоким усилением.

Такие антенны мы и рассмотрим в следующих параграфах этого раздела.

9.2.2. Направленная из двух $\lambda/2$ диполей

Каких параметров ждать от такой антенны мы уже выяснили в п. 9.1.4. А тут мы займемся практикой. Возьмем два одинаковых полуволновых диполя, и, как описано выше, спроектируем направленную антенну в три этапа:

- вставим два источника и оптимизацией фазы и амплитуды одного из них добьемся требуемой ДН;
- затем в окне **Питание фазированных решеток** рассчитаем тип и длины фазированных линий;
- и в завершение включим линии рассчитанной длины в модель.

Для длины траверсы $0,1\lambda$ результаты приведены в файлах ...2_05_01_dipole.gaa (модель с источниками без линий), ...2_05_01_dipole_line50.gaa (модель с фазированными линиями 50 Ом) и ...2_05_01_dipole_line600.gaa (модель с фазированными линиями 600 Ом).

Результаты при расстоянии между элементами $0,125\lambda$ даны в файлах ...2_05_0125_dipole.gaa, ...2_05_0125_dipole_line50.gaa и ...2_05_0125_dipole_line600.gaa соответственно.

Для траверсы $0,15\lambda$ — в ...2_05_015_dipole.gaa, ...2_05_015_dipole_line50.gaa и ...2_05_015_dipole_line600.gaa.

При $0,2\lambda$ — в ...2_05_02_dipole.gaa, ...2_05_02_dipole_line50.gaa и ...2_05_02_dipole_line600.gaa.

Для $0,25\lambda$ — в ...2_05_025_dipole.gaa, ...2_05_025_dipole_line50.gaa и ...2_05_025_dipole_line600.gaa.

Для траверсы $0,3\lambda$ — в ...2_05_03_dipole.gaa, ...2_05_03_dipole_line50.gaa и ...2_05_03_dipole_line600.gaa.

ДН таких антенн такая же, как на рис. 9.1.10 и 9.1.11. Усиление определяется по рис. 9.1.12. По сути, единственной переменной величиной, существенно меняющейся от длины траверсы, будет лишь система питания. Именно для ее определения и приведено столько файлов. Да, их много. Но зато они перекрывают весь возможный диапазон длин траверсы (см. рис. 9.1.12). Вам не придется моделировать самостоятельно, а лишь выбирать готовую модель для своего случая. Для облегчения такого выбора все данные по системам питания приведенных выше антенн сведены в табл. 9.2.1.

Из табл. 9.2.1 видно, что в точке соединения фазирующих линий получается комплексный импеданс, так что потребуется простейшее (например, Г-образное) согласующее устройство (хотя при расстоянии $0,2\lambda$ и линиях 600 Ом хватит последовательного конденсатора). Подстройка этого СУ будет скорее всего единственной настроечной операцией на всей антенне.

Дело в том, что система из двух диполей по определению должна быть расположена не очень низко над землей, и не слишком близко к крупным проводящим предметам. Нет, конечно, и высота над землей, и ее свойства, и близлежащие предметы влияют. Но не очень сильно. Кроме того, все упомянутые в табл. 9.2.1 антенны прощают небольшие (до $\pm 2\%$) погрешности в длине фазирующих линий. Антенна реагирует на все вышеперечисленные воздействия лишь снижением F/V (причем, ухудшить его ниже 15 дБ довольно сложно) и изменением импеданса в точке соединения фазирующих линий (а тут помогает подстройка СУ).

Если еще вспомнить широкополосность антенн с активным питанием, то становится ясным, почему на практике такие антенны почти всегда имеют удовлетворительную ДН. Просто ее трудно заметно ухудшить.

Конечно, если вы хотите реализовать действительно высокое F/V (несколько десятков дБ), то требуется аккуратное пред-

Таблица 9.2.1

Длина траверсы, λ , Имя файла модели	Волновое сопротивление фазизирующей линии, Ом. Имя файла модели	Длина* 1-й линии, λ	Длина* 2-й линии, λ	Za, Ом
0,1 λ	50, ...2_05_01_dipole_line50.gaa	0,3354	0,4013	14,3 + j22,5
...2_05_01_dipole.gaa	600, ...2_05_01_dipole_line600.gaa	0	0,4726	12 - j4,9
0,125 λ	50, ...2_05_0125_dipole_line50.gaa	0,3153	0,3893	13,9 + j19,6
...2_05_0125_dipole.gaa	600, ...2_05_0125_dipole_line600.gaa	0,0027	0,4702	16,6 - j0,1
0,15 λ	50, ...2_05_015_dipole_line50.gaa	0,2901	0,3698	13,2 + j15
...2_05_015_dipole.gaa	600, ...2_05_015_dipole_line600.gaa	0,0093	0,4692	25,8 + j10,1
0,2 λ	50, ...2_05_02_dipole_line50.gaa	0,2603	0,3428	12,1 + j10,2
...2_05_02_dipole.gaa	600, ...2_05_02_dipole_line600.gaa	0,0195	0,4655	50,3 + j23
0,25 λ	50, ...2_05_025_dipole_line50.gaa	0,2156	0,3480	12 + j6,1
...2_05_025_dipole.gaa	600, ...2_05_025_dipole_line600.gaa	0,0292	0,4618	82 + j34
0,3 λ	50, ...2_05_03_dipole_line50.gaa	0,2264	0,3013	14 + j3,8
...2_05_03_dipole.gaa	600, ...2_05_03_dipole_line600.gaa	0,0455	0,4509	180 + j41

Примечание: * Длины линий — электрические.

варительное моделирование на требуемой высоте над землей с заданными свойствами. Если полный цикл проектирования делать не хочется, то для начала можно попытаться, поместив имеющуюся модель на нужной высоте и установив размеры элементов под ваши требования, поиграть длиной фазизирующих линий. Либо вручную (прямо в закладке линий и четырехполюсников), либо автоматической оптимизацией. Этот упрощенный подход не всегда дает хорошие результаты, но попробовать стоит, так как он намного легче, чем полное проектирование «с нуля».

А возможно ли от двух диполей, запитанных активно, получить входное сопротивление 50 Ом без СВ? Да, такое решение есть, и появилось оно еще в докомпьютерную эпоху. Это антенна HB9CV: два диполя на расстоянии $0,125\lambda$. Но диполи неодинаковые, их размеры изменены так, чтобы оба элемента имели одинаковые импедансы $Z_{\text{э}}$. Это достигается при рефлекторе $0,51\lambda$ и директоре $0,46\lambda$ (файл ...HB9CV.gaa).

Но импедансы надо сделать не только равными, но и такими, чтобы после трансформации фазизирующими линиями в точке соединения получилось бы 50 Ом. Для этого применяют шлейфы гамма-согласования (файл ...HB9CV_gamma.gaa). Конденсаторы в шлейфах не нужны, так как требуются $Z_{\text{э}} \approx 60 + j60$ Ом.

Окно **Питание фазированных решеток** показывает, что в таком случае при использовании фазизирующих кабелей 75 Ом длины линий должны быть около $0,53\lambda$ и $0,68\lambda$. При этом $R_{\text{а}}$ около 60 Ом с небольшой реактивной составляющей. То же окно показывает, что при небольшой вариации длин линий, можно получить приемлемое $R_{\text{а}}$ как под основной кабель 75 Ом, так и под 50 Ом. Естественно, при этом нарушается точность амплитудно-фазового распределения, поэтому F/V антенны HB9CV редко превышает 20 дБ. Но для системы, спроектированной без компьютера, это очень неплохой результат.

Поскольку суммарная длина фазизирующих линий велика, то каждую из них укорачивают на полволны, а для компенсации вводят два дополнительных фазовых сдвига по 180° . Первый противоположным направлением шлейфов гамма-согласования, второй — перекрещиванием одной (любой) из линий. Имея в виду коэффициент укорочения коаксиального кабеля 0,66, получим, что на физической длине траверсы $0,125\lambda$ поместится $0,19\lambda$ электрической длины коаксиального кабеля фазизирующих линий. Если из рассчитанной электрической длины фазизирующих отрезков вычесть по $0,5\lambda$, то оставшаяся длина как раз и будет около $0,19\lambda$ электрической или $0,125\lambda$ физической. То есть фазизирующие линии можно просто провести вдоль тра-

версы. Получившаяся конструкция (вернее, один из ее вариантов), показана на рис. 9.2.3 и в файле ...HB9CV_line.gaa.

При повторении антенны к размерам, приведенным на рис. 9.2.3 (и вообще, к любым размерам антенны HB9CV, приведенным в любой литературе), следует относиться внимательно. И или точно повторять их все, включая диаметры трубок (кстати, на рис. 9.2.3 размеры даны для трубок диаметром $0,23\% \lambda$, то есть 24 мм на диапазон 28,5 МГц), или делать трудоемкий пересчет. Его можно сделать так:

- Нарисовать элементы со шлейфами гамма-согласований из планируемых трубок.
- Установить два источника (без линий). Амплитуды равные. Фаза источника, напряжения установленного в рефлектор 135° (как в файле ...HB9CV_gamma.gaa).
- Играя размерами элементов и длиной шлейфов гамма-согласований, добиться примерно одинаковых $Z_\Sigma \approx 60 + j60$ Ом (для фазирующих линий 75 Ом) при хорошей ДН. Если F/V упорно получается низким, то поменяйте местами начало и конец провода, в который установлен второй источник.
- Включить в модель фазирующие линии (как в файле ...HB9CV_line.gaa) и подгоняя их длину найти компромисс между F/V и КСВ.

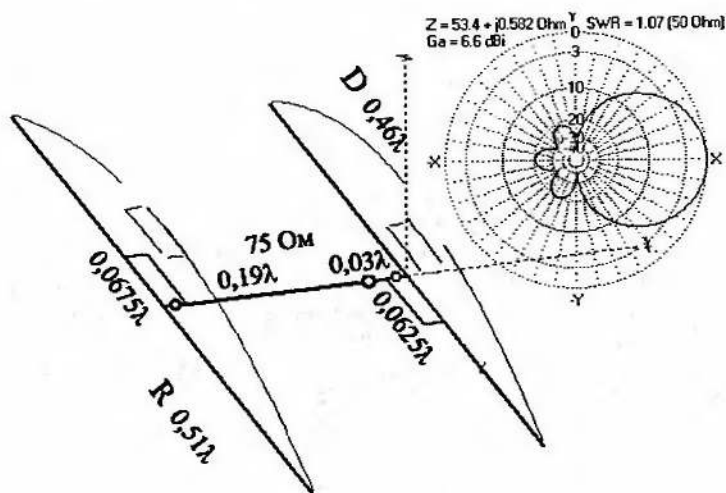


Рис. 9.2.3

Как и большинство антенн с активным питанием, HB9CV отличается завидной широкополосностью. По уровню КСВ < 2 ее полоса относительная около 4,5% (абсолютная — 1,3 МГц в диапазоне 28,5 МГц), а по F/B > 12 дБ еще шире, то есть форма ДН от частоты остается очень хорошей.

Если в антенне HB9CV в качестве фазирующих использовать высокоомные двухпроводные линии, то при хорошем F/B можно получить только относительно высокие $R_a = 100$ Ом (файл ...HB9CVH.gaa), с последующей трансформацией в 50 Ом $\lambda/4$ отрезком кабеля 75 Ом.

Если же при высокоомных фазирующих линиях настроить антенну (размерами шлейфов гамма-согласований) на $R_a = 50$ Ом, то при этом существенно падает F/B (до 15...17 дБ, файл ...HB9CVW.gaa), что говорит о заметной неоптимальности токораспределения. Кроме того, в точке питания появляется индуктивная реактивная составляющая jX_a , которую приходится убирать последовательным конденсатором, то есть антенна теряет свое единственное преимущество — отсутствие СУ.

На мой взгляд, антенна HB9CV сложна в настройке, особенно, если не забывать, что она не обеспечивает точного токораспределения, и в этом смысле является компромиссной. Представляется, что это чрезмерная плата за отсутствие простейшего СУ из пары деталей.

В свое время HB9CV была одним из лучших решений, но сейчас, имея точные расчетные инструменты, можно легко спроектировать направленную антенну из вибраторов любых размеров с точным токораспределением (как, например, в табл. 9.2.1).

Завершая тему исторических двухэлементных антенн с активным питанием надо упомянуть проволочную антенну ZL, описанную еще в 50-е годы прошлого века G. Prichard'ом, имевшим в то время позывной ZL3MH (сейчас этот позывной выдан другому человеку). Два петлевых диполя, расположенных на расстоянии $0,125\lambda$, соединены отрезком перекрещенной двухпроводной линии 300 Ом (рис. 9.2.4, файл ...ZL.gaa). Как и в HB9CV рефлектор несколько длиннее директора.

При фазирующей линии 300 Ом получается почти точное токораспределение, F/B достигает 30...40 дБ. Однако импеданс в точке питания не выходит чисто активным. В дополнение к $R_a \approx 40...60$ Ом имеется и небольшая положительная jX_a . Впрочем, к высокому КСВ это не приводит, и получаемые результаты следует признать очень хорошими для столь простой конструкции.

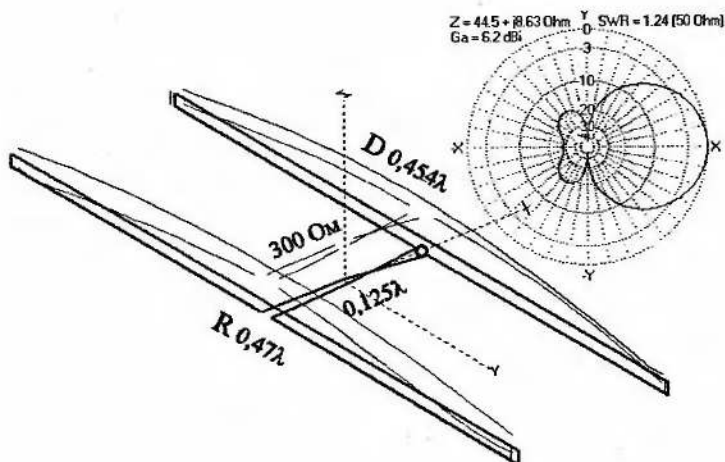


Рис. 9.2.4

Приведу еще две модели этой антенны. В файле ...ZL1.gaa показана возможность перекрещивания линии не посередине, а непосредственно около точки питания. Модель ...ZL2.gaa содержит фазирующую линию, сделанную как линия NEC2, а не набор проводов, как в двух предыдущих двух файлах.

Недостаток антенны ZL (кроме повышенной конструктивной сложности) — заметная чувствительность ее F/B и Z_a к высоте подвеса и свойствам земли. Приведенные на рис. 9.2.4 и в моделях размеры относятся к свободному пространству, над землей же желательно выполнять оптимизацию размеров обоих элементов. Проще всего это сделать совместно-зеркальной оптимизацией координат Y вертикальных перемычек (независимо у рефлектора и у директора).

9.2.3. Наклонные и нерезонансные элементы

На НЧ диапазонах от горизонтальных антенн с пассивными элементами трудно добиться хорошей ДН. Высота подвеса в λ на НЧ, как правило, невелика (из-за большой длины волны низкочастотных диапазонов). Следовательно, земля оказывает существенное влияние на токораспределение. И далеко не всегда возможно скорректировать это влияние настройкой пассивного элемента. Антенны с активным питанием тут вне кон-

курении: мы компенсируем все что угодно системой питания элементов.

Возьмем две обычных $\lambda/2$ Inverted V с высотой обеих мачт $\lambda/4$ на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга. Если второй элемент сделать пассивным, то над средней землей никакими ухищрениями не выходит $F/B > 8$ дБ, а G_a выше 6,7 дБ. Применяв же активное питание (файл ...2invV.gaa, рис. 9.2.5), получаем $F/B > 30$ дБ и $G_a = 7,2$ дБ. Дело не столько в лишних 0,5 дБ усиления (хотя и они на дороге не валяются), сколько в хорошем подавлении назад.

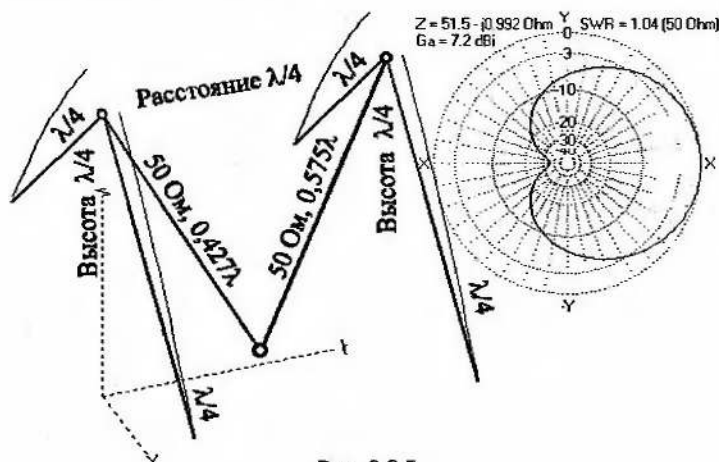


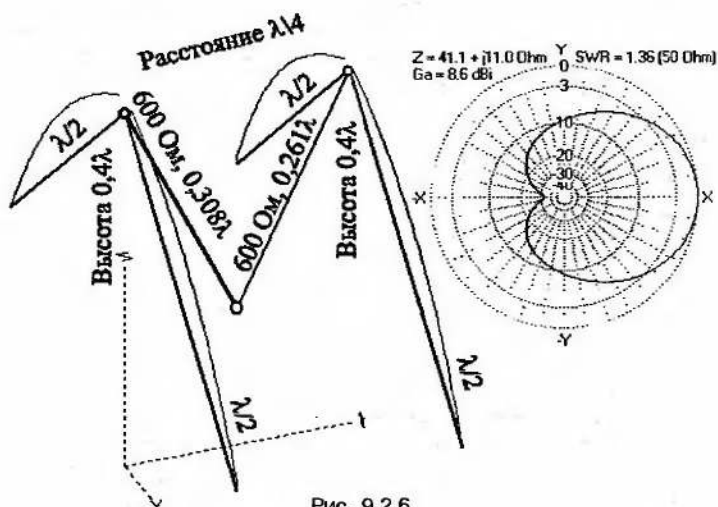
Рис. 9.2.5

Но, справедливости ради, надо сказать, что антенна рис. 9.2.5 довольно узкополосна. Так в диапазоне 40 м ее полоса по уровню $F/B > 12$ дБ составляет лишь 60 кГц. Полезно, однако, иметь в виду, что при полосе 100 кГц F/B и G_a понижаются лишь до уровня этой же антенны без активного питания. Можно сказать, что антенна рис. 9.2.5 в самом худшем случае работает на краю диапазона так же, как 2 элемента Inverted V с пассивным элементом в самом лучшем случае работают в середине диапазона. Главная причина узкой полосы у рассматриваемой антенны — малая высота над землей. Как и у любой другой низко подвешенной горизонтальной антенны, земля сужает полосу, и вообще, сильно влияет на все параметры. Поэтому данную антенну можно моделировать и пересчитывать лишь в режиме NEC2 при включенной реальной земле Зоммерфельда—Нортон.

С ростом высоты подвеса полоса антенны по F/B расширяется. А по КСВ антенна рис. 9.2.5 очень устойчива: на краях полосы 100 кГц КСВ не превышает 1,3 даже при малой высоте (а при большой КСВ еще лучше).

На рис. 9.2.5 указаны электрические длины фазирующих линий. При использовании обычного коаксиального кабеля со сплошной изоляцией и $K_v = 0,66$ физические длины составят $0,282\lambda$ и $0,380\lambda$, соответственно. Конструктивно антенна выполнена с переключением ДН: до коммутатора от элементов идут коаксиалы по $0,282\lambda$, а дополнительный отрезок $0,38\lambda - 0,282\lambda = 0,098\lambda$ включается с помощью реле в элемент, в сторону которого направлено излучение.

Элементы следующей антенны (...2el_wave_Inv V.gaa и рис. 9.2.6) тоже выполнены в виде Inverted V. Но это уже длинные волновые диполи. Из-за их размеров пришлось применить высокие, почти $\lambda/2$ мачты, а из-за высокого импеданса — двухпроводные линии в качестве фазирующих.



В отличие от предыдущей, антенна рис. 9.2.6 довольно широкополосна: и по F/B > 12 дБ, и по КСВ < 2 ее полоса в диапазоне 40 м превосходит 300 кГц.

Если направление ДН антенны должно переключаться, то длины линий, показанные на рис. 9.2.6, оказываются короткими для размещения коммутатора внизу. Чтобы не ставить

небольшую дополнительную мачту для коммутатора, можно удлинить обе линии на $\lambda/2$. Правда, при этом полоса антенны уменьшается раза в полтора.

Еще один пример двухэлементной антенны из волновых диполей Inverted V показан в файле ...2el_VP2E 40m.gaa. Как и две предыдущие, это антенна тоже на диапазон 40 м. Но в данном случае элементы запитаны не в центре, а в серединах боковых сторон, как в антенне VP2E (пп. 4.1.6, 6.2.4).

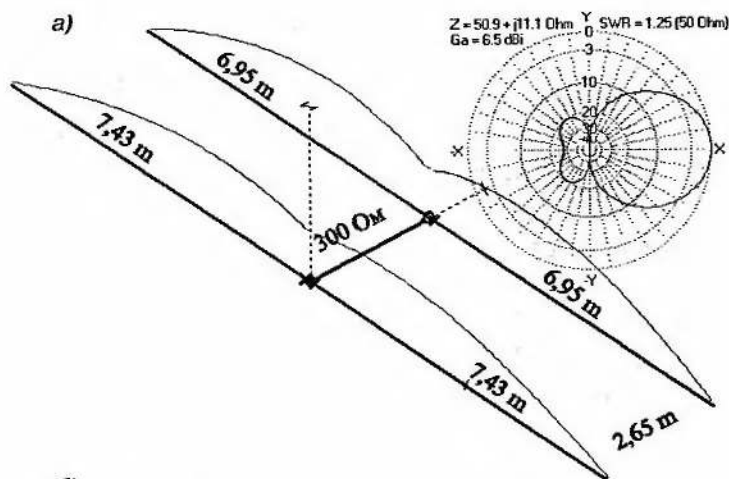
Антенна размещена на мачтах высотой по 7 м, то есть всего $0,16\lambda$. По полосе ...2el_VP2E 40m.gaa ведет себя примерно также, как и антенна рис. 9.2.5, а по максимальному усилению существенно, на 7 дБ, ей проигрывает. Последнее происходит потому, что антенна ...2el_VP2E 40m.gaa излучает с вертикальной поляризацией (так как ее элемент VP2E сам по себе излучает, в основном, вертикально поляризованную волну), а рис. 9.2.5 — с горизонтальной. А антенны с вертикальной поляризацией существенно проигрывают горизонтальным (п. 4.3.5) по максимальному Ga.

Но если сравнивать антенны ...2el_VP2E 40m.gaa и рис. 9.2.5 по усилению под низкими углами, то выявится типичная картина V против H. При зенитных углах выше 10° выигрывает горизонтальная антенна (рис. 9.2.5), а при углах ниже 10° — вертикальная (...2el_VP2E 40m.gaa), причем чем ниже угол, тем больше выигрывает.

Последняя антенна этого параграфа — увеличенная HB9CV (файл ...HB9CV_long.gaa и рис. 9.2.7) на диапазон 14 МГц. Вернее, увеличены лишь размеры элементов, а расстояние между ними осталось прежним: $0,125\lambda$.

Вся антенна и ее основные характеристики показаны на рис. 9.2.7, а, а узел питания в увеличенном виде — на рис. 9.2.7, б. Избыточную электрическую длину элементов компенсируют пары конденсаторов, включенные в середины элементов. Этими конденсаторами производится точная подстройка антенны.

Избыточную длину элементов можно использовать двояко: либо для роста усиления, либо для расширения полосы. В примере файла ...HB9CV_long.gaa использован второй путь. При равном с обычной HB9CV (файл ...HB9CV_line.gaa, рис. 9.2.3) усилении, относительная полоса расширена почти в полтора раза, 4,5% до 6,4%. И это при том, что в антенне рис. 9.2.7 использованы вдвое более тонкие (в λ) элементы. Абсолютная полоса антенны рис. 9.2.7 в диапазоне 14 МГц составляет 0,9 МГц по обоим уровням: KCB < 2 и F/B > 12 дБ. Если же антенну рис. 9.2.7 настраивать на максимальное усиление,



б)

Схема питания

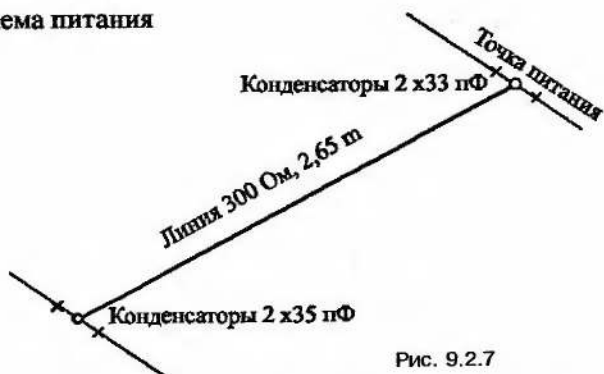


Рис. 9.2.7

то можно выиграть около 0,5 дБ в G_a (точно так же, как и для антенны с пассивными элементами). Но это будет оплачено заметным (почти вдвое) сужением полосы.

9.2.4. Однопроводные фазирующие линии

В п. 4.1.4 описан диполь Windom, питаемый по однопроводной линии (п. 3.2.2). А в этом параграфе мы будем делать из двух Windom'ов направленную антенну с активным питанием. Насколько мне известно, первым предложил такую конструкцию В. Поляков, RA3AAE.

Пример такой антенны диапазона 28,5 МГц приведен на рис. 9.2.8 и в файле ...2el_windom.gaa. Это два цельнометаллических диполя, соединенные перемычкой-траверсой. Питание производится в разрыв траверсы, то есть тут, в отличие от одиночной антенны Windom'a, не требуется ВЧ-заземления в точке питания.

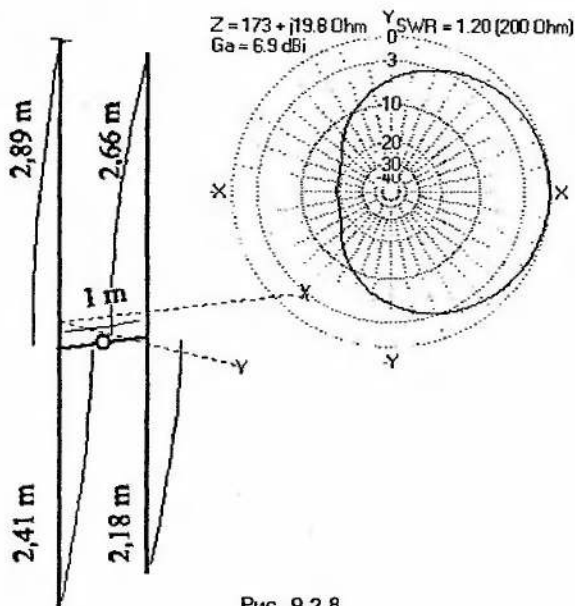


Рис. 9.2.8

Как работает эта антенна? Если временно установить перемычку-траверсу в центр обоих диполей, то при таком питании ничего хорошего не выйдет. Ток, выходя из концов траверсы, будет растекаться по половинкам диполей в разные стороны (то есть в противофазе) как в радиалах или в емкостных нагрузках (ЕН). И точно так же, как не излучают ЕН и системы радиалов, не будут излучать и наши диполи. Поэтому перемычку-траверсу смещают вбок от геометрического центра.

Как показано в п. 4.1.4, если правильно выбрать величину смещения, возникает близкое к обычному распределение тока в диполе (в одну сторону по всей длине), и такой вибратор успешно излучает. Подключив к обоим концам перемычки-траверсы (она же однопроводная линия возбуждения Windom'a)

по асимметричному цельнометаллическому диполю, мы возбуждем их оба.

Играя длиной диполей, расстоянием между ними и величиной смещения траверсы, можно подобрать более-менее правильное токораспределение в системе двух вибраторов, то есть получить однонаправленную ДН. Что мы и видим на рис. 9.2.8: и ДН почти такая же, как у обычной двухэлементной антенны, и усиление, достигающее 6,9 dBi в свободном пространстве.

Однако такой способ питания, кроме плюсов (интересная цельнометаллическая конструкция), имеет и минусы:

1. Асимметрия возбуждения диполей, плюс небольшое излучение линии-траверсы приводят к асимметрии ДН. Если на азимутальной диаграмме направленности (как на рис. 9.2.8) это малозаметно, то в зенитной ДН появляется крупный задний лепесток под высокими зенитными углами.

2. R_a в точке питания получается около 200 Ом, что требует применения СУ для перехода на коаксиальный кабель. Также необходимо хорошее устройство подавления синфазного тока оплетки. Иначе ДН антенны будет испорчена излучением оплетки. Наиболее разумно здесь применение трансформатора на ферритовом кольце с обмотками, разнесенными в разные части кольца, для уменьшения межобмоточной емкости. И дополнительно к этому желательно избегать резонансных размеров мачты, несущей траверсу, так как она находится в одной плоскости с элементами.

Изменить R_a можно смещением траверсы от геометрической середины элементов. Удаление от этого центра повышает R_a до нескольких сотен ом. В файле ...2el_windom600.gaa показан пример $R_a = 600$ Ом. Но кроме возрастания R_a , растёт и ёмкостная составляющая — jX_a , для компенсации которой в точку питания приходится включать последовательную катушку. Так, в файле ...2el_windom600.gaa это катушка 3,2 мкГн.

Приближая траверсу к центру, можно снизить R_a . Даже до 50 Ом (файл ...2el_windom50.gaa). jX_a при этом тоже появляется, но положительная. Ее убирают последовательным конденсатором (80 пФ в файле ...2el_windom50.gaa).

На рис. 9.2.8 антенна показана в вертикальном положении, потому что в горизонтальном варианте с траверсой и элементами из трубок такие антенны не делают. Механически антенна выходит перекошенной, что не способствует долгой и надёжной работе. А если сделать дополнительную несущую траверсу в центре, изолированную от элементов, то тогда уж разумнее сделать HB9CV, которая механически проще при тех же электрических параметрах.

Горизонтальными такие антенны делают только проволочными, с фиксированным положением ДН. Пример показан в файле ...Double_windom.gaa и на рис. 9.2.9. Это два проволочных элемента на телеграфный участок диапазона 80 м.

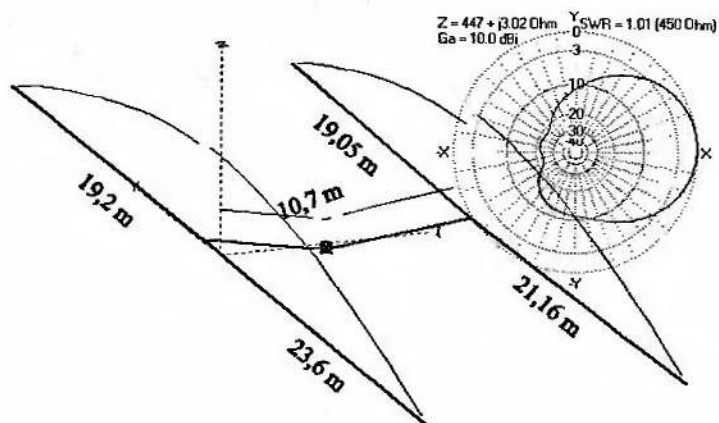


Рис. 9.2.9

R_a около 450 Ом. Асимметричное питание дает о себе знать перекосом задних лепестков ДН. Полоса антенн составляет около 70 кГц.

9.2.5. Трехэлементная антенна

Можно запитать активно и три диполя. Но не нужно. Хотя теоретически при этом можно получить $G_a > 10 \text{ dBi}$ в свободном пространстве (файл ...3el_ideal.gaa), но это в теории.

На практике же обнаруживается следующее:

1. Из-за низкого импеданса элементов при объединении их системой питания получается общий импеданс в единицы ом. СУ для такого импеданса будет иметь повышенные потери, сводящие на нет выигрыш от активного питания.

2. При траверсах до $0,3\lambda$ в обычной трехэлементной Уда-Яги токораспределение и так весьма близко к оптимальному (см. рис. 7.2.12), так что переход на активное питание мало что дает.

Последнее подтверждается при оптимизации активно запитанных трех диполей по критериям G_a , F/B и ширины полосы.

Оптимизация «утаскивает» третий элемент довольно далеко вперед (увеличивая длину траверсы до $0,4...0,45\lambda$), и показывает, что R_3 этого элемента мало. А это означает (см. п. 9.1.2.2), что питание его не требуется. Надо лишь подогнать размеры элемента до получения требуемой реактивности. Иными словами, оптимизация указывает, что третий элемент может быть пассивным.

И такие антенны (два активных элемента, плюс третий пассивный) уже имеют практический смысл. Питание двух элементов относительно несложно (см. предыдущие параграфы этого раздела), а добавка третьего увеличивает усиление.

Но нельзя к работающей и настроенной двухэлементной антенне с активным питанием просто добавить пассивный директор. В докомпьютерную эпоху радиолюбители не раз делали такие попытки, например с антенной HB9CV. Но из них ничего хорошего не вышло, да и не могло выйти. Ведь введение третьего элемента существенно меняет импедансы и распределение тока в двух остальных. Поэтому исходно настроенная двухэлементная антенна расстраивается, так что простыми манипуляциями с питанием нельзя получить хороших результатов. Требуется полное новое проектирование антенны сразу как трехэлементной.

Пример такой конструкции диапазона 20 м показан в файлах `...3el_dipole.gaa` и `3el_dipole_line.gaa` (одна и та же антенна, но в последнем файле с линиями системы питания) и на рис. 9.2.10. Система питания выполнена из коаксиальных кабелей 50 Ом, более длинная линия $0,221\lambda$ перекрещена. Импеданс в точке питания $Z = 25 + j15$ Ом, требуется применение простой согласующей цепи. Размеры элементов даны для трубки диаметром 30 мм, расстояние R-W 3,9 м, W-D 5 м, длины линий — электрические.

Посмотрим, что нам дало активное питание по сравнению с обычной антенной Уда-Яги, сбалансированной по размерам с точки зрения максимума Ga и F/B в полосе (то есть оптимизированной по тем же критериям, что и антенна рис. 9.2.10).

Выясняются следующие преимущества антенны рис. 9.2.10:

- выигрыш $0,2...0,6$ дБ в усилении. Причем во всей полосе;
- подавление назад на центральной частоте $25...28$ дБ против $20...22$ дБ;
- лучше сохраняется форма ДН в полосе. Так, у антенны рис. 9.2.10 на краях диапазона $14,0...14,35$ МГц отношение F/B остается лучше 20 дБ, в то время как у Уда-Яги оно снижается до $15...17$ дБ.

В данном случае активное питание, кроме прямого выигрыша в полосе (за счет более стабильного токораспределения), дает еще и косвенный. Оно позволяет удлинить траверсу до $0,43...0,5\lambda$, что невозможно для Уда-Яги из-за резкого падения F/B (п. 7.2.3.1). А удлинение траверсы всегда положительно влияет на широкополосность.

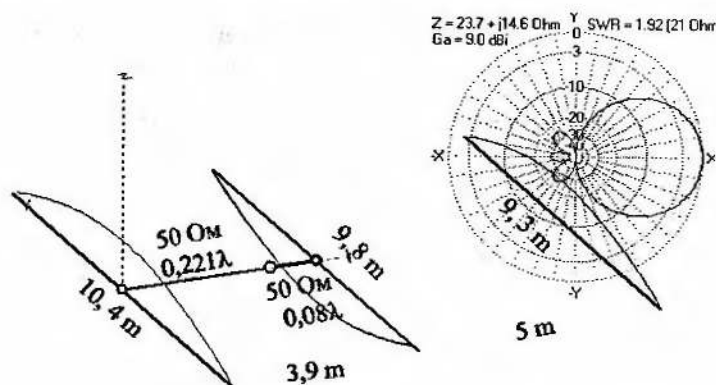


Рис. 9.2.10

Антенну рис. 9.2.10 можно несколько упростить, исключив вторую короткую фазировующую линию. Размеры при этом станут такими: R 10,7 м, W 9,7 м, D 9,5 м, расстояние R-W 4,3 м, W-D 4,6 м, электрическая длина фазировочной линии $0,406\lambda$ (без перекрещивания). Файл этой антенны ...3el_Ga_dipole_line.gaa. Эта антенна имеет чуть большее усиление, но зато более узкополосна: на краях диапазона 14,0...14,35 МГц отношение F/B снижается до 16...18 дБ. Другим слабым местом антенны является низкое $R_a \approx 11$ Ом. Тем не менее, ведя себя по R_a и F/B примерно как обычная Уда-Яги, антенна3el_Ga_dipole_line.gaa выигрывает у последней почти 1 дБ в усилении. Это близко к прибавке усиления от четвертого элемента, которая составляет 1,5 дБ (рис. 7.2.18).

Можно сказать, что трехэлементная с активным питанием рефлектора и вибратора, работает почти так же, как четырехэлементная Уда-Яги.

Аналогично на рис. 9.2.10 можно сделать трехэлементную антенну с диполями inverted V в качестве элементов. Пример показан в файле ...3el InvV.gaa и на рис. 9.2.11. Это антенна диапазона 40 м. Для обеспечения возможности переключения ДН элементы одинаковы и симметричны. Третий (правый) элемент включен пассивным директором. Его делает таковым

емкость 500 пФ (физически это такой же отрезок кабеля, который идет от левого элемента в центр, но нагружен на небольшую подстроечную катушку около 1 мкГн).

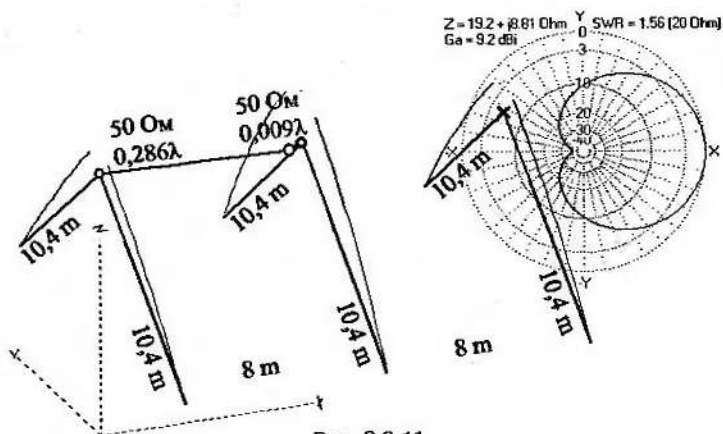


Рис. 9.2.11

По сравнению с двухэлементной inverted V (рис. 9.2.5) данная антенна при той же высоте имеет не только на 2 дБ большее усиление, но и значительно более широкую полосу: 300 кГц по уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$, и 100 кГц по уровню $F/B > 20 \text{ дБ}$. Отмечу, что антенну рис. 9.2.11, как и любую низко расположенную горизонтальную, надо считать и оптимизировать в NEC2 в режиме реальной земли Зоммерфельда—Нортон. Дальнейшее развитие подобных антенн рассмотрено в разделе 9.5.

9.3. Фазированные из четвертьволновых GP

Замечания о моделировании. Два $\lambda/4$ GP. Три $\lambda/4$ GP. Квадратные решетки из $\lambda/4$ GP. С излучением вдоль стороны квадрата. С излучением по диагонали квадрата. С изогнутыми и наклонными элементами. Два элемента. Три элемента. Четыре элемента. Системы заземления.

9.3.1. Замечания о моделировании

В этом разделе речь пойдет о фазированных вертикальных излучателях. В основном — четвертьволновых. Все модели, упоминаемые в разделе 9.3, находятся в папке ...ANT\Phased\GP\,

а если упомянут файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

Вертикальные направленные антенны (как и простые вертикальные антенны) мы вынуждены использовать там, где нельзя подвесить горизонтальные антенны на большой (в λ) высоте. Следовательно, речь изначально идет о нехватке высоты. Поэтому системы радиалов (свои под каждым из элементов), как правило, лежат на земле или даже закопаны в нее.

А, как известно, более-менее точный прямой учет таких радиалов возможен лишь в движке NEC4. Если он у вас есть, просто переключайте в GAL-ANA режим NEC4.

Но не огорчайтесь сильно, если лицензии на NEC4 нет. Практически точно такие же результаты можно получить, если в MININEC (тип земли «Реальная») или NEC2 (тип земли «MININEC») в основании GP включить дополнительный резистор R_p , симулирующий потери в радиалах и земле (п. 3.4.5.2).

Включение таких резисторов в начало каждого из вертикальных элементов позволяет корректно учесть влияние потерь в земле на G_a и токораспределение, то есть мы можем быть уверены, что оптимизация источников будет произведена правильно. Кроме того, включение этих резисторов дает Z_3 , весьма близкие к реальным. А максимальная точность в определении Z_3 необходима для проектирования системы питания (иначе расчетная ДН не получится). Иначе говоря, проектируя систему питания, мы будем уверены в хорошем результате при ее практическом воплощении.

Поэтому потери в системе радиалов и земле учитывать в моделях необходимо. Имея в виду малую распространенность NEC4, во всех моделях раздела 9.3 использован способ с дополнительным резистором R_p в основании каждого вертикала.

Величина этого резистора выбрана 4 Ом для всех моделей раздела 9.3 (за исключением особо оговоренных случаев). Потери 4 Ом соответствует системе из нескольких десятков радиалов на средней земле (см. п. 3.4.5.2).

Да, это немало. Но ведь мы делаем серьезную и недешевую направленную антенну, и неразумно экономить на тонкой проволоке радиалов, теряя усиление.

Если вы все же вынуждены использовать меньше радиалов или земля существенно отличается от средней, то кроме соответствующего увеличения R_p (см. п. 3.4.5.2), вам придется заново провести оптимизацию источников. Дело в том, что величина этого резистора, влияя на Z_3 , изменяет токораспределение.

Имейте в виду:

Если вы не в силах поместить под каждый элемент по несколько десятков радиалов и/или земля в месте установки заметно отличается от средней, то данные по источникам и системе питания будут несколько отличаться от приведенных в этом разделе.

Определить необходимую величину R_n в вашем конкретном случае можно не только по таблице в п. 3.4.5.2, но и измерить практически. Для этого, отключив все элементы кроме одного, измеряют его R_a на резонансе. Затем создаем простейшую модель этого одного элемента (без всяких резисторов) в MININEC (тип земли «Реальная») или NEC2 (тип земли «MININEC») и определяем расчетное R_{a2} . И находим потери как разность между измеренным и расчетным сопротивлениями, то есть $R_n = R_{a1} - R_{a2}$.

9.3.2. Два $\lambda/4$ GP

Как показано в п. 7.5.5, непросто сделать двухэлементную антенну с пассивным элементом из вертикальных $\lambda/4$ вибраторов. Для получения приемлемого F/B элементы приходится изгибать строго определенным образом и устанавливать их точные размеры (рис. 7.5.16, 7.5.17, 7.5.18).

При иных же конфигурациях и размерах элементов (включая простые вертикальные $\lambda/4$ GP) при втором пассивном элементе не удастся получить хорошее F/B (то есть правильное токораспределение). Но именно для таких случаев и придумано активное питание.

Начнем с классической задачи фазированных антенн: имеются два $\lambda/4$ GP, от которых надо получить хорошую ДН с высокими F/B и усилением.

Итак, имеем два активно запитанных $\lambda/4$ GP одинаковой высоты на некотором расстоянии друг от друга. А на каком расстоянии? В любительской литературе приводятся только два варианта: $\lambda/4$ и $\lambda/8$. И никаких иных. Почему?

Дело в отсутствии автоматической оптимизации в программах, использованных авторами этих вариантов. И как следствие, в вынужденном упрощенном токовом подходе к проектированию (см. п. 9.1.5). Ведь при расстояниях $\lambda/4$ и $\lambda/8$ оптимальные установки источников очевидны: равные токи и фазовые сдвиги -90° и -135° , соответственно.

Но не будем повторять этот путь и задаваться вопросом: «А при каких расстояниях получаются простые, понятые без

оптимизации, установки источников?» Изучим иной вопрос, а при каком расстоянии антенная система имеет максимум усиления? Согласитесь, антенна нужна нам для максимального излучения (то есть усиления), а не для красивых и понятных цифр в установках источников.

Проведем оптимизацию параметров второго источника по критерию максимальной и равной значимости G_a и F/B , для расстояний между вертикалами от $0,1$ до $0,3\lambda$. Для плоской средней земли результат показан на рис. 9.3.1. Из этого рисунка следует, что оптимальным является расстояние $0,175\lambda$, а не хорошо описанные $0,125\lambda$ и $0,25\lambda$, которые проигрывают оптимуму около $0,3$ дБ.

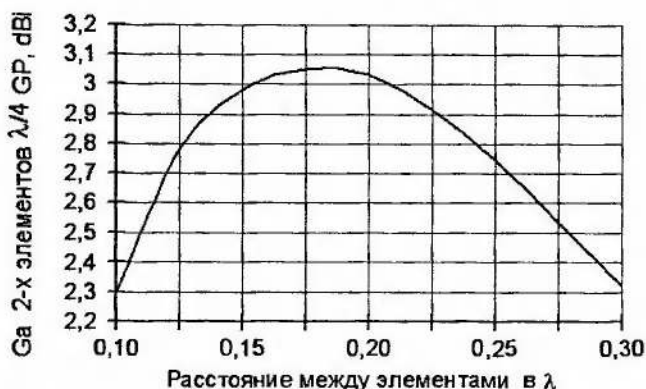


Рис. 9.3.1

Вывод:

Применение в однодиапазонной системе из двух GP расстояний $\lambda/4$ и $\lambda/8$ не вызвано никакой необходимостью (кроме упрощенного, без оптимизации, выбора источников) и ведет лишь к потере усиления.

Антенна с оптимальным расстоянием $0,175\lambda$ показана в файлах ...2GP_0.175.gaa, 2GP_0.175_line.gaa и на рис. 9.3.2. В качестве фазирующих линий использован кабель 50 Ом. Длины линий на рисунке — электрические. Правая линия $0,033\lambda$ перекрещена в точке питания.

Если необходимо переключение направлений ДН, то правая линия должна иметь длину $0,533\lambda$ без перекрещивания, как показано в файле ...2GP_0.175_line1.gaa. Конечно, дополнительный расход кабеля довольно велик, физическая длина полу-

волнового отрезка составит $0,5\lambda \times 0,66 = 0,33\lambda$. Но не будем забывать, что при иных методах питания вместо этого кабеля потребовалось бы устройство на нескольких LC элементах. И они вряд ли обошлись бы дешевле, чем несколько десятков метров кабеля. Особенно если учесть, что LC элементы обязаны выдерживать значительную реактивную мощность.

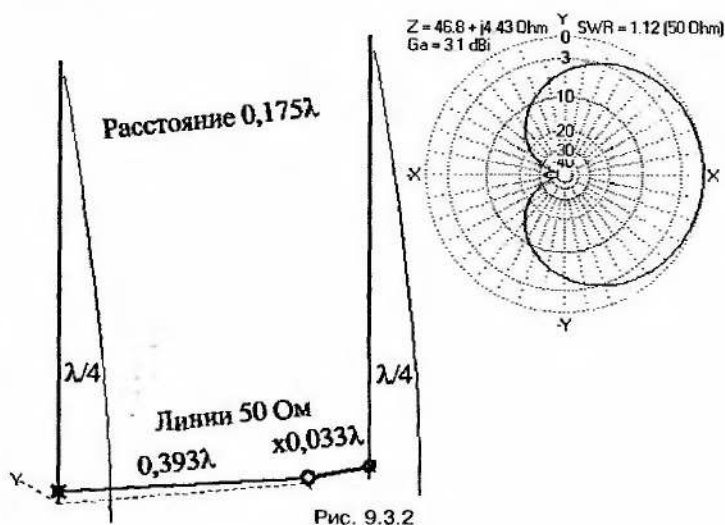


Рис. 9.3.2

Другим плюсом антенны рис. 9.3.2 является то, что в точке соединения фазированных кабелей получается почти чисто активный импеданс, близкий к 50 Ом, поэтому дополнительного СУ не требуется.

Полоса антенны рис. 9.3.2 по уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$ составляет 130 кГц в диапазоне 40 м. По КСВ полоса значительно шире, в тех же 130 кГц КСВ не превышает 1,3 на краях.

Изучим теперь, как влияет расстояние между элементами на основные параметры двух фазированных $\lambda/4$ GP. Ограничимся пределами $0,1\lambda \dots 0,3\lambda$, так как при меньших и больших расстояниях заметно падает усиление (рис. 9.3.1).

Результаты сведены в табл. 9.3.1. Все антенны в этой таблице имеют фазированные линии 50 Ом. Для тех антенн, где физическая (с учетом коэффициента укорочения) длина одного из кабелей получается меньше половины расстояния между элементами, приведены файлы и линии для двух вариантов: обычного, и с переключением ДН (с большей длиной линии).

Полосы BW указаны для диапазона 40 м, и по уровню F/B > 12 дБ (так как полосы по КСВ намного больше и приводить их нет смысла).

Если приходится удлинять короткую линию на полволны, несколько падает полоса (последний столбец в табл. 9.3.1), из-за того, что фазовый набег на более длинном кабеле быстрее меняется с частотой.

Таблица 9.3.1

ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ ДВУХ ФАЗИРОВАННЫХ $\lambda/4$ GP
ОТ РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ

Рас- стоя- ние, λ	Имена файлов моделей	Длина ¹ 1-й линии, λ	Длина ¹ 2-й линии, λ	Za, Ом	Ga ³ , дБi	BW ⁴ , кГц
0,1 λ	...2GP_0.1_line.gaa	0,437	\times^2 0,077	63 - j7	2,3	80
0,125 λ	...2GP_0.125_line.gaa	0,426	\times^2 0,061	55 - j3	2,8	95
	...2GP_0.125_line1.gaa	0,426	0,561			90
0,15 λ	...2GP_0.15_line.gaa	0,412	\times^2 0,047	50 + j0	3	120
	...2GP_0.15_line1.gaa	0,412	0,547			110
0,175 λ	...2GP_0.175_line.gaa	0,393	\times^2 0,033	47 + j3	3,1	130
	...2GP_0.175_line1.gaa	0,393	0,533			115
0,2 λ	...2GP_0.2_line.gaa	0,370	\times^2 0,020	44 + j6	3	200
	...2GP_0.2_line1.gaa	0,370	0,520			180
0,25 λ	...2GP_0.25_line.gaa	0,333	0,490	39 + j7	2,8	230
0,3 λ	...2GP_0.3_line.gaa	0,290	0,460	36 + j8	2,3	300

Примечания. ¹ Длины линий — электрические.

² Знак «X» означает, что линия перекрещена.

³ Усиление над плоской средней землей.

⁴ Диапазон 7 МГц. По уровню F/B > 12 дБ.

Таблица 9.3.1 показывает:

Оптимальные со всех точек зрения, включая согласование, пределы расстояний составляют 0,15–0,2 λ . Только если требуется широкая полоса, может иметь смысл увеличить расстояние до $\lambda/4$.

Параметры переключения (что это такое, см. п. 7.4.1) антенн табл. 9.3.1 типичны для двух элементов. $A_n = 68^\circ$, а $\Delta G = B_{\min} = -5$ дБ.

Схема переключения направлений проста. От обоих элементов до коммутатора идут основные линии одинаковой длины (равной меньшей из рассчитанных). А отрезок длиной равной разности большей и меньшей линий, включается последовательно с одной из основных.

Пример для антенны ...2GP_0.2_line1.gaa с расстоянием $0,2\lambda$ показан на рис. 9.3.3 (на этом рисунке через знак дроби указаны и электрическая, и физическая длина кабелей). Из табл. 9.3.1 определяем, что меньшая линия должна иметь электрическую длину $0,37\lambda$. Доводим до коммутатора два таких кабеля (их физическая длина, с учетом коэффициента укорочения $0,66$ составит $0,37\lambda \times 0,66 = 0,244\lambda$). Вторая линия должна быть $0,52\lambda$. Но $0,37\lambda$ мы уже имеем, поэтому, чтобы получить требуемую длину, включаем последовательно отрезок с электрической длиной $0,52\lambda - 0,37\lambda = 0,15\lambda$ (физическая длина $0,1\lambda$).

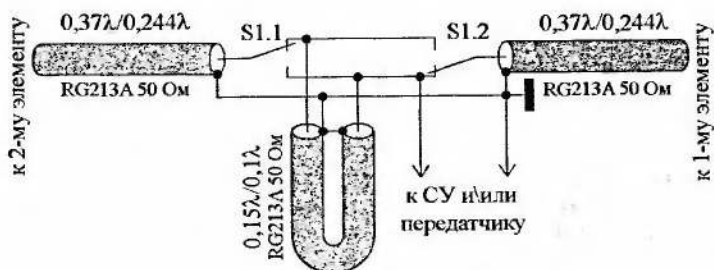


Рис. 9.3.3

Схема, показанная на рис. 9.3.3, универсальна для большинства двухэлементных антенн, питаемых методом K3LC. Ограничение этой схемы лишь одно: так как коммутируются только центральные жилы (а оплетки соединены постоянно), то она пригодна лишь для не перекрещенных коаксиальных кабелей.

Если же в качестве фазировочных применяются двухпроводные линии, или перекрещенные коаксиальные кабели, то необходимо переключать оба провода у каждой из линий. Схема такого коммутатора аналогична рис. 9.3.2, но удвоена, то есть потребуется реле не с двумя, а с четырьмя группами контактов на переключение.

Хочу отметить, что хотя мы до сих пор в качестве элемента рассматривали резонансные $\lambda/4$ GP, нет необходимости использовать именно их. Элементы-вертикалы могут быть как короче, так и длиннее $\lambda/4$. Правильно спроектированная система

питания все равно позволит получить хорошую ДН. Однако импеданс в точке соединения фазирующих кабелей получится при этом, скорее всего не столь удобным, как в табл. 9.3.1 и потребуются дополнительное СУ. Кроме того, при значительных реактивностях jX элементов может оказаться выгоднее применить для фазирования высокоомные линии.

Существует теоретическая возможность при любом межэлементном расстоянии так подобрать размеры элементов и фазирующих линий, что в точке соединения получится 50 Ом. Однако решение такой задачи выходит далеко за рамки этой книги.

9.3.3. Три $\lambda/4$ GP

Для увеличения усиления логично поставить третий $\lambda/4$ GP в линию. Как и в предыдущем параграфе, не будем искать межэлементные расстояния, при которых получаются простые, понятые без оптимизации, установки источников. Нас интересует максимум усиления.

Проведем оптимизацию двух крайних источников (и фаз, и амплитуд независимо) по критерию максимальной и равной значимости G_a и F/B для антенны над плоской средней землей.

Зависимость полученного таким образом усиления от расстояния между соседними элементами (общая длина антенны вдвое больше) показана на рис. 9.3.4. Из этого рисунка следует, что оптимальным является расстояние $0,3\lambda$. Разумные границы: от $0,25\lambda$ (заметно меньше падает усиление) до $0,325\lambda$ (тоже снижение G_a , плюс растут боковые лепестки).

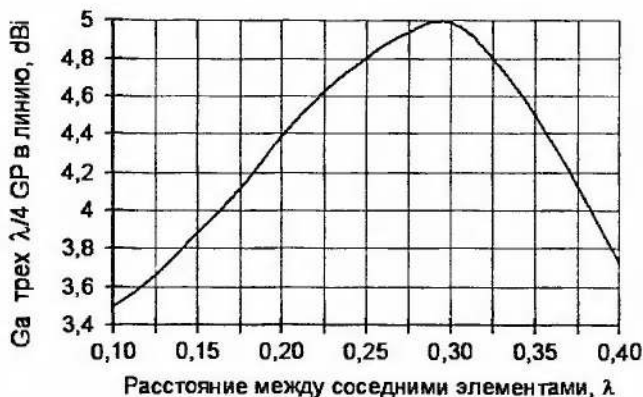


Рис. 9.3.4

Антенна с оптимальным расстоянием показана в файле ...3GP_0.3_line.gaa и на рис. 9.3.5. Там же дана система питания (длины линий на этом рисунке — электрические).

Поскольку все три элемента имеют разные импедансы, то применена древовидная система питания (п. 9.1.2.3). Сначала во вспомогательную точку сведены вместе линии (линии $0,46\lambda$ и $0,944\lambda$ на рис. 9.3.5) и крайних элементов. Длина этих линий выбрана такой, чтобы физически они дотягивались бы до центра антенны. Затем вспомогательная точка сводится со средним элементом (линии $0,045\lambda$ и $0,32\lambda$ на рис. 9.3.5).

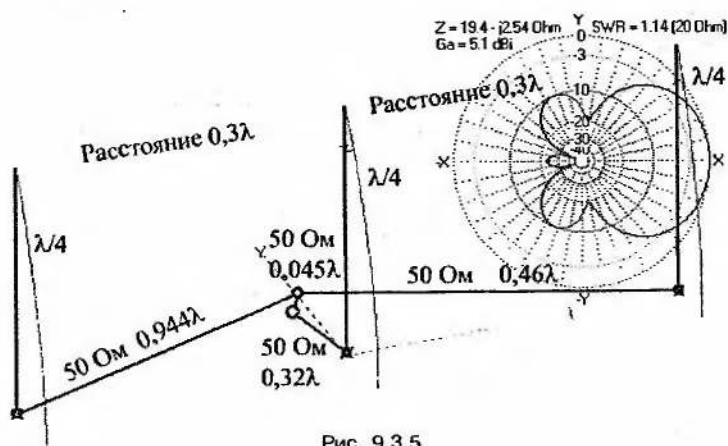


Рис. 9.3.5

Коммутатор направлений устанавливается во вспомогательной точке. Его схема почти такая же, как на рис. 9.3.3, со следующими отличиями:

- к коммутатору идут линии по $0,46\lambda$;
- длина дополнительного переключаемого отрезка составляет $0,944\lambda - 0,46\lambda = 0,484\lambda$;
- вход коммутатора идет не к СУ или передатчику, а к линии $0,045\lambda$.

По уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$ полоса антенны рис. 9.3.5 превышает 300 кГц в диапазоне 40 м . Как и у двухэлементной антенны, полоса по уровню $KCB < 2$ ощутимо больше полосы по F/B .

На практике подобные антенны применяются довольно редко. Из-за двух минусов:

- трехэлементные GP с пассивными элементами (пп. 7.5.5.2, 7.5.7) при почти равных затратах на элементы, но при

существенно более простой схеме питания, обеспечивая G_a всего лишь на несколько десятых децибела меньше, чем антенна рис. 9.3.5.

- узкий лепесток азимутальной ДН, в сочетании с переключением лишь на два направления приводит к тому, что ширина нерабочих зон A_n (см. п. 7.5.1) достигает 184° , то есть мы теряем больше половины возможных азимутов. А это не очень разумно для столь недешевого сооружения.

Намного чаще применяются треугольные решетки из $\lambda/4$ GP, позволяющие переключать ДН на три направления (через 120°), отчего нерабочих зон по азимуту не остается. В таких решетках элементы стоят в вершинах равностороннего треугольника (рис. 9.3.7).

Из соображений симметрии в треугольной решетке при любом возможном направлении два элемента из трех должны питаться одинаково и иметь равные импедансы.

Как и для предыдущей антенны построим зависимость G_a от расстояния между соседними элементами. Она показана на рис. 9.3.6 и рассчитана при тех же условиях (плоская средняя земля, критерий оптимизации: максимальной и равной значимости G_a и F/B), что и графики рис. 9.3.1 и 9.3.4.



Рис. 9.3.6

Из рис. 9.3.6 видно: оптимальное расстояние составляет $0,24\lambda$ при допустимых пределах $0,2\lambda - 0,3\lambda$.

Усиление треугольной решетки на 0,6 дБ выше, чем у двух-элементной антенны (рис. 9.3.1, 9.3.2), но на 1,3 дБ ниже, чем

Схема коммутатора для переключения на три направления показана на рис. 9.3.8.

Требуются два переключателя или реле с тремя группами контактов на переключение у каждого. В показанном на схеме положении (оба реле обесточены) излучение идет в направлении от элемента 2 к середине между элементами 1 и 3. При срабатывании обоих реле антенна излучает от элемента 3, к середине между 1 и 2. При включении только реле S1: от элемента 1 к середине между 2 и 3. Входное Г-звено обеспечивает согласование на 50 Ом.

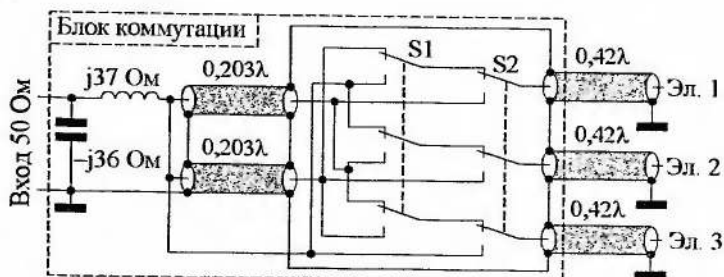


Рис. 9.3.8

Параметры переключения антенны рис. 9.3.7 довольно высоки: $A_n = 0^\circ$, $\Delta G = -2,5$ дБ, то есть антенна обслуживает весь азимутальный круг с потерями усиления не более 2,5 дБ для самых неудачных направлений. $V_{\min} = 12$ дБ, то есть любую помеху можно ослабить, как минимум, на два балла по шкале S.

9.3.4. Квадратные решетки из $\lambda/4$ GP

Понятно, что для коммутации ДН на четыре направления потребуются 4 элемента. В этом параграфе мы рассмотрим квадратные решетки, в которых элементы расположены по углам квадрата.

9.3.4.1. С излучением вдоль стороны квадрата

Идея такой решетки проста: возьмем две антенны рис. 9.3.2 (или аналогичные), расположим их рядом и запитаем синфазно. На виде сверху получился квадрат (рис. 9.3.10). Максимум излучения направлен вдоль стороны квадрата, как и у исходной антенны рис. 9.3.2.

Выясним влияние расстояния между элементами на Ga. Оптимизация параметров источников проводится при тех же условиях, что и для предыдущих антенн: критерии максимальной и равной значимости Ga и F/V, плоская средняя земля. Полученный график показан на рис. 9.3.9. Оптимальным является расстояние $0,225\lambda$, допустимые пределы: от $0,18\lambda$ до $0,26\lambda$.

Усиление такой квадратной решетки на 1 дБ выше, чем у двухэлементной антенны (рис. 9.3.1, 9.3.2). Почему всего на 1 дБ, хотя это синфазная антенна? Ответ дает рис. 6.1.8: при расстоянии между этажами $0,225\lambda$ прибавка усиления как раз и составляет 1 дБ. А увеличить это расстояние мы не можем, так как антенна перестанет быть квадратной, и потеряется возможность коммутации ДН на 4 направления.

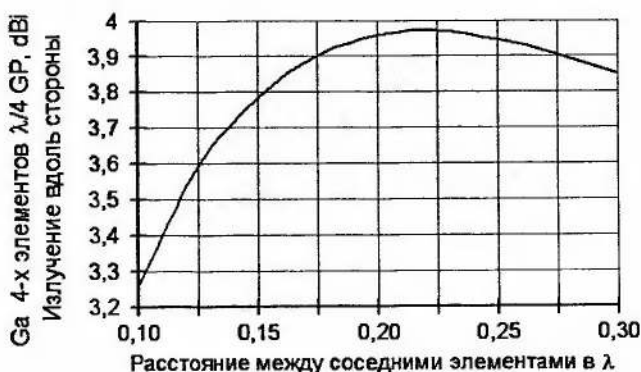


Рис. 9.3.9

По сути, на рис. 9.3.9. мы видим результат взаимодействия двух разных процессов:

1. Увеличение размера антенны по оси Y эквивалентно росту расстояния между этажами. При его росте до $0,625\lambda$ усиление растет (рис. 6.1.8).

2. Влияние размера антенны по оси X описывается графиком рис. 9.3.1, который имеет максимум на $0,175\lambda$ и далее быстро падает.

Поскольку решетка у нас квадратная, то мы вынуждены изменять размеры антенны по осям X и Y одинаково. В результате на рис. 9.3.9 получается следующее:

- До расстояния $0,175\lambda$ оба процесса направлены вверх, поэтому график быстро растет.

- На участке от $0,175\lambda$ до $0,225\lambda$ второй процесс (рис. 9.3.1) начинает убывать. Но делает он это относительно медленно (см. рис. 9.3.1), поэтому более быстрорастущий процесс 1 (рис. 6.1.8) побеждает. Усиление на рис. 9.3.9 продолжает возрастать, хотя все медленнее.
- На расстояниях более $0,225\lambda$ убывание процесса 1 (рис. 9.3.1) преодолевает процесс 2 (рис. 6.1.8), и результирующая кривая рис. 9.3.9 начинает падать.

Решетка, излучающая вдоль стороны квадрата, с оптимальным расстоянием $0,225\lambda$ показана в файлах ...4GP_0.225.gaa. Создание системы питания для нее выглядит делом несложным. Ведь пары элементов совершенно одинаковы как по установкам источников, так и по импедансам. Поэтому, по сути, надо свести вместе не 4, а два эллипса, то есть не сложнее, чем для двухэлементной системы.

Однако при попытке расчета системы питания в окне **Питание фазированных решеток** выясняется, что точки пересечения эллипсов вообще нет, то есть питание по методу K3LC невозможно. Значит, надо что-то менять в антенне, чтобы получить приемлемое пересечение.

Воспользовавшись рекомендациями п. 9.1.2.2 после нескольких попыток выясняем, что удобное решение находится,

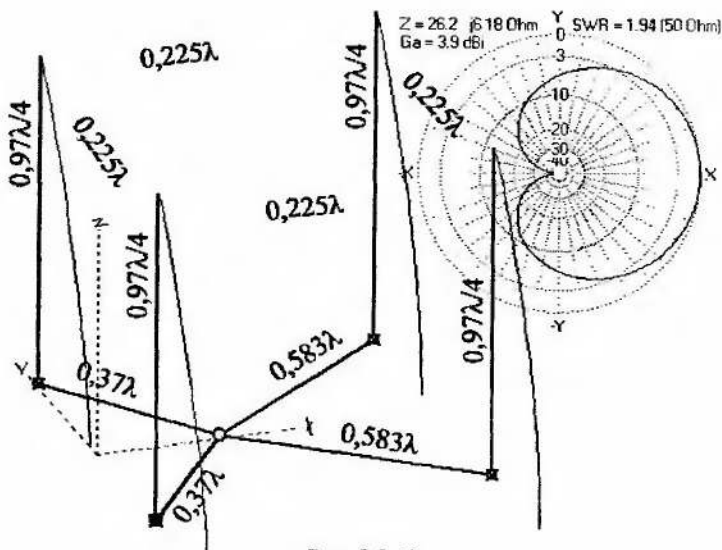


Рис. 9.3.10

если укоротить каждый из GP на 3% от резонансного размера (для диапазона 7 МГц это с 10,2 м до 9,9 м). Такая антенна показана в файле ...4GP_0.225m_line.gaa и на рис. 9.3.10 (длины линий на рисунке — электрические).

Схема коммутатора на четыре направления показана на рис. 9.3.11. Требуются два реле с двумя группами контактов на переключение у каждого.

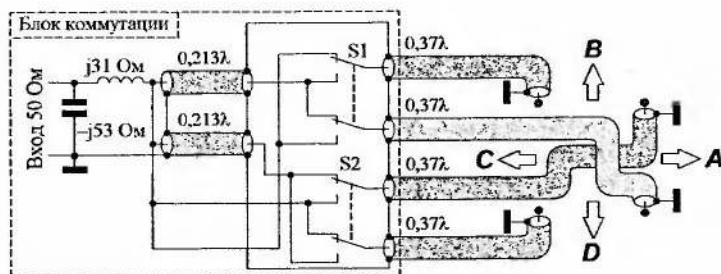


Рис. 9.3.11

Антенна излучает в направлении:

A — если оба реле обесточены (положение, показанное на схеме);

B — при включенном S1;

C — когда оба реле сработали;

D — если включено только S2.

Входное Г-звено обеспечивает согласование на 50 Ом.

Антенна рис. 9.3.10 очень хороша для переключения: $A_n = 0^\circ$, $\Delta G = -1,6$ дБ, для худшего направления потери усиления всего 1,6 дБ. Минимальное подавление самого неудачного направления B_{\min} составляет 15 дБ.

9.3.4.2. С излучением по диагонали квадрата

Решетка с излучением вдоль стороны квадрата не является оптимальной: мы фактически удвоили (и размеры, и затраты) двухэлементную антенну рис. 9.3.2, а выигрыш получили всего 1 дБ.

Большее усиление дают квадратные решетки, с излучением по диагонали квадрата. Понять такую антенну просто. Возьмем в качестве исходного материала трехэлементную антенну в линию, показанную на рис. 9.3.5. Заменяем средний элемент на виртуальный, физически состоящий из двух синфазных, раз-

двинутых в стороны (точно так же, как два правые элемента на рис. 9.3.7). Понятно, что такая решетка, происходя от трех GP в линию, как трехэлементная антенна и работает. С соответствующим усилением.

Начнем со стандартного в разделе 9.3 вопроса: как влияет расстояние между элементами на Ga? Условия такие же, как и для аналогичных графиков этого раздела: оптимизация по критериям максимальной и равной значимости Ga и F/B, плоская средняя земля.

Результат показан на рис. 9.3.12. Вернее, результаты. Графиков получилось два, в зависимости от того, что мы считаем задним направлением в отношении F/B.

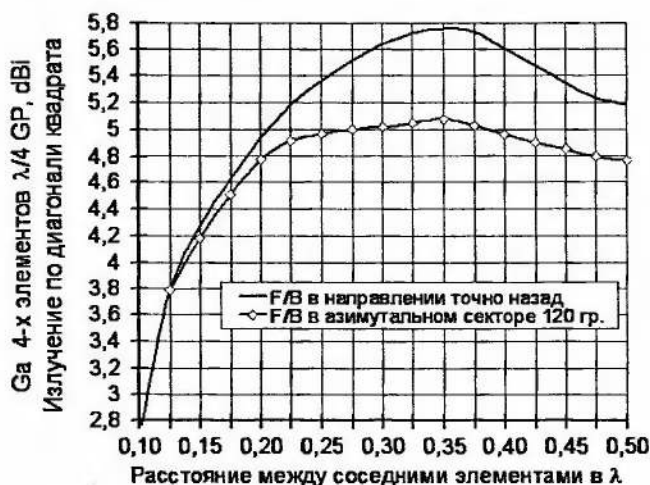


Рис. 9.3.12

Если узкий азимутальный сектор или направление точно назад, то справедлив верхний график на рис. 9.3.12. Усиление максимально, однако форма ДН не очень хороша, почти такая же, как на рис. 9.3.5: под азимутальными углами $+120^\circ$ и -120° имеются два больших задне-боковых лепестка, подавленных всего лишь на 10...15 дБ. Если они вас не пугают, то, сделав перед оптимизацией установки заднего направления нулевыми, вы выиграете в усилении 0,6...0,8 дБ. Пример такой антенны показан в файле ...4GP_D_0.35.gaa.

Если же требуется иметь глубокое подавление в широком азимутальном секторе, то усиление получается меньше, как

показано на нижнем графике рис. 9.3.12. Этот график построен при тех же критериях оптимизации, но заднее направление указано как азимутальный сектор 120° . Да, мы потеряли при этом 0,6...0,8 дБ в усилении. Но зато получили очень хорошее подавление сзади в широком секторе. Для таких антенн, во всем заднем азимутальном секторе от $+120^\circ$ до -120° , F/V превышает 35 дБ. Пример такой антенны приведен в файле ...4GP_D_0.35n.gaa.

Сравнить азимутальные ДН двух антенн, оптимизированных по разным критериям, при одинаковой стороне квадрата равной $0,35\lambda$ (это уже упомянутые выше файлы ...4GP_D_0.35.gaa и ...4GP_D_0.35n.gaa) можно на рис. 9.3.14 и 9.3.15.

Для обоих вариантов оптимальное расстояние по Ga одинаково — $0,35\lambda$. Допустимые пределы тоже: от $0,225\lambda$ до $0,45\lambda$. Причем для варианта с хорошим подавлением F/V в широком секторе усиление почти не меняется от $0,25\lambda$ до $0,4\lambda$. Поэтому из соображений экономии места применяются решетки с расстоянием $0,25\lambda$.

Такая антенна показана в файлах ...4GP_D_0.25n.gaa, ...4GP_D_0.25n_line.gaa и на рис. 9.3.13 (все длины, указанные на этом рисунке — электрические, все линии 50 Ом). При почти равных с рис. 9.3.10 габаритах обеспечивается усиление на 1 дБ выше. Да и форма ДН в смысле подавления заднего и боковых направлений существенно лучше. Эти преимущества оплачиваются более сложными системами питания и коммутации направлений.

Для питания пришлось применить древовидную систему, так как в одну точку свести все линии нельзя (вернее можно, но при заметном ухудшении ДН). Система коммутации направлений весьма сложна, и приводить ее тут не буду, так как это все же книга не по схемотехнике, а по антеннам. Предполагается, что если вы замахиваетесь на антенные системы такой сложности, то разработка коммутатора не должна стать для вас непосильной задачей. Чтобы ее облегчить, приведу пару полезных особенностей питания антенны рис. 9.3.14:

- если дополнительную линию $0,148\lambda$ перекрестить в точке питания, то ДН антенны развернется на 180° ;
- для уменьшения потерь длинную линию $0,8\lambda$ можно заменить линией $0,3\lambda$, перекрестив последнюю.

Параметры переключения антенны рис. 9.3.13: $A_n = 0^\circ$, $\Delta G = -2,6$ дБ, минимальное подавление самого неудачного направления $V_{\min} = 25$ дБ.

Антенна с оптимальной стороной квадрата $0,35\lambda$ и максимальным подавлением излучения назад в широком секторе

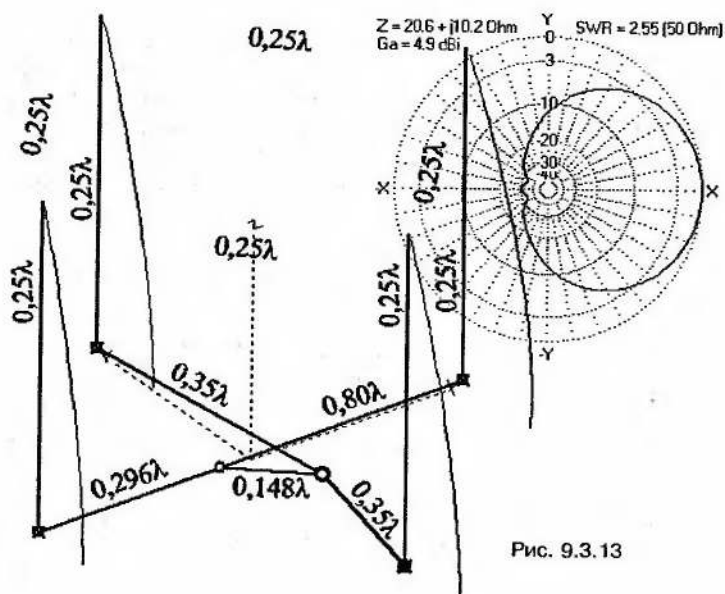


Рис. 9.3.13

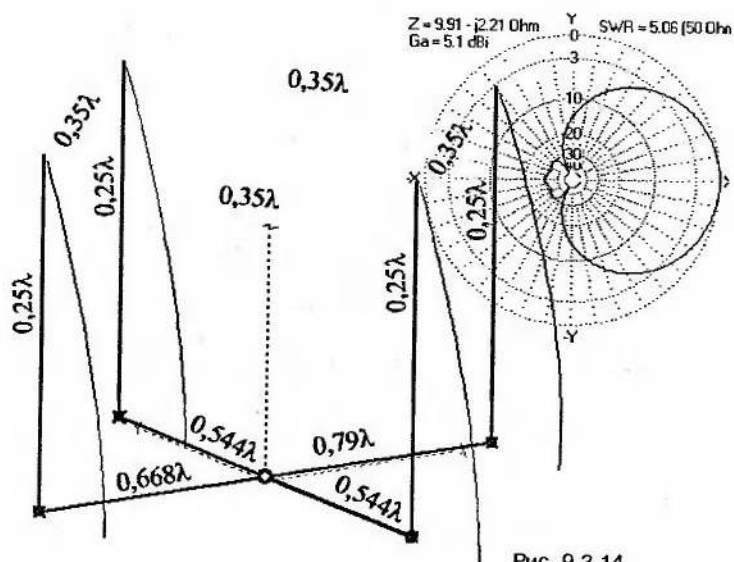


Рис. 9.3.14

показана в файлах ...4GP_D_0.35п.gaa, ...4GP_D_0.35п_line.gaa и на рис. 9.3.14 (все длины, указанные на этом рисунке — электрические, все линии 50 Ом).

Выигрыш в усилении по сравнению с предыдущей антенной невелик, всего 0,2 дБ. Зато все линии сведены в одну точку, что ощутимо упрощает коммутацию направлений. Параметры переключения такие же, как и у антенны рис. 9.3.13.

Антенна с оптимальной стороной квадрата $0,35\lambda$ и максимальным подавлением излучения назад в направлении точно назад показана в файлах ...4GP_D_0.35.gaa, ...4GP_D_0.35_line.gaa и на рис. 9.3.15 (все длины, указанные на этом рисунке — электрические, все линии 50 Ом).

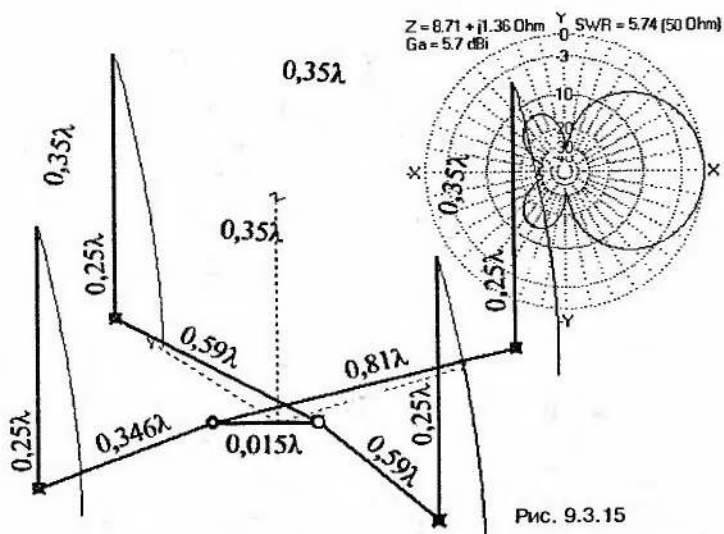


Рис. 9.3.15

Как уже упоминалось выше (рис. 9.3.13), такая антенна имеет на 0,7 дБ большее усиление, чем ее аналог на рис. 9.3.14, но оплачивается это неважным подавлением задне-боковых лепестков. Тем не менее, когда требуется максимальное усиление, то выигрыш почти на 1 дБ оказывается решающим.

Система питания антенны рис. 9.3.15 почти такая же, как и на рис. 9.3.13, отличаются лишь длины линий. Точно так же, как и у антенны рис. 9.3.13 можно реверсировать ДН перекрещиванием концов короткой линии $0,015\lambda$.

Параметры переключения антенны рис. 9.3.15 не очень высоки: $A_n = 48^\circ$, $\Delta G = -4$ дБ, минимальное подавление самого неудачного направления $V_{\min} = 15$ дБ.

9.3.5. С изогнутыми и наклонными элементами

Антенны, описанные во всех предыдущих параграфах этого раздела, хороши всем, кроме того, что требуют несколько высоких мачт. А это дорого и не всегда возможно. Поэтому, точно также как и в направленных вертикальных антеннах с пассивными элементами (раздел 7.5), часто используются решения с изогнутыми и/или наклонными элементами. Это позволяет сократить высоту и количество мачт. Но усложняет расчет. Вернее, раньше усложняло, когда расчет осуществлялся «на пальцах», по упрощенной токовой методике (п. 9.1.5). Ныне же автоматической оптимизации безразлично, где искать установки источника: в простом вертикальном элементе или в сложном изогнутом и наклонном. Решение будет найдено в любом случае и даже примерно с одинаковой скоростью.

В этом параграфе не буду проводить изысканий по оптимизации размеров и расстояний, а просто приведу несколько хорошо зарекомендовавших себя конструкций.

Все модели, упоминаемые в п. 9.3.5, находятся в папке ...ANT\Phased\GP\Slope\.

9.3.5.1. Два элемента

Начнем с антенны конструктивно самой простой: двух наклонных проволочных $\lambda/4$ GP, выполненных как растяжки одной, относительно невысокой ($0,19\lambda$) мачты.

Похожую антенну, но с пассивным элементом, мы рассматривали в п. 7.5.5.1 и выяснили, что для реализации хорошего F/B в ней требуется строго определенная геометрия, в частности большое (около 2 метров для диапазона 7 МГц) расстояние между вершинами элементов. Последнее требует либо заметного увеличения высоты мачты, либо установки на ее макушке дополнительной траверсы, что вызывает очевидные трудности. При попытке же свести верхние концы прямо к вершине мачты при пассивном питании падает F/B, то есть нужного токораспределения не получается.

Но как раз для такого случая придумано активное питание. Разместим элементы-растяжки как это удобно нам из конструктивных соображений, а требуемое токораспределение (то есть

F/B) установим правильным питанием обоих элементов. Результат показан в файле ...2el_slope_GP.gaa и на рис. 9.3.16 (длины линий, указанные на этом рисунке — электрические, все линии 75 Ом).

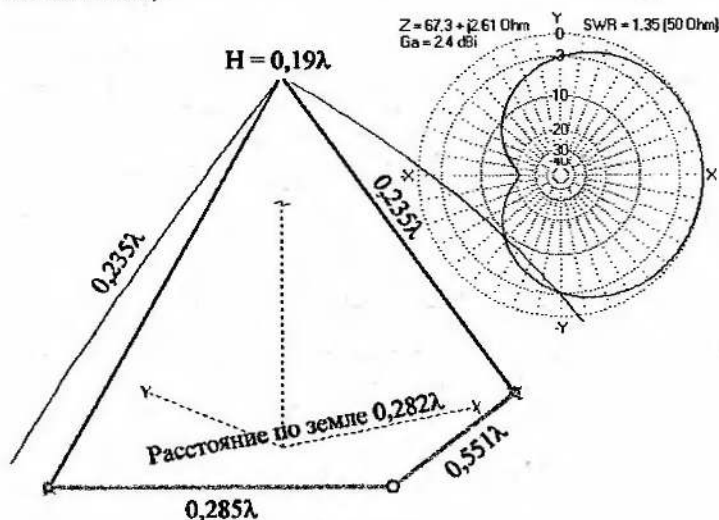


Рис. 9.3.16

Полоса антенны рис. 9.3.16 по уровню $F/B > 12$ дБ составляет 100 кГц в диапазоне 40 м. По КСВ полоса шире, в тех же 100 кГц КСВ не превышает 1,5 на краях.

Сравнивая приведенные характеристики с полноразмерной системой двух $\lambda/4$ GP (см. рис. 9.3.2), видно, что намного более простая конструктивно антенна рис. 9.3.16 имеет такое же усиление и лишь немного (100 кГц против 130 кГц) проигрывает в полосе. Кроме того, рассматриваемая антенна нуждается в простейшем СУ в точке соединения кабелей. В принципе, можно обойтись и без него, но все же КСВ 1,4 в середине диапазона это многовато.

Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.3 (с соответствующей коррекцией длин и волнового сопротивления линий). Параметры переключения (их определения см. в п. 7.4.1) не слишком высоки: $A_H = 40^\circ$, а $\Delta G = B_{\min} = -4$ дБ. Но не забудем, что конструктивно антенна рис. 9.3.16 лишь немногим сложнее простого, ненаправленного $\lambda/4$ GP.

Надо отметить, что антенна рис. 9.3.16 требует незаземленной мачты. Не обязательно полностью из изоляционного мате-

риала. Достаточно металлической, но отключенной от земли изолятором. Поскольку мачта не принимает участия в работе антенны, то она может быть разорвана изолятором не только на уровне земли, но и в любом удобном месте до ее половины высоты.

Попытки использовать мачту как третий элемент в данной конфигурации ни к чему хорошему не приводят. В лучшем случае немного расширяется полоса, но сложности с питанием при этом намного возрастают, примерно, как показано на рис. 9.3.5. Но если в том случае эти трудности были оправданы возрастанием усиления (так как вертикальные три элемента стоят довольно далеко друг от друга), то в нашем случае наклонных элементов их нельзя существенно разнести. Просто потому, что крайние элементы сильно наклоняются, антенна начинает излучать в зенит и в землю, падает усиление.

Двухэлементную антенну из Г-образных элементов (половинка от прямоугольника Моксона, см. рис. 7.5.17) обычно не делают с активным питанием. При простой и удобной конструкции хорошие результаты получаются и при пассивном питании. Активное питание тут может иметь смысл, если что-то иное, чем соображения хорошей ДН, вынуждает фиксировать размеры. Например, использование уже имеющихся мачт и/или точек подвеса.

Один из вариантов такого вынужденного решения показан в файле ...2el ShortGP.gaa и на рис. 9.3.17 (длины линий, указанные на этом рисунке — электрические, линии 50 Ом). Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.3 (с соответствующей коррекцией длин линий).

Эта проволочная антенна была растянута между двумя имевшимися диэлектрическими опорами (ну уж не буду столь официальным: всего лишь между столбом-опорой какой-то линии и подвернувшимся деревом) высотой всего по $0,11\lambda$ на расстоянии $>0,3\lambda$. Параметры переключения: $A_n = 0^\circ$, а $\Delta G = B_{\min} = -2$ дБ.

В принципе, антенна рис. 9.1.17 физически укорочена (изгибом), отчего ее усиление невелико. Укороченные антенны с активным питанием мы будем рассматривать позднее, в разделе 9.6. А в этом параграфе вернемся к полноразмерным антеннам и посмотрим, как можно сделать такую антенну из П-образных элементов.

В качестве элемента используем половинку антенны рис. 6.2.6, то есть два перевернутых и синфазных $\lambda/4$ GP. Полученная антенна показана в файлах ...2el semiquad.gaa, ...2el semiquad_line.gaa и на рис. 9.3.18 (длины 50-омных ли-

ний, указанные на этом рисунке — электрические). Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.3 (с соответствующей коррекцией длин линий).

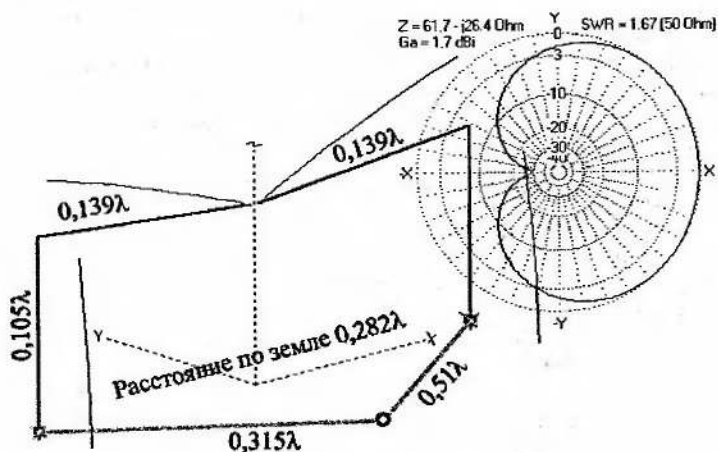


Рис. 9.3.17

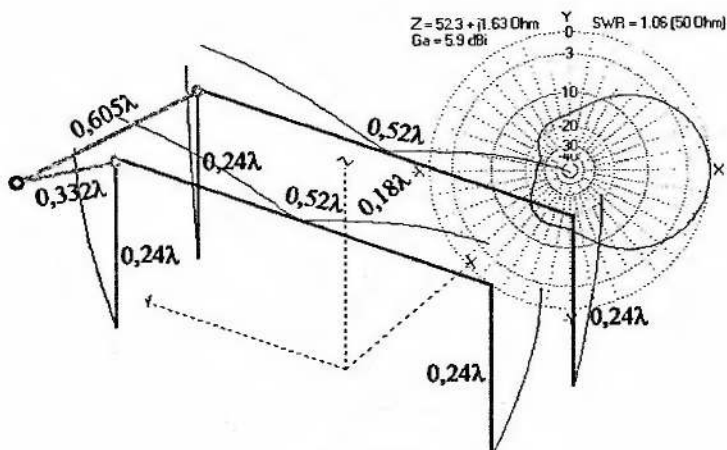


Рис. 9.3.18

Нижние концы элементов должны быть выше уровня земли хотя бы на несколько $\% \lambda$. Естественно, они не соединены с землей, поэтому противовесы не требуются. Антенна имеет

весьма высокое усиление, являясь синфазной системой из пары двухэлементных фазированных вертикалов. Такую конструкцию удобно растянуть между домами. Хотя излучение вбок мало, но все же не следует располагать излучающие вертикальные части (горизонтальные, точно так же, как и в исходном одиночном элементе ничего не излучают) ближе четверти волны к стенам домов.

Параметры переключения: $A_n = 224^\circ$, а $\Delta G = B_{\min} = -9$ дБ.

9.3.5.2. Три элемента

В этом параграфе рассмотрим лишь одну, но очень удобную на практике, антенну. Конструктивно она представляет собой одну невысокую $(0,2\lambda)$ диэлектрическую или изолированную от земли несущую мачту. Электрически мачта не используется, элементами служат три растяжки верхнего яруса, включенные как наклонные $\lambda/4$ ГР и снабженные внизу нормальными системами заземления. Внизу растяжки идут к точкам земли, образующим равносторонний треугольник.

Такая антенна показана в файлах ...3el_slope_GP.gaa, ...3el_slope_GP_line.gaa и на рис. 9.3.19 (длины линий, указанные на этом рисунке — электрические). Сторона треугольника составляет $0,285\lambda$.

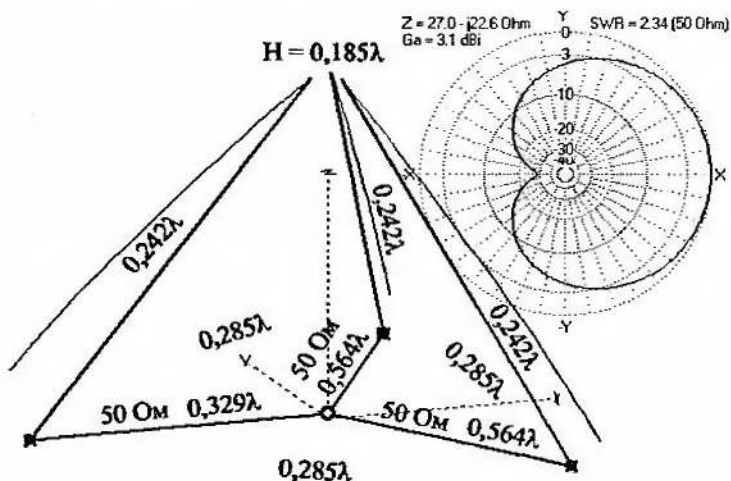


Рис. 9.3.19

Эта конструкция является модификацией антенны рис. 9.3.7, но выполняется гораздо проще: одна мачта $0,2\lambda$ против трех по $0,25\lambda$. А в усилении мы проиграли совсем немного: 0,5 дБ.

Если вы хотите на одной, не слишком высокой мачте закрыть все направления, то антенна рис. 9.3.19 представляется одним из наиболее подходящих решений. Ее параметры переключения практически такие же, как и у антенны рис. 9.3.7. Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.8 (с соответствующей коррекцией длин линий и цепи Г-согласования, которое должно быть пересчитано на $Z = 27 - j22 \text{ Ом}$).

Если в качестве несущей используется цельнометаллическая заземленная мачта, то для учета ее влияния требуется оптимизация с включением мачты в модель. Моделирование и практика показывают, что для компенсации влияния мачты (то есть получения хорошего F/B) более длинные линии приходится укорачивать на несколько процентов.

9.3.5.3. Четыре элемента

Аналогично антенне рис. 9.3.19 можно сделать и четырехэлементную. Такая антенна показана в файлах ...4el_slope_GP.gaa, ...4el_slope_GP_line.gaa и на рис. 9.3.20 (длины линий, указанные на этом рисунке — электрические, все линии — 50 Ом).

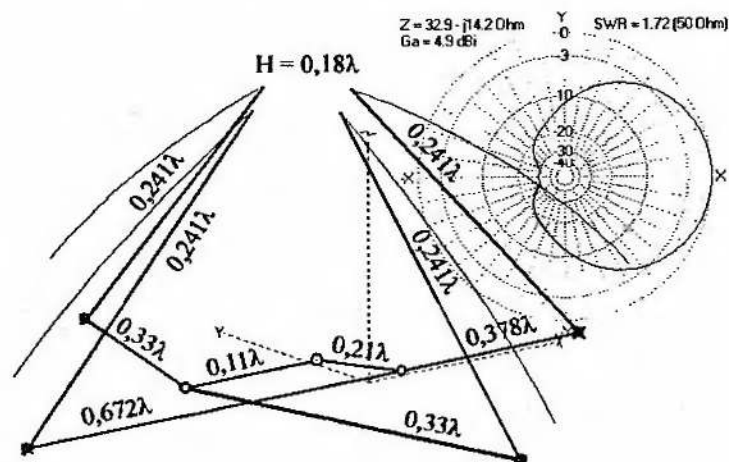


Рис. 9.3.20

Сторона квадрата, в углы которого растянуты элементы, составляет $0,28\lambda$, для квадратной решетки из наклонных элементов с излучением по диагонали это оптимум по усилению.

Эта конструкция является модификацией антенны рис. 9.3.13, но выполняется намного проще: одна мачта против четырех. А в усилении мы ничего не потеряли.

А в чем тогда подвох? Ну не может же быть, чтобы намного более простая антенна ни в чем не проигрывала. Да, не может. В данном случае мы заметно теряем полосу по F/B. Так, антенна рис. 9.3.13 в диапазоне 40 м имеет полосу 260 кГц по уровню F/B > 12 дБ. А антенна рис. 9.3.20 при тех же условиях — только 100 кГц. Причина ясна: разница в размерах.

Параметры переключения рассматриваемой конструкции практически такие же, как и у антенны рис. 9.3.13.

9.3.6. Системы заземления

В завершение раздела 9.3 хотел бы обратить особое внимание читателя на систему заземления. Но сначала еще раз перечитайте п. 9.3.1. Все, написанное в нем о заземлении элементов-вертикалов, справедливо.

Определимся, насколько влияет сопротивление заземления. Для этого возьмем антенну ...ANT\Phased\GP\40m 4square_line.gaa. Это 4 $\lambda/4$ GP, излучающие по диагонали и стоящие по углам квадрата со стороной $0,25\lambda$. Система питания именно этой антенны была приведена на рис. 9.1.9. При сопротивлении потерь заземления под каждым из элементов по 4 ома (как в большинстве моделей этого раздела) антенна обеспечивала бы усиление 5,3 dBi (см. рис. 9.3.12, построенный именно для такого R_{Π}).

Но в модели ...40m 4square_line.gaa заложены резисторы потерь не по 4, а по 5 Ом. Казалось бы, минимальная разница. Но ее хватает, чтобы G_a снизилось до 4,9 dBi. Если же увеличить R_{Π} до 10 Ом, то усиление упадет еще на 1 дБ, до 3,9 dBi. А если $R_{\Pi} = 20$ Ом, то G_a становится всего 2,4 dBi.

Такое же увеличение R_{Π} в одиночном $\lambda/4$ GP дает понижение усиления всего на 0,12, 0,5 и 1,4 дБ. А в направленной решетке мы теряем 0,4; 1,4 и 2,9 дБ, соответственно. Это очень много, и сравнимо с потерей одного из элементов.

Таким образом, для направленных решеток качество заземления (то есть количество и высота противовесов) должно быть заметно лучше, чем для одиночного вертикала.

Физически это объясняется просто: сопротивление излучения вибратора в решетке ощутимо ниже, чем у одиночного вертикала, а КПД определяется формулой 3.1.8, которая по сути

описывает резистивный делитель мощности между сопротивлениями потерь и излучения.

Практический вывод:

Если вы не хотите терять более 3 дБ (то есть половины мощности) в земле, то в направленных решетках из $\lambda/4$ ГР необходимо достигать $R_n < 15$ Ом.

Для действительно хорошей работы решетки и реализации полного ее усиления крайне желательно иметь $R_n < 5$ Ом.

Как достичь таких цифр? Если радиалы лежат на поверхности средней земли, то табл. 3.4.1 показывает, что речь идет как минимум о 12-полноразмерных радиалах (под каждым из элементов). А для $R_n < 5$ Ом радиалов должно быть уже несколько десятков. На хорошей земле эти цифры ниже, а на плохой выше. Но в любом случае на радиалы уйдет очень много проволоки, минимум несколько длин волн.

Существенно снизить число радиалов при тех же R_n можно единственным образом: поднять основания ГР и сами радиалы над землей. Графики рис. 4.2.1 и 4.2.2 показывают быстрое снижение R_n по мере удаления от земли. Здесь уместно процитировать окончание п. 3.4.5.3: «чтобы над средней землей удержать сопротивление потерь в пределах 5 Ом, для $\lambda/4$ штыря при высоте подвеса $0,08\lambda$ достаточно четырех $\lambda/4$ противовесов. А чтобы получить ту же величину потерь при высоте подвеса $0,01\lambda$ потребуется уже 10 штук $\lambda/4$ противовесов, а при высоте $0,003\lambda$ — более тридцати таких же противовесов».

Поэтому при малейшей возможности старайтесь приподнять радиалы: это многократно снизит расход проволоки на них. Кроме того, подъем оснований элементов даст дополнительный прирост усиления за счет общего роста усиления вертикала с высотой (см. рис. 3.4.8) из-за меньшего затухания поверхностной волны.

Закапывать радиалы решетки, даже неглубоко, крайне не рекомендуется. Потери в слое грунта, лежащем на радиалах, заметно увеличивают R_n и для сохранения его низким количество радиалов возрастает до сотен. Так, ON4UN рекомендует в такой ситуации класть радиалы с угловым шагом всего $3...4^\circ$ [4].

Во многих решетках расстояние между элементами меньше длины радиалов. Поэтому системы радиалов разных элементов пересекаются. В этом случае поступают так, как показано на рис. 9.3.21 (на этом рисунке показана система радиалов

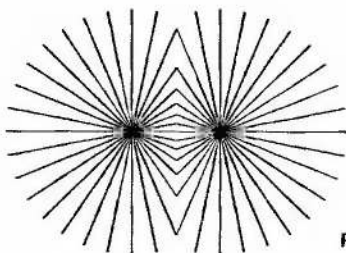


Рис. 9.3.21

двухэлементной антенны рис. 9.3.2). В точках пересечения радиалы разных элементов соединяются вместе и дальше не продолжаются.

9.4. Фазированные из рамочных элементов

Двунаправленная антенна. Направленная из двух рамок с периметром λ . Переключаемая на 4 направления с вертикальной поляризацией. Многоэлементная антенна.

Это будет небольшой раздел. Просто потому, что рамочная антенна с периметром около 1λ не имеет принципиальных отличий от горизонтального диполя или вертикала (в зависимости от способа питания рамки).

Все модели, упоминаемые в этом разделе, находятся в папке ...ANT\Phased\Loops\.

9.4.1. Двунаправленная антенна

В этом параграфе сделаем аналог антенны, описанной в п. 9.2.1. Но из рамочных элементов.

В пп. 4.3.5 и 5.1.1 мы видели, что горизонтальная рамочная антенна при высоте подвеса менее $0,3...0,5\lambda$ излучает, в основном, в зенит. И это еще полбеды. Беда в том, что вниз, в сторону земли также направлен максимум излучения. Но в эфир это излучение не уходит. Оно бесполезно греет грунт под антенной, снижая КПД и усиление.

Для устранения этой проблемы воспользуемся рецептом п. 9.2.1. разместим рядом две антенны, излучающие «в потолок», и запитаем их противофазно. Излучение вдоль вертикальной оси от разных элементов будет взаимно компенсироваться. Поэтому ДН в вертикальной плоскости станет намного лучше, а за счет снижения потерь в земле вырастет общее Ga.

Такая антенна из двух горизонтальных треугольников (каждый с периметром 1λ) показана на рис. 9.4.1 и в файле ...2loop.gaa. Точки питания треугольников соединены в центре перекрестно, чтобы обеспечить противофазное возбуждение половин антенны.

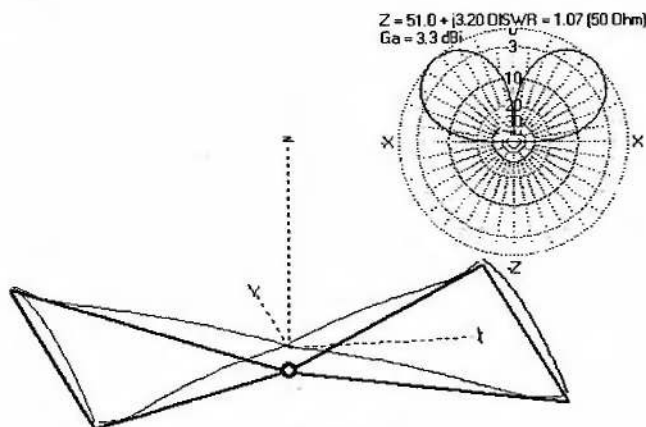


Рис. 9.4.1

Не спешите скептически усмехаться небольшому усилению под малыми зенитными углами. Антенна смоделирована на высоте всего лишь $\lambda/8$. Для горизонтальной антенны такая высота подвеса крайне мала. Тем не менее, антенна рис. 9.4.1 в диапазоне зенитных углов $10^\circ \dots 30^\circ$ проигрывает полноразмерному $\lambda/4$ вертикалу всего около 2 дБ. Это, конечно, не лучший вариант, но при проектировании появляется выбор: одна высокая мачта или четыре низких.

Система питания антенны рис. 9.4.1 проста. Противофазность обеспечивается перекрестным подключением рамок к точке питания. Тем не менее, питание можно еще более упростить. Фактически на рис. 9.4.1 свернут в сложную рамку провод длиной 2λ . Сделав из такого провода простую горизонтальную рамку со стороной $\lambda/2$, мы обнаружим, что для противофазного возбуждения противоположных сторон не требуется вообще никаких усилий. Достаточно просто запитать такую двухволновую рамку в любой точке. Эта антенна показана на рис. 9.4.2 и в файле .2loop2lambda.gaa. Высота подвеса также всего $\lambda/8$, ДН в зенитной плоскости такая же, как и в предыдущей антенне. В антенне рис. 9.4.2 пары противоположных сторон работают и как противофазно возбужденные $\lambda/2$ диполи, и как

фазирующая линия, обеспечивающая правильное возбуждение другой пары сторон.

Таким образом, рамка с периметром 2λ может быть рассмотрена и как простая антенна (мы это делали в п. 5.1.1), и как две противофазно возбужденные волновые рамки.

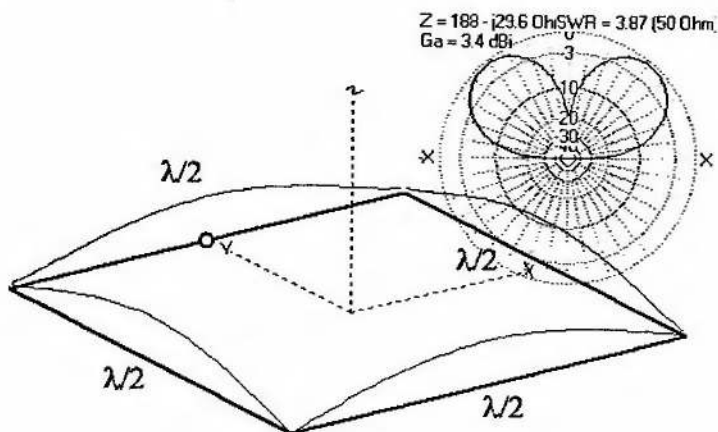


Рис. 9.4.2

Но вернемся к антенне рис. 9.4.1. У нее есть еще одно полезное применение. Если расположить ее вертикально (провернуть вдоль оси X на 90°), то, переключая фазировку рамок в точке питания (противофазно — синфазно), можно переключать ДН в азимутальной плоскости. Это показано в файлах ...Z1.gaa и Z2.gaa соответственно (одна и та же антенна, но при разном питании). «Восьмерка» азимутальной диаграммы поворачивается при переключении на 90° . Конечно, на хорошую антенну с переключением ДН это не тянет. Но подкупает простота реализации. Всего одно реле в точке питания, зато появляется оперативная возможность хоть как-то управлять ДН. В иных случаях это может дать выигрыш на несколько децибел в отношении сигнал/помехи.

9.4.2. Направленная из двух рамок с периметром λ

Проволочная двухэлементная рамочная антенна с пассивным рефлектором уже имеет оптимальное по Ga и F/V токо-распределение, улучшать которое активным питанием незачем

и некуда. График рис. 7.6.6 это подтверждает: бессмысленно питать активно две проволочные рамки.

Но если мы на рис. 7.6.6 присмотримся к графику для материала без потерь, то увидим, что максимум усиления приходится на расстояние между рамками $0,09\lambda$. А это расстояние уже не соответствует оптимуму по F/B при пассивном питании.

Значит, если потери в материале рамок малы (то есть рамки не проволочные, а из относительно толстых трубок), то активное питание некоторый смысл имеет. Установив расстояние между рамками $0,09\lambda$, мы выгадаем несколько десятых долей децибела в усилении (см. рис. 7.6.6). А активное питание позволит достичь хорошего F/B.

На КВ подобный фокус лишен смысла. Неразумно применять тяжелые и конструктивно неудобные рамки из трубок ради прибавки $0,2...0,4$ дБ усиления. Были попытки использовать комбинированные рамки: горизонтальные части из трубок, вертикальные — из проволоки. Но получаемая овчинка не стоила выделки: проволочные части вносили потери, поэтому выигрыша в усилении почти не получалось. А затраты и конструктивные сложности были выше, чем у обычного проволочного «двойного квадрата» с пассивным рефлектором.

А вот на УКВ, где выполнение рамки целиком из трубки или толстого алюминиевого прутка не вызывает сложностей, активное питание двух рамок иногда применяется. Там реально выиграть несколько десятых долей децибела в усилении. Для упрощения системы питания в такой антенне середины нижних сторон обоих квадратов изгибаются и сводятся вместе, как показано на рис. 9.4.3 и в файле `...2el_Quad.gaa`. Это два квадрата с активным питанием на диапазон 144 МГц.

Расстояние между рамками этой антенны оптимальное, $0,09\lambda$, поэтому усиление максимально, почти 8 dBi в свободном пространстве. Из-за того, что центральные нижние части X-образно изогнуты появляются два довольно больших задне-боковых лепестка (см. пп. 7.3.2 и 7.7.4). Но поскольку изогнуты лишь нижние стороны, а верхние оставлены прямыми, то уровень этих паразитных лепестков мал, $-15...-17$ дБ.

Разница периметров рамок антенны рис. 9.4.1 довольно велика: 10% (а у простого «двойного квадрата» всего $2...4\%$, см. п. 7.6.2). Рамки выполнены из трубок диаметром 8 мм, а так как $\lambda = 2$ м, то отношение диаметра проводника к периметру рамки получается 4×10^{-3} , то есть очень большим. Поэтому коэффициент удлинения также велик (см. табл. 4.3.1) и составляет $\approx 1,12$. Учитывая также, что изогнутые рамки должны быть несколько длиннее прямых, нас не удивит, что периметр директора антенны рис. 9.4.1 составляет $1,12\lambda$, а рефлектора —

1,22λ. При указанных размерах обеспечивается довольно точное токораспределение по элементам при простом встречно-параллельном соединении точек питания обеих рамок.

Поэтому настройка на максимум F/V (таковая требуется крайне редко, так как полоса по ДН антенны велика, и при правильном расчете и изготовлении промахнуться невозможно) производится периметрами элементов. Причем, в отличие от обычного «двойного квадрата», где для максимума F/V надо менять лишь периметр рефлектора, в данной антенне для хорошей ДН необходимо правильно установить периметры обеих рамок.

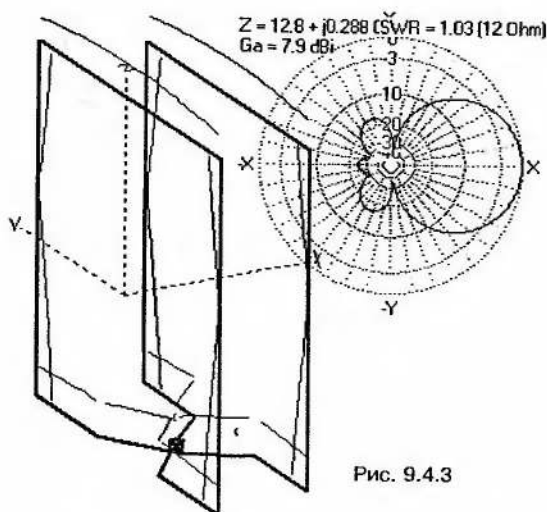


Рис. 9.4.3

Как организовать питание двух активных рамок? В любительской литературе встречается рекомендация соединить все нижние трубки вместе, а питать рамки по двум шлейфам гамма-согласования (в каждую рамку свой шлейф). Называется такая конструкция «двойной квадрат» HB9CV. Но приводить ее не буду (более того, стер из библиотеки имевшийся файл модели такой антенны). И делать так никому не советую.

Причина в том, что «двойной квадрат» HB9CV почти невозможно нормально настроить ни на модели, ни на практике. Шлейф гамма-согласования вносит в настраиваемый элемент дополнительную реактивность (см. п. 3.5.10). Простой антенне это безразлично. Но если в «двойном квадрате» HB9CV мы регулируем шлейф, пытаясь достичь согласования, то из-за из-

менения вносимой реактивности мы одновременно изменяем токораспределение по элементам. А значит, и ДН и взаимно наведенные сопротивления. Одна регулировка (шлейф гамма-согласования) одновременно влияет на две разные вещи: токораспределение (то есть ДН) и согласование (КСВ). Поэтому ничего хорошего из настройки двумя шлейфами выйти не может: получается собака, гоняющаяся за своим хвостом. Причем, гоняющаяся с нарастающей ошибкой. Чтобы выйти из этого порочного круга надо одновременно с настройкой шлейфов менять и периметр рамок, но трудоемкость этого процесса делает его бессмысленным.

Намного проще соединить точки питания рамок встречно-параллельно. При этом, правда, в точке питания одну из трубок придется изолировать от мачты. Импеданс в этой точке получается комплексный $Z \approx 13 + j70$ Ом. Согласовать его можно любым способом (токораспределение по рамкам при этом не нарушается). Наиболее просто включить в точке питания небольшой последовательный конденсатор, компенсирующий $+jX_a$, а 13 Ом преобразовать в 50 Ом $\lambda/4$ трансформатором с волновым сопротивлением 25 Ом (два 50 Ом кабеля в параллель). При этом настройка сведется к установке емкости конденсатора по минимуму КСВ. И никаких взаимных завязок.

Итак, на КВ активное питание двух классических параллельных рамок бессмысленно. Такая антенна и с пассивным рефлектором хороша настолько, что активным питанием ее не улучшить. Но это справедливо, только для параллельных рамок.

Но если всегдашняя нехватка места (или рост длины волны на НЧ диапазонах) вынуждает нас экономить, сводя вершины обеих рамок вместе на одну мачту, то двойная рамка с пассивным рефлектором оказывается никуда не годной. Не случайно в 4-й части книги таких антенн нет. При указанной форме у антенны с пассивным рефлектором F/B не превышает нескольких децибел и не поднимается никакими ухищрениями. Ведь при пассивных элементах далеко не при любой геометрии можно обеспечить правильное токораспределение. А при активном питании — при любой (п. 9.1.1).

Активное питание двойного треугольника с вершинами, сведенными вместе на одну мачту, оказывается спасительным средством, позволяющим получить хорошую форму ДН при вынужденно неоптимальной геометрии антенны.

Пример показан на рис. 9.4.4 и в файле ...2el_delta.gaa. Это двухэлементный проволочный треугольник на SSB участок диапазона 80 м. Антенна размещается на одной мачте 21 м. Имея в виду столь небольшую высоту верхней точки (всего $\lambda/4$),

рамки включены с вертикальной поляризацией (п. 4.3.5). Поскольку нижние горизонтальные провода идут всего в 3 метрах над землей, моделировать файл ...2el_delta.gaa следует только при включенной земле Зоммерфельда—Нортон.

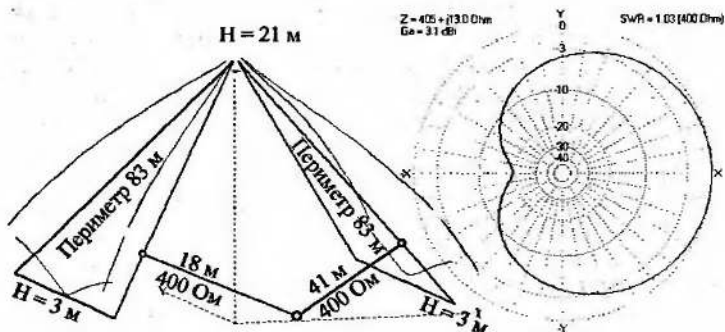


Рис. 9.4.4

Активное питание позволяет получить хорошую ДН. На центральной частоте 3,75 МГц F/V достигает 20 дБ. Полоса по F/V > 12 дБ составляет 100 кГц, то есть перекрывается SSB участок 3,7...3,8 МГц. Фазирующие линии имеют $Z_0 = 400 \text{ Ом}$, длины на рисунке электрические. Минимальная длина 18 м выбрана так, чтобы с учетом коэффициента укорочения линия доставала бы до основания мачты, где располагается коммутатор направлений. Схема коммутации такая же, как на рис. 9.3.3 со следующими изменениями:

- так как вместо коаксиала, как на рис. 9.3.3, используется двухпроводная линия, то количество коммутирующих групп удваивается. Каждый из проводов линии коммутируется так же, как центральная жила на рис. 9.3.3;
- соответствующая коррекция размеров: переключается отрезок линии длиной $41 - 18 = 23 \text{ м}$.

Входное сопротивление в точке соединения линий $R_a = 400 \text{ Ом}$. КСВ в пределах 3,7...3,8 МГц ниже 1,3. При масштабировании антенны на диапазон 40 м она перекрывает 200 кГц с хорошим F/V при единственной мачте 11 м.

Конструктивный нюанс: несущая мачта должна быть изолирована от земли и/или разбита изолятором в середине. Иначе она будет резонировать (ее размеры близки к $\lambda/4 \text{ ГП}$) и для компенсации ее влияния придется несколько корректировать длины фазирующих линий.

Если вы имеете $\lambda/4$ GP на 40 или 80 м (или планируете его поставить), имеет смысл заменить его антенной рис. 9.4.4. При почти той же высоте мачте и площади по земле (учитывая радиалы GP) реализуется выигрыш в усилении на 3 дБ, хорошая форма ДН и переключение на два направления.

Параметры переключения антенны рис. 9.4.4 следующие: $A_H = 64^\circ$, $\Delta G = B_{MIN} = -4,5$ дБ.

9.4.3. Переключаемая на 4 направления с вертикальной поляризацией

Читателей, внимательно изучивших 4-ю часть книги, заголовков параграфа смутит. Ведь в п. 7.7.4 недвусмысленно указывается: *невозможно создать антенны с V поляризацией по описанному в этом параграфе принципу (коммутации на 4 направления). При попытке соединить вверху точки максимума напряжений (а у V рамок эти точки вверху) работа антенны полностью нарушается, и ДН перестает быть направленной.*

В самом деле:

1. Для коммутации на 4 направления конструкция должна повторять саму себя при повороте на каждые 90° .

2. В случае рамочной антенны это означает сведение в центре всех четырех полурамок как вверху, так и внизу.

3. А при питании рамок под вертикальную поляризацию в этих точках получаются максимумы напряжения. Причем напряжения на вибраторе и рефлекторе разные. И, естественно, при попытке соединить их вместе они становятся одинаковыми. Это полностью искажает правильное токораспределение (то есть ДН) и принципиально лишает возможности получить его (любыми способами, включая активное питание).

На первый взгляд, между пунктами 2 и 3 существует неразрешимый антагонизм. Это действительно так. Но только в случае, если элемент выполнен как цельная, замкнутая рамка.

Вспомним, как мы делали рамку с вертикальной поляризацией (п. 4.3.3). Мы взяли два изогнутых $\lambda/2$ диполя (с двумя источниками), запитанных синфазно (рис. 4.3.1,б). И, исходя из того, что на их концах равные напряжения, соединили их параллельно в волновую рамку, попутно выбросив второй источник (рис. 4.3.1,в). Это упростило питание.

Но сейчас именно последний шаг не дает нам соединить вместе середины двух элементов вертикальной поляризацией. Следовательно, его надо отменить: использовать «рамку», показанную на рис. 4.3.1,б. Собственно, это еще и не рамка (поэтому это слово и взято в кавычки в предыдущем предложении),

а два синфазно запитаны изогнутых диполя. Но параметры такой «рамки» ничем не отличаются от привычной волновой рамки. Да, потребуются два источника, вместо одного (но в главе об активном питании нас это не испугает), зато исчезает мешавший нам электрический контакт в центре.

Теперь в двухэлементной антенне с вертикальной поляризацией мы можем свести близко вместе (чего требует симметрия переключения), но не соединять электрически все четыре полурамки (чтобы не испортить ДН). Симметрия через 90° получится без электрического контакта середин.

По описываемому принципу сделана антенна, показанная на рис. 9.4.5 и в файле ...4loop.gaa. Это не готовая практическая конструкция, а лишь иллюстрация описанного выше принципа.

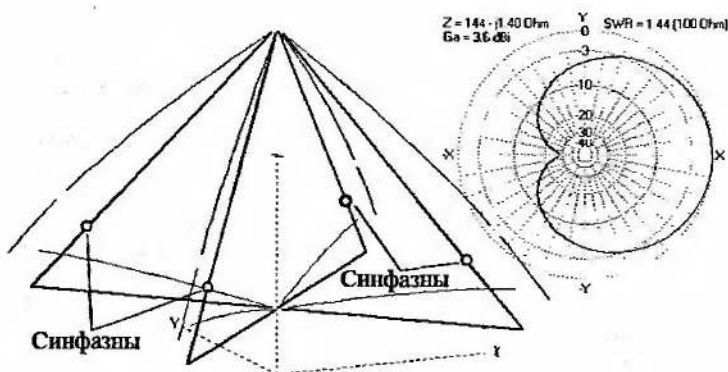


Рис. 9.4.5

Четыре изогнутых $\lambda/2$ диполя образуют две «рамки». Вверху и внизу концы диполей сведены близко друг к другу, однако не соединены. Между ними остается зазор несколько сантиметров. Источники попарно одинаковы, как показано на рис. 9.4.5. Каждая из пар синфазных источников вместе со своими диполями образует свою «рамку» (слева и справа от оси Z на рис. 9.4.5). Таким образом, антенна по параметрам эквивалентна двухэлементной рамочной антенне с вертикальной поляризацией.

Для получения однонаправленной ДН требуется соответствующее токораспределение в «рамках». Поэтому устанавливаются разные фазы и амплитуды левой и правой (по рис. 9.4.5) пар одинаковых источников.

Такая антенна может переключаться на 4 направления, так как все диполи-полурамки одинаковы. Однако при попытке рассчитать практическую конструкцию на основании рис. 9.4.5, выясняется, что система питания не слишком удобна. Во-первых, в качестве фазирующих потребуются двухпроводные линии 450...600 Ом. Во-вторых, они получаются довольно длинными, более $\lambda/2$ каждая. В третьих, электрическая схема коммутатора получается непростой. Если эти трудности вас не пугают, то вот файл такой антенны ...4loop_line.gaa.

Попробуем упростить питание и коммутацию. А для этого зададимся вопросом: а зачем нам понадобились источники в левой «рамке»-рефлекторе антенны рис. 9.4.5? Дело в том, что геометрия этой антенны неоптимальна с точки зрения использования левой «рамки» пассивным рефлектором. Поэтому токораспределение за счет связи по полю получается не лучшим, и его приходится подправлять активным питанием рефлектора.

Попытаемся сделать такую геометрию антенны, чтобы рефлектор не требовалось питать активно. Классическая геометрия оптимального токораспределения это две плоские рамки, параллельные друг другу. Но в данном случае это решение не подходит. Из условия коммутации на 4 направления антенна должна повторяться при повороте на каждые 90° вокруг оси Z. Значит, надо искать иную геометрию.

Результаты этих поисков показаны в файле ...4loop2_line.gaa и на рис. 9.4.6. Тут уже от рамок осталось мало. Но, как ни

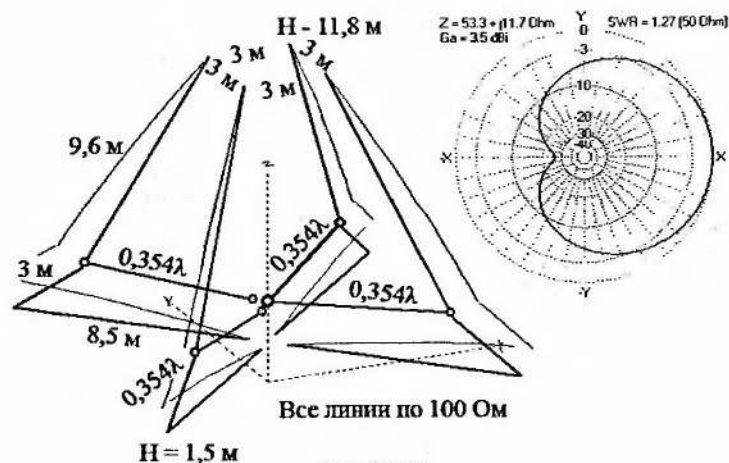


Рис. 9.4.6

странно, работает эта конструкция именно как двухэлементная рамочная.

Антенна рассчитана на диапазон 40 м и конструктивно размещается на одной мачте высотой 12,5 м с крестовиной 3×3 м на высоте 11,8 м. Крестовина нужна для того, чтобы развести верхние концы полурамок. А это потребовалось для пассивного рефлектора (две левые полурамки по рис. 9.4.6). Нижние концы полурамок расположены по сторонам квадрата 1×1 м, что нужно по той же причине. Все концы диполей обязаны быть хорошо изолированными, на них максимумы напряжения.

Все фазизирующие линии имеют $Z_0 = 100$ Ом и физически выполнены как два проложенных параллельно, но соединенных последовательно (оплетки соединяются вместе и далее не используются, центральные жилы обоих кабелей — выводы линии) тонких коаксиальных кабелей 50 Ом RG58. Этих кабелей достаточно даже при мощности в антенне более киловатта. В самом деле, каждая линия состоит из двух тонких кабелей, а вибратор питается по двум таким линиям. В результате на каждый из кабелей приходится лишь четверть мощности передатчика.

Необходимые индуктивности (\sim по 1,7 мкГн) в полурамки рефлектора вносят разомкнутые на конце коммутатора две левые линии.

Две правые линии питают правые полурамки — наш «рамочный» вибратор. В точке подключения этих линий входной импеданс каждой из двух полурамок чисто активен и близок к 100 Ом (низко висящая V рамка имела бы $R_a = 200$ Ом, согласно рис. 4.3.12, в данной же антенне он просто делится пополам между половинками «рамки»). Поэтому линии согласованы. У коммутатора они просто соединяются параллельно, чем достигается низкий KCB без дополнительного СУ в основном питающем кабеле 50 Ом.

Характеристики весьма стабильны при изменении частоты, по F/B > 12 дБ полоса составляет 250 кГц (диапазон 7 МГц), причем от 7,0 до 7,1 МГц F/B > 18 дБ. KCB < 1,5 в полосе 600 кГц.

Антенну рис. 9.4.6 можно представить и как вариант квадратной решетки из четырех вертикалов с излучением вдоль стороны квадрата (п. 9.3.4.1), так как в рассматриваемой антенне излучают лишь вертикально-наклонные части.

А токи в четырех горизонтальных, низко расположенных проводах равны и противофазны. Примерно так же, как и в обычных противовесах одиночного GP (правда, там максимум тока в центре, а в нашем случае на дальних краях — но на взаимную компенсацию это мало влияет). И нижние горизонтальные

провода антенны рис. 9.4.6 почти ничего не излучают точно так же, как противовесы обычного GP (п. 3.4.1). Следовательно, не опасаясь падения КПД можно размещать нижние провода антенны рис. 9.4.6 довольно близко к земле. В табл. 9.4.1 приведена зависимость G_a от высоты этих проводов над реальной средней землей (диапазон 7 МГц).

Таблица 9.4.1

Высота, м	0,05	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2
G_a , dBi	2,4	2,5	2,7	3	3,3	3,5	3,6

Видно, что уже от высоты 0,5 м (то есть около 1% λ) скорость изменения усиления с высотой уменьшается (дальнейший рост обусловлен уже просто увеличением высоты всей антенны над землей, как на рис. 3.4.8).

Полезно сравнить данные табл. 9.4.1 и графика рис. 9.3.9 (усиление квадратной решетки $\lambda/4$ GP). Отчетливо видно, что при высотах 1...5% λ рассматриваемая антенна проигрывает всего 0,3...0,9 дБ квадратной решетке вертикалов с излучением вдоль стороны (рис. 9.3.10). Но расходы на антенну рис. 9.4.6 многократно ниже:

- одна мачта против четырех;
- не нужны радиалы. Вообще. А в решетках вертикалов требуются отдельные и хорошие (десятки противовесов) под каждым элементом (п. 9.3.6).

Дело даже не в дополнительном расходе проволоки на множество радиалов (хотя и она не бесплатна), а в необходимой для этого площади земли. Сравним:

- Антенна рис. 9.3.10 при $\lambda/4$ радиалах потребует для своего размещения (включая радиалы) квадратного участка земли размерами минимум $0,65\lambda \times 0,65\lambda$. Для диапазона 7 МГц это 28×28 м.
- А антенна рис. 9.4.6 при высоте нижнего пролета 1,5 м (что даст практически такое же усиление, как у антенны рис. 9.3.10) поместится на участке 16×16 м (учитывая точки крепления растяжек нижних углов), то есть на втрое меньшей площади. Если нижний край рассматриваемой антенны поднять до 2,5...3 м (что откроет свободный проход под ней), то ее G_a вырастет до 3,6 dBi. Это почти соответствует максимально возможному усилению для решетки вертикалов (см. рис. 9.3.9). При этом требуемая площадь увеличится до 21×21 м, что почти вдвое меньше, чем для четырех вертикалов.

Параметры переключения антенны рис. 9.4.6 очень высоки: $A_{\text{н}} = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,5$ дБ, $B_{\text{MIN}} = -12$ дБ.

Схема коммутатора направлений показана на рис. 9.4.7. Требуются два реле с двумя группами контактов на переключение каждое. В указанном на рис. 9.4.7 положении (оба реле K1 и K2 выключены) излучение идет в направлении, указанном стрелкой, между полурамками A и D.

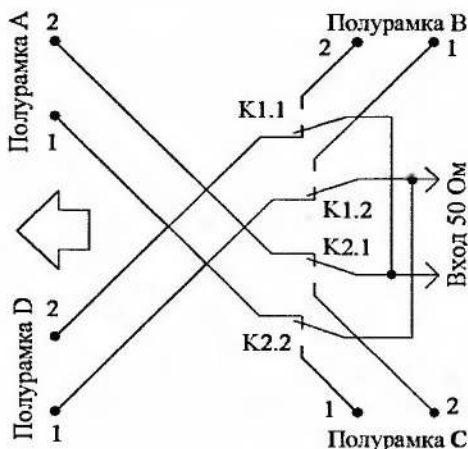


Рис. 9.4.7

В табл. 9.4.2 даны все положения коммутатора.

Таблица 9.4.2

Направление излучения между полурамками	A—D	A—B	C—B	C—D
Положение реле	K1 и K2 выкл.	K1 вкл., K2 выкл.	K1 и K2 вкл.	K1 выкл., K2 вкл.

Обратите внимание на соблюдение фазировки линий. Диполи, образующие рефлектор и вибратор, обязаны быть парно синфазны. Если одна из линий ошибочно окажется перекрещенной, то антенна работать не будет. На рис. 9.4.7 точки подключения линий маркированы цифрами. Для всех диполей провод линии, подключаемый к верхнему плечу должен идти к одинаковому номеру на коммутаторе (например, 1).

Если вдруг при настройке выяснится, что КСВ высок, а ДН не желает быть направленной, то первое подозрение, должно быть на ошибку в фазировке линий, идущих к диполям вибратора. Скорее всего, одна из них случайно перекрещена, то есть неверно подключена к клеммам коммутатора.

Кстати, о настройке. Она состоит из двух этапов.

На первом:

- Отключают все линии от диполей, и временно разорвав точки подключения линий у трех диполей (чтобы они не влияли), размерами настраивают четвертый на частоту, примерно на 2% выше требуемой середины диапазона.
- Повторяют то же самое со всеми остальными диполями. Тут очень важно получить одинаковые резонансные частоты всех четырех диполей. Из-за влияния несимметрично расположенных местных предметов даже при идеально одинаковой геометрии, полумрамков резонансные частоты могут оказаться несколько разными. Данный этап настройки должен это скомпенсировать.

На втором этапе настройки подключают все линии и коммутатор. Изменяя одновременно длины двух линий, подключенных к рефлектору, добиваются максимума F/B. Этот этап при правильном моделировании не нужен (достаточно убедиться, что получилось хорошее F/B), но может потребоваться, если практическая реализация заметно отличается от модели. Например, K_u используемого кабеля существенно не совпадает с заданным в расчет (с RG58 это случается, так как его выпускают очень много разных производителей). Если длины линий рефлектора пришлось корректировать, то измените точно так же и длины линий вибратора.

Второй этап настройки можно сделать еще проще, если установить длины линий $0,42...0,44\lambda$. При этом их длину менять не надо, а необходимую реактивность получают, подключая к их концам в коммутаторе сдвоенный переменный конденсатор (с изолированными друг от друга и корпуса роторами). Но придется соответственно усложнить схему коммутатора. Максимум F/B в этом случае добиваются просто вращением этого конденсатора.

Модель такой антенны с линиями по $0,425\lambda$ и настроенными конденсаторами около 130 пФ дана в файле ...4loop2_line+C.gaa (конденсатор в модели описан, как реактивность, подключенная к концам линий рефлектора). Подстройкой конденсатора можно перемещать частоту максимума F/B в широких пределах.

Несущую мачту антенны рис. 9.4.6 можно не изолировать от земли. Размеры мачты далеки от резонансных, поэтому ее возбуждение и влияние на ДН невелики (см. модель с мачтой ...4loop2_line_tower.gaa).

Хотя в этом параграфе описана фактически одна антенна, но он получился большим. И не случайно: антенна рис. 9.4.6 является абсолютным лидером среди вертикальных направленных антенн по соотношению (результаты + качество)/(затраты + сложности).

Если у вас еще нет опыта в создании активных решеток из вертикалов, советовал бы начинать именно с этой антенны. Необходимость чуть более высокой и прочной мачты с лихвой искупается отсутствием радиалов, минимальной площадью, широкой полосой, и стабильными, повторяемыми параметрами, мало зависящими от свойств земли.

9.4.4. Многоэлементная антенна

Теоретически можно запитать активно и три рамки. Но практически так не делают, потому что:

1. В точке соединения линий от элементов получатся низкий общий импеданс. Следовательно, СУ будет иметь повышенные потери, сводящие на нет небольшой выигрыш в Ga от активного питания.

2. В обычной трехэлементной рамочной антенне с пассивными элементами токораспределение и так весьма близко к оптимальному (п. 7.6.5), так что переход на активное питание мало что дает.

Оптимизация по критериям Ga, F/B говорит о том же: в трех активно запитанных рамках она показывает, что R_э последнего элементов мало. А это означает (см. п. 9.1.2.2), что его питание не требуется (п. 9.1.2.2). Надо лишь подогнать размеры элемента, до получения требуемой реактивности. Иными словами, оптимизация указывает, что третий элемент может быть пассивным.

В четырехэлементной же антенне ситуация несколько иная. Нет, питание всех четырех рамок все равно оказывается чересчур сложным для практического осуществления. Но ведь все рамки питать и необязательно (п. 9.2.5).

Отложим временно активное питание, и посмотрим на табл. 7.6.3, в которой сведены параметры многоэлементных рамочных антенн с пассивными элементами. Бросается в глаза узкая полоса таких антенн по КСВ, быстро убывающая с рос-

том числа элементов. Причем полоса по F/B (то есть стабильность формы ДН в полосе) в таких антеннах заметно лучше, чем полоса по КСВ.

С другой стороны, мы знаем, что одним из главных преимуществ активной двухэлементной антенны является ее хорошая полоса по КСВ. Ощутимо более широкая, чем у антенны с пассивными элементами (п. 9.1.4).

Нам осталось только объединить широкую полосу по F/B многоэлементных антенн с пассивными элементами и большую полосу по КСВ активной двухэлементной антенны. Для этого надо заменить одиночный вибратор двумя активными элементами.

Отмечу, что нельзя к работающей и настроенной двухэлементной антенне с активным питанием (п. 9.4.2) просто добавить пассивные рефлектор и директор. Ничего хорошего из такой попытки выйдет. Ведь введение пассивных элементов существенно меняет импедансы и распределение тока в двух активно запитанных. Поэтому исходно настроенная двухэлементная антенна расстраивается так, что простыми манипуляциями нельзя получить хороших результатов. Требуется полное новое проектирование антенны сразу со всеми (и активными, и пассивными) элементами.

Пример такой конструкции на диапазон 20 м показан в файлах .4 el Quad.gaa и ...4 el Quad_line.gaa (одна и та же антенна, но в последнем файле с линиями системы питания) и на рис. 9.4.8. Система питания выполнена из коаксиального

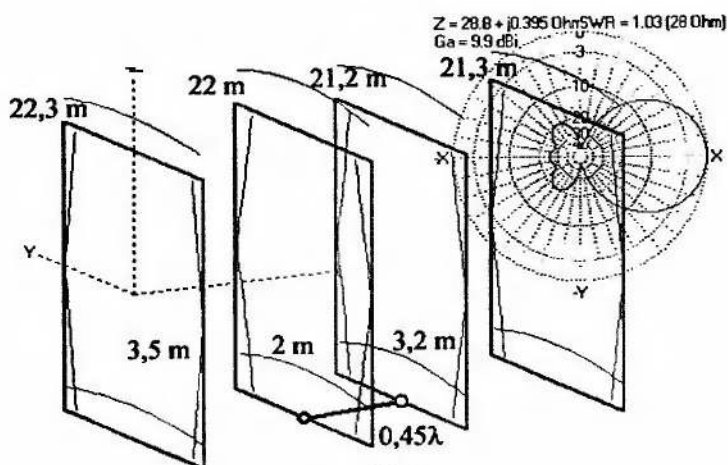


Рис. 9.4.8

кабеля 50 Ом. Длина линии на рисунке — электрическая. Импеданс в точке питания 28 Ом, требуется согласование $\lambda/4$ трансформатором 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель).

При длине траверсы $0,4\lambda$ достигается усиление 9,9 dBi в свободном пространстве и относительная полоса 2,3% по уровню KCB < 2. Это хорошие цифры. Однако если мы посмотрим на 4-ю строку таблицы, то увидим, что практически такие же параметры получаются и у четырехэлементного квадрата с пассивными элементами, но при длине траверсы $0,5\lambda$.

Таким образом, активное питание двух элементов из четырех позволяет либо при равных параметрах укоротить траверсу примерно на 20%, либо при той же траверсе и усилении расширить полосу по KCB в 1,2...1,4 раза.

Мы завершили рассмотрение фазированных антенн из рамочных элементов. Однако прием, использованный в последней конструкции (в многоэлементной антенне с пассивными элементами заменить одиночный вибратор системой из двух активных элементов) настолько полезен, что мы посвятим ему изрядную часть следующего раздела.

9.5. Логопериодические антенны

Антенны Уда-Яги с двумя активными элементами. Четырехэлементные. Пять и более элементов. Принцип построения логопериодических антенн. Моделирование ЛПА. Конструкции ЛПА.

В этом разделе мы будем расширять полосу направленных антенн. Сначала займемся этим в пределах одного диапазона.

9.5.1. Антенны Уда-Яги с двумя активными элементами

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Log_vibrator\, а если упоминается файл из другой папки, то указывается полный путь.

Идея, лежащая в основе антенн этого параграфа уже была озвучена в пп. 9.2.5, 9.4.3: в многоэлементной антенне с пассивными элементами заменить один вибратор на систему из двух активных вибраторов.

В самом деле, в антеннах Уда-Яги с большим (от 4) числом элементов, спроектированных на максимум усиления, полоса по F/B намного шире полосы по KCB (п. 7.2.4). Антенна имеет хорошую ДН в довольно широкой полосе частот, но использо-

вать это в полной мере мы не можем. Единственный вибратор антенны Уда-Яги так резко меняет свой импеданс от частоты, что приемлемое согласование с кабелем можно получить лишь в части той полосы, где антенна имеет хорошую ДН.

Попробуем расширить полосу по КСВ. В п. 9.1.4 показано, что антенны с активным питанием более широкополосны по КСВ, чем их аналоги с пассивными элементами. Но в антенне с большим числом элементов трудно сделать все элементы активными. Очень сложная и неудобная система питания получается.

Поищем третий путь. Возьмем небольшую двухэлементную антенну с активным питанием всех элементов. С широкополосностью у нее будет все хорошо, а вот с усилением не очень. Элементов маловато.

Для поднятия усиления добавим к нашей активной антенне пассивные элементы: один рефлектор сзади и несколько (до требуемого усиления) директоров спереди.

Получилась промежуточная конструкция между «чистой» Уда-Яги с пассивными элементами и антенной с активным питанием всех элементов. От Уда-Яги с пассивными элементами полученная антенна отличается большей полосой по КСВ (два питаемых элемента честно отрабатывают), при почти таком же усилении. А от многоэлементной с активным питанием всех элементов наша конструкция отличается намного более простой системой питания.

Антенны, «историю возникновения» которых мы только что проследили, называются антеннами с несколькими активными элементами или антеннами с активной ячейкой. Под термином «активная ячейка» понимаются активно запитанные элементы, находящиеся в окружении дополнительных пассивных.

К таким антеннам мы уже несколько раз подходили вплотную. В п. 9.2.5 описаны трехэлементные антенны: два активных + пассивный директор (рис. 9.2.10 и 9.2.11). А в п. 9.4.3 — четырехэлементная с пассивными рефлектором и директором (рис. 9.4.4.).

9.5.1.1. Четырехэлементные

Начнем антенны этого параграфа с файла 4m gaа. Вернее, с двух файлов одной и той же четырехэлементной антенны: упомянутого, и его аналога с линиями NEC2 4line.gaa. Эта антенна диапазона 14 МГц показана на рис. 9.5.1. Ее входное сопротивление $R_a = 112 \text{ Ом}$, согласование $\lambda/4$ отрезком кабеля 75 Ом.

При длине траверсы 0,4λ она обеспечивает практически такие же параметры по широкополосности как обычная четырех-элементная Уда-Яги ...\\ANT\\HF beams\\Uda-Yagi\\4el_WB10m.gaa (10-я строка в табл. 7.2.1). Но последняя антенна длиннее (траверсы 0,5λ) и проигрывает по усилению около 0,2 дБ. Как видим, выигрыш антенны рис. 9.5.1 невелик, но он есть.

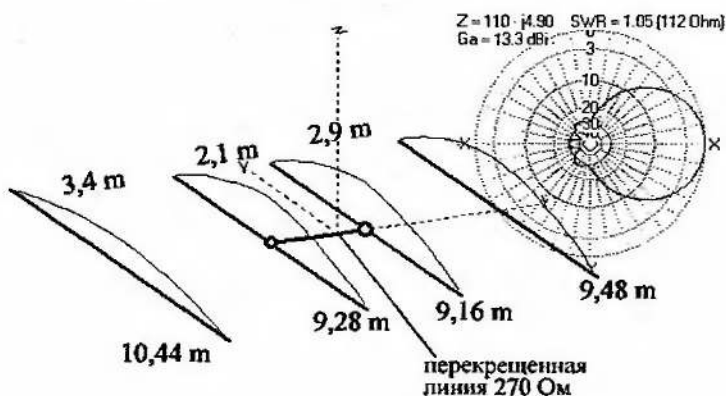


Рис. 9.5.1

Другой вариант такой антенны показан в файле ...4line 200.gaa. При той же длине траверсы, что и на рис. 9.5.1 усиление снижено до уровня антенны ...\\ANT\\HF beams\\Uda-Yagi\\4el_WB10m.gaa. Но зато полоса шире в полтора раза: 3,2% по KCB < 1,5 при $R_a = 200 \Omega$.

Изучая приведенные выше модели, можно сделать первые выводы о многоэлементных антеннах с активной двухэлементной ячейкой:

1. Точка питания расположена на элементе, находящемся перед первым пассивным директором.
2. Размер этого элемента наименьший. Он даже меньше следующего за ним пассивного директора.
3. Фазирующая линия перекрещена.

Забегаю чуть вперед, скажу, что это общие свойства таких антенн.

Фазирующая линия почти всегда выполняется воздушной двухпроводной. Ее волновое сопротивление Z_0 очень критично (требуется точная подгонка Z_0 под данную антенну) и относительно невелико. Поэтому ее требуется выполнять из толстых

проводов (пруток, внешняя оплетка толстого коаксиала) на небольшом расстоянии. Для перекрещивания лучшие результаты дает плавный поворот линии вокруг своей оси по длине. Правда это не просто конструктивно (требуется много распорок по длине линии), поэтому чаще применяют простую линию, закрепленную вдоль траверсы, а перекрещивание делают короткими проводами в точке подключения одного из активных элементов.

Самый существенный недостаток антенн с активной ячейкой — это сложное проектирование.

Методика такова:

1. Изобразите активную ячейку. Элемент, в который включен источник, (A1) установите длиной $0,41...0,43\lambda$. Второй активный элемент (A2) — длиннее A1 на $5...10\%$, на расстоянии $0,1\lambda$. Соедините их перекрещенной линией с $Z_0 = 300 \text{ Ом}$ и длиной, равной расстоянию между элементами (установив 0 в закладке **Линии** главного окна **GAL-ANA**).

2. Добавьте пассивный рефлектор (R) и директор (D). Оптимизируя их размеры и расстояние до активной ячейки, добейтесь требуемых Ga, F/B и полосы по F/B (то есть сохранения приемлемой формы ДН в заданной полосе).

3. Затем, не трогая R и D, изменяя размерами A1, A2 и волновое сопротивление линии Z_0 , добейтесь согласования и уступающей полосы по КСВ.

4. В процессе выполнения 3-го пункта может снизиться F/B. Попробуйте вернуть его на место слегка изменяя расстояние между A1 и A2.

Чтобы облегчить проектирование, приведу зависимости влияний в такой антенне:

1. Пассивные R и D, как обычно, влияют на F/B и усиление. Но не только. Также заметно они влияют на входной импеданс и реализуемость активной ячейки.

2. Укорочение элемента, в который включен источник, (A1) при одновременном удлинении второго активного элемента (A2) расширяет полосу антенны и снижает усиление.

3. Увеличение Z_0 фазирующей линии и/или увеличение ее длины повышает Ra и увеличивает емкостную составляющую jX_a (то есть приводит к росту модуля отрицательного jX_a).

4. Уменьшение Z_0 фазирующей и/или уменьшение ее длины снижает Ra и увеличивает индуктивную составляющую jX_a .

5. Удлинение второго активного элемента A2 действует аналогично пункту 4, укорочение — аналогично п. 5.

6. Укорочение первого активного элемента A1 увеличивает Ra и увеличивает индуктивную составляющую jX_a , удлинение —

снижает R_a и увеличивает емкостную составляющую jX_a (то есть приводит к росту модуля отрицательного jX_a).

На КВ следует задавать входное сопротивление $R_a = 112 \text{ Ом}$ (согласование $\lambda/4$ отрезком кабеля 75 Ом) или 200 Ом (согласование трансформатором $1:4$, например, U-колено п. 3.6.5.3 или ферритовым п. 3.5.6). Дело в том, что входное сопротивление антенны получается в $1,5...3$ раза ниже волнового сопротивления Z_0 используемых линий. Имея в виду, что Z_0 придется при проектировании подгонять, то фазирующая линия должна быть самодельной. Поэтому, если задавать низкие R_a , то потребуются двухпроводные линии с $Z_0 = 70...150 \text{ Ом}$, изготавливать которые на КВ очень неудобно конструктивно (п. 3.2.2).

В качестве элементов активной ячейки можно использовать и петлевые вибраторы. Например, в файле ...40 m Log yagi.gaa показана проволочная четырехэлементная антенна диапазона 7 МГц . Активная ячейка выполнена из петлевых вибраторов, $R_a = 112 \text{ Ом}$, полоса по уровню КСВ $< 1,5$ достигает 300 кГц .

9.5.1.2. Пять и более элементов

Пятиэлементная антенна Уда-Яги с активной двухэлементной ячейкой проектируется по таким же принципам, как и четырехэлементная. Но, конечно, получается большее усиление. Пример приведен в файле ...5lel_20_line200.gaa и на рис. 9.5.2. Почти такая модель, но с линиями, изображенными отдельными проводами показана в файле ...5el_20.gaa. Это антенна диапазона 14 МГц имеет $G_a = 9,6 \text{ dBi}$ (в свободном пространстве) и относительную полосу 3% по КСВ $< 1,5$ при $R_a = 200 \text{ Ом}$.

Один из вариантов шестиэлементной антенны диапазона 14 МГц показан на рис. 9.5.3 и в файле ...6EL_201line.gaa. Усиление этой антенны в свободном пространстве достигает $10,4 \text{ dBi}$. Это столько же, сколько у сравнимых по длине траверсы обычных шестиэлементных антенн Уда-Яги ... \ANT\HF beams\Uda-Yagi\6el_15mZ.gaa и ... \ANT\HF beams\Uda-Yagi\6e_20OWA.gaa (4-я и 5-я строки в табл. 7.2.3). Но полоса по КСВ $< 1,5$ у антенны рис. 9.5.3 составляет $4,8\%$, что в полтора раза шире, чем у обеих упомянутых простых Уда-Яги. На краях диапазона 20 м КСВ антенны рис. 9.5.3 не превышает $1,15$, $R_a = 200 \text{ Ом}$.

Другой вариант шестиэлементной антенны диапазона 28 МГц приведен в файле ...6el_10_1.gaa. На привычном уже $R_a = 200 \text{ Ом}$ достигается полоса целых $5,5\%$ по уровню КСВ $< 1,5$. Правда, платой за это (кроме активного питания) является до-

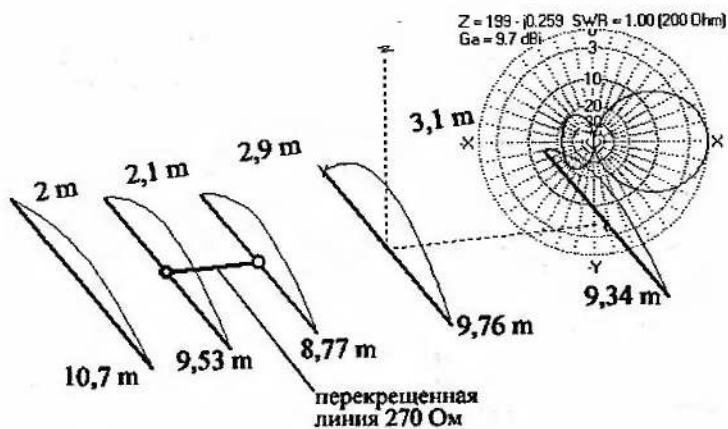


Рис. 9.5.2



Рис. 9.5.3

вольно низкое для шести элементов усиление, всего 9 dBi в свободном пространстве.

Проволочная семиэлементная антенна диапазона 40 м, приведена в файле ...40 m Log yagi 7el.gaa. Из-за большого числа элементов удалось снизить R_a до 50 Ом. На краях диапазона (7,0 и 7,3 МГц) КСВ поднимается до 1,6. Усиление 9,7 dBi.

Все модели п. 9.5.1 весьма чувствительны к размерам. Для пересчета их на другую частоту и/или диаметр трубок следует

пользоваться рекомендациями п. 7.2.5. При существенном изменении диаметра элементов, может потребоваться подгонка (в закладке **Линии** главного окна **GAL-ANA**) волнового сопротивления фазирующей линии.

9.5.2. Антенны Уда-Яги с тремя активными элементами

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Log_vibrator\, а если упоминается файл из другой папки, то указывается полный путь.

Интуитивно понятно, что если два активных элемента расширяют полосу антенны Уда-Яги, то три увеличат ее еще больше. Забегая вперед, скажу, что можно получить относительную полосу 10...20% по КСВ < 2.

Но надо понимать:

При заданных размерах траверсы расширение полосы оплачивается падением усиления.

Это, кстати, универсальное правило. И относится оно не только к активному питанию.

В предыдущем параграфе при двух активных элементах мы уже достигли относительной полосы 5,5% по уровню КСВ < 1,5 и 7% по уровню КСВ < 2. В любительской практике это означает перекрытие с запасом любого диапазона (кроме 80 м, но там направленные антенны редкость).

Поэтому широкополосные Уда-Яги с тремя активными элементами любителями почти не применяются. Один диапазон можно перекрыть проще, а для двух соседних диапазонов у рассматриваемых антенн полосы еще не хватает (исключение диапазоны 12 и 10 м, которые можно перекрыть одной антенной с относительной полосой более 17%).

Тем не менее, антенну Уда-Яги с тремя активными элементами мы здесь рассмотрим. Уже хотя бы потому, чтоб без нее трудно будет понять принцип работы сверхширокополосных логопериодических антенн (п. 9.5.3).

Пример приведен в файле ...5el_3ac_28_200.gaa и на рис. 9.5.4. Это антенна диапазона работает от 26 до 31 МГц по КСВ < 2 (а по КСВ < 1,5 от 26,5 МГц до 29,7 МГц, то есть относительная полоса 10,6%), и имеет входное сопротивление 200 Ом.

Длина траверсы всего 0,5λ. Это мало для традиционной пятиэлементной антенны. Но в данном случае так надо для расширения полосы. Усиление Ga около 7 dBi (в свободном про-

странстве) также очень мало для пяти элементов. Фактически, 7 dBi это уровень хорошей двухэлементной антенны (рис. 7.2.2). Но и усилением мы пожертвовали в угоду полосе. А она очень велика: 16% по KCB < 2. Это выдающаяся цифра даже для толстого одиночного вибратора. Например, на тех же частотах такую же полосу имеет $\lambda/2$ диполь, из трубы радиусом 80 мм. Но элементы антенны рис. 9.5.4 в 50 раз тоньше. Они выполнены из проволоки диаметром всего 1,6 мм.



Рис. 9.5.4

Разберемся: почему такая широкая полоса? Для этого посмотрим на распределение токов на рис. 9.5.5. Вернее на то, как это распределение меняется от частоты.

Хорошо видно, что на каждой частоте работают только три элемента. По ним протекает основной ток, а остальные два возбуждены слабо и мало влияют на формирование излучения.

- На нижнем краю полосы (26 МГц) работают три левых элемента. Это естественно, они самые длинные. Их размеры соответствуют обычной трехэлементной Уда-Яги на данную частоту. Их импеданс на этой частоте мал и активен, поэтому они потребляют основной ток и формируют ДН. Два правых элемента слишком коротки для 26 МГц, их импеданс на этой частоте высок, поэтому ток в них почти не затекает, и на ДН они влияют слабо.
- В середине полосы (частота 28 МГц) в работе тоже три элемента. Но это уже три средних элемента. Размеры

пассивного рефлектора слишком велики, а пассивного директора слишком малы для возбуждения. Поэтому они почти не работают, и ДН определяется тремя средними элементами.

- На верхней частоте слишком длинными оказываются два левых элемента. А короткий правый пассивный элемент, напротив может эффективно работать на этой частоте как директор. Диаграмма направленности определяется тремя правыми элементами.

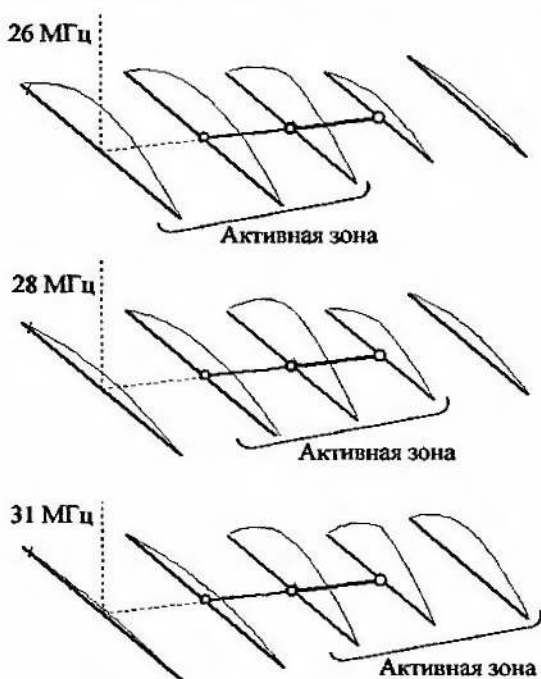


Рис. 9.5.5

Таким образом, получается следующая картина: активная (максимального тока) зона с ростом частоты передвигается по антенне слева направо. И полоса такой антенны фактически равна сумме полос трех обычных трехэлементных широкополосных (отсюда низкое усиление) антенн Уда-Яги

Но тут возникает вопрос. В трех обычных Уда-Яги будут три точки питания. В трех разных местах. А в антенне рис. 9.5.4

точка питания одна и она фиксирована. Как же происходит доставка энергии от неподвижного источника в передвигающуюся активную зону? Дело в активном питании. Разберемся, как это выглядит по частоте.

- На верхнем краю полосы (31 МГц) два правых активных элемента поглощают из линии столько энергии, что на левый активный элемент ее уже почти не остается. Антенна работает как трехэлементная с двумя активными элементами. Источник расположен там, где ему и положено быть — на четвертом (самом левом) из работающих активных элементов.
- В середине полосы (28 МГц) работают три средних элемента. Источник по идее должен быть расположен в среднем элементе. Можно сказать, что он туда и подключен, но через отрезок линии (правая фазирующая). На первый взгляд эта линия кажется несогласованной: ее $Z_0 = 300 \text{ Ом}$, а $R_a = 200 \text{ Ом}$. Но это на первый. Подключенные к линии короткие половинки четвертого элемента увеличивают ее емкость. А по формуле $Z_0 = \sqrt{L/C}$ (п. 3.2.1) это эквивалентно снижению волнового сопротивления. Поэтому отрезок линии получается согласованным. Таким образом, и в середине диапазона источник подключен куда надо, но через отрезок согласованной линии, состоящей из собственно правой линии и емкости четвергового элемента.
- На нижнем краю полосы (26 МГц) источник должен быть включен во второй элемент. Он туда и включен через два отрезка согласованной линии. Только в данном случае ее волновое сопротивление понижают до нужного емкости третьего и четвертого элементов.

Таким образом, с частотой вдоль траверсы движется не только положение активной зоны, но и виртуальная точка подключения источника. Тот факт, что в начале и в середине диапазона физически источник оказывается подключенным через отрезки согласованных линий, существенного влияния не оказывает.

Именно поэтому, полоса подобных антенн получается очень большой, даже при тонких элементах.

Для того чтобы для всех частот в пределах полосы находились бы активные работающие элементы необходимо, чтобы размеры последних должны подчиняться геометрической прогрессии. Взгляните отношение размеров активных элементов на рис. 9.5.4: $5,67 \text{ м}/4,72 \text{ м} \approx 4,72 \text{ м}/3,9 \text{ м} \approx 1,2$. Самый длинный активный элемент почти достигает размера пассивного

рефлектора, самый короткий — заметно короче следующего за ним пассивного директора.

Входное сопротивление антенны R_a в основном зависит от волнового сопротивления фазированных линий Z_0 . R_a получается ниже Z_0 в 1,5...3 раза. Теоретически, при проектировании можно задавать любое желаемое R_a , включая 50 Ом. Практически же, имея в виду конструктивную возможность изготовления линий и удобства согласования, на КВ почти всегда задают $R_a = 200$ Ом (согласование U-коленом п. 3.6.5.3 или ферритовым ШПТ 1:4 п. 3.5.6). Однако возможно и непосредственное получение $R_a = 50$ Ом. Пример приведен в файле ...5el_Зас_28_50.gaa. Это та же самая антенна, что и на рис. 9.5.4, но с $R_a = 50$ Ом и фазированными линиями с $Z_0 = 112$ Ом. Выполнить двухпроводную линию с таким Z_0 не просто, но все же можно. Например, используя в качестве проводников линии внешние оплетки толстого коаксиального кабеля.

Из пп. 9.5.1 и 9.5.2 следует, что рост числа активных элементов, увеличивает полосу. Логично предположить, что эта тенденция сохраняется и при большом числе активных элементов. Посмотрим на рис. 9.5.5. Очевидно, что если мы продолжим структуру активной ячейки влево более длинными элементами, а вправо более короткими, то полоса антенны расширится. Тогда для более широкого диапазона частот на нашей активной структуре найдется место для активной зоны. Или иными словами, для более коротких и более длинных волн на нашей активной структуре появляются резонансные элементы.

Антенны, построенные по такому принципу, называются логопериодическими. Их полоса очень велика. Они могут сохранять свои характеристики при изменении частоты в несколько раз. Такие антенны мы и рассмотрим во всех следующих параграфах этого раздела.

9.5.3. Принцип построения логопериодических антенн

Углубимся в идею, изложенную в последних строках предыдущего параграфа. Расположим вдоль траверсы много активных элементов с убывающими размерами и перекрещенными линиями между ними. Так, чтобы для каждой частоты можно было бы найти 2...3 элемента с размерами близкими к резонансным. Причем эти элементы должны находиться на расстоянии $0,06...0,22\lambda$ друг от друга (для получения однопольной ДН). Но λ , естественно, меняется с частотой. По-

этому вместе с изменением размера элементов обязано меняться и расстояние между ними.

Иными словами, необходимо, чтобы на нашем длинном наборе активных элементов для любой частоты в пределах заданной полосы можно было бы показать работающую на этой частоте 2...3-элементную антенну с активным питанием. И сказать: «Вот он, небольшой кусочек антенны, работающий на данной частоте. А остальные элементы на этой длине волны не используются и стоят без дела».

Таким образом, в логопериодической антенне (ЛПА или в англоязычной литературе LPDA — аббревиатура от log-periodic dipole array) на одной частоте всегда работает лишь малая ее часть. Поэтому не следует удивляться, что коротковолновые ЛПА, имея большое число элементов (на КВ обычно от 6 до 20), по усилению дотягивают в лучшем случае до уровня обычной трех-четырёхэлементной Уда-Яги. Но говорить об усилении нам еще рано. Сначала надо выбрать размеры и способ расстановки элементов.

Нам надо, чтобы при росте частоты, размеры элементов в длинах волн оставались бы неизменными. Какому закону изменения их размеров это соответствует? Вспомним, что на всех графиках, где величина меняется сильно, используют логарифмический масштаб. Просто для того, чтобы одинаково видеть изменения как при очень малых, так и при очень больших значениях. Линейный масштаб же сильно сжимает малые значения, не позволяя в них что-либо рассмотреть (это, кстати, главная причина, почему для отображения ДН используется только логарифмический или полулогарифмический ARRL масштаб).

Значит, чтобы антенна равномерно вела себя в очень широкой полосе, надо, чтобы ее структура оставалась неизменной при изменении частоты по логарифмическому закону (отсюда и название: антенны с логарифмической периодической структурой, или для краткости — логопериодические). Это соответствует геометрической прогрессии, одно из свойств которой: логарифмы членов геометрической прогрессии образуют линейную арифметическую прогрессию.

Таким образом:

Из соображений одинаковости структуры антенны на любой частоте размеры элементов ЛПА должны образовывать геометрическую прогрессию.

Период этой прогрессии (то, на что мы умножаем длину предыдущего элемента, чтобы получить длину следующего за ним) именуется τ и является одним из важнейших параметров ЛПА.

Если отметить резонансные частоты элементов на графике с логарифмическим масштабом частоты, то расстояние между соседними частотами ними будет постоянным и равным $\log(1/\tau)$.

Рассмотрим допустимые границы τ . С одной стороны, период всегда должен быть меньше 1, поскольку каждый следующий элемент должен быть короче предыдущего (при $\tau = 1$ все элементы получаются одного размера). С другой стороны, τ не должен быть слишком малым, иначе размеры элементов будут меняться слишком быстро для того, чтобы на каждой частоте нашлась хотя бы пара более-менее резонирующих элементов.

Сравните, в обычной трехэлементной антенне Уда-Яги, размеры рефлектора больше вибратора на несколько %, а размеры директора на те же несколько % меньше. То есть множитель изменения размера (период) в такой антенне составляет 0,97...0,95. Такой (вернее, чуть меньше из-за некоторого влияния соседних элементов) τ примерно и требуется для того, чтобы в ЛПА на каждой частоте полноценно работали три элемента, и чтобы ее усиление примерно соответствовало бы обычной трехэлементной антенне Уда-Яги. Но столь небольшое изменение размеров от элемента к элементу приведет к тому, что для широкой полосы их придется ставить очень много. Допустим, нам надо, чтобы размеры элементов изменялись вдвое. При $\tau = 0,92$ для этого потребуется 9 элементов, так как $0,92^9 \approx 0,47$. Девять элементов для того, чтобы из них работали всего три — накладно выходит.

Забегая вперед, скажу, что девяти элементов при $\tau = 0,92$ не хватит для двукратного перекрытия по частоте. Во-первых, последний рефлектор должен быть длиннее самой длинной полуволны, а последний директор — короче самой короткой полуволны. Во-вторых, есть такое понятие, как коэффициент использования активной области, еще более расширяющее требуемое изменение размеров. В общем, чтобы ЛПА перекрывала двукратный диапазон частот и при этом имела G_a , соответствующее трехэлементной Уда-Яги (8...9,5 dBi в свободном пространстве, в зависимости от расстояния между элементами), потребуется 10...12 элементов. Многовато получается.

Поэтому τ стараются снижать. Нижняя допустимая граница $\tau = 0,8$. При меньших τ размеры элементов начинают так резко отличаться друг от друга, что о направленных свойствах и усилении антенны говорить уже не приходится. Кроме того, большое отличие в размерах соседних элементов приводит к росту КСВ между частотами, на которых резонируют элементы.

Таким образом, допустимые границы $0,8 \leq \tau < 1$. С ростом τ снижается КСВ и улучшается его равномерность в полосе, растет G_a , но одновременно быстро увеличивается длина траверсы и число элементов. Так что τ выбирают из компромиссных соображений между числом элементов (то есть размерами антенны) и электрическими характеристиками (усилением, стабильностью КСВ в полосе).

Другим важнейшим параметром, задаваемым как исходный, при разработке ЛПА, является σ — расстояние между элементами в λ . Но λ меняется в ЛПА очень сильно. От какой именно длины волны берется σ ? Делается так: ищется частота, на которой первый, самый длинный элемент является полуволновым. Длина волны, соответствующая этой частоте, умножается на σ , получается расстояние до второго элемента. Далее все повторяется, только вместо первого элемента берется резонансная длина волны второго. Поскольку элементы с ростом их номера укорачиваются, соответственно уменьшаются и физические расстояния между ними. Это отвечает нашему исходному условию: для любой частоты в пределах рабочей полосы можно найти 2...3 элемента с размерами, близкими к резонансным, и расстояние между ними будет всегда постоянным (σ), если измерять в длинах волн этой частоты.

С некоторой натяжкой можно сказать, что численно σ показывает то же самое, что отложено по горизонтальной оси графика рис. 7.2.2 (расстояние между элементами двухэлементной Уда-Яги) или половину значения по горизонтальной оси графика рис. 7.2.12 (длина траверсы трехэлементной Уда-Яги). Как следует из этих рисунков, разумные пределы расстояния между соседними элементами составляют $0,05...0,22\lambda$. Для ЛПА эти цифры остаются справедливыми. Следовательно, допустимые пределы: $0,05 \leq \sigma < 0,22$.

Как и в обычных антеннах Уда-Яги, увеличение расстояния (то есть σ) между элементами в ЛПА приводит к росту усиления и более стабильному КСВ в полосе. Уменьшение же (то есть длины траверсы) к падению усиления и к большей реактивности (соответственно, КСВ). Так как ЛПА содержит много элементов, то длина траверсы получается большой. Очевидно, что она прямо пропорциональна σ . Поэтому большие значения σ используются только на УКВ, где физическая длина траверсы невелика. На КВ же σ почти никогда не задают больше 0.1.

Теоретически, при построении ЛПА указанным выше способом, ее полоса может быть сколь угодно широкой (отвлечемся от проблем с физической реализацией большого коли-

чества элементов). Практически же оказывается, что при попытке сделать диапазон ЛПА более чем десятикратным, существенно ухудшается форма ДН (излучение вбок и назад) на верхних рабочих частотах. Поэтому отношение верхней рабочей частоты ЛПА к нижней не превышает 10. Но и это огромная цифра, недостижимая для других типов антенн (даже простых, ненаправленных, см. пп. 4.1.3.2 и 4.2.8).

9.5.4. Моделирование ЛПА

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Log\.

Как сделать модель ЛПА? Как обычной антенны: что-то «на глазок» нарисовать в окне **Правка**, а затем по результатам расчета подправить вручную или оптимизацией? Проверено — ничего хорошего не выйдет. В лучшем случае, потратив много сил и времени, вы получите модель хотя и как-то работающую, но не оптимальную. Ведь размеры ЛПА должны подчиняться строгим математическим закономерностям. И вероятность попадания в них при ручной или автоматической оптимизации крайне мала. Уже хотя бы потому, что при любом изменении в ЛПА ее характеристики надо проверять во всей рабочей полосе, а это очень трудо- и ресурсоемко.

В общем, размеры ЛПА надо сразу задавать такими, чтобы они составляли геометрическую прогрессию для заданных τ и σ . То есть, предварительно рассчитывать их.

...Чуть отвлекусь от темы. С антеннами дело обстоит примерно так же, как с LC фильтрами в радиотехнике (кстати, эта аналогия не случайна — антенны это аедь тоже наборы колебательных контуров, только распределенных в пространстве).

Если фильтр узкополосный, можно обойтись без его точного предварительного расчета. Конечно, лучше рассчитать, но и без математики ясно, что можно вручную настроить все контуры фильтра на заданную среднюю частоту, а играя величиной связи между ними, получить заданную полосу. Примерно так же, как в однодиапазонной антенне Уда-Яги.

Если же фильтр должен иметь очень широкую полосу и максимально плоскую АЧХ в ней, то тут уже никакие вольности с ручной настройкой не пройдут. Количество степеней свободы так велико, что, даже имея измеритель анализатор, мгновенно показывающий АЧХ фильтра, настроить фильтр как надо не удастся (так, более-менее отдаленные приближения).

Широкополосные фильтры делаются по-иному: точным предварительным расчетом и последующей установкой деталей с расчетны-

ми номиналами. Настройка сводится к проверке АЧХ, и если что-то не в порядке, то ищется ошибка монтажа, подбора номиналов или расчета.

Так вот, ЛПА — аналог широкополосного фильтра. И работают с ними точно так же: сначала рассчитывают их точные размеры, а затем устанавливают их в модель, и убеждаются, что все в порядке.

Формулы расчета размеров ЛПА приводить не буду. Просто не верю, что они кому-то понадобятся для ручного расчета. Ведь в **GAL-ANA** имеется окно создания готовых антенн, выполняющее расчет ЛПА автоматически. Просто нажмите кнопку **Создать готовую антенну** на панели инструментов главного окна и выберите тип **ЛПА**. В открывшемся окне расчета ЛПА задайте: требуемые нижнюю и верхнюю частоты F_{\min} и F_{\max} , τ и σ (чтобы вы смогли это грамотно сделать, и был написан п. 9.5.3) и требуемое входное сопротивление R_a .

По этим условиям в главном окне будет автоматически создана готовая модель ЛПА с правильными размерами элементов, линиями фазирования, источником. Вам останется только ее посчитать. И сохранить, если она вас устраивает. А если не устраивает, вернуться в окно **Создать готовую антенну — ЛПА** и сделать новую модель ЛПА, изменив начальные параметры расчета.

Небольшое замечание о выборе R_a в окне **Создать готовую антенну — ЛПА**. Конечно, для столь широкополосной антенны как логопериодическая удобнее всего иметь $R_a = 50 \text{ Ом}$. Однако, как упоминалось в п. 9.5.2, при этом волновое сопротивление фазировочной линии Z_0 может стать настолько низким, что реализовать такую двухпроводную линию на КВ становится нереальным.

В этом случае придется выбрать $Z_0 = 200 \text{ Ом}$ (согласование ШПТ 1:4). На этом может подстерегать другая беда: расчетное Z_0 получится выше 650 Ом. Реализовать такую линию на КВ нельзя из-за слишком большого расстояния между проводниками. К тому же, линия с очень высоким Z_0 будет иметь заметное излучение в ВЧ части полосы (п. 3.2.2), искажающее ДН антенной системы. Чтобы избежать этих неприятностей, может потребоваться изменить τ и σ , так как они влияют (хоть и в небольшой степени) на Z_0 . Полезно знать, что при фиксированном R_a возрастание τ немного уменьшает Z_0 , а рост σ поднимает Z_0 довольно заметно.

Отмечу, что расчет Z_0 в окне **Создать готовую антенну — ЛПА** делается упрощенно, поэтому в готовой модели может

иметь смысл подогнать Z_0 фазирующих линий по минимуму КСВ в полосе.

Пример тринадцатизначной ЛПА 13,5...30 МГц с $\tau = 0,92$ и $\sigma = 0,08$ приведен в файлах ...13el_Log_20_10_line.gaa, 13el_Log_20_10.gaa и на рис. 9.5.6. Длина траверсы 14 м, самый длинный элемент 11,1 м, самый короткий 3,8 м.

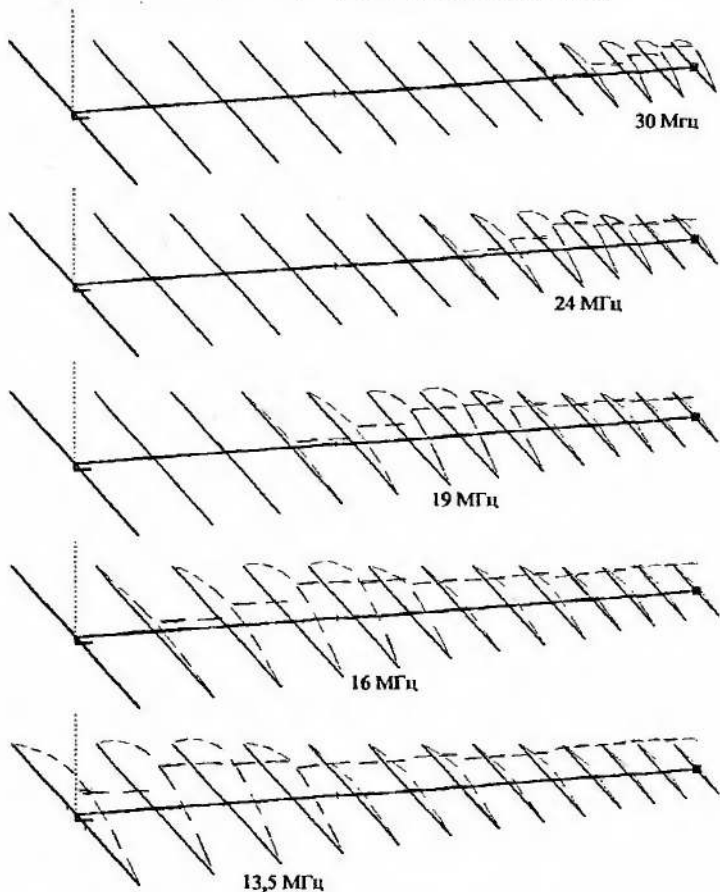


Рис. 9.5.6

На рис. 9.5.6 показана модель 13el_Log_20_10.gaa, в которой линии описаны не линиями NEC2, в набором проводов. Конечно, обычно так модели не делают (ибо очень трудоемко),

линиями NEC2 гораздо проще и удобнее для создания и редактирования. Но в данном случае это сделано специально, чтобы изучить распределение тока не только в элементах, но и в фазирующих линиях (NEC2 не показывает токи в линиях, созданных как четырехполюсники).

Итак, двинется снизу вверх по частоте и рис. 9.5.6. Элементы будем нумеровать слева направо.

На 30 МГц активная зона подключена прямо к источнику и располагается на элементах 11, 12, 13. Левее 11-го элемента ток в линии быстро убывает, а левее 10-го практически отсутствует.

На 24 МГц активная зона смещается на элементы 8—11. 12-й и 13-й элементы уже не возбуждены. Ток по линии между этими элементами практически неизменен по амплитуде, что говорит о бегущей волне в линии между 12-м и 13-м элементами. Левее 7-го элемента ток в линии отсутствует, что говорит о полном поглощении мощности передатчика активной зоной.

На 19 МГц активная зона уходит на элементы 5—8. Отчетливо видно, что линия от 8-го до 13-го элемента согласована, ток в ней неизменный. Первые четыре элемента не возбуждаются. Ток источника до них просто не доходит. Он перехватывается активной зоной и излучается в эфир.

На 16 МГц, все, в принципе то же самое, но меняются номера элементов. В работе находятся элементы с 3-го по 6-й. От 6-го до 13-го элемента в линии бегущая волна, а в вибраторы ток не затекает так как они слишком коротки. Первые два элемента и линии к ним подключенные остаются без тока.

Частота 13,5 МГц — это нижний край частотного диапазона. Поэтому активная зона расположена на самых длинных элементах с 1-го по 4-й. Элементы с 5-го по 13-й не возбуждены. А в линии, проходящей через них режим бегущей волны: почти неизменная амплитуда тока. Еще раз обратим внимание на кажущееся несоответствие: Z_0 самих фазирующих линий составляет около 400 Ом, а бегущая волна получается при сопротивлении источника 200 Ом. Но ошибки нет: подключенные к линии короткие половинки коротких (в данном случае с 5-го по 13-й) элементов увеличивают ее погонную емкость, что эквивалентно снижению волнового сопротивления всей структуры (фазирующие линии + элементы) в целом (п. 9.5.2) до 200 Ом, поэтому и получается хорошее согласование.

К первому элементу, кроме питающей линии, дополнительно подключается короткозамкнутый отрезок линии. На рис. 9.5.6 он показан загнутым вниз и назад вдоль траверсы (конструктивно обычно так и выполняется). Изменяя длину этого

отрезка можно улучшить согласование и F/V в нижней части рабочей полосы.

Зависимость КСВ от частоты антенны рис. 9.5.6 показана на рис. 9.5.7.

При $R_a = 200$ Ом полоса составляет 13,5...30,5 МГц по уровню КСВ < 2 , причем от 14 до 29,5 МГц КСВ ни в одной точке не превышает 1,3.

Как и у любой широкополосной антенны, КСВ ЛПА в полосе не равен строго 1, а немного колеблется. В ЛПА это связано с тем, что при плавном изменении частоты условия возбуждения немного меняются. На каких-то частотах длина одного из элементов точно резонансная, то там будет минимум. Если сдвинуться по частоте в сторону, то по пути к резонансу следующего элемента возникает ситуация, когда предыдущий элемент уже вышел из резонанса, а следующий за ним еще не вошел в него. Поэтому неравномерность графика КСВ от частоты ЛПА носит принципиальный характер и не может быть полностью устранена.

Неравномерность КСВ уменьшается при:

- увеличении τ и связанным с этим росте числа элементов. Размер элементов при этом меняется медленнее, следовательно, уменьшаются промежутки между их резонансами;
- возрастании σ и следующим за этим удлинением траверсы. Это проявление общей закономерности: более длинные антенны имеют более стабильный КСВ.

Если при широкой полосе количество элементов невелико (из-за малого τ), то максимумы КСВ в полосе могут достигать 2...3.

Нередко ЛПА будет работать не во всей полосе непрерывно, а лишь в ее отдельных, узких участках (например, любительских диапазонах). В этом случае, если один из максимумов КСВ попадает на рабочий участок, имеет смысл сместить его. Для этого немного подстраивают размер возбуждающихся в этом участке элементов. Так, в антенне рис. 9.5.6 размеры элементов с 8-го по 11-й немного подогнаны так, чтобы получить минимумы КСВ на 21 и 25 МГц (любительские диапазоны 15 и 12 м).

Форма азимутальной ДН, как и положено ЛПА не зависит от частоты, усиление около 8 dBi (в свободном пространстве). Зависимость F/V от частоты антенны рис. 9.5.6 приведена на рис. 9.5.8. Во всей полосе подавление излучения назад превышает 25 дБ. Снижение F/V на графике от 24 до 27,5 МГц вероятно явилось следствием изменения размеров элементов 8—11 при подгонке минимумов КСВ на 21 и 25 МГц.

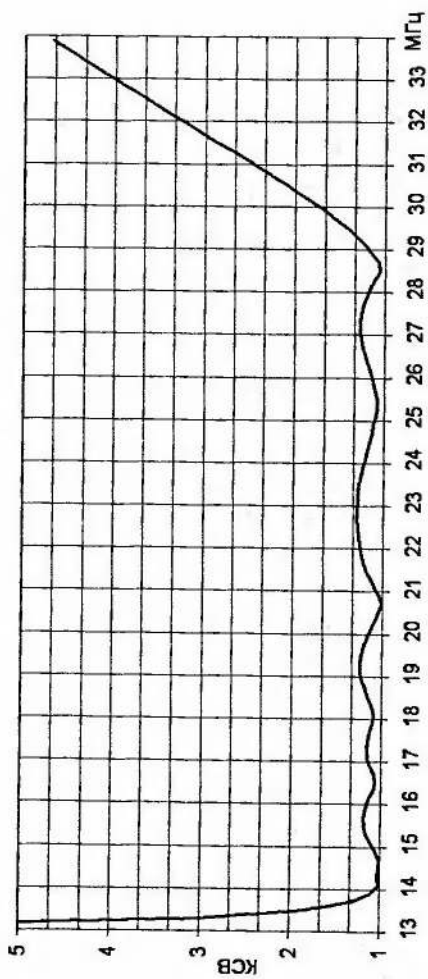


Рис. 9.5.7

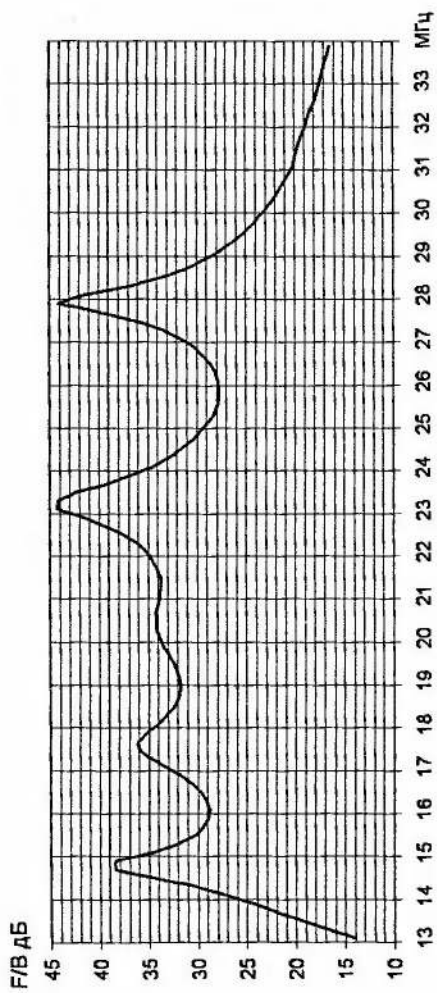


Рис. 9.5.8

Надо заметить, что получение высокого F/V в ЛПА вовсе не гарантируется автоматически. Оно зависит от τ и σ . При некоторых значениях этих параметров F/V получается хорошим, при некоторых — не очень. Например, при малых значениях τ и σ (оба параметра вблизи нижних допустимых границ) F/V невелико и составляет всего несколько децибел на нижней частоте, поднимаясь до 10...15 дБ на верхней (растет вследствие экранирования низкочастотными элементами).

9.5.5. Конструкции ЛПА

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Log\.

Показанная в качестве иллюстрации на рис. 9.5.6 ЛПА, это рабочая, готовая конструкция. Но, конечно, ею класс ЛПА не исчерпывается. Логопериодические антенны настолько разнообразны по применениям (особенно в профессиональной радиосвязи) и конструкциям, что по ним можно было бы написать отдельную книгу. Но нас впереди ждет еще много интересного, поэтому не буду глубоко закапываться в тему ЛПА, и в этом параграфе приведу лишь несколько удачных антенн.

На КВ для радиолюбителей представляют интерес ЛПА, перекрывающие все ВЧ диапазоны от 14 до 28 МГц. Одна из таких антенн показана на рис. 9.5.6. Это хорошая конструкция, с низким КСВ и высоким для ЛПА усилением. Но изготовить и установить ее трудно: 14-метровая траверса, 13 элементов из телескопических труб, расход труб на элементы около 80 м. Такие цифры заставляют задуматься о снижении расходов. Первое, что приходит на ум: уменьшить число элементов и длину траверсы, понижая τ и σ до минимума.

На рис. 9.5.9 и в файле ...7el_Log20_10.gaa показана семи-элементная ЛПА 14—30 МГц. Длина ее траверсы всего 4,5 м. И хотя ее элементы тоже выполнены из труб, для реализации требуется намного меньше средств и места, чем для антенны рис. 9.5.6. Чем за это пришлось заплатить?

- Снизилось усиление. Оно меняется от 4,8 dBi на 14 МГц, до 5,7 dBi до 29 МГц. Это уровень всего лишь обычной (причем, далеко не лучшей) двухэлементной антенны Уда-Яги (п. 7.2.2).
- КСВ в полосе меняется довольно сильно, достигая на некоторых частотах 2,5 ($R_a = 200$ Ом).
- Подавление излучения назад не радует: на 14 МГц F/V составляет всего 7 дБ, а на 29 МГц $F/V = 14$ дБ.

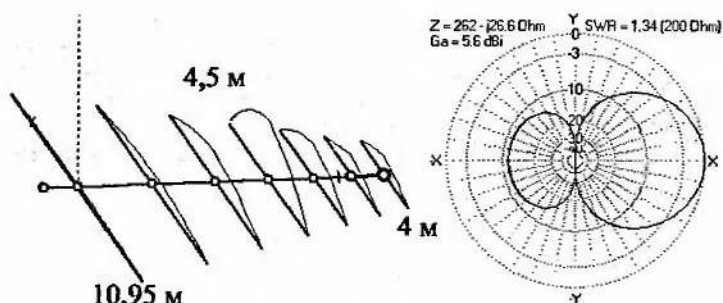


Рис. 9.5.9

Другой вариант относительно небольшой ЛПА на полосу 14—29 МГц показан в файле ...log14_30.gaa. Это шестизлементная антенна с длиной траверсы 4,9 м. Вернее, двух траверс. Для получения входного сопротивления 50 Ом фазирующая линия имеет очень низкое $Z_0 = 70$ Ом. И выполнена она как две параллельные довольно толстые трубы-траверсы, расположенные на близком расстоянии одна над другой. Необходимое перекрещивание точек питания достигается тем, что половинки элементов подключаются к верхней и нижней траверсе в шахматном порядке. КСВ от 14 до 29 МГц не превышает 2,5. Усиление растет с частотой от 4,7 до 6 dBi, F/B также возрастает с частотой от 6 до 12 dB. В общем, почти такие же параметры, как и у предыдущей антенны.

В общем, параметры короткой ЛПА с небольшим числом элементов и двукратным перекрытием по частоте не блещут. Усиление ниже двухэлементной Уда-Яги, неважное F/B, КСВ до 2,5 в полосе. И большой расход труб на элементы и траверсу.

Но оказывается в ЛПА можно обойтись вообще без труб. Более того, так чаще всего и поступают. Вспомним, зачем мы использовали толстые трубчатые элементы в обычной антенне Уда-Яги?

1. Из-за низкого R_a и связанных с этим больших токов в элементах (п. 7.2.2). Но в ЛПА типичное $R_a = 200$ Ом. Поэтому использование проволочных элементов не приведет к заметному снижению G_a .

2. Из-за необходимости расширения полосы. Ну, об этом-то в логопериодической антенне заботиться не надо. Относительная полоса ЛПА измеряется не процентами (как у обычных Уда-Яги), а разами. Проволочные элементы и с этой точки зрения ничему не повредят.

3. Из-за требования параллельного расположения элементов, нужного для правильного токораспределения. Но в ЛПА питание элементов активное. Токораспределение мы устанавливаем фазирующими линиями. Плюс то обстоятельство, что огромная полоса логопериодической антенны «простит» изогнутые элементы.

Да, до сих пор мы рассматривали логопериодические антенны с прямыми элементами. Но они вовсе не обязаны быть именно такими. Пример показан в файле ...10el_Log30_10m_wire.gaa и на рис. 9.5.10.

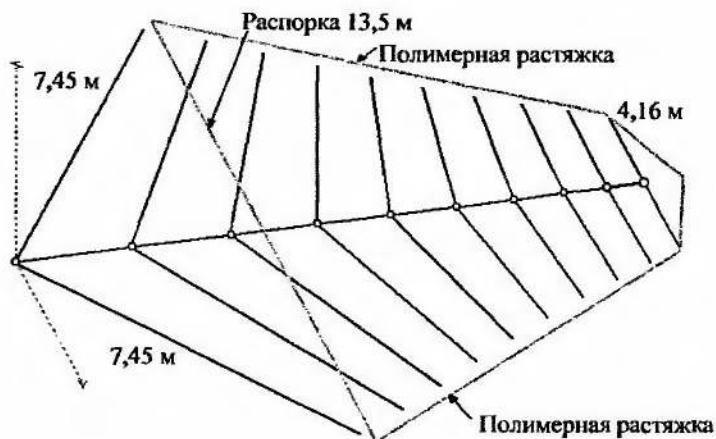


Рис. 9.5.10

Это десятиэлементная проволочная ЛПА 9,8...29,8 МГц с $\tau = 0,87$ и $\sigma = 0,06$. Длина траверсы 10 м, $R_a = 200$ Ом, $Z_0 = 400$ Ом. В полосе от 10,1 до 29 МГц КСВ не превышает 1,7. Из-за минимального значения $\sigma = 0,06$ усиление невелико: 3,9 dBi на 10 МГц, 5,2 dBi на 14 МГц и 5,9 dBi на 28 МГц. F/V также небольшое: всего 4 дБ на 10 МГц (сказался V-образный загиб элементов), 10 дБ на 14 МГц и 15 дБ на 28 МГц. Это типичные значения при столь широкой полосе и небольшом (для такой полосы) числе элементов.

Наиболее интересным в антенне рис. 9.5.10 является конструктивное решение. Требуется всего три трубы. Одна на траверсу, другая на длинную распорку, перпендикулярную траверсе (13,5 м, показана серым на рис. 9.5.10) Из третьей трубы

выполняется последний элемент. А все элементы и фазирующие линии выполнены из проволоки.

Между концами распорки и последнего элемента растягиваются толстые полимерные шнуры, к которым подвязываются концы всех элементов, кроме первого. Концы же первого элемента крепятся через изоляторы к концам распорки, одновременно играя роль растяжек и обеспечивая устойчивость всей конструкции. Для придания жесткости концы последнего элемента растянуты шнурами на траверсу, которая кончается несколько дальше последнего элемента.

Расходы на такую конструкцию значительно ниже, чем при выполнении элементов из параллельных труб, а результаты получаются практически такие же. По этой причине почти все вращающиеся коротковолновые ЛПА выполняются проволочными с конструкцией, аналогичной антенне рис. 9.5.10.

Если ЛПА должна иметь одно фиксированное направление излучения, то конструкцию можно еще более упростить. Хорошее решение показано на рис. 9.5.11 и в файле `...13el_Slope_log20_10.gaa`. Это проволочный аналог антенны рис. 9.5.6. Размеры и характеристики (полоса 13...31 МГц, $\tau = 0,92$ и $\sigma = 0,08$) практически такие же, но затраты значительно ниже. Требуется только проволока и три мачты. Причем вместо двух наибольших мачт может использоваться стена дома, так как излучение ЛПА в ту сторону мало, поэтому потери в доме практически не снизят усиление, а вот F/V повысятся. Элементы антенны растянуты между двумя тросами, идущими от высоких мачт к низкой.

При $R_a = 200$ Ом полоса составляет 13...31 МГц по уровню КСВ < 2 , причем от 14 до 29,5 МГц КСВ ни в одной точке не превышает 1,6 (несколько хуже, чем у ЛПА рис. 9.5.6 из-за более тонких элементов и наклонного расположения).

Форма азимутальной ДН, как и у всех ЛПА, не зависит от частоты, усиление около 7,5 dBi в свободном пространстве. F/V растёт от 13 дБ на 14 МГц, до 22 дБ на 18 МГц и дальше лишь немного колеблется вокруг этой цифры при росте частоты.

Наклонное положение ЛПА рис. 9.5.11 приподнимает вертикальный угол излучения, но это неизбежная плата за удешевление конструкции. Впрочем, плата не слишком высока, при указанных на рис. 9.5.11 размерах максимум излучения в зенитной плоскости направлен под углом 16° , что следует считать очень хорошим результатом.

Забавным и редким свойством антенны рис. 9.5.11 является не зависящий от частоты вид ДН в зенитной плоскости. Активная зона, перемещаясь с частотой, в данной конструкции

физически перемещается и по высоте (вдоль наклонной линии воображаемой траверсы). В результате высота активной зоны над землей, измеренная в длинах волны, остается постоянной при изменении частоты. А поскольку зенитная ДН определяется именно высотой подвеса в λ , то она также не меняется.

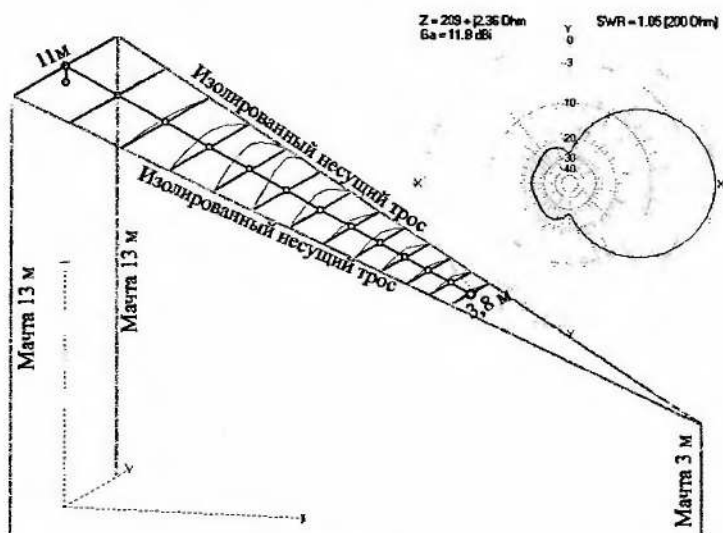


Рис. 9.5.11

Если в наличии лишь одна мачта, то ЛПА можно выполнить так, как показано на рис. 9.5.12 и в файле ...4el_Log40m.gaa. Правда, требуется большая свободная площадь земли.

Это четырехэлементная проволочная ЛПА диапазона 40 м. Да перекрыт всего один диапазон. Но как! Вспомним, в 4-й части мы получали на 7 МГц полосы 100...200 кГц по уровню КСВ < 2 . Антенна же рис. 9.5.12 имеет полосу 400 кГц. Но по уровню КСВ $< 1,5$. А от 7 МГц до 7,3 МГц КСВ не превышает 1,3. Входное сопротивление антенны $R_a = 200 \text{ Ом}$. Фазирующая линия выполнена из того же провода, что и элементы и имеет $Z_0 = 400 \text{ Ом}$.

Конструктивно антенна требует одной точки крепления (мачта или стена дома) на высоте 20 м. От этой точки под небольшим углом идет полимерный шнур, играющий роль траверсы. Концы проволочных элементов растянуты к земле также полимерными шнурами (показаны серым цветом на рис 9.5.12).

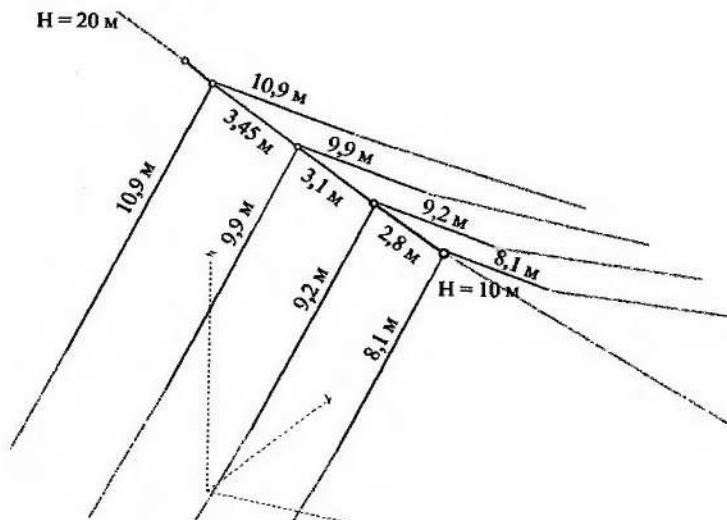


Рис. 9.5.12

Усиление антенны около 6 dBi (в свободном пространстве), что соответствует хорошей двухэлементной Уда-Яги с пассивным элементом. Но полоса намного шире. Поскольку изрядная часть антенны расположена ниже $\lambda/4$ над землей, последняя очень сильно влияет на все параметры (не забудьте в модели включить землю Зоммерфельда-Нортон). Поэтому результаты автоматического расчета в окне **Создать готовую антенну** — **ЛПА** придется ощутимо корректировать в зависимости от высоты подвеса над землей и свойств последней.

F/V невелико (у низко расположенных горизонтальных направленных антенн вообще трудно получить хорошее подавление назад над реальной землей, см. п. 7.2.2.2), зато стабильно во всей полосе и составляет 13 дБ.

Антенна рис. 9.5.12 хороша всем, кроме того, что требуется точка крепления на высоте $\lambda/2$ и очень большая площадь земли перед ней. На диапазоне 80 м это уже практически нереально. 16-этажный дом высотой около 40 м найти еще можно. Но вот чтоб перед ним оказалось пустое футбольное поле, ожидающее вашей антенны — это вряд ли. Поэтому поступают так, как всегда в случае нехватки высоты в λ — переходят с горизонтальной поляризации на вертикальную.

До сих пор мы рассматривали ЛПА только из полуволновых диполей. Но это вовсе не обязательное условие. Вспомним,

разбирая принцип работы ЛПА в п. 9.5.3 мы говорили о резонирующих элементах. Очевидно, что кроме $\lambda/2$ диполя резонировать может еще как минимум $\lambda/4$ GP. И все рассуждения п. 9.5.3 относятся и к вертикалам тоже. То есть можно построить логопериодическую антенну и из $\lambda/4$ GP, применяя те же самые принципы расчета, что и для дипольных ЛПА.

Пример логопериодической антенны из $\lambda/4$ GP показан в файле ...6el_GPLog80m.gaa и на рис. 9.5.13. Это шестиэлементная проволочная ЛПА диапазона 80 м с уже привычными нам $R_a = 200$ Ом и $Z_o = 400$ Ом.

Полоса по уровню КСВ < 2 составляет 450 кГц, а от 3,5 МГц до 3,8 МГц КСВ не превышает 1,6.

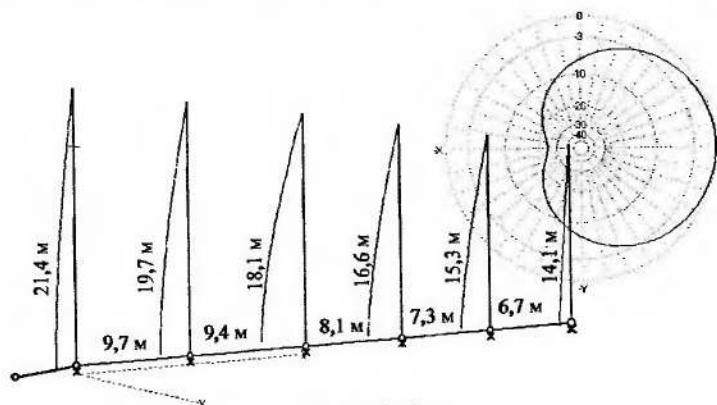


Рис. 9.5.13

Конструктивно антенна развешена на изолированном тросе, растянутом между двумя мачтами или стеной и мачтой (со стороны рефлектора излучение мало и там может быть дом, в направлении же излучения должна быть только узкая мачта).

F/V составляет 25 дБ в начале полосы, и снижается до 15 дБ в конце. Высокое F/V на 3,5 МГц достигнуто подстройкой короткозамкнутого отрезка линии, дополнительно подключенного к первому элементу подключенного

Антенна рис. 9.5.13 выигрывает 4...4,5 дБ (зависит от свойств земли) у одиночного $\lambda/4$ GP.

Как и во всех моделях с вертикалами, касающимися земли, потери в грунте смоделированы резисторами по 5 Ом, включенными в основании каждого элемента.

Под каждым из элементов должна лежать своя система радиалов, резонирующих на той же частоте, что и этот элемент.

Это означает, что радиалы разных элементов будут иметь разную длину. Также перечитайте п. 9.3.6, все сказанное в нем относится и к системе заземления ЛПА.

На этом мы завершим изучение коротковолновых логопериодических антенн. Хотя мы рассмотрели лишь малую часть возможных конструкций, но где-то все равно надо провести границу между любительскими и профессиональными антеннами и остановиться.

Читателя, нуждающегося в более глубоком изучении ЛПА, пусть утешит то, что большую часть не упомянутых в разделе 9.5 логарифмических антенн (объемные, трапециидальные, с двумя траверсами, плоские широкие структуры, с вибраторами из одного провода) планирую описать в соответствующем разделе УКВ антенн. Причина проста: длина волны. Сложные ЛПА имеют большие размеры в λ , которые делают слишком сложной и/или дорогостоящей их реализацию на КВ. А на УКВ λ мала, что делает эти сложные ЛПА вполне реализуемые без больших затрат.

9.6. Укороченные фазированные антенны

Плюсы и минусы. С горизонтальной поляризацией. С вертикальной поляризацией. Переключаемые на два направления. С переключением на три направления. Переключаемые на четыре направления. Приемные фазированные. Фазирование антенн Бевереджа. Нагруженные рамки в качестве элемента. Системы из коротких вертикалов. Приборы подавления помех

9.6.1. Плюсы и минусы

В главе 8 мы говорили о главном недостатке укороченных направленных антенн с пассивными элементами — узкой полосе. Цитирую важный фрагмент п. 8.1.1: «...правильное... распределение тока по элементам обеспечивается за счет сдвига фазы на ФЧХ пассивного элемента, который можно рассматривать как колебательный контур. А у короткого элемента добротность выше, чем у полноразмерного. Тем выше, чем сильнее укорочение. ...Значит, фазовый сдвиг изменяется резче при изменении частоты. Поэтому в укороченной направленной антенне с пассивными элементами правильное распределение тока "рассыпается" при меньшей расстройке, чем в полноразмерной».

А в начале главы 9 как одно из достоинств активного питания упоминалась широкая полоса. Еще одна цитата (да простят меня ревнители традиционного изложения со ссылками, но не верю, что, разбираясь, в сложном материале, читатель каждый абзац будет листать много страниц назад и искать в большом параграфе нужный абзац). Итак: «...активное питание позволяет улучшить устойчивость параметров антенны ... к изменению частоты. Причина: в антенне с пассивными элементами при расстройке элемента ... меняется связь между элементами, и поэтому правильное распределение токов быстро искажается. При активном же питании токораспределение дополнительно удерживается за счет питающих линий, менее подверженных внешним влияниям».

Суммируя вышесказанное легко понять: укороченные направленные антенны с активным питанием более широкополосны, чем с пассивными элементами. Причем выигрыш активного питания по широкополосности тем больше, чем сильнее укорочена антенна.

Распределение тока по элементам в антенне с активным питанием определяется двумя процессами:

1. Связью по полю, за счет взаимно наведенных токов. Точно так же, как и в обычной антенне с пассивными элементами.
2. Распределением в линиях системы питания.

Связь по полю с укорочением элементов делается менее стабильной и уменьшается по величине. Ведь расстояния между элементами при укорочении меняются мало, а размеры элементов уменьшаются сильно. Просто уменьшается площадь для взаимодействия токов в пространстве. Если дойти до логического завершения этой мысли и использовать крохотные элементы $1...2\% \lambda$ (это, кстати, не теоретические упражнения, а практический случай приемной антенны, см. п. 9.6.4), то понятно, что в силу ничтожности их размеров связь между ними по полю будет близка к нулю.

А вот распределение в системе питания можно сделать относительно стабильным. Причем эта стабильность зависит, в первую очередь, от импеданса элементов и его устойчивости в полосе.

Если входной импеданс близок к активному и совсем не зависит от частоты (и снова, это не пустое теоретизирование, а случай приемных антенн в виде нагруженных рамок, пп. 4.5.4 и 9.6.4 и штырей с повторителями, п. 9.6.4.3.), то распределение в линиях питания от размера элемента вовсе не зависит. И токораспределение через линии питания (а следовательно, и F/B антенны) будет очень стабильно в широкой полосе

Если же линии системы питания подключить напрямую к коротким элементам, $R_э$ которых мало, а $|jX_э|$ велико, система питания сама по себе станет очень узкополосной. Большая $jX_э$ короткого элемента приведет к высокому КСВ в линиях системы питания. А это, кроме возрастания потерь, эквивалентно возрастанию нагруженной добротности линии, повышению крутизны ее АЧХ и ФЧХ. Следовательно, требуемые амплитудно-фазовые соотношения будут выполняться в значительно более узкой полосе. И такая антенна получается даже более узкополосной, чем ее аналог с пассивными элементами.

Чтобы избежать этого безобразия, необходимо устранить его причину: большую реактивность $|jX_э|$ входного импеданса. Для этого в элемент или включают катушку (укорочение индуктивностью), или дотягивают $jX_э$ до нуля емкостными нагрузками (укорочение емкостью), или гнут полноразмерный элемент (укорочение изгибом и изломом), или комбинируют эти методы. При этом распределение через линии питания становится относительно стабильным, и полоса антенны получается больше, чем у ее аналога с пассивными элементами.

Выводы:

1. Преимущества активного питания по полосе на укороченных элементах реализуется только в случае, если $|jX_э| < R_э$. Иначе из-за высокого КСВ в линиях системы питания она становится чрезмерно узкополосной. Нельзя сделать хорошую укороченную направленную антенну, не компенсировав предварительно (любым способом) реактивность ее элементов.

2. По мере укорочения элементов, в общем токораспределении антенны возрастает доля системы питания. А распределение за счет связи по полю становится все более нестабильным и малым и его доля влияния на общее токораспределение в антенне уменьшается. При очень коротких элементах со стабильным $R_э$ (например, флаги, антенны Бевереджа, и т.п.) токораспределение в антенне совсем не зависит от связи по полю.

Из сказанного выше понятно, почему сильно укороченные многоэлементные направленные антенны (например, приемные с низким усилением, но хорошей диаграммой направленности, то есть с высоким RDF) делают только с активным питанием элементов. Просто с пассивными элементами такую антенну не сделаешь из-за очень малой и крайне узкополосной связи по полю.

Впрочем, и при относительно небольшом укорочении (для передающих антенн) активное питание имеет смысл. Да, мы

ничего не приобретем в усилении, но зато выиграем в полосе. Но оплачено это будет увеличением трудностей проектирования и небольшим конструктивным усложнением антенны.

Перед тем, как двинуться дальше, хотел бы разделиться с предрассудком, встречающимся у радиолюбителей. Звучит он так: «Дескать, активное питание повышает усиление, особенно в укороченных антеннах».

На самом же деле активное питание само по себе не добавляет ни капли усиления (может даже снизить, за счет потерь в линиях фазирования). Оно лишь позволяет добиться оптимального токораспределения в элементах. Если геометрия антенны такова, что оптимальное токораспределение достигается только за счет связи по полю (то есть при пассивных элементах), то введение в такую антенну активного питания не даст никакого эффекта. Мы это видели, например, в п. 9.4.2: обычный двойной квадрат ничего не выигрывает от активного питания второго элемента.

Смысл применения активного питания появляется лишь тогда, когда только за счет связи по полю невозможно обеспечить оптимальное токораспределение (прежде всего, хорошую ДН и высокое F/B) и его стабильность в полосе (то есть широкополосность). А это бывает лишь при неоптимальной геометрии антенны. Когда что-то заставляет нас располагать элементы не так как надо для оптимального токораспределения, а так как получается из иных обстоятельств.

А это как раз случай укороченных антенн. Мы бы и рады нормальные элементы поставить, да места нет. Приходится приспособливаться к имеющемуся пространству. Понятно, что в этом случае об оптимальности геометрии можно забыть. И тут активное питание оказывается палочкой-выручалочкой. Системой питания элементов мы дотягиваем токораспределение до оптимального (то есть до получения хорошего F/B).

Но поскольку усиление в первую очередь зависит от размеров элементов и расстояний между ними, то при равных размерах укороченная направленная антенна с пассивными элементами имеет точно такое же усиление, как и с активными. Поэтому все графики главы 8 о связи G_a и коэффициента укорочения K_y остаются, в целом, справедливыми и для активного питания.

Подытожим, что дает активное питание элементов в укороченных направленных антеннах по сравнению с такими же антеннами с пассивными элементами:

1. *Расширение полосы. Выигрыш тем больше, чем ниже K_y .* При малых K_y можно реализовать только активное питание

2. Возможность достигнуть высокое F/B при вынужденно неоптимальных форме элементов и расстоянии между ними. Даже при такой геометрии, когда антенна с пассивными элементами не будет иметь ничего похожего на направленную ДН.

3. Из предыдущего пункта следует, что можно увеличить расстояние между элементами до оптимального по G_a . Укороченная антенна с пассивными элементами при этом потеряет в F/B . Напротив, активное питание вернет F/B на место и в этом случае. Получается, вроде бы активное питание увеличило усиление. Но это на поверхностный взгляд. На самом деле усиление увеличило не активное питание, а возрастание расстояния между элементами. А активное питание лишь позволяет получить при этом хорошее F/B , что было недостижимо при пассивных элементах.

4. Существенно возрастают трудности проектирования. Как, впрочем, для любой антенны с активным питанием (пп. 9.1.1—9.1.3).

5. Конструктивно антенна становится сложнее. Хотя и не-намного.

9.6.2. С горизонтальной поляризаций

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Short\.

Горизонтальные укороченные направленные антенны с активным питанием делают редко. Причин тому две:

1. Любая антенна с горизонтальной поляризацией для хорошего излучения под низкими зенитными углами работы требует изрядной высоты подвеса (п. 4.3.5), от $0,4\lambda$ и выше. На НЧ диапазонах (а это основная область применения укороченных антенн) мачта такой высоты мало реальна. А на ВЧ диапазонах часто оказывается выгоднее удлинить элементы до полноразмерных, чем сэкономить несколько метров труб, но получить в обмен меньшую полосу, усиление и сложности с питанием.

2. При значительном укорочении используются только емкостные нагрузки (п. 8.1.2.2). А с ЕН даже при малых K_v достигается оптимальное токораспределение и без активного питания.

Поэтому антенны, обозначенные в заголовке этого параграфа, делают только с небольшим укорочением ($K_v < 0,6 \dots 0,7$). Компенсацию реактивности элементов осуществляют либо катушкой, либо комбинацией катушки + изгиба (или маленьких ЕН).

Двухэлементная антенна Уда-Яги диапазона 14 МГц с $K_v = 0,8$ показана в файле ...2_04_dipole.gaa и на рис. 9.6.1.

Элементы укорочены индуктивностью. Удлиняющие катушки (по паре в каждом элементе, для симметрии) расположены в центре. Фазирующая двухпроводная линия длиннее расстояния между элементами, ее излишки скручены в бухту около точки питания. Источник включен в левый по рисунку элемент.

Оценим, что мы выиграли в данной конструкции от активного питания. Полоса антенны рис. 9.6.1 по уровню $F/B > 12$ дБ составляет 350 кГц. При равном K_v и диаметрах элементов полоса двухэлементной антенны с пассивным элементом по тому же уровню не превысит 250 кГц ни при какой длине траверсы. Таким образом, переход к активному питанию дал нам лишние 100 кГц (или 0,7%) полосы. Разница почти в полтора раза.

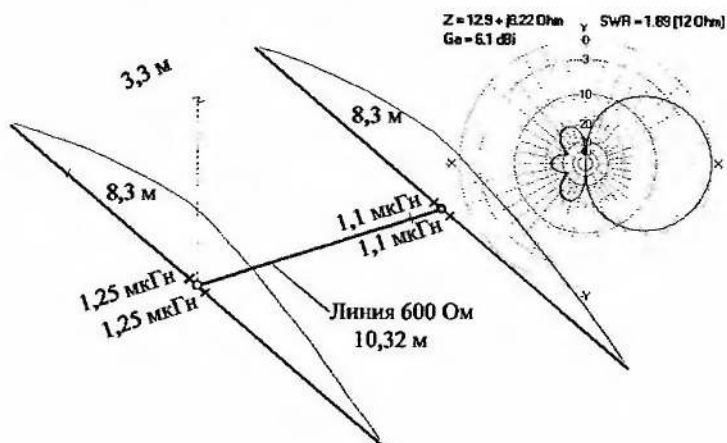


Рис. 9.6.1

По усилению антенна рис. 9.6.1 не выигрывает у своего аналога с пассивным элементом. Причины этого описаны в конце предыдущего параграфа. При одинаковой геометрии активное питание само по себе G_a не увеличивает.

Другая двухэлементная укороченная антенна с горизонтальной поляризацией и активным питанием элементов показана на рис. 9.6.2 и в файле ...short Yagi 40m.gaa. Это прямоугольник диапазона 7 МГц (см. п. 7.3.1) с дополнительным укорочением индуктивностью. Антенна расположена на границе минимально допустимой для горизонтальных антенн высоты — 16 м ($0,38\lambda$)

и укорочена с $K_v = 0,8$. Элементы выполнены из телескопических труб. Удлиняющие катушки (все одинаковые) включены в углы прямоугольника. Это повышает ток в центре (п. 3.7.2). Фазирующие линии 50 Ом соединяются в центре. Более длинная линия $0,226\lambda$ перекрещена. Длины линий на рис. 9.6.2 электрические.

Несмотря на сильное укорочение, антенна рис. 9.6.2 имеет неплохую полосу: 150 кГц по уровню $F/B > 12$ дБ и 130 кГц по уровню $K_{CB} < 2$. Тем не менее, очевидно, что полоса не настолько широка, чтобы при изготовлении антенны обойтись без ее подстройки.

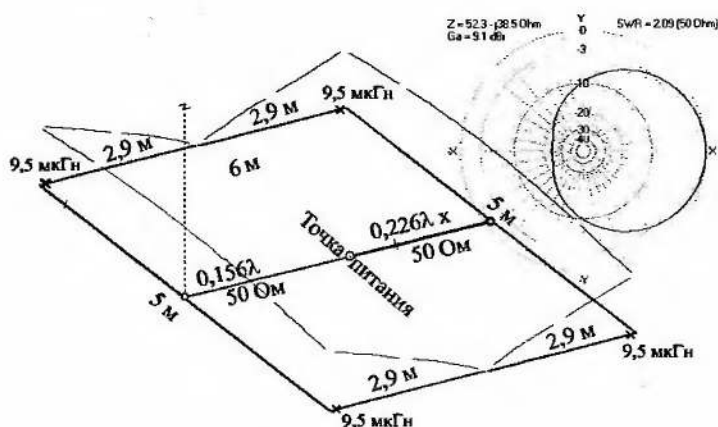


Рис. 9.6.2

А как это сделать настройку на практике? Традиционная настройка антенн, укороченных индуктивностью (подстройкой удлиняющих катушек) в данном случае крайне неудобна конструктивно. Проблематично на высоте 16 м тянуться на несколько метров в сторону от мачты, чтобы достать катушку. Но в данной антенне этого и не потребуется.

Оказывается, можно настраивать антенну длиной фазирующих линий, находясь несколько ниже вершину мачты и никуда при этом не тянуться. В антенне рис. 9.6.2 (файл ...short Yagi 40m.gaa) физические длины кабелей составят 4,7 и 6,03 м соответственно (при полиэтиленовых кабелях с коэффициентом укорочения 0,67). Введем в модель погрешности и посмотрим как при этом изменятся длины кабелей. В файле short Yagi

40m1.gaa показана та же самая антенна, но на меньшей высоте 14 м.

Для восстановления хорошего F/V потребовались кабели длиной 4,36 и 6,37 м. В файле ...short Yagi 40m2.gaa показана такая же антенна тоже на высоте 14 м, но со всеми катушками по 9,8 мкГн вместо 9,5 мкГн (допустим, мы ошиблись в изготовлении индуктивностей). Для хорошей ДН в этом случае потребуются длины кабелей 4,55 и 6,05 м.

Легко заметить, что небольшие погрешности изготовления (иная высота, земля, мелкие ошибки в размерах) компенсируются соответствующими изменениями длин фазированных кабелей. Поэтому конструктивно система питания выполнена так:

- От каждого элемента вдоль траверсы к мачте и редуктору идет коаксиальный кабель 50 Ом физической длиной 4 м. Один из кабелей у элемента перекрещен. На концах кабелей у мачты установлены разъемы.
- К этим разъемам подключаются два подстроечных куски длиной по 2,5 и 0,85 м. А к точке соединения этих кусков небольшой контрольный приемник (например, прямого преобразования).
- Принимая сигнал маячка с заднего направления (маячок надо отнести минимум на 2...3λ от настраиваемой антенны), подстройкой этих кусков добиваются максимального подавления назад. Я понимаю, что это сделать трудно. Но это намного легче любых подстроек непосредственно на элементах на рабочей высоте.
- Заменяют изрезанные при поиске минимума подстроечные куски кабеля новыми такой же длины.
- В точке соединения кабелей устанавливают простейшее Г-образное СУ на LC, чтобы получить КСВ = 1.

9.6.3. С вертикальной поляризацией

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\Short\.

В отличие от горизонтальных, вертикальные укороченные антенны с активным питанием применяются часто. Потому что:

1. Вертикальные антенны вообще применяются в основном при нехватке места и материалов на высокую мачту с горизонтальной антенной на ней.

2. Для дальнейшей экономии желательно иметь не несколько мачт, а одну с наклонными элементами. Но при пассивных элементах это непросто. Для хорошего F/V приходится

оставлять значительное расстояние между вершинами элементов (пп. 7.5.5, 7.5.6). А это требует более высокой и/или более прочной, способной нести распорки наверху мачты. Активное же питание, как мы помним, позволяет получить хорошую ДН при любом расположении элементов. В данном случае, это означает, что можно свести верхние концы проволочных элементов на вершине мачты, что существенно упрощает ее конструкцию.

Во всех антеннах п. 9.6.3 точно так же, как и в полноразмерных фазированных вертикалах (раздел 9.3) потери в системе радиалов под каждым элементом смоделированы резистором, включенным в начало элемента. Величина этого резистора выбрана 4 Ом (такая же, как и в п. 9.3.1). Это соответствует системе из нескольких десятков радиалов на средней земле (см. п. 3.4.5.2). Все замечания пп. 9.3.1 и 9.3.6 о системе заземления справедливы и для антенн этого параграфа.

9.6.3.1. Переключаемые на два направления

Начнем с простейшей, но весьма удачной конструкции, показанной на рис. 9.6.3 и в файле ...2el_slope40.gaa.

Это два наклонных укороченных индуктивностью проволочных $\lambda/4$ GP диапазона 7 МГц, выполненных как растяжки верхнего яруса мачты высотой 7,5 м. $K_y = 0,8$, удлиняющие катушки по 4 мкГн включены в основание каждого из элементов. В качестве фазирующих линий использован кабель 50 Ом. Длина линий на рисунке — электрическая. Высота мачты составляет всего $0,17\lambda$.

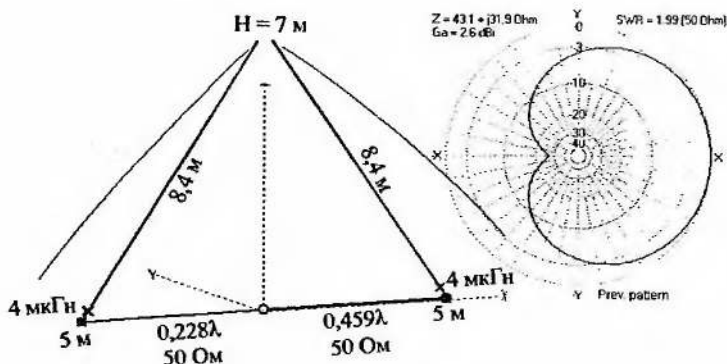


Рис. 9.6.3

Полоса антенны рис. 9.6.3 по уровню $F/B > 12$ дБ составляет 100 кГц в диапазоне 40 м. В точке соединения кабелей требуется СУ. После него в тех же 100 кГц КСВ не превышает 1,5 на краях.

Коммутация направлений делается по принципиальной схеме рис. 9.3.3 с соответствующей коррекцией длин и типов кабелей. Параметры переключения (п. 7.4.1) типичны для двух элементов: $A_n = 40^\circ$ а $\Delta G = B_{\min} = -4$ дБ. Как и у полноразмерного аналога, антенны рис. 9.3.16, мачта рассматриваемой конструкции должна быть изолирована от земли.

Для расширения полосы и/или снижения высоты мачты можно использовать толстые элементы. Мы не применяли их в антеннах с пассивными элементами. И не могли применять, так как добротность толстого элемента ниже, и, соответственно, наклон его ФЧХ более пологий. Поэтому не удастся получить требуемый для одностороннего излучения сдвиг фаз на таком элементе только за счет связи по полю. Но сейчас-то у нас питание активное. Не получается за счет связи по полю — сделаем через систему питания.

Пример такой антенны показан на рис. 9.6.4 и в файле ...2el_slopeGP.gaa. Это два наклонных изогнутых $\lambda/4$ GP диапазона 3,8 МГц. В качестве фазирующих линий использован кабель 50 Ом. Длина линий на рисунке — электрическая.

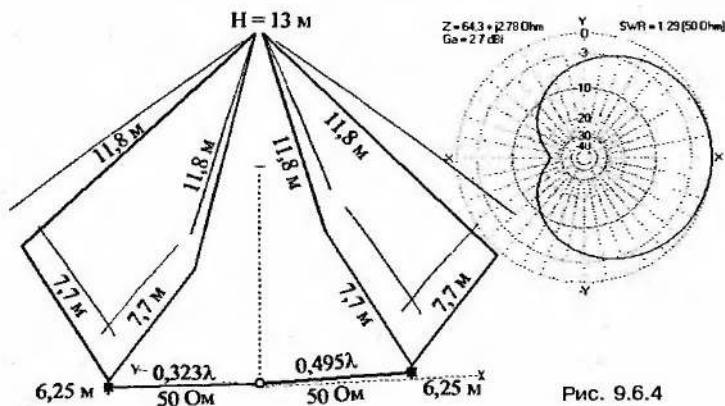


Рис. 9.6.4

Каждый из элементов выполнен в виде проволочного вытянутого четырехугольника. Питание подается между нижним углом этого четырехугольника и землей — системой радиалов.

Таким образом, это не петлевой GP, а обычный, только широкий, сделанный из двух далеко разнесенных, но электрически включенных параллельно проводов.

Высота антенны всего 13 м, против 19 м полноразмерного $\lambda/4$ GP этого диапазона. Тем не менее, широкие элементы и активное питание позволяют получить полосу 55 кГц по уровню $F/B > 12$ дБ. Это немало, относительная полоса при этом 1,5%. Столько же, сколько у в 1,4 раза (измеряя в λ , а не в метрах) большей антенны рис. 9.3.16.

Зависимость KCB от частоты антенны рис. 9.6.4 имеет любопытную особенность: она очень медленно нарастает при расстройке вниз. Так, на 3,8 МГц (верхняя граница по F/B) KCB = 1,6; на 3,77 МГц — 1,28; на 3,75 (нижняя граница по F/B) — 1,2. При дальнейшем понижении частоты F/B и усиление быстро падают, но KCB достигает 2 только на 3,6 МГц.

Поэтому антенну можно использовать во всем SSB участке 3,6—3,8 МГц диапазона 80 м. В окне для внутриконтинентальных QSO (3,6—3,7 МГц) она будет работать лишь немногим лучше обычного одиночного вертикала. Но по мере повышения частоты ее направленные свойства улучшаются, и в DX участке 3,75—3,8 МГц это уже серьезная направленная антенна с хорошей формой ДН.

Конструктивно верхние провода 11,8 м выполнены как отрезки верхнего яруса растяжек мачты высотой 13,5 м, то есть всего 0,17 λ . Нижние провода по 7,7 м спускаются вертикально вниз от растяжек к точкам питания элементов. Согласующее устройство в точке соединения фазирующих кабелей не требуется. Хотя минимум KCB при этом около 1,2, но полосу данной антенны определяет не KCB, а F/B , который сохраняется хорошим лишь в узком окне 3,75...3,8 МГц.

Коммутация направлений и изоляция мачты от земли делаются аналогично предыдущей антенне рис. 9.6.3. Параметры переключения: $A_H = 50^\circ$, а $\Delta G = B_{\min} = -4,5$ дБ.

9.6.3.2. С переключением на три направления

В этом параграфе рассмотрим лишь одну антенну — укороченный аналог конструкции, описанной в п. 9.3.5.2. Она показана в файле ...3el_slope40.gaa и на рис. 9.6.5. Это три наклонных укороченных индуктивностью проволочных $\lambda/4$ GP диапазона 7 МГц, выполненных как растяжки верхнего яруса мачты высотой 7,5 м. Точки крепления растяжек (то есть начала элементов), отстоят от основания мачты на 6 м каждая и образуют на виде сверху равносторонний треугольник.

$K_y = 0,8$, удлиняющие катушки по $3,5 \text{ мкГн}$ включены в основание каждого из элементов. В качестве фазирующих линий использован кабель 50 Ом . Длина линий на рисунке — электрическая.

Полоса антенны рис. 9.6.5 по уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$ составляет 80 ГГц в диапазоне 40 м . В точке соединения кабелей требуется СУ (импеданс $Z_a = 30 - j10 \text{ Ом}$). После него в тех же 100 кГц КСВ не превышает $1,5$ на краях.

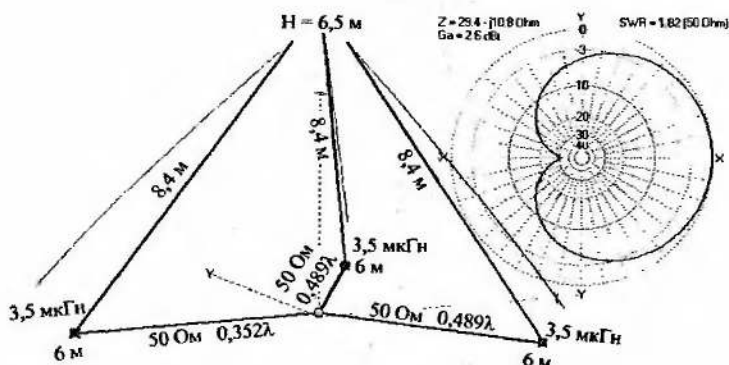


Рис. 9.6.5

Как и в антеннах п. 9.6.3.1, центральную мачту надо изолировать от земли. Или делать полный пересчет системы питания с учетом влияния заземленной мачты.

Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.8 (с соответствующей коррекцией длин линий и цепи Г-согласования, которое должно быть пересчитано на $Z = 30 - j10 \text{ Ом}$).

Параметры переключения: $A_n = 0^\circ$, а $\Delta G = -2 \text{ дБ}$, $B_{\text{MIN}} = -9 \text{ дБ}$.

9.6.3.3. С переключением на четыре направления

Ясно, что растяжек верхушки мачты может быть не 3, а 4. И столь же понятно, что их можно использовать в качестве элементов. Такая антенна диапазона 160 м показана в файле ...4el_slopeGP_tower.gaa и на рис. 9.6.6 (длины линий, указанные на этом рисунке — электрические, все линии — 50 Ом). $K_y = 0,73$, удлиняющие катушки по 15 мкГн включены в основание каждого из элементов.

Поскольку это антенна диапазона 160 м , то в модель сразу введена заземленная мачта 25 м . При таких размерах ее изо-

лизовать от земли трудно, да и механическую прочность изолятор снижает. Это не небольшие мачты 7,5...13 м из двух предыдущих параграфов.

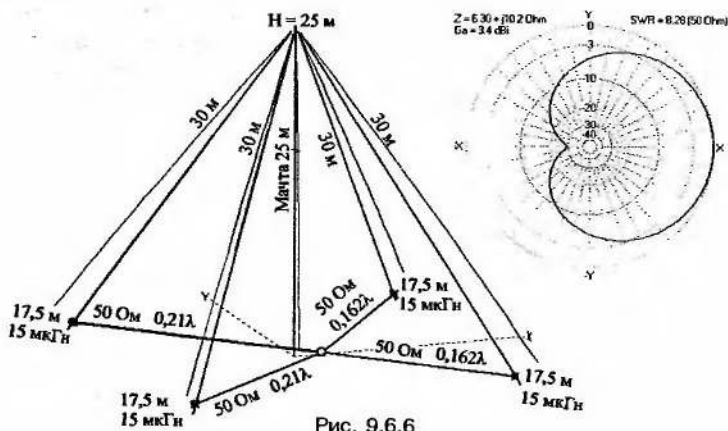


Рис. 9.6.6

Квадрат, по углам которого стоят элементы, имеет немалую сторону — 25 м. Но из-за большой длины волны сторона получается всего $0,15\lambda$.

Как следует из сравнения рис. 9.3.12 и 9.3.9, решетка с излучением по диагонали квадрата при стороне $0,15\lambda$ выигрывает в усилении всего лишь 0,3 дБ у решетки, излучающей вдоль стороны квадрата. Но система питания и переключения направлений у последней гораздо проще (сравните рис. 9.3.10 и 9.3.13). Поэтому для нашей антенны рис. 9.6.6 применена более простая система питания для излучения вдоль стороны квадрата. Платой за применение относительно коротких фазированных линий (физически, два правых коаксиала едва достают до основания мачты) является низкий и неудобный для согласования импеданс в точке соединения $Z_a = 6,3 + j10 \text{ Ом}$.

Усиление антенны рис. 9.3.6 всего лишь на 0,3 дБ ниже усиления полноразмерной квадратной решетки, излучающей вдоль стороны квадрата (при равных размерах стороны $0,15\lambda$). Но расходы многократно меньше. Одна мачта 25 м, вместо четырех по 38 м.

Полоса по уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$ составляет 45 кГц в диапазоне 160 м. Это с одной стороны немного, а с другой покрывает весь DX участок 1810...1855 кГц, в котором проводятся межконтинентальные связи.

Система коммутации такая же, как на рис. 9.3.11 (с соответствующей коррекцией длин линий и цепи Г-согласования, которое должно быть пересчитано на $Z = 6,3 - j10 \text{ Ом}$).

Параметры переключения: ширина нерабочих секторов $A_H = 0^\circ$, для худшего направления потери усиления $\Delta G = -1,3 \text{ дБ}$, минимальное подавление самого неудачного направления $B_{\text{MIN}} = -12 \text{ дБ}$.

Другая укороченная антенна с переключением ДН на 4 направления показана на рис. 9.6.7 и в файлах ...4loop1.gaa (с четырьмя источниками) и ...4loop1_line.gaa (с фазирующими линиями). Это укороченный загибом верхних отрезков внутрь аналог антенны рис. 9.4.5. Антенна, показанная на рис. 9.6.7, рассчитана на телеграфный участок диапазона 80 м. Полоса по уровню $F/B > 12 \text{ дБ}$ составляет 75 кГц. Это много для укороченной конструкции.



Рис. 9.6.7

Из-за укорочения и сведения верхних проводов близко друг к другу нам уже не до пассивного рефлектора, как в антенне рис. 9.4.6. Для хорошей ДН приходится питать все четыре загнутых диполя. Поэтому и схема коммутации получается сложной, и СУ в точке соединения кабелей необходимо.

Высота несущей мачты близка к $\lambda/4$. Поэтому если мачта не изолирована от земли и/или не разбита изолятором, то в модели необходимо учитывать ее влияние. Как обычно, оно может быть компенсировано соответствующим изменением длин фазирующих линий, как показано в файле ...4loop1_tower.gaa. Параметры переключения: $A_H = 0^\circ$, $\Delta G = -2,7 \text{ дБ}$, $B_{\text{MIN}} = -11 \text{ дБ}$.

9.6.4. Фазированные приемные

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Phased\RX\.

В конце главы 8 описано, что сделать приемную направленную антенну с пассивными элементами невозможно. Из-за малых размеров и КПД сильно укороченных элементов связь между ними по полю получается крайне маленькой и очень нестабильной.

А в п. 9.6.1 показано, что активное питание коротких элементов дает хорошие результаты только при стабильном и с малой реактивностью импедансе элемента, то есть $|jX_{\lambda}| < R_{\lambda}$.

Последнему условию отвечают лишь следующие приемные антенны:

1. Бевереджа (п. 4.5.2).
2. Различные сильно укороченные рамки, зашунтированные резисторами: антенны-флаги, EWE (п. 4.5.4).
3. Очень короткий GP с широкополосным буферным усилителем прямо на антенне.

В такой последовательности мы их и рассмотрим. Напомню, что синфазные приемные антенны мы рассмотрели в п. 6.2.5. В этом параграфе рассматриваются только приемные антенны, в которых фазы тока в элементах не одинаковы.

9.6.4.1. Фазирование антенн Бевереджа

Антенну Бевереджа (АБ) нет смысла использовать в качестве элемента антенн продольного излучения (то есть располагать отдельные АБ в линию друг за другом). Хотя усиление при этом растет и ДН сужается. Но точно такого же эффекта можно достичь намного легче, просто удливив единственную АБ до того же габарита, который займут отдельные АБ-элементы. Сам длинный провод АБ обеспечивает правильное возбуждение самого себя при любой длине (п. 4.5.2). Итак:

- синфазные антенны из АБ мы уже рассмотрели в п. 6.2.5;
- антенны продольного излучения из АБ элементов не делают.

А что тогда можно сделать из нескольких АБ? Ведь никаких иных принципов фазирования в этой книге до сих пор не рассматривалось. Но из этого вовсе не следует, что их нет.

Сейчас мы впервые встретимся с иным принципом фазирования, кроме двух вышеупомянутых. Впервые, конечно, не вообще, а лишь в данной книге. А известен он давно, более полувека. Направлен этот принцип не на увеличение усиления и рост RDF, а на очень глубокое подавление задних лепестков

в широком телесном углу. В ряде случаев (например, прием, когда недалеко сзади постоянно работают на передачу другие антенны) это требование оказывается решающим.

Этот принцип звучит так:

Для того, чтобы обеспечить глубокое ослабление задних и боковых лепестков надо:

- *Расположить две одинаковые направленные антенны параллельно на небольшом расстоянии, и сдвинуть их по длине относительно друг друга на $\lambda/4$.*
- *Запитать их со сдвигом фаз 90° .*

Это универсальный принцип, относящийся не только к приемным антеннам. Подробно его мы его будем рассматривать позднее, в 6-й части книги, посвященной УКВ антеннам. А здесь разберем его сразу на примере готовой антенны.

Расположим две 350-метровые антенны Бевереджа диапазона 1,8 МГц параллельно друг другу на расстоянии 10 м, но со сдвигом на $\lambda/4$ — 38 м. Получившаяся конструкция показана в файле ...Beverage-3.gaa и на рис. 9.6.8.

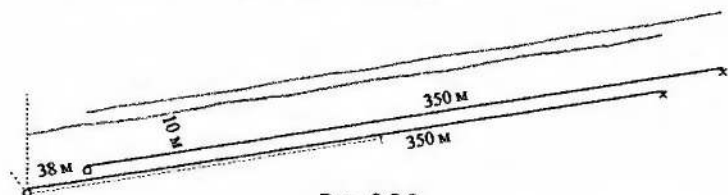


Рис. 9.6.8

Диаграммы направленности этой антенны в сравнении с ДН обычной, одиночной АБ такой же длины приведены на рис. 9.6.8. Черным цветом показана диаграмма антенны рис. 9.6.8, серым — обычной АБ (тот же самый файл ...Beverage-3.gaa, но одна из АБ отключена установкой в 0 радиусов ее проводов).

Хорошо видно, что лишние 350 м проволоки мы истратили не зря: и Gа выросло почти на 3 дБ, и уровень задних лепестков понизился на 10...15 дБ.

Усиление увеличилось, потому что площади раскрыва (п. 4.3.2) АБ малы и при расстоянии между ними 10 м не пересекаются. Следовательно, каждая из двух АБ собирает сигнал независимо от второго элемента. Из-за сдвига на $\lambda/4$, сигнал, идущий с направления главного лепестка, в верхней (по рис. 9.6.9) АБ появляется на четверть периода раньше, чем

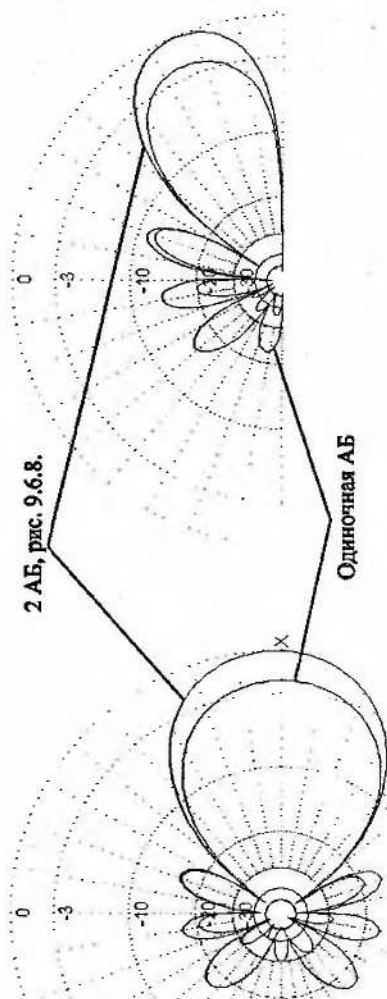


Рис. 9.6.9

в нижней. А опережение на четверть периода составляет $+90^\circ$ по фазе. Система питания антенны рис. 9.6.9 устроена так, что верхняя АБ питается со сдвигом фаз около -90° . Поэтому в точке соединения фазирующих линий сигналы с направления главного лепестка, принятые обеими АБ, оказываются синфазными: $+90^\circ - 90^\circ = 0^\circ$.

Отмечу, что в данном случае рост усиления идет не из-за сужения ДН, а за счет меньших омических потерь (так как два резистора нагрузок АБ с точки зрения ЭМВ включены параллельно, то меньше мощности теряется на их нагрев). Форма главного лепестка, а следовательно, и RDF остаются почти такими же, как и у одиночной АБ. Это неудивительно, второй элемент, расположенный всего в нескольких λ от первого, никак не может сколько-нибудь заметно сузить главный лепесток ДН.

А вот сильно подавить задний лепесток может. Посмотрим, как это происходит. ЭМВ идущая сзади (слева по рис. 9.6.9) в верхней АБ появляется на четверть периода позже, чем в нижней (из-за сдвига элементов на $\lambda/4$). Запаздывание на четверть периода означает -90° по фазе. Еще на -90° поворачивает фазу сигнала верхняя АБ система питания. В результате в точке соединения фазирующих линий сигналы с направления заднего лепестка, принятые обеими АБ, оказываются противофазными $-90^\circ - 90^\circ = -180^\circ$, и взаимно компенсируют друг друга.

Как и при любой другой взаимной компенсации (например, в антенне Уда-Яги, или в радиотехническом балансном устройстве) ослабление может достигать нескольких десятков децибел. Причем, в данном случае, это дополнительное ослабление сверх того, что имеет одиночная АБ.

На практике оказывается более важным иметь хорошее ослабление в широком диапазоне азимутальных и зенитных углов, чем очень глубокое, но только в узком секторе. Запустим оптимизацию фазового сдвига между элементами по критерию максимума F/B в диапазоне азимутальных углов 120° и зенитных 60° . Ответ: при фазовом сдвиге -122° F/B > 30 дБ для любого направления внутри заданных углов. А во всей задней полусфере (вернее даже в еще большем телесном углу: 200° по азимуту и 100° зениту) F/B > 20 дБ.

Система питания антенны рис. 9.6.9 проста. В точке питания каждой из АБ установлен обычный ферритовый трансформатор, понижающий сопротивление до 50 Ом. Так как связь по полю между элементами почти отсутствует, то R_a каждого из элементов стабильно и не зависит от расстояния и способа питания второго элемента.

Поэтому оба элемента питаются по коаксиальным кабелям 50 Ом с КСВ 1 в каждом, а нужный для питания фазовый сдвиг можно установить просто разницей длин этих кабелей. Кабель верхнего (по рис. 9.6.9) элемента длиннее на 122° , что составляет электрическую длину $\lambda \times (122^\circ/360^\circ) = 0,339\lambda$. Для диапазона 1,8 МГц и типичного для полиэтиленовых кабелей со сплошной изоляцией $K_y = 0,66$ эта разница составляет 37 м физической длины.

Поскольку кабели согласованы, то в точке соединения обоих кабелей получается $R = 25$ Ом, которое трансформируется в 50 Ом простейшим Г-образным СУ.

9.6.4.2. Нагруженные рамки в качестве элемента

Маленькие рамки с кардиоидной ДН (п. 4.5.4) в отличие от АБ удобно применять как элемент активной антенны продольного излучения. А использовать принцип подавления заднего лепестка, описанный в предыдущем параграфе, напротив, бессмысленно. Он применим лишь в случаях, когда каждый из элементов сам по себе является направленной антенной. А рамки с кардиоидной ДН назвать таковыми можно лишь с очень большой натяжкой.

Поэтому будем строить из них обычную антенну продольного излучения. Как следует из рис. 7.1.3, оптимально расстояние между двумя активными элементами составляет $0,07\lambda$. Возьмем две рамки-флага, расположим их на указанном расстоянии вдоль направления излучения. Подбирая фазу одного из источников, можно получить однонаправленную ДН, аналогичную обычной двухэлементной антенне продольного излучения. Результат показан в файле ...Flag DL2KQ 2 el.gaa и на рис. 9.6.10. Диапазон 1,8 МГц.

Получившаяся антенна похожа на самую первую антенну продольного излучения из двух диполей, рассмотренную в этой книге (см. рис. 7.1.1). И расстоянием между элементами, и фазовым сдвигом, и видом ДН. Это не случайное сходство. Антенны рис. 7.1.1 и 9.6.10 идентичны по принципу получения направленной ДН.

Отличие только в виде элемента: у антенны рис. 7.1.1 это $\lambda/2$ диполь, а у рис. 6.9.10 — нагруженная рамка-флаг. Но это приводит лишь к изменению G_a , а не формы диаграммы направленности. Сравните ДН на рис. 7.1.2 и 9.6.10: различия минимальны.

Но на рис. 7.1.2 показана диаграмма направленности двухэлементной полноразмерной антенны продольного излучения

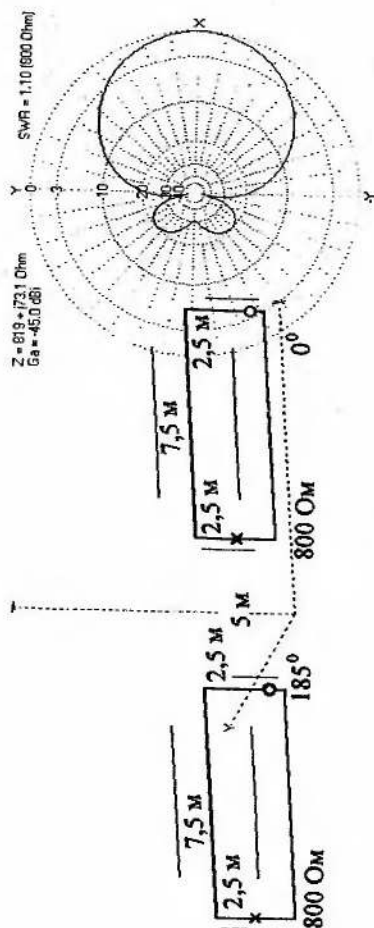


Рис. 9.6.10

А на рис. 9.6.10 — совсем маленькой антенны с длиной $0,137\lambda$ и высотой менее $2\% \lambda$. Да, усиление очень мало, всего -45 dBi , но зато RDF достигает 11 дБ, что в диапазоне 1,8 МГц соответствует АБ длиной 200 м (рис. 4.5.3).

Обратите внимание, фазирование двух нагруженных рамок, в отличие от двух АБ, снижает общее усиление. У антенны рис. 9.6.10 $G_a = -45 \text{ dBi}$, а у одного ее элемента -36 dBi . Хорошая форма ДН обернулась потерей целых 9 дБ. Чтобы скомпенсировать это периметры флангов приходится увеличивать. Усиление антенны рис. 9.6.10 достигает уровня -40 dBi на 1,8 МГц при периметре каждого из флагов 24 м (файл ...Flag DL2KQm 2el.gaa). А $G_a = -30 \text{ dBi}$ получается при периметре 40 м. Да это немало проволоки. И потребуются две мачты высотой несколько метров на расстоянии 18...25 м друг от друга. Но не забывайте, что при правильном питании достигается такой же RDF (то есть прием), как при 200-метровой АБ.

При создании системы питания (подробнее о ней ниже) надо тщательно выполнять все меры п. 4.5.4 по подавлению паразитного приема оплетками кабелей. Причем к этому вопросу надо подходить еще более критично, чем описано в п. 4.5.4. Ведь усиление двухэлементной антенны ниже, соответственно ужесточаются требования к подавлению синфазного тока.

Но вернемся к форме ДН. $RDF = 11 \text{ дБ}$ антенна рис. 9.6.9 (и ей подобные, но с большими периметрами элементов) имеет на уровне земли (нижний провод на высоте всего полуметра). Но с ростом высоты над землей, как описано в п. 6.2.5, RDF флага растет, за счет сужения ДН в зенитной плоскости. В табл. 9.6.1 дана зависимость RDF антенны рис. 9.6.9 от высоты и для сравнения дана длина АБ, обеспечивающей такой же RDF (АБ естественно, не поднимается вверх, а находится у земли, п. 4.5.2).

Высота считается от нижнего провода флага.

Таблица 9.6.1

Высота над землей в λ антенны рис. 9.6.10	RDF, дБ	Длина АБ, эквивалентной по RDF, м (для диапазона 1,8 МГц, см. рис. 4.5.3)
0,3%	11,1	200
5%	11,2	210
15%	12,1	265
25%	12,7	310
33%	13,3	360

Видно, что таким образом на крыше городского дома можно сделать приемную антенну, не уступающую по RDF хорошей АБ за городом. Овчинка стоит выделки. Хотя, конечно, придется серьезно заниматься системой питания, так как:

- из-за низкого Ga необходимо очень хорошее подавление паразитного приема оплеткой (п. 4.5.4);
- по той же причине на оба элемента потребуются усилители.

Необходимый фазовый сдвиг 185° проще всего установить в две степени:

1. 180° получить инвертированием обмотки согласующего трансформатора или выхода усилителя одного из элементов.
2. Оставшиеся 5° сделать разностью длин кабелей от элементов до точки их параллельного соединения.

Такой способ питания позволяет получить очень устойчивую форму ДН, при изменении частоты в несколько раз. Дело в том, что с возрастанием частоты, оптимальный по F/B фазовый сдвиг между элементами растет. Так, для антенны рис. 9.6.10 он составляет:

- 185° на 1,8 МГц;
- 190° на 3,6 МГц;
- 200° на 7 МГц.

Если мы вычтем из этого ряда постоянный сдвиг 180° (инверсия фазы в трансформаторе или усилителе не зависит от частоты), то получим, что дополнительный сдвиг на разности длин кабелей должен составлять:

- 5° на 1,8 МГц;
- 10° на 3,6 МГц;
- 20° на 7 МГц.

То есть фазовая длина обязана линейно возрастать с частотой. Но ведь именно так ведет себя постоянный по длине отрезок линии. Достаточно установить разность длин питающих кабелей 1,5 м (с учетом типичного для полиэтиленовых кабелей со сплошной изоляцией $K_y = 0,66$), как оптимальный фазовый сдвиг (читай, хорошее F/B) будет получаться автоматически для всех трех диапазонов.

Чтобы не снижать полосу антенны, СУ в точке соединения обоих кабелей лучше выполнить как ферритовый трансформатор, повышающий сопротивление с 25 до 50 Ом.

В смысле широкополосности антенна рис. 9.6.10 представляет приятное исключение из общего для антенн с активным питанием правила однодиапазонности. При указанной системе питания и периметре рамок по 25 м она без всяких переключений обеспечивает полосу 1,5...7,5 МГц. Нижняя ее частота

ограничена только падением усиления, а форма ДН сохраняется вплоть до длинных волн. Верхняя частота определяется из условия: периметр элемента-флага не должен превышать на ней 0,6...0,7 λ .

Из двух антенн рис. 9.6.9 можно сделать двухэлементную синфазную антенну (как описано в п. 6.2.5). Такая конструкция показана в файле ...Flag DL2KQ 2 elx2.gaa. При занимаемой площади 100 × 23 м ширина главного лепестка азимутальной ДН всего 45°, а RDF = 14,5 дБ, что соответствует АБ длиной 500 метров.

Описанным в этом параграфе способом можно сделать направленную антенну из любой рамки с кардиоидной ДН: K9AY, EWE (п. 4.5.4).

Все антенны этого параграфа имеют один общий недостаток. Их ДН невозможно переключать. Причина: нагруженная рамка, используемая в качестве элемента, не обладает центральной симметрией. Ни в конструкции, ни в ДН. Поэтому при переключении стороны оказываются неравными.

9.6.4.3. Системы из коротких вертикалов

Из окончания предыдущего параграфа следует, что приемную антенну с переключаемой диаграммой направленности надо строить из элементов, имеющих центральную симметрию в конструкции и ДН. Этому требованию удовлетворяет короткий вертикал: он выглядит и принимает одинаково со всех сторон.

Но Z_a такого вертикала никуда не годится: R_a — доли ома, jX_a — несколько килоом. Фактически, по импедансу очень короткий вертикал ведет себя как конденсатор небольшой (несколько десятков пикофард) емкости. Естественно, подключать к такому Z_a фазирующие линии нельзя. Высокий КСВ в них и огромная реактивность X_a приведут к полной неработоспособности антенны.

Поэтому неудобоваримый импеданс короткого вертикала надо преобразовать в стабильное, активное и частотно независимое сопротивление 50 Ом. В данном случае пассивными СУ (раздел 3.5) достичь этого принципиально невозможно из-за большого отношения X_a/R_a .

Но у нас антенна приемная. С малым сигналом. Его все равно придется усиливать. Вот и поставим усилитель прямо на антенну.

Нам надо, чтобы почти все принятое антенной напряжение, достигло входа усилителя. Для этого модуль входного импе-

данса усилителя $|Z_{вх}|$ должен, как минимум, в 10 раз превышать $|X_a|$ антенны. Тогда коэффициент передачи делителя $|Z_{вх}|/(|Z_{вх}| + |X_a|)$ получается близким к 1 и почти не зависящим от частоты. Значит, если прямо к короткому вертикалу мы подключим усилитель с $|Z_{вх}|$ составляющий несколько десятков килоом, то на выходе усилителя будет почти все принятое антенной напряжение. Используем апериодический усилитель с его выходным сопротивлением 50 Ом.

С точки зрения фазизирующих линий такая система (короткий GP с высокоомным широкополосным усилителем) эквивалентна широкополосному элементу с сопротивлением 50 Ом. А это как раз та антенна, которая нам требуется для переключаемых приемных решеток.

Мы не рассматривали такую антенну в разделе 4.5. И не зря. Одиночный короткий GP почти никогда не применяется как приемная антенна (разве что в портативных приемниках). Это бессмысленно из-за низкого RDF и круговой азимутальной ДН.

Но как элемент сложной активной решетки, с переключаемой диаграммой направленности, короткий GP с резистором в точке питания применяется с успехом. Обычно для диапазонов 160 и 80 м короткий элемент GP имеет высоту 4...6 м. При меньшей высоте растет $|X_a|$ и затенение антенны местными предметами, при большей — увеличиваются конструктивные сложности. Проще всего использовать пластиковое удилище с проводом вдоль него. Любопытная особенность: фаза напряжения в элементе не зависит от его высоты, так как входное напряжение определяется не высотой элемента, а входным импедансом усилителя.

Радиалы не обязательны, но желательны. Из-за высоких $|X_a|$ и $|Z_{вх}|$, включенных последовательно, сопротивление заземления без заметного ухудшения может достигать сотен ом. Достаточно простого заземления и/или 3...4 сильно укороченных (такой же длины, как и вертикал) противовесов.

Обозначим требования к усилителю:

- Для обеспечения высокого $|Z_{вх}|$ общая входная емкость усилителя не должна превышать 5 пФ (имеются в виду диапазоны 160 и 80 м). Учитывая, что в эту цифру входят и емкости монтажа, и емкость изолятора GP, на сам усилитель остается 1...2 пФ.
- Активное входное сопротивление >100 кОм.
- Усиление по напряжению может отсутствовать. Обычный повторитель здесь вполне достаточен. Мы усиливаем не напряжение, а мощность сигнала.

- Стабильное выходное сопротивление 50 Ом. Или 75 Ом, если вы из экономии решите применять в качестве фазировочных линий недорогие телевизионные коаксиалы.
- Малый коэффициент шума. Это все-таки вход приемника.
- Высокая линейность по той же причине.
- Малый фазовый набег в рабочих диапазонах. Мы же будем фазировать эти элементы, дополнительный сдвиг фазы в усилителе будет мешать. Поэтому верхняя частота усилителя должна быть, как минимум, в 10 раз выше максимальной принимаемой частоты.
- Защита входа от статического электричества и наводок от передающих антенн.

Принципиальных схем усилителей приводить не буду (это не тема данной книги, да и так уже проблема с ее объемом). Замечу только, что указанным требованиям соответствуют обычные истоковые повторители на полевых транзисторах и/или стандартные микросхемы буферных повторителей в типовом включении. Например, я использовал буферные повторители MAX4201 и MAX4178 (низкие шумы, высокая линейность, простейшая конструкция) в типовой (из паспорта) схеме, лишь добавляя для защиты входа последовательный резистор 200 Ом и пару диодов (на питание) и развязывающий трансформатор 1:1 на выходе.

Выбор именно этих микросхем был достаточно случаен. Они просто нашлись под руками. Вы же можете использовать любой из многих десятков буферных усилителей повторителей, выпускаемых в широкой номенклатуре многими фирмами. Или самостоятельно собрать повторитель на дискретных элементах.

В общем, наш один элемент должен выглядеть примерно так, как показано на рис. 9.6.11 (цепи развязки условно не показаны). Из таких элементов мы и будем собирать приемные решетки с переключаемой ДН.

К сожалению, GAL-ANA включение в модель усилителей-повторителей не поддерживает (во всяком случае, на время написания этих строк). Поэтому мы будем моделировать такие решетки без линий, устанавливая требуемую фазу только источниками напряжения. Конечно, расчетный импеданс элементов модели будет крайне далек от реального выходного сопротивления повторителей (50 Ом). И расчетное G_a не будет учитывать усиление по мощности в повторителях. Но вид ДН и величины фазовых сдвигов будут корректными.

Квадратная решетка с переключением на 4 направления показана на рис. 9.6.12 и в файлах ...4short RX-160m.gaa и ...4short

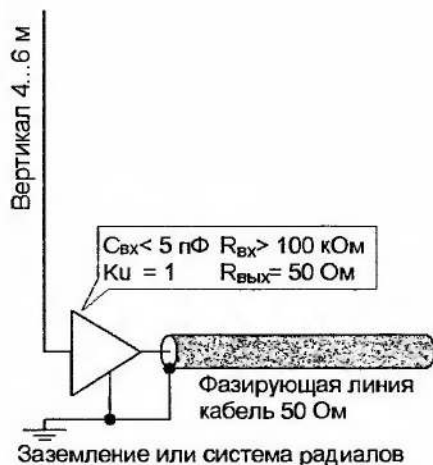


Рис. 9.6.11

RX-80m.gaa (одна и та же антенна, но установлены разные фазовые сдвиги, соответствующие оптимумам ДН по диапазонам).

RDF антенны достигает 11,2 дБ, что соответствует АБ длиной 200 м в диапазоне 1,8 МГц (см. рис. 4.5.3). Параметры переключения хорошие: $A_n = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,7$ дБ, $V_{\min} = -19$ дБ. И все это достигнуто на квадратном участке земли размерами всего $18,4 \times 18,4$ м (то есть с диагоналями по 26 м).

Платой за все эти преимущества является сложная система питания и переключения.

Во-первых, в этой (и всех последующих аналогичных решетках параграфа) требуются поистине чрезвычайные меры по устранению паразитных сигналов. Максимум ДН антенны соответствует сигналам на 20...30 дБ меньшим, чем у полноразмерной антенны. А боковое и заднее направления подавлены еще на 20 дБ. Следовательно, паразитный сигнал с уровнем на 50(!) дБ ниже, чем у полноразмерной антенны в данном случае ощутимо подпортит ДН нашей решетки.

Прежде всего, надо бороться с паразитными сигналами, принимаемыми проводами управления и питания, а также оплетками коаксиальных кабелей. Причем ослаблять их надо на те же 50 дБ, то есть очень сильно. Поэтому все провода питания, включая корпусной провод с обеих сторон (и у элемента, и у блока фазирования-переключения) подключаются к элементу через большие, 1...3 мГн, дроссели, обладающие импедансом

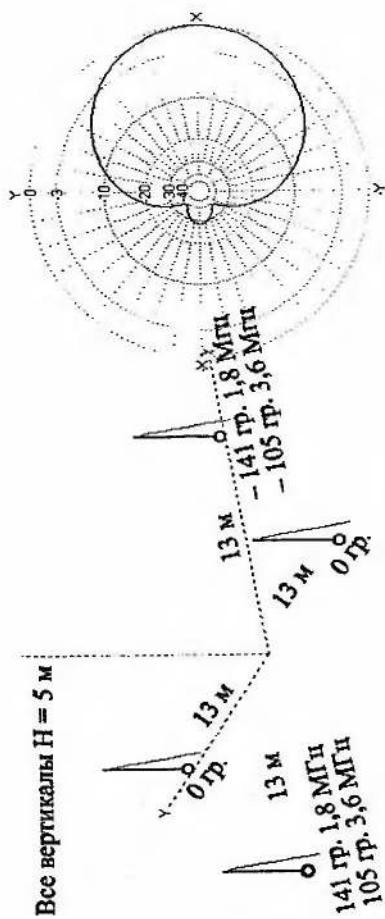


Рис. 9.6.12

несколько десятков килом на рабочей частоте. Оплетка коаксиального кабеля не используется как нулевой провод блока питания. Она полностью отвязана от корпуса (как у элемента, так и у блока фазирования-переключения) через развязывающие трансформаторы 1:1 со связью между обмотками только через магнитный поток.

Во-вторых, решетка должна быть отнесена подальше от переизлучающего металла (см. п. 4.5.5), в первую очередь — от передающей антенны (которую обязательно надо дополнительно расстраивать в режиме приема).

В блоке фазирования-переключения, к которому идут все четыре кабеля равной длины от элементов, обеспечивается переключение, требуемый сдвиг фаз и суммирование.

Схема этого блока довольно сложна, рассматривать ее тут не буду, а то мы совсем удалимся от темы антенн. Отмечу только, что фазовый сдвиг -105° делается просто как дополнительный отрезок коаксиального кабеля соответствующей длины. А сдвиг $+105^\circ$ выполняется исходя из того, что для синусоиды $+105^\circ$ это то же самое, что $105^\circ - 360^\circ = -255^\circ$ (все процессы в периодическом колебании повторяются через 360° , поэтому к любой фазе можно прибавлять или вычитать 360° без изменения работы). А уже -255° легко выполнить как $-180^\circ + (-75^\circ)$, то есть как инвертирующий трансформатор 1:1, дающий -180° , и дополнительный кабель длиной -75° после него. Подробное описание схемы и конструкции аналогичного блока дано в [5].

Компенсацией за множество трудностей с блоком фазирования-переключения является относительная свобода в размерах решетки рис. 9.6.12. Сторона квадрата, по углам которого стоят элементы, может лежать в пределах $0,12...0,25\lambda$ (конечно, с соответствующей коррекцией фазовых сдвигов). Высота самих элементов, как уже было отмечено выше, не очень критична. Во всяком случае, не требуется коррекция фазовых сдвигов при изменении высоты элементов. Хотя из соображений меньшей чувствительности к паразитным сигналам от соединительных проводов и переизлучения окружающего металла ее лучше выбирать максимально возможной.

Более сложная восьмиугольная решетка с переключением на 8 направлений показана на рис. 9.6.13 и в файлах ...8gr80_30.gaa и ...8gr160_30.gaa (одна и та же антенна, но установлены разные фазовые сдвиги, соответствующие оптимумам ДН по диапазонам).

RDF антенны достигает 12,3 дБ на 1,8 МГц что соответствует АБ длиной 270 м (см. рис. 4.5.3). В диапазоне 3,6 МГц RDF повышается до 13,4 дБ, что соответствует АБ длиной 4,5λ.

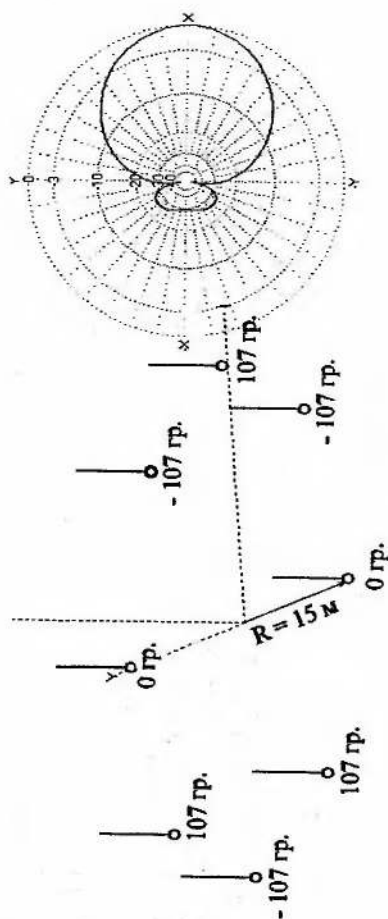


Рис. 9.6.13

Параметры переключения хороши в обоих диапазонах. На 160 м $A_H = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,1$ дБ, $B_{MIN} = -26$ дБ. На 80 м $A_H = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,9$ дБ, $B_{MIN} = -23$ дБ. И все это достигнуто на круглом участке земли диаметром всего 30 м.

Если нет даже 30 м, то в файлах ...8gr80_20.gaa и ...8gr160_20.gaa (одна и та же антенна, но установлены разные фазовые сдвиги по диапазонам) приведена аналогичная антенна, уместающаяся в круг диаметром 20 м. Конечно, это привело к некоторому ухудшению характеристик. RDF антенны достигает 11,6 дБ на 1,8 МГц что соответствует АБ длиной 210 м (см. рис. 4.5.3). В диапазоне 3,6 МГц RDF повышается до 12,8 дБ, что соответствует АБ длиной $3,5\lambda$. Параметры такой антенны на 160 м $A_H = 0^\circ$, а $\Delta G = -1$ дБ, $B_{MIN} = -26$ дБ. На 80 м $A_H = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,5$ дБ, $B_{MIN} = -21$ дБ.

Если же место имеется, то на участке диаметром 60 м можно выполнить восьмиугольную приемную решетку на 1,8 МГц (для диапазона 3,6 МГц диаметр 60 м уже чрезмерно велик, и там антенна работать не будет). Такая решетка показана в файле ...8gr160_60.gaa. Ее параметры на 1,8 МГц соответствуют антенне рис. 9.6.13 в диапазоне 3,6 МГц: $RDF = 13,4$ дБ, $A_H = 0^\circ$, а $\Delta G = -1,9$ дБ, $B_{MIN} = -23$ дБ. Именно такую антенну подробно (с блоком фазирования-переключения) описал Lee Strahan, K7TJR в работе [5].

Все описанные выше для квадратной решетки проблемы с подавлением паразитных сигналов остаются актуальными и для всех восьмиугольных решеток. Они даже становятся еще более острыми, так как с ростом RDF антенны возрастают требования по подавлению нежелательных сигналов.

Фактически, именно оставшиеся неподавленными паразитные сигналы ограничивают максимально достижимый на практике RDF. По данным [5] даже после принятия всех мыслимых мер по подавлению паразитных сигналов они ограничивают реальный RDF всей конструкции до 12,5...13 дБ (естественно, если антенна сама по себе имеет расчетный RDF выше этой цифры).

9.6.4.4. Приборы подавления помех

Часто при приеме на НЧ диапазонах на простые всенаправленные антенны возникает задача подавить помеху с определенного азимута. Например, от завода, передающего центра, искрящей ЛЭП, грозы в отдалении, соседа-радиолюбителя и т.д. Для этой задачи достаточно иметь антенну с кардио-

идной ДН (п. 4.5.4). Но эта ДН должна иметь возможность оперативного вращения, чтобы можно было навести минимум ДН на помеху.

Иногда просто механически вращают флаг (п. 4.5.4), устанавливая его вдоль траверсы вращаемой направленной антенны на ВЧ диапазоны. Однако решение это не назовешь ни простым, ни дешевым. Как минимум, надо уже иметь вращающуюся антенну на ВЧ.

Намного более привлекательной выглядит идея электрического вращения ДН. Собственно, мы уже вращали приемную ДН в предыдущем параграфе. Но там потребовались отдельные приемные решетки и весьма сложные устройства фазирования-переключения. Это неизбежная плата за электрическое вращение направленной ДН с высоким RDF.

В этом параграфе решим более простую задачу: мы будем электрически вращать слабонаправленную кардиоидную ДН. Понятно, что при широком лепестке и низком RDF такой ДН вращение будет сводиться к перемещению по азимуту положения провала в ДН.

В приемной системе из двух элементов проще всего получить минимум ДН, руководствуясь следующими соображениями. В разнесенных в пространстве элементах одна и та же ЭМВ от помехи наведет разные по амплитуде и фазе токи. Разность фаз зависит от расстояния между элементами, направления прихода сигнала и взаимно расположения элементов, относительно этого направления. Разница амплитуд — от размеров, степени согласования элементов и их собственных ДН.

Если в блоке обработки выровнять амплитуды сигнала помехи, принятой обоими элементами, а затем повернуть фазу, так чтобы они стали в точности противофазны, то при сложении в сумматоре произойдет компенсация. Степень ослабления зависит лишь от точности баланса фаз и амплитуд и легко может достигать несколько десятков децибел. Точно так же, как в любой антенне с активным питанием.

Полезные же сигналы, приходящие с другого направления, имеют уже иное соотношение фаз на элементах. И при проходе по тому же пути уже не будут в точности компенсированы, и ослабятся намного меньше. Выигрыш в отношении сигнал/помеха на выходе сумматора составляет от нескольких до 30...40 дБ (зависит от расположения элементов относительно азимута прихода помехи).

В трех предыдущих абзацах другими словами описан уже известный нам принцип формирования направленной ДН: сделать балансную компенсацию излучения (или в данном случае

приема, по принципу взаимности, это все равно) от двух элементов в каком-то определенном направлении. Мы подробно разбирали его в пп. 7.1.1 и 9.1.1. Но в тех параграфах речь шла о передающих антеннах с высоким КПД и фиксированной (электрически) ДН. Поэтому там фазы и амплитуды источников устанавливались фиксированными, исходя из геометрии элементов.

В данном же случае мы можем оперативно менять амплитуды и фазы в блоке управления, который больше известен радиолюбителям под названиями прибора подавления помех (или фазирования приемных антенн). Очевидно, что при этом будет меняться и положение минимума ДН.

Другим плюсом оперативной регулировки амплитудно-фазового распределения по двух элементам является не критичность к типу и согласованию элементов. В самом деле, если есть запас по регулировке амплитуды и фазы в приборе, то не очень важно какие сигналы дают элементы. Ведь настройками прибора можно будет скомпенсировать разницу амплитуд и добиться точной противофазности для сигналов с направления, подлежащего подавлению.

Как правило, в качестве первого элемента используют имеющуюся передающую антенну. А в качестве второго — все, что подвернется под руку: свободную антенну другого диапазона (мы помним, согласование не критично) или небольшую отдельную приемную антенну.

Не хочу, чтобы у читателя сложилось впечатление, что второй элемент может быть любым. Это не так. Да, его размер, усиление и согласование с питающей линией неважны (хотя, конечно, на входе прибора сигнал от него должен уверенно превышать собственные шумы приемника). Но вот положение второго элемента не может быть совершенно произвольным.

В первую очередь важна поляризация. Она обязана быть такой же, как и у первого элемента. Ведь оба элемента должны принимать одну и ту же ЭМВ. Поэтому, если передающая антенна (по совместительству — первый элемент нашей приемной системы) работает с вертикальной поляризацией, то и дополнительная приемная (второй элемент) также обязана иметь V поляризацию. При горизонтальной передающей антенне в качестве второго элемента обязана быть также антенна H поляризации. Попытка использовать антенны с разной поляризацией не более разумна, чем идея повернуть в антенне Уда-Яги один из элементов вокруг траверсы на 90°.

Другим параметром, ограничивающим положение второго элемента, является расстояние от него до первого элемента.

Это ограничение не слишком жесткое. Глубокий минимум в суммарной ДН удастся получить при расстоянии между элементами от 0,05...0,5λ.

Третий критерий выбора положения второго элемента: это должна быть полноценная приемная антенна, принимающая полезные слабые сигналы не менее эффективно, чем первый элемент. А не «шумовая антенна», как ее иногда ошибочно называют. Неразумно размещать второй элемент внутри здания, вблизи домашнего источника помех (скажем, ТВ или компьютера). Кроме этих помех (которые удастся сбалансировать и подавить прибором), он примет дополнительно много разнообразного домашнего электромагнитного «мусора», которые подавить будет нельзя. Выглядит это так, как будто источник помех, с которым мы боремся, изрядно слабеет, но зато появляется много других помех, отсутствовавших ранее.

Таким образом, второй элемент хотя и может быть небольшим, но размещаться он должен неподалеку от основной антенны и иметь согласованную с ней поляризацию.

Как и в обычных активных двухэлементных антеннах, свобода выбора геометрии велика, но не абсолютна. Азимутальные углы, на которые можно настройкой прибора «навести» минимум ДН, зависят от взаимного расположения элементов. Обычно положение минимума можно менять не более чем на $\pm 30^\circ \dots 40^\circ$ относительно оси, соединяющей центры элементов.

Типичный пример показан на рис. 9.6.14. Это несколько возможных положений суммарной ДН системы из укороченной передающей вертикальной антенны на 160 м и маленькой приемной рамки со стороной 1 м. Расстояние между антеннами 20 м, диапазон 1,8 МГц, файл модели ...TXGP+RX_loop.gaa. Видно, что в секторах шириной по 60° спереди и сзади можно подавить любую помеху глубже, чем на 30 дБ.

Таким образом, с одной дополнительной приемной антенной (вторым элементом в нашей двухэлементной системе) можно двигать минимум ДН по азимуту в пределах $2 \times 60^\circ \dots 80^\circ = 120^\circ \dots 160^\circ$ (множитель 2, так как два сектора, вперед и назад). А для того, чтобы перекрыть весь азимутальный круг к всенаправленной передающей антенне (нашему первому элементу приемной системы) потребуется 2...3 дополнительные приемные антенны (вторые элементы приемной системы), расположенные равномерно по азимуту вокруг передающей.

Обратите внимание:

В системе из двух фиксированных элементов нельзя двигать положение минимума более чем на $\pm 30^\circ \dots 40^\circ$ относительно оси,

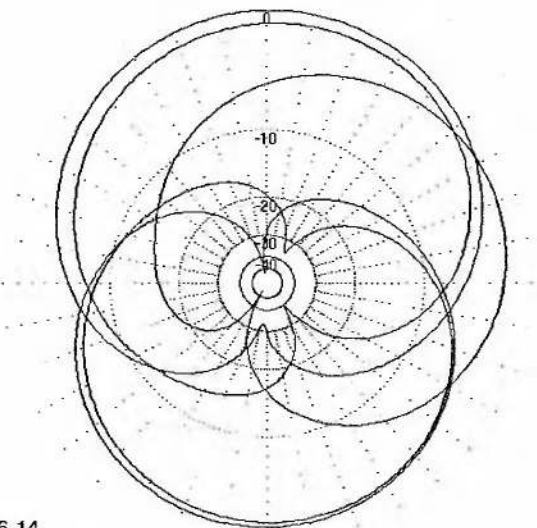


Рис. 9.6.14

соединяющей элементы. Следовательно, ни при каких двух элементах и их взаимном расположении нельзя вырезать помехи с любого направления. Только из двух секторов шириной по $60^\circ \dots 80^\circ$.

В описании приборов фазирования этот момент обычно не очень акцентируют. Но вам надо иметь в виду, что должна быть возможность в качестве второго элемента антенны использовать несколько разных антенн (по очереди, естественно), выбирая одну из них переключателем, в зависимости от азимута конкретной помехи.

При разработке и моделировании таких двухэлементных систем в GAL-ANA необходимо напряжение источника меньшей антенны увеличить в 10...20 раз. А напряжение источника большей антенны уменьшить в те же 10...20 раз. Это необходимо, чтобы скомпенсировать разницу в Ga элементов. На практике этим будет заниматься прибор фазирования (установкой правильных коэффициентов усиления-затухания по обоим каналам), а в модели приходится устанавливать намного отличающиеся амплитуды источников.

После этого проводится и оптимизация по амплитуде и фазе источника подключенного к меньшей антенне по критерию F/V в направлении точно назад. Причем, в окне оптимизации надо

вручную установить верхнюю границу изменения напряжения источника в несколько раз выше его текущего значения (иначе оптимизации может не хватить пределов регулировки в процессе выравнивания и балансировки полей).

Результатом правильной оптимизации будут являться ДН, подобные приведенным на рис. 9.6.14. Другие возможные ДН можно посмотреть в файле ...TX_InV+RX+loop.gaa, в котором показано фазирование передающей Inverted V и маленькой приемной рамки в диапазоне 3,6 МГц.

Минимумы ДН на приведенных скриншотах характеризуют не качество прибора фазирования, а свойства конкретных приемных активных двухэлементных систем. При иных антеннах и ином их расположении глубина подавления помехи может быть как большей, так и меньшей.

Схем и конструкций приборов фазирования приводить не стану. Сдержусь. Ибо тема эта весьма немалая, но не антенная, а схемотехническая. А объем этой части и так уже настолько выше разумных пределов, что приходится сокращать некоторые антенные темы.

Тем не менее, пару абзацев приборам фазирования все же отведу. Хотя бы для того, чтобы вы могли их грамотно выбрать и применять.

Таких приборов немало выпускают различные фирмы, но и самостоятельно изготовить такую конструкцию не очень сложно [6]. Обратите внимание, прибор фактически является входом приемника. Его активные элементы чаще всего подключены к обеим антеннам напрямую, безо всякой частотной фильтрации. Поэтому, чтобы не засорить выходной сигнал продуктами интермодуляции от множества сигналов, к прибору фазирования предъявляются следующие требования:

- минимальное число активных и/или нелинейных элементов в приборе;
- максимальная линейность всех каскадов;
- минимальное усиление от входов до выхода. Лучше всего, чтобы оно вообще отсутствовало, или же было только в канале маленького второго элемента с низким G_a ;
- чтобы не ухудшить с таким трудом добытое в элементах подавление помехи, взаимная развязка между каналами прибора должна бы не ниже F/B на рассчитанных ДН.

После того как прибор выбран (или сделан) и установлен, с ним надо научиться работать. А это непросто. Требуется индивидуальная и сложная настройка на подавление каждой помехи. Причем, надо работать минимум тремя органами управления (два амплитуды и разность фаз между каналами). К тому же

эти регулировки, как правило, немного взаимозависимы. Например, в простых фазовращателях вместе с фазой меняется и амплитуда. Немного, но достаточно для того, чтобы при изменении фазы требовалась подстройка усиления.

Фактически каждый раз надо вручную, ориентируясь только на слух, выполнять полную процедуру настройки двухэлементной направленной антенны на максимум F/V для требуемого в данный момент направления. Точнее говоря, всякий раз заново создавать такую антенну из имеющихся двух элементов. Процедура эта очень трудо- и nervоёмкая, поэтому для более-менее постоянных источников помех (завод, ЛЭП, сосед) имеет смысл создать таблицу настроек, куда записывать удачные положения органов настроек.

Но игра стоит свеч, и достигаемый эффект в улучшении отношения сигнал/помеха может быть очень велик и достигать 20...40 дБ. Звуковые примеры работы прибора можно послушать на странице [6].

Теоретически доказано, что при трех приемных элементах на описываемом принципе можно получить два независимо управляемых минимума ДН. При четырех — три, и т.д. Однако практическая реализация таких систем оказалась настолько сложной, что они так и остались теорией. Во всяком случае, мне неизвестно ни об одном случае их практической работы (хотя попытки были, включая системы под управлением компьютера).

9-я глава завершена. Да, она получилась большой. Но фазированные системы с активным питанием всех элементов — это самая зубодробительная тема во всей антенной технике. Все, что дальше, будет проще.

10. СИНФАЗНЫЕ СИСТЕМЫ ИЗ НАПРАВЛЕННЫХ АНТЕНН (СТЕКИ)

В этой главе изучим синфазные антенны (аналогичные описанным в главе 6), в качестве единичных элементов которых используются направленные антенны (главы 7 и 8). Такие системы на КВ называются стеками (от англ. stack up — располагать одно над другим).

Название это не случайно, ибо на КВ в большинстве случаев используется вертикальное расположение элементов стека. Дело тут в требуемой форме ДН.

На КВ очень узкая ДН в азимутальной плоскости скорее вредна. Антенну приходится часто вращать, повышается риск потери станции, расположенной чуть в стороне от главного лепестка. Напротив, зенитную ДН можно и желательно сужать. Для связей на предельные расстояния нас интересует лишь диапазон зенитных углов $1...30^\circ$ (п. 3.1.9.2). Поэтому для сужения ДН в зенитной плоскости элементы стека располагают по вертикали (п. 6.1.2).

Это будет совсем маленькая глава. Стеки не имеет принципиальных отличий от обычных синфазных антенн. А последние подробно рассмотрены в главе 6, перечитать которую весьма желательно перед тем, как приступить к этой главе.

Все антенны, описываемые в этой главе, находятся в папке ...ANT\HF Stack\, а если упоминается файл модели из другой папки, то к нему указан полный путь.

10.1. Принцип работы и область использования

В свободном пространстве. Над реальной землей. Особенности применения стеков на КВ. Устройства питания и коммутации КВ стеков.

10.1.1. В свободном пространстве

Стеки применяются для увеличения усиления. Включение второй антенны синфазно рядом с первой дает прибавку G_a до $3...4$ дБ (пп. 6.1.2, 6.1.3) в зависимости от расстояния. В принципе, в антенне Уда-Яги удвоение числа элементов тоже дает примерно такой же рост усиления (рис. 7.2.18). Но есть разница в том, к каким изменениям ДН приводит рост усиления. Если это антенна продольного излучения (главы 7...9),

то возрастание G_a идет, в основном, за счет сужения азимутальной ДН. И уже при 7...8 элементах главный лепесток становится слишком узким по азимуту. Антенна получается неудобной в работе на КВ, ее надо слишком часто крутить и очень точно нацеливать на корреспондента.

В вертикальном же стеке прибавка усиления идет за счет сужения зенитной ДН. А азимутальная остается такой же, как и одного элемента. Поэтому с точки зрения формы ДН на КВ разумнее вместо одной шестиэлементной антенны иметь стек из двух трехэлементных, вместо одной восьмиэлементной — стек из двух четырехэлементных. При равном расходе материала и аналогичном G_a стек будет иметь более широкую азимутальную ДН, удобную на практике.

В свободном пространстве оптимальное расстояние между этажами определяется только площадью раскрыва (пл. 3.1.7 и 6.1.5) одиночной антенны стека. При оптимальном расстоянии площади раскрыва одиночных антенн касаются друг друга, но не перекрываются.

Чтобы не вдаваться в сложные графики и формулы, оптимальное расстояние проще всего вычислить в режиме автоматической оптимизации по критерию максимума G_a . Для антенн Уда-Яги результат показан в табл. 10.1.1.

Таблица 10.1.1

ОПТИМАЛЬНОЕ РАССТОЯНИЕ В ДВУХЭТАЖНОМ СТЕКЕ ИЗ АНТЕНН УДА-ЯГИ

Число элементов в одиночной антенне	3	4	5	6	7
Расстояние в λ	0,68	0,86	1,02	1,17	1,25

Данные табл. 10.1.1 надо рассматривать лишь как ориентировочные, так как усиление одиночной антенны (а следовательно, и ее площадь раскрыва) зависят не только от числа элементов, но и от их настройки и расположения вдоль траверсы. Очевидно, что с ростом усиления одиночной антенны (неважно происходит ли это от настройки элементов на максимум G_a , или от роста их числа) оптимальное расстояние между этажами стека растет.

Кроме оптимизации по расстоянию между этажами, в стеке необходимо проводить небольшую коррекцию размеров элементов и расстояний между ними по критерию F/V . Ибо довольно часто встречается следующая ошибка: берутся две хорошие по F/V антенны Уда-Яги и просто объединяются в стек. А потом обнаруживается, что F/V стека получился ощутимо хуже, чем исходное F/V одиночной антенны. Почему это происходит?

Вспомним, что подавление излучения назад осуществляется установкой правильного токораспределения по элементам. Такого, чтобы поля всех элементов в направлении назад практически полностью компенсировали бы друг друга (раздел 7.1). То есть обычная балансная компенсация.

Вернемся к исходно хорошей одиночной антенне нашего стека. Она проектировалась именно как одиночная, поэтому точный баланс подавления в направлении назад достигнут именно для такого количества, расположения и размера элементов.

Теперь сделаем из двух таких антенн двухэтажный стек. В направлении вперед главные лепестки сложатся в фазе, и усиление возрастет на 3 дБ (п. 6.1.3). А вот в направлении назад все не так хорошо. Мы ведь балансировали (добивались высокого F/B) каждую из антенн в предположении, что она одна. А в данном случае добавляются поля от элементов второго этажа. Хотя они в направлении назад и невелики, но они не скомпенсированы — этим пока никто не занимался. Поэтому излучение назад стека оказывается ощутимо выше, чем у одиночной антенны.

Рецепт борьбы с этим указан выше. Необходимо уже в составе стека проводить небольшую коррекцию размеров элементов и их положения на траверсе по критерию F/B. Иными словами, надо уточнять балансировку всего стека целиком.

Поясню вышесказанное примером. Одиночная четырехэлементная антенна Уда-Яги ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\2_4el_15m V4.gaa диапазона 15 м имеет хорошее F/B = 33 дБ. Размеры ее элементов следующие: R = 7,15 м, W = 6,72 м, D1 = 6,57 м, D2 = 6,33 м.

Если из двух таких антенн сделать стек с оптимальным расстоянием между этажами 0,85, то окажется, что F/B снизилось до 19 дБ (файл ...2_4el_15m V4.gaa).

Проведя оптимизацию размеров элементов в стеке, получим, что можно не только вернуть F/B к исходному состоянию, но даже повысить его до 38 дБ, при следующей коррекции размеров элементов: R = 7,37 м, W = 6,74 м, D1 = 6,57 м, D2 = 6,46 м (файл ...2_4el_15m V4_m.gaa).

Кстати, об излучении назад. ДН стека всегда имеет несколько задних лепестков (типичная ДН стека показана на рис. 10.1.1). Причем как в азимутальной, так и в зенитной плоскостях. Как правило, присутствуют заметные лепестки под высокими зенитными углами (см. правую часть рис. 10.1.1).

Поэтому при оптимизации по F/B в стеке имеет смысл задавать в установках программы очень широкий телесный угол

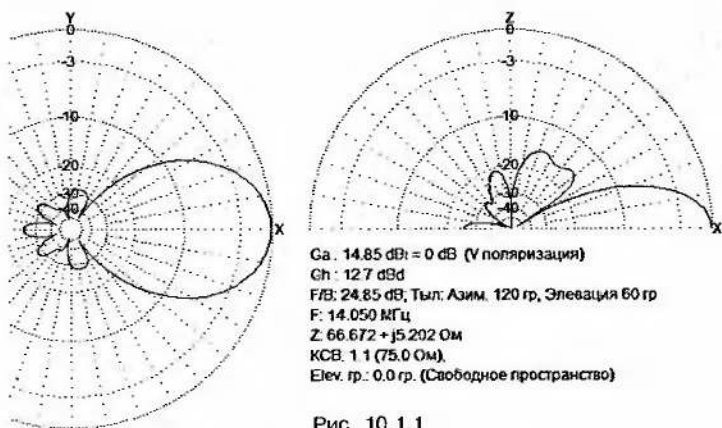


Рис. 10.1.1

направления назад. А зенитный угол увеличивать даже сверх 90° , до $100^\circ \dots 120^\circ$, чтобы оптимизация видела большие лепестки под высокими зенитными углами даже в передней полусфере.

10.1.2. Над реальной землей

Приведенные в предыдущем параграфе данные по оптимальному расстоянию между этажами относятся к свободному пространству. Они важны для понимания. Но на КВ нижний этаж стека подвержен сильному влиянию земли из-за того, что в λ высота нижнего этажа над землей невелика.

Поэтому для практических конструкций стеков оптимальное расстояние между этажами определяют по-иному, чем это сделано в п. 10.1.1.

Начинать имеет смысл от максимально реализуемой на практике высоты мачты. Именно она определяет высоту верхнего этажа стека. Слишком много тут не бывает — чем выше антенна, тем лучше.

Высоту верхнего этажа в модели следует зафиксировать, чтобы при дальнейшей оптимизации высота мачты не менялась. Для этого исходную одиночную антенну, из которой создается стек, в модели сразу устанавливают на высоту мачты. А затем при создании стека в окне **Создать стек** в группе **Позиция по вертикали** отмечают поле **Антенна фиксирована, стек вниз**. В результате, при оптимизации расстояния между этажами меняется только высота нижнего этажа.

Теперь можно переходить к оптимизации. Высота мачты на КВ обычно не превышает $1...2\lambda$. Поэтому при попытке поставить межэтажное расстояние близкое к указанному в табл. 10.1.1 нижний этаж стека оказывается слишком близко к земле. Это снижает его усиление и повышает зенитный угол.

Поэтому высота нижнего этажа выбирается оптимизацией из двух противоречивых соображений:

1. При ее уменьшении растет расстояние между этажами, приближаясь к указанному в табл. 10.1.1, и усиление стека тоже растет.

2. Но чрезмерное приближение к земле нижнего этажа снижает его усиление (см. рис. 7.2.5 и 7.2.14 в предыдущей части книги).

Две разнонаправленные тенденции дают оптимум. Его величина зависит от:

- высоты мачты;
- свойств земли;
- частоты;
- типа антенны, из которых составлен стек. Прежде всего, от ее усиления.

Такое количество переменных исключает однозначные общие рекомендации. В каждом конкретном случае вам придется оптимизировать свой стек под имеющиеся условия. Тем не менее, для ориентировки приведу некоторые графики параметров стеков над реальной средней землей.

Как показывают расчеты, стеки начинают иметь смысл только при мачте высотой от $0,75\lambda$. На рис. 10.1.2 показано, как меняется от высоты мачты оптимальное расстояние между этажами для трех различных двухэтажных стеков:

1. Из двух трехэлементных антенн Уда-Яги диапазона 14 МГц.
2. Из двух четырехэлементных антенн Уда-Яги диапазона 21 МГц.
3. Из двух пятиэлементных антенн Уда-Яги диапазона 28 МГц.

При малой высоте мачты оптимальное расстояние также мало. Оно достигает цифр, более-менее соответствующих свободному пространству (табл. 10.1.1), только при высоте мачты $1,5...2\lambda$.

Влияние земли возрастает с повышением частоты и площади раскрыва одиночной антенны (то есть ее G_a). Взгляните, если для стека 14 МГц из двух трехэлементных Уда-Яги оптимальное значение достигает $0,6\lambda$ (и далее растет незначительно) при мачте $1,4\lambda$, то для стека 28 МГц из двух пятиэлементных Уда-Яги оптимальное расстояние достигает $0,9\lambda$ (и далее растет незначительно) при мачте $1,9\lambda$.

Графики рис. 10.1.2 говорят нам, что параметры стека стабилизируются и приближаются к теоретически ожидаемым только при очень высоких мачтах. Следующий рис. 10.1.3 подтверждает это более явно. На этом рисунке показаны графики прироста усиления при добавлении второго (нижнего) стека.

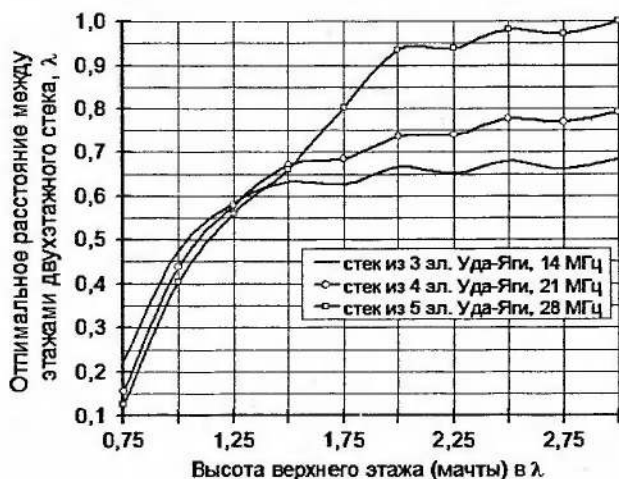


Рис. 10.1.2

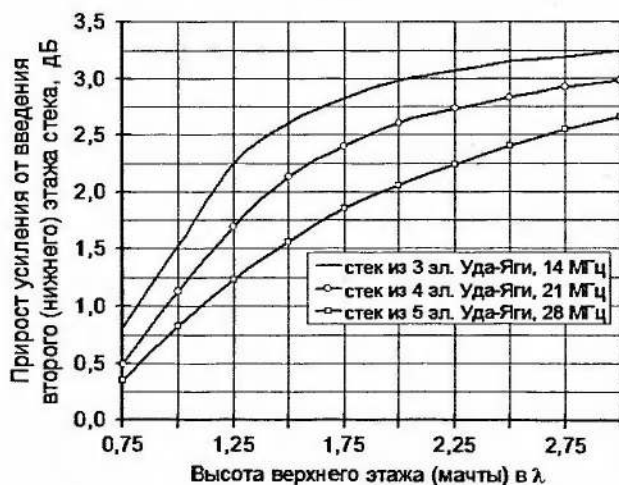


Рис. 10.1.3

Проще говоря, на рис. 10.1.3 показана разница в усилении между стеком и одиночной верхней антенной этого же стека, то есть эффект от наших усилий по установке нижнего этажа.

Выводы из графиков рис. 10.1.3:

Стек на КВ имеет смысл только при очень высоких мачтах. На мачтах ниже 1λ это неразумный расход сил и материала.

Например, при мачте 0,75λ выигрыш составляет не более 1,5 дБ. Но такой же прибавки Га можно достичь не второй нижней антенной, а прибавкой директора к одиночной верхней антенне (см. рис. 7.2.18).

Ожидаемый от стека теоретически прирост усиления +3 дБ на КВ реализуем только при мачтах высотой от 2λ. И это при относительно низких частотах и небольшом Га одиночных антенн стека. С ростом обеих этих величин растет и требуемая высота мачты. Так для антенны 2 на рис. 10.1.3 (стек из двух четырехэлементных антенн Уда-Яги на диапазон 21 МГц) прибавка усиления +3 дБ достигается только при мачте высотой 3λ. А для стека диапазона 28 МГц — при мачте 4λ.

В любительских диапазонах при физической высоте мачты ниже 15 м (для 28 МГц) ... 20 м (для 14 МГц) применение стека бессмысленно. Для действительно хорошей работы КВ стека нужны мачты высотой 25...40 м.

Могут возразить, что стеки применяют не только для роста усиления, но и для улучшения зенитной ДН. Тут все зависит от того, что понимать под улучшением:

- Если сужение лепестка, то оно однозначно связано с ростом усиления. И при малой прибавке Га сужение лепестка будет тоже небольшим.
- Если снижение угла максимума излучения, то спешу разочаровать: при добавлении второго (нижнего) этажа этот угол поднимается, по сравнению с одиночной верхней антенной.

Последний эффект показан на рис. 10.1.4. Отчетливо видно, что в стеке зенитный угол выше. Немного, на 1...2°, но выше. Но для крупных contest станций (основные пользователи стеков) при больших высотах мачт, это может оказаться благом.

Дело вот в чем: в тесте большое количество связей с густо населенными регионами (например США) не менее важно, чем DX-связи. И у высоко подвешенной одиночной антенны зенитный угол может оказаться слишком низким для уверенной обработки таких регионов.

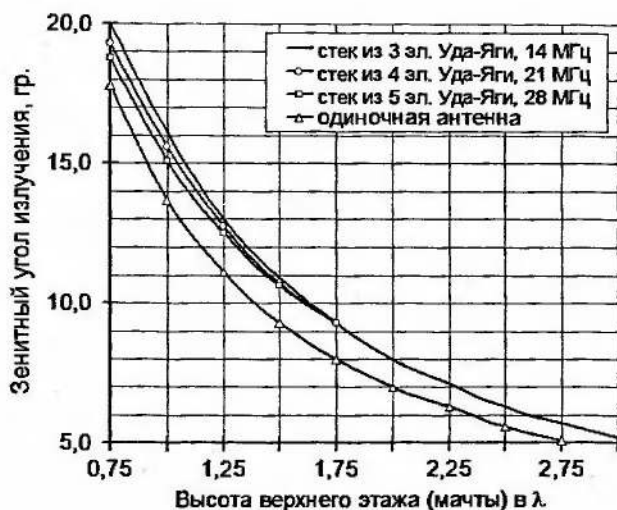


Рис. 10.1.4

Например, из центральной Европы до США около 7 тыс. км. Оптимальные зенитные углы для такой трассы составляют 8...15° (см. рис. 3.1.4 и 3.1.5). А у одиночной антенны при высотах подвеса более 2λ максимум зенитного излучения лежит ниже. И такая антенна, будучи очень хорошей, для связей на расстояния более 10 тыс. км в США может проигрывать более простой и низко подвешенной. Поднятие зенитного угла в стеке на 1...2° может улучшить ситуацию.

Кстати, о contest станциях.

10.1.3. Особенности применения стеков на КВ

На крупных коллективных станциях отдельные антенны этажей стека, как правило, используются многопланово: как вместе, в составе стека, так и каждый этаж по отдельности.

Как мы видели в конце предыдущего параграфа, иногда требуется не очень низкий зенитный угол. В таких случаях используют одну антенну нижнего этажа. Она ближе к земле, и потому излучает выше. Напротив, только для DX связей используют одиночную антенну Уда-Яги верхнего этажа. И только когда требуется работа в стеке, обе антенны поворачивают в одном направлении и включают синфазно.

На рис. 10.1.5 показано сравнение ДН стека из двух четырехэлементных антенн Уда-Яги диапазона 14 МГц на мачте высотой 25 м и отдельных ДН только нижнего и только верхнего этажей (ДН1 и ДН2 соответственно).

Для раздельного использования антенн разных этажей, они должны иметь независимые поворотные устройства. Для вращения нижнего этажа требуется довольно сложное кольцевое поворотное устройство, позволяющее вращение вокруг проходящей насквозь и неподвижной мачты. Такие устройства дорогостоящи, поэтому нередко антенну нижнего этажа стека крепят фиксировано, в наиболее желательном направлении (скажем, на те же США). Антенна же верхнего этажа вращается обычным поворотным устройством во все стороны.

Как чистый стек такая конструкция работает только при повороте верхнего этажа в том же направлении, в котором закреплена антенна нижнего этажа. Во всех остальных случаях траверсы обоих этажей не параллельны. Изучим, как меняется ДН в зависимости от угла поворота между траверсами этажей.

Если используется только одна антенна одного этажа (вторая отключена), то взаимное влияние антенн минимально. В КВ стеке взаимное «освещение» антенн разных этажей невелико. Поэтому если отключить один из этажей, то второй работает практически так же, как если бы второго этажа не было вовсе.

Если же антенны обоих этажей синфазно подключены к передатчику, то при вращении верхнего этажа относительно неподвижного нижнего возникают ДН, показанные на рис. 10.1.6. На этом рисунке видно, как меняется суммарная ДН стека в зависимости от азимутального угла между траверсами антенн верхнего и нижнего этажей. Для получения сопоставимых результатов все ДН на этом рисунке построены под зенитным углом 18° .

Видно, что антенну верхнего этажа можно отворачивать от нижней на $\pm 20^\circ$ практически без потери усиления (менее 1 дБ) и формы ДН. Последняя при этом поворачивается примерно на такой же угол.

При дальнейшем отвороте верхнего этажа усиление быстро падает, а ДН расширяется. Это может быть полезно для обзорного режима.

Таким образом, этажи стека должны питаться через коммутатор, который позволяет как совместное, так и отдельное использование каждого из этажей. Причем это должен быть не просто коммутатор, а устройство, которое обеспечивает

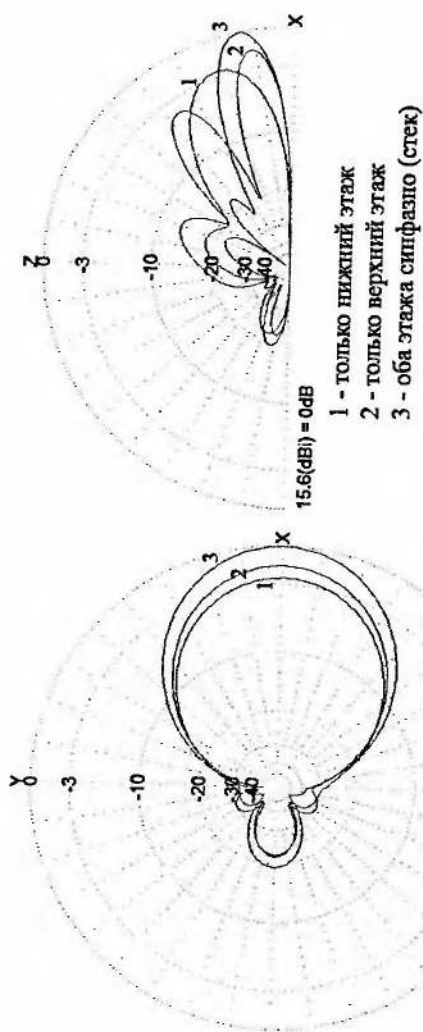


Рис. 10.1.5

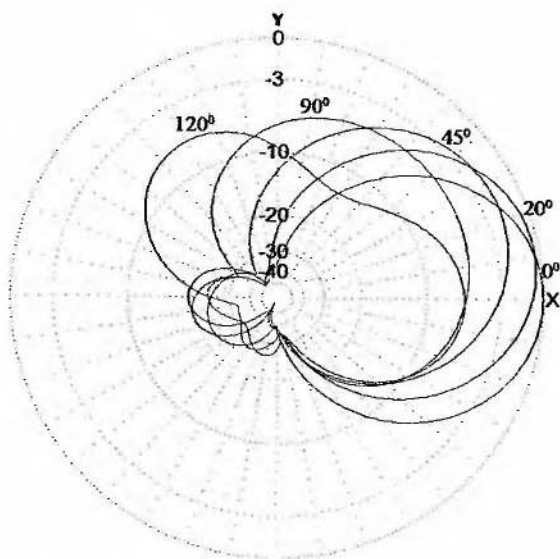


Рис. 10.1.6

синфазное деление мощности при работе стека и согласование при всех переключениях. Именно такими устройствами мы и займемся в следующем параграфе.

10.1.4. Устройства питания и коммутации КВ стеков

В качестве этажей стека на КВ почти исключительно используются антенны со входным сопротивлением 50 Ом. Поэтому для питания двухэтажного стека требуется разветвитель на два выхода с входным и выходным сопротивлениями по 50 Ом.

В принципе, можно использовать разветвители, показанные на рис. 6.1.13, а, б. Однако их входное сопротивление со стороны общего кабеля не 50, а 56 Ом, что повышает КСВ системы. Такие разветвители вполне проходят в простых синфазных антеннах (глава 6). Но КВ стеки — устройства серьезные и дорогие. И в них лучше использовать более совершенные разветвители, имеющие входное сопротивление точно 50 Ом.

Имеются готовые блоки (называемые сплиттерами) на ферритовых широкополосных трансформаторах (ШПТ). Это готовый синфазный разветвитель 50 Ом на 2 выхода по 50 Ом.

Сплиттеры выпускаются в виде готовых блоков с ВЧ-разъемами. Достоинства такого сплиттера:

- широкая полоса;
- малые габариты.

Недостатки:

- ограничение мощности ферритовыми сердечниками;
- небольшие дополнительные потери в феррите.

Другой вариант сплиттера, имеющего все сопротивления точно по 50 Ом, реализуется на отрезках линий с дополнительными конденсаторами. Принципиальная схема этого устройства показана на рис. 10.1.7.

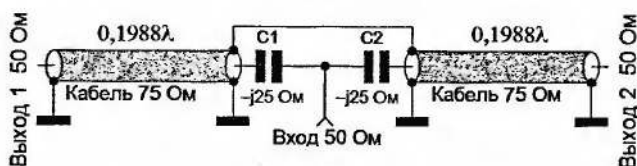


Рис. 10.1.7

Идея этого сплиттера основана на том, что отрезок кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом и электрической длиной 0,1988λ трансформирует чисто активную нагрузку 50 Ом в $Z = 100 + j25$ Ом на другом конце. Включив последовательно с этим концом конденсатор с реактивным сопротивлением $-j25$ Ом, мы получим чисто активное сопротивление 100 Ом.

Соединив параллельно две таких цепи, мы получим чисто активное сопротивление $100/2 = 50$ Ом, то есть синфазный делитель 50 Ом на два выхода по 50 Ом.

На рис. 10.1.7 левый отрезок кабеля и конденсатор C1 трансформируют 50 Ом с первого выхода (этажа) в 100 Ом. Правый отрезок кабеля и C2 делают то же самое со вторым выходом (этажом). В средней точке параллельного соединения двух сопротивлений по 100 Ом получается 50 Ом — это вход сплиттера.

Сплиттер рис. 10.1.7 является принципиально однодиапазонным, так как электрическая длина трансформирующих отрезков кабелей и реактивное сопротивление конденсаторов зависят от частоты.

Тем не менее, в пределах одного диапазона полоса устройства рис. 10.1.7 очень велика. Так, в диапазоне 20 м (физическая длина кабелей при $K_y = 0,66$ составляет 2,8 м емкости конденсаторов C1 и C2 по 448 пФ) ширина полосы тройника по уровню КСВ < 1,1 составляет 3 МГц (от 12,7 до 15,7 МГц).

При $\pm 5\%$ разбросе всех номиналов: конденсаторы, волновое сопротивление кабелей, их длина (хотя мне не верится, что можно допустить ошибку 14 см, отмеряя кабель 2,8 м) КСВ от 14 до 14,35 МГц не превысит 1,1 при самом неблагоприятном сочетании параметров разброса. Это означает, что настройка сплиттера не требуется.

Полная схема устройства питания и коммутации двухэтажного стека с антеннами по 50 Ом показана на рис. 10.1.8.

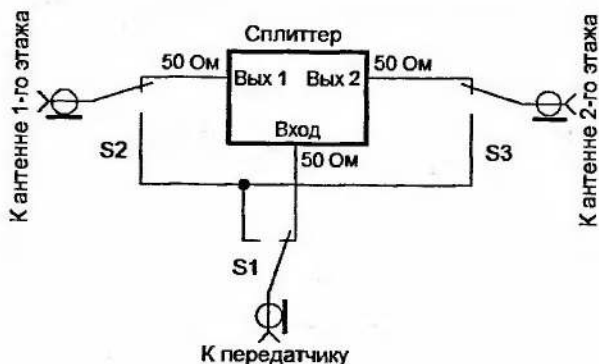


Рис. 10.1.8

Состояние коммутирующих переключателей или реле дано в табл. 10.1.2.

Таблица 10.1.2

КОММУТАЦИЯ УСТРОЙСТВА, ПОКАЗАННОГО НА РИС. 10.1.8.

	Стек	Только 1-й этаж	Только 2-й этаж
S1	Вкл. ¹	Выкл.	Выкл.
S2	Вкл.	Выкл.	Вкл.
S3	Вкл.	Вкл.	Выкл.

Примечание. ¹ На рис. 10.1.8 все переключатели в положении «Вкл».

10.2. Конструкции КВ стеков

В этом разделе приведу несколько готовых конструкций двухэтажных КВ стеков.

Начнем со стека диапазона 14 МГц, состоящего из двух широкополосных шестизаэлементных Уда-Яги. Эта антенна описана

в файле ...2_bel 20.gaa и показана на рис. 10.2.1. Используется мачта высотой 22 м, нижний этаж расположен на высоте 12,5 м над реальной средней землей. Все элементы выполнены из телескопических трубок, их размеры смотрите в файле модели.

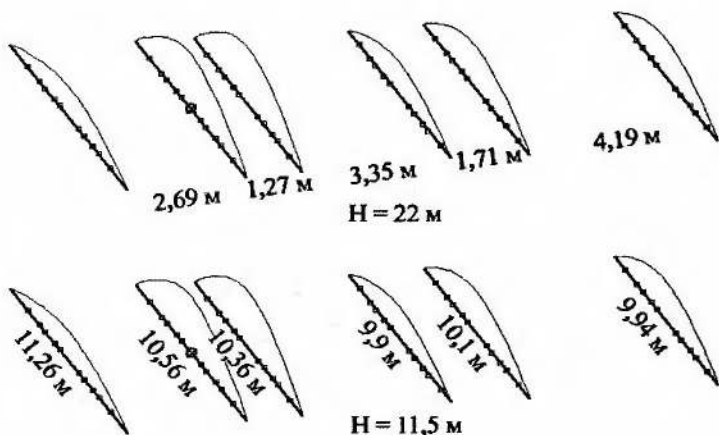


Рис. 10.2.1

Характеристики этой антенны показаны на рис. 10.2.2. КСВ в полосе 14,0...14,3 МГц не превышает 1,15, а $F/B > 20 \text{ дБ}$. Собственно, более чем на 20 дБ подавлено не только излучение назад, но вообще все лепестки, кроме основного. Последний имеет максимум в зенитной плоскости при 14° и ширину по уровню — 6 дБ от $4,5^\circ$ до 27° , то есть антенна очень хороша как для дальних связей, так и на относительно небольшие (для направленной антенны) расстояния в 3...5 тыс. км.

Другой стек диапазона работает в диапазоне 21 МГц и тоже состоит из двух широкополосных шестиэлементных Уда-Яги. Эта антенна описана в файле ...2_bel_15mZ.gaa и показана на рис. 10.2.3.

Используется мачта высотой 17 м, нижний этаж расположен на высоте 10 м над реальной средней землей. Все элементы, как и у предыдущей антенны, выполнены из телескопических трубок, их размеры также можно найти в файле модели.

Характеристики этой антенны показаны на рис. 10.2.4. В отличие от предыдущей антенны данный стек имеет не столь широкую полосу. Поэтому его усиление выше на 0,9 дБ, а КСВ его чуть хуже: от 21,0 до 21,25 КСВ $< 1,15$ и возрастает до 1,4

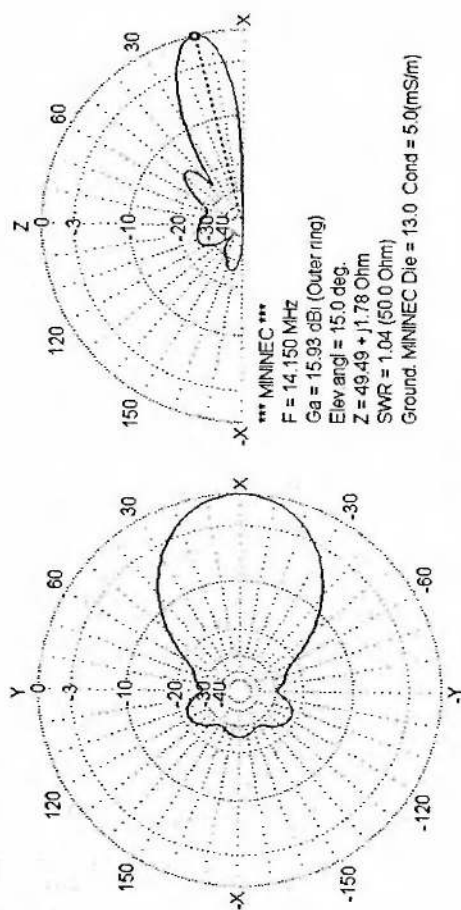


Рис. 10.2.2

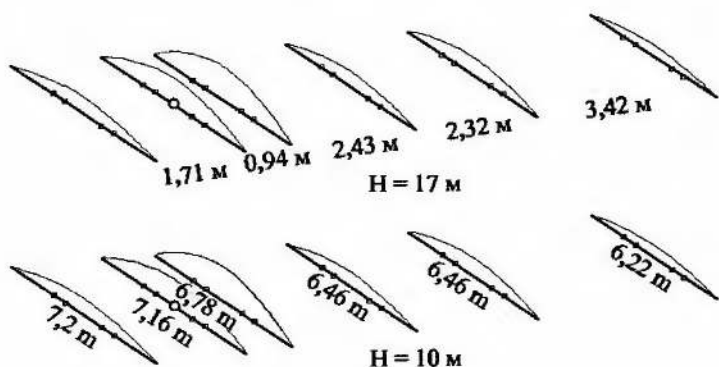


Рис. 10.2.3

на 21,45 МГц. $F/B > 20$ дБ во всем диапазоне от 21,0 до 21,45 МГц.

Стек диапазона 28 МГц, состоящий из пятиэлементных антенн Уда-Яги, показан в файле ...2_5el10m_K8CC.gaa и на рис. 10.2.5. В отличие от двух предыдущих стеков здесь использованы антенны с γ -согласованием.

Характеристики этой антенны показаны на рис. 10.2.6. Более высокая (в длинах волн) мачта, чем у предыдущих стеков этого раздела позволяет раздвинуть этажи почти на 1λ и получить очень высокое $G_a = 18$ dBi. KCB от 28,0 до 28,6 KCB $< 1,2$ и возрастает до 2 на 28,8 МГц. $F/B > 20$ дБ от 28,0 до 28,8 МГц.

Из-за высокой мачты и большого расстояния между этажами стек рис. 10.2.5 имеет максимум в зенитной плоскости при 9° , что очень хорошо для дальних связей. Но уже при угле 20° находится глубокий (ослабление более чем на 20 дБ) минимум. И выше этого угла излучение мало. Поэтому на ближних и средних трассах рассматриваемый стек будет работать очень плохо, проигрывая даже обычному одиночному диполю. Для обслуживания этих трасс выгоднее использовать только одну антенну нижнего этажа, как описано в пп. 10.1.2—10.1.4.

В диапазоне 28 МГц физические размеры уменьшаются настолько, что становится возможным использовать в качестве элемента стека не только Уда-Яги, но и антенны вытянутые по вертикали, например рамочные многоэлементные.

На рис. 10.2.7 и в файле ...2xQQ.gaa. Это двухэтажный стек из обычных проволочных «двойных квадратов». Высота верхнего этажа (точнее говоря, высота траверсы или «ежа» верхней антенны) 16 м, нижнего — 8,8 м.

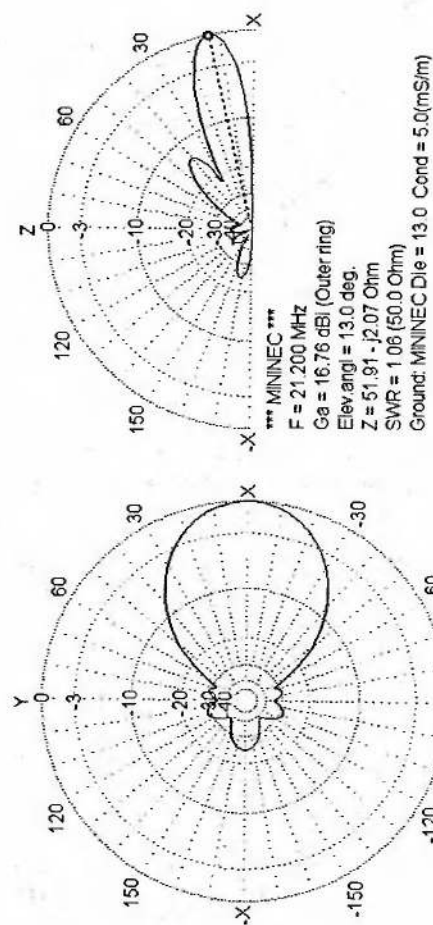


Рис. 10.2.4

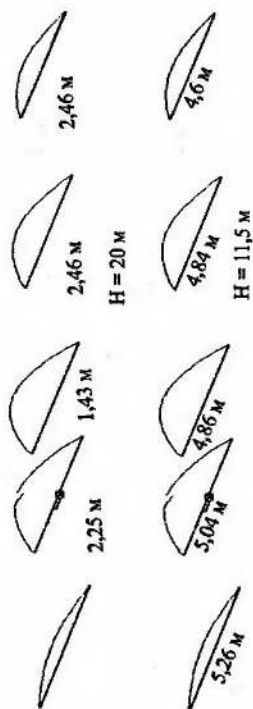


Рис. 10.2.5

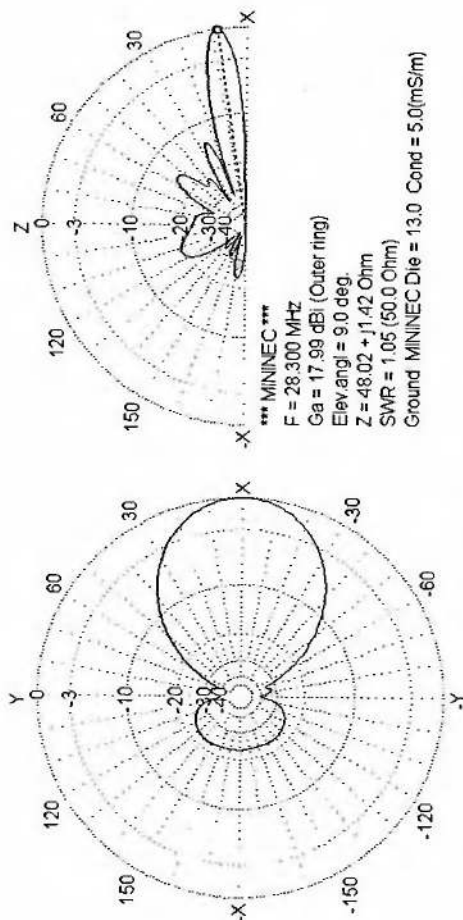


Рис. 10.2.6

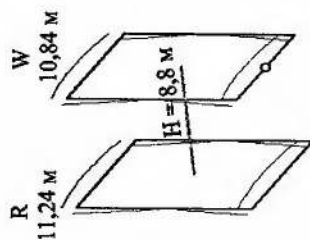
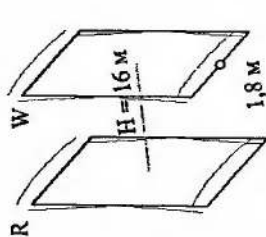


Рис. 10.2.7

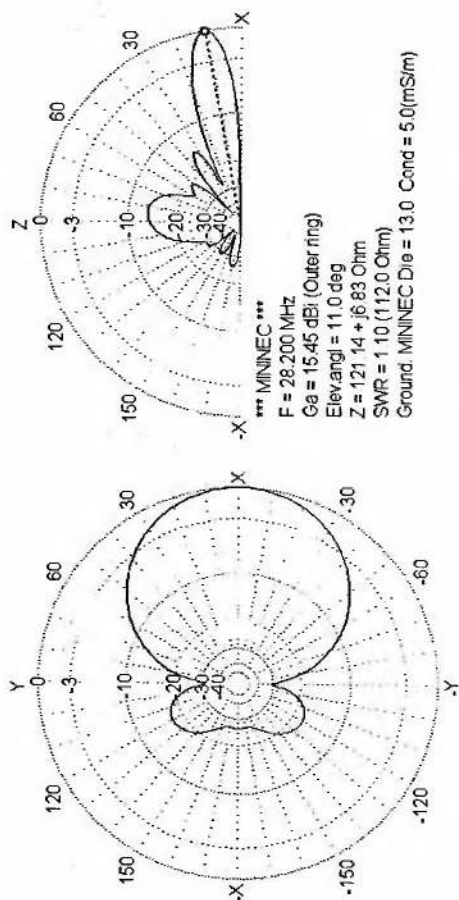


Рис. 10.2.8

Поскольку рамка с периметром около 1λ сама по себе является синфазной антенной (п. 4.3.1), то ДН рассматриваемого стека в зенитной плоскости получается очень узкой (рис. 10.2.8). Но весьма практичной: по уровню -6 дБ ее ширина от $4,5^\circ$ до $20,5^\circ$. Еще более практична ДН в азимутальной плоскости: она точно такая же, как и у одиночного «двойного квадрата». По уровню -3 дБ ее ширина составляет целых 74° . А равная по усилению одиночная шести...семиэлементная антенна Уда-Яги имеет ощутимо более узкий азимутальный лепесток — 52° . Это означает что, несмотря на весьма высокое усиление стека рис. 10.2.7, его не требуется часто вращать, прицеливаясь на корреспондента. КСВ в полосе $28,0...28,5$ МГц не превышает 1,3, а $F/V > 15$ дБ (на $28,3$ МГц $F/V > 20$ дБ).

С дальнейшим уменьшением длины волны расширяются возможности реализации сложных стеков из-за уменьшения их физических размеров.

Так, в диапазоне 50 МГц в качестве элемента стека можно использовать довольно высокие многоэлементные рамочные антенны с элементами в виде двойных треугольников (п. 4.3.6, рис. 4.3.18). Такая конструкция из четырехэлементных антенн показана на рис. 10.2.9 и в файле `...2x4eltwin_H_delta_6m.gaa`. Высота траверсы верхней этажа составляет 12,5 м, нижнего — 7,1 м. Конструктивно наклонные части рамок выполнены как закрепленные на траверсе трубки, горизонтальные — алюминиевая проволока, соединяющая дальние концы трубок.

Да, материала на такую антенну расходуется много. Но и результаты впечатляют. Над реальной средней землей $G_a = 18,7$ dBi. Столь высокое усиление позволяет использовать такую антенну даже для связей через Луну. Впрочем, я увлекся и забежал вперед. Связи через Луну — это уже УКВ, то есть тема следующей части книги...

Но вернемся к антенне рис. 10.2.9. Ее ДН и основные характеристики показаны на рис. 10.2.10.

О полосах антенны в диапазоне 50 МГц говорить бессмысленно. Любая антенна будет иметь полосу шире разрешенных в этом диапазоне 280 кГц (так в Германии). Так, рассматриваемая антенна только по уровню $F/V > 20$ дБ обеспечивает более 0,5 МГц.

По усилению антенна рис. 10.2.9 соответствует одиночной двенадцати...тринадцатизлементной антенне Уда-Яги. Но ее ДН в азимутальной плоскости вдвое шире, чем у двенадцатизлементной Уда-Яги. Основной рост усиления стека рис. 10.2.9 идет за счет сужения зенитной ДН.

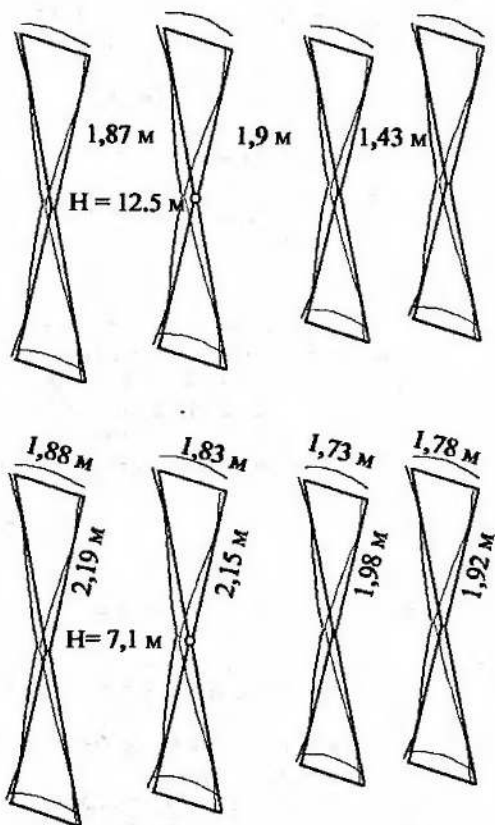


Рис. 10.2.9

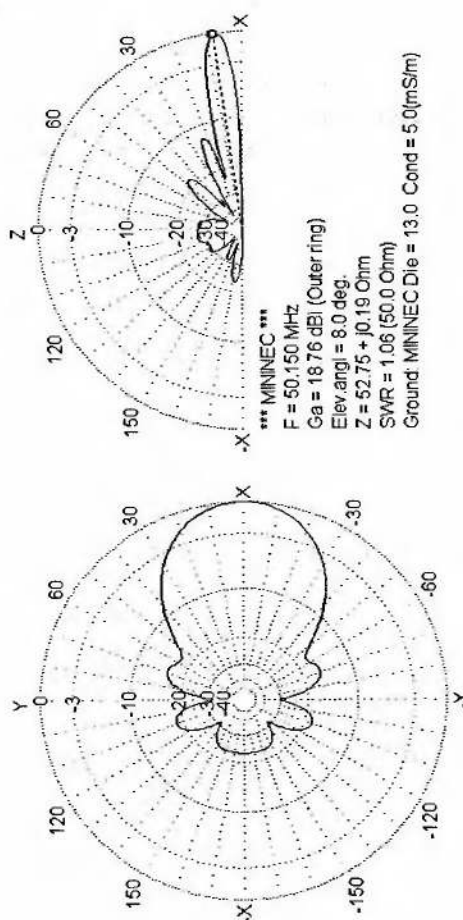


Рис. 10.2.10

Дело в том, что этот стек является двухэтажным только формально. Фактически же, так как каждая из треугольных волновых рамок является двухэтажной синфазной антенной (п. 4.3.1), то антенна рис. 10.2.9 оказывается восьмиэтажным стеклом. Поэтому и столь велико ее усиление при относительно широкой азимутальной ДН.

Мы вернемся к большим стекам в 6-й части книги, в главе про УКВ стеки. В отличие от КВ, на УКВ из-за малой длины волны вполне реализуемы очень сложные конструкции.

11. МНОГОДИАПАЗОННЫЕ НАПРАВЛЕННЫЕ АНТЕННЫ С ПАССИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

В первом приближении эта глава является результатом перемножения изложенного в главах 5 и 7. Мы берем известные приемы создания многодиапазонности (из главы 5) и применяем их к однодиапазонным направленным антеннам, описанным в главе 7.

Поэтому начну с обширной цитаты из начала главы 5: «Места под антенное поле никогда не хватает (а если вам его достаточно, значит, вы еще не занялись всерьез своим антенным хозяйством и не применяете много больших антенн). Для успешной работы во всех КВ диапазонах требуется несколько антенн. Естественно, возникает желание использовать одну антенную систему в нескольких диапазонах...

...Бытует мнение, что многодиапазонная антенна всегда хуже однодиапазонной. Это верно лишь отчасти. С одной стороны, грамотно выполненная и согласованная многодиапазонная антенна может быть не только не хуже, но даже и лучше (по G_a , например) однодиапазонной антенны. С другой стороны, если допустить небольшие ухудшения в усилении и согласовании, то нередко удается получить от той же антенны несколько дополнительных диапазонов (и часто так поступают).

Универсального рецепта многодиапазонности нет. Каждое решение имеет свои достоинства и недостатки. В зависимости от конкретной ситуации, выбирать придется вам. Прикидочную оценку многодиапазонной антенны можно получить, ответив (самому себе) на следующие вопросы:

- Помещается ли антенна в имеющееся пространство?
- Устраивают ли параметры (вид ДН, G_a , КСВ) на каждом из рабочих диапазонов?
- Можете ли вы повторить конструкцию именно этой антенны?
- Выполнимы ли в ваших условиях требуемые меры по питанию антенны (устройства согласования, переключения, подавления излучения линии питания)?

Если четыре «да», то эта антенна для вас. Если же хотя бы одно «нет», то надо искать другое решение или умерять аппетит (в числе диапазонов, ДН и G_a , простоты конструкции, размеров)».

Необходимость получить работу в нескольких диапазонах для направленных антенн стоит острее, чем для простых. Дело в том, что помимо всего упомянутого в вышеприведенной цитате, для направленной антенны требуется механически прочная мачта с поворотным устройством (ротором), способная нести наверху большую и тяжелую направленную антенну. Мачта и ротор — вещи весьма недешевые. Не использовать их в нескольких диапазонах — очень расточительно.

Поэтому большинство вращающихся направленных КВ антенн делают многодиапазонными. А это намного труднее, чем сделать многодиапазонной простую, слабонаправленную антенну, в которой надо обеспечить лишь согласование (глава 5).

А в направленной многодиапазонной антенне, кроме согласования вибратора, надо еще обеспечить правильное (нужное для однонаправленной ДН) распределение токов по элементам в каждом из диапазонов. А для этого грамотно выбрать число, расположение и способ выполнения этих элементов. И не забыть учесть их взаимное влияние. Задача эта сложна, поэтому проектирование направленных многодиапазонных антенн справедливо считается одной из труднейших антенных задач. Ею мы и займемся в этой главе.

А в этом предисловии осталось только объяснить, почему эта глава ограничена только направленными антеннами с пассивными элементами, и не рассматривает многодиапазонные направленные антенны с активным питанием всех элементов. Просто потому, что при кажущейся простоте (возьмем два элемента, запитаем их активно, а нужные в каждом диапазоне токораспределения установим кабельной системой питания, переключая последнюю по диапазонам) это решение оказывается очень сложным как в расчетах, так и в реализации. Нет, такие антенны принципиально возможны и существуют. Но надо же где-то провести границу между любительскими и профессиональными задачами...

11.1. Совмещение нескольких однодиапазонных антенн

Принципы и трудности совмещения. Совмещенные антенны Уда-Яги с отдельными линиями питания. Совмещенные рамочные антенны с отдельными линиями питания. Многодиапазонные «двойные квадраты». Многодиапазонные «тройные квадраты». Совмещенные антенны с параллельным включением. Параллельное включение вибраторов. Диапазонные СУ

с параллельным включением по входу. Одно СУ на несколько диапазонов. Совмещенные антенны с Open Sleeve вибратором. Другие приемы совмещения.

Все модели, упоминаемые в этом разделе, находятся в папке ...ANT\Multibands beams\combined\.

11.1.1. Принципы и трудности совмещения

Простейшее решение по созданию многодиапазонных направленных систем напрашивается само собой: возьмем несколько однодиапазонных направленных антенн и совместим их. Если это плоские конструкции (вроде Уда-Яги), то на одной траверсе. Если вытянутые по высоте (рамочные, например), то в одном конструктивном объеме.

Решение хорошее. Более того, большинство направленных многодиапазонных КВ антенн выполняется именно как несколько совмещенных однодиапазонных. Однако простота такого подхода кажущаяся. При совмещении обнаруживается немало подводных камней, которыми мы и займемся в этом параграфе.

В чем основная сложность проектирования совмещенных многодиапазонных направленных антенн? Во влиянии на работающие на данном диапазоне элементы пассивных элементов других диапазонов.

В самом деле, воспользовавшись опытом главы 5, мы изготовим и согласуем многодиапазонный вибратор (хорошо ли, плохо ли — другой вопрос, главное известно как это сделать). Даже если такой вибратор будет состоять из нескольких (например, параллельно включенных или Open Sleeve) их взаимное влияние друг на друга мало повлияет на суммарную ДН направленной антенны, то есть на ее F/B и Ga.

А вот пассивные элементы (рефлекторы и директоры) по определению нужны нам для формирования направленной ДН. И делают они это за счет токов, наведенных в них полем вибратора. Причем эти, наведенные в пассивных элементах, токи должны иметь строго определенные амплитуду и фазу. Только в этом случае получается сбалансированная система (то есть правильное распределение нужных токов в пространстве), обеспечивающая подавление излучения назад и концентрацию его вперед (глава 7).

А теперь прикинем, что получится, если внутрь первой хорошо настроенной однодиапазонной направленной антенны мы добавим вторую направленную антенну другого диапазона. Вернее, это мы считаем, что добавляем антенну. А первая антенна

«увидит», что в ее ближнюю зону добавили какие-то провода (элементы второй антенны). И она станет наводить в них токи точно так же, как и в своих «родных» рефлекторе и директорах. Поле первой антенны не может разобраться где «свои» пассивные элементы, а где «чужие» (от второй антенны).

Единственным критерием различия являются резонансные частоты элементов. Чем дальше по частоте вторая антенна от первой, тем меньшие токи наведет в ее элементах поле первой антенны. Но нулевыми эти токи не будут никогда. И они исказят исходно сбалансированное токораспределение первой антенны. А как отмечено в п. 7.1.3, даже небольшие изменения точного распределения токов ухудшают F/B.

Чтобы вернуть токораспределение к правильному (то есть получить хорошее F/B) в каждом из диапазонов требуется новое проектирование каждой из отдельных антенн. С учетом влияния токов, наведенных в элементах всех остальных диапазонов. Работа эта сложная (приходится пробегать несколько кругов: поправили одну антенну с учетом влияния второй — посмотрели вторую с учетом первой — вышло нехорошо — поправили вторую — вернулись к первой, а она расстроилась — и т.д.) и далеко не всегда гарантирующая получение приемлемых результатов. Но именно этим мы и займемся в этом разделе.

Таким образом:

Принципиально невозможно получить хорошие результаты, просто взяв 2...3 хорошие однодиапазонные направленные антенны и совместив их в одном объеме. Необходимо новое проектирование каждой из диапазонных антенн, с учетом влияния всех элементов других диапазонов. И так для каждого диапазона. И повторять эти циклы настройки всех диапазонов по несколько раз.

Как мы знаем из главы 7, для антенн любительских КВ диапазонов максимальная расстройка рефлектора (R) и директоров (D) может достигать $\pm 5\%$. Следовательно, разнос частот между соседними диапазонами в направленной антенне должен превышать 10% (а лучше 12...15%). Иначе директора нижнего диапазона будут вести себя как рефлекторы на верхнем.

Допустим, мы пытаемся совместить на одной траверсе две трехэлементные антенны Уда-Яги на диапазоны 12 и 10 м. Директор первой антенны настроен на 25,9 МГц (на 4% выше средней частоты). А для диапазона 10 м это будет уже рефлектор, настроенный на 8% ниже средней частоты этого диапазона. В результате на 28 МГц вибратор «увидит» два рефлектора с обеих сторон от себя. Результат показан на рис. 11.1.1. Ни о каком правильном распределении токов речи

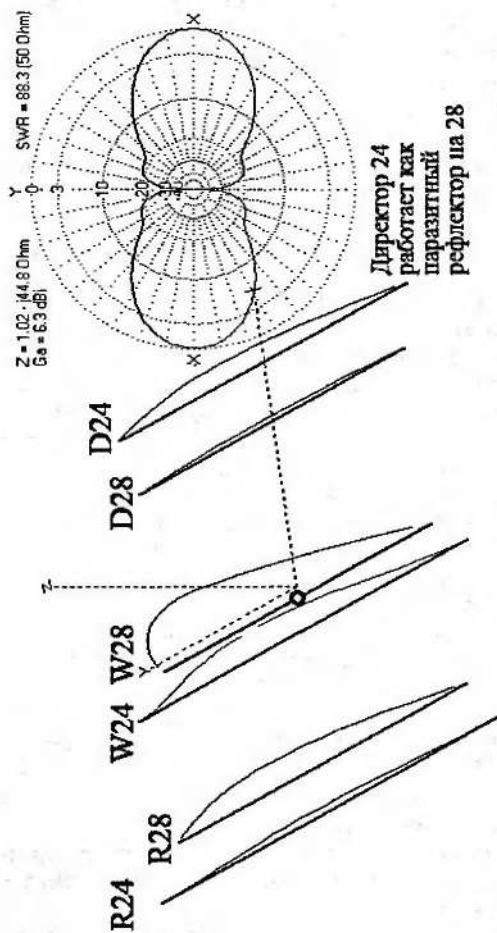


Рис. 11.1.1

идти уже не может. ДН на 28 МГц рассыпалась полностью и стала ненаправленной. Поле вибратора «зажато» с двух сторон рефлекторами (слева своим нормальным, справа — паразитным, который на самом деле директор диапазона 12 м). Это почти режим короткого замыкания. Посмотрите R_a на рис. 11.1.1 — оно крайне низкое.

Из этого простого примера следует сразу несколько важных на практике выводов:

- Исходно широкополосные направленные антенны разных диапазонов труднее совмещать. Потому что у них относительная расстройка R и D больше. Соответственно, резонансные частоты R и D «расползаются» по сторонам шире и оказываются ближе к другим диапазонам.
- Всегда больше страдает верхний диапазон. По следующим причинам:
 1. Описанное выше превращение НЧ-директора в ВЧ-рефлектор. Обратное же влияние (ВЧ-рефлектора на НЧ антенну как дополнительного НЧ-директора) мало потому, что ВЧ-рефлектор оказывается сзади НЧ-вибратора. А там уже стоит «родной» НЧ-рефлектор, ослабляющий поле и отражающий излучение вперед. Наличие в этой области паразитного директора (который на самом деле ВЧ-рефлектор) мало влияет на этот процесс.
 2. Вторая причина работает даже при очень большом разномесе частот диапазонов. Более того, она там, в основном и проявляется. Причина вытекает из общего антенного правила: чем короче антенна, тем она хуже (раздел 3.7). Допустим, если мы совмещаем на одной траверсе «квадраты» диапазонов 7 и 28 МГц, то понятно, что токи с частотой 7 МГц почти ничего не наведут в рамках 28 МГц. Слишком малы в длинах волны 40 м те рамки с периметром 10 м. А вот токи с частотой 28 МГц в рамках диапазона 7 МГц наведут много: рамка с периметром 40 м — это вполне серьезный излучатель и на 28 МГц.
- Чем больше элементов в исходной однодиапазонной антенне, тем труднее ее совмещать с другой (больше резонансных частот).
- Из-за малого частотного разноса невозможно обеспечить качественное совмещение антенн следующих любительских диапазонов: 28/24,9 МГц, 24,9/21 МГц, 21/18 МГц. Если надо совместить именно эти диапазоны, приходится идти на вынужденное сужение рабочей полосы в каждом из диапазонов.

Можно сформулировать общий принцип:

У совмещаемых антенн не должны совпадать (и по возможности быть разнесены подальше) резонансные частоты ни одного из элементов.

А это не только описанный выше случай двух близких диапазонов. Могут совпасть не только основные резонансные частоты, но и гармоники.

Например, при совмещении «двойных квадратов» на 14 и 28 МГц оказывается, что рамки диапазона 14 МГц резонируют на 2-й гармонике вблизи 28 МГц, чем ощутимо снижают F/B в этом диапазоне. Попытка совмещения антенн Уда-Яги на 7 и 21 МГц не может кончиться ничем хорошим: $\lambda/2$ диполи диапазона 40 м на частоте 21 МГц резонируют на 3-й гармонике, чем портят ДН антенны 21 МГц.

Совмещение однодиапазонных антенн в многодиапазонную следует начинать с таблицы, в которой выписаны резонансные частоты и их гармоники (для диполей — только нечетные) всех элементов.

Если эти частоты получились различными и далеко отстоящими друг от друга, то проблем с совмещением не будет. Если же они близки или даже есть совпадения, то в исходных антеннах надо что-то менять. Например, изменять длины директоров НЧ антенны, чтобы они перестали быть рефлекторами на верхнем диапазоне. Да, при этом ухудшатся параметры НЧ антенны, но это та плата, которую придется отдать за возможность совмещения.

При анализе таблицы резонансных частот всех элементов надо иметь в виду, что *паразитный рефлектор опаснее паразитного директора. Почему?*

Получившийся паразитный директор (например, он получается из рефлектора 28 МГц при работе в диапазоне 24 МГц) на излучение, конечно, влияет. Но его влияние либо:

- Слабое. Это происходит в том наиболее распространенном случае, когда левее его стоит нормальный рефлектор (как на рис. 11.1.1). То есть паразитный директор находится слева (по рис. 11.1.1) от вибратора. В находящейся рядом паре R—D всегда «побеждает» рефлектор. Его влияние оказывается сильнее.
- Может быть скомпенсировано настройкой. Так происходит в том случае, когда ВЧ антенна сильно смещена по траверсе вправо и ее рефлектор (являющийся паразитным директором на верхнем диапазоне) оказывается правее (по рис. 11.1.1) вибратора. ВЧ антенна при этом

«видит» дополнительный директор. Он ее, конечно, несколько расстраивает (но это может быть исправлено настройкой остальных элементов этой антенны). Зато при этом увеличивает усиление.

Таким образом:

Где бы ни находился паразитный директор: слева или справа от вибратора, можно добиться нормального функционирования основной антенны.

С паразитным рефлектором (например, он получается из директора 24 МГц при работе в диапазоне 28 МГц по рис. 11.1.1) дело обстоит хуже.

- Если паразитный рефлектор расположен справа от вибратора (ситуация рис. 11.1.1), то для дипольных элементов никакими ухищрениями с настройкой невозможно добиться работы основной антенны в этом диапазоне. Хотя для рамочных элементов это не так страшно (п. 11.1.3.2).
- Если же его расположить слева от вибратора, то он дополняет или заменяет «родной» рефлектор данного диапазона и антенна может быть настроена. Такая ситуация возможна, если одна из антенн развернута на траверсе на 180° , то есть в разных диапазонах излучение идет в разные стороны. Это один из приемов совмещения. Подробнее о них речь в следующем параграфе.

При заполнении таблицы резонансных частот всех элементов надо вносить и частоты всех вибраторов. Возразят: но ведь они по определению не попадают в другие диапазоны. Это правда. Но только до тех пор, пока вибратор согласован с линией питания. А в совмещенных системах часто используется питание каждого из диапазонных вибраторов по своему, отдельному кабелю. А что обычно делают внизу у трансивера с кабелем неработающего в данный момент диапазона? Или отключают вовсе, или закорачивают. Трансформируясь к верхнему, антенному концу это, скорее всего, даст реактивный импеданс. Почему «скорее всего»? Да потому, что даже если этот кабель имеет электрическую длину, равную целому числу $\lambda/2$, но полуволн-то основной, рабочей частоты. На частоте другого диапазона (то есть на другой длине волны), где данный кабель отключен, его электрическая длина будет другой. Уже не кратной полуволне, а дробной, то есть трансформирующей короткое замыкание или холостой ход в почти чистую реактивность (п. 3.2.4). И эта реактивность, вносясь в точку питания вибратора, вполне может сдвинуть его резонансную частоту так, что мирный, в норме резонирующий совсем в другом месте виб-

ратор, «влетит» в другой диапазон. И чем он там станет: паразитным директором или рефлектором одной длины подключенного к нему кабеля известно.

Поэтому:

При заполнении таблицы резонансных частот всех элементов надо вносить и частоты всех вибраторов с учетом реактивностей, вносимых в них отключенными линиями питания при работе на других диапазонах.

11.1.2. Совмещенные антенны Уда-Яги с отдельными линиями питания

В этом параграфе мы рассмотрим самый простой случай: совмещение на одной траверсе двух однодиапазонных антенн Уда-Яги. Причем резонансные частоты всех элементов не совпадают, а вибраторы разных диапазонов питаются каждый по своему, отдельному кабелю.

Простейший (но, тем не менее, вполне практический) вариант такого решения показан в файле ...20m3-15m4.gaa и на рис. 11.1.2. Это совмещенные 3 элемента Уда-Яги на 14 МГц и 4 на 21 МГц.

В этом файле (как и во многих других моделях этой главы) установлены элементы постоянного радиуса. На практике же почти всегда используются телескопические элементы. Но такие (с радиусом -1) элементы увеличивают число сегментов в модели, и, соответственно, время вычислений. Особенно, учитывая тот факт, что многодиапазонные направленные антенны требуют длительной многошаговой оптимизации (п. 11.1.1). Именно поэтому в моделях таких антенн, в основном, используются элементы с постоянным радиусом. Проектировать их быстрее, а пересчет на другие трубы (как описано в п. 7.2.5.1) требуется почти всегда при любых радиусах элементов. Радиусы труб, имеющихся в наличии, редко совпадают с теми, что установлены в чужой модели.

Но вернемся к рассматриваемой антенне. На рис. 11.1.2 она работает на частоте 14,15 МГц. Распределение токов на этом рисунке показывает почти идиллию. Работают только элементы диапазона 14 МГц, а элементы диапазона 21 МГц почти не возбуждаются (ток в них в 20 раз меньше, чем в работающих). Если в модели временно выключить (установкой радиусов в 0) все элементы 21 МГц, то в диапазоне 14 МГц характеристики антенны почти не изменятся: R_a возрастет на 1,5 Ома, jX_a почти не меняется, F/V поднимается на 1 дБ, то есть меньше, чем ничего.

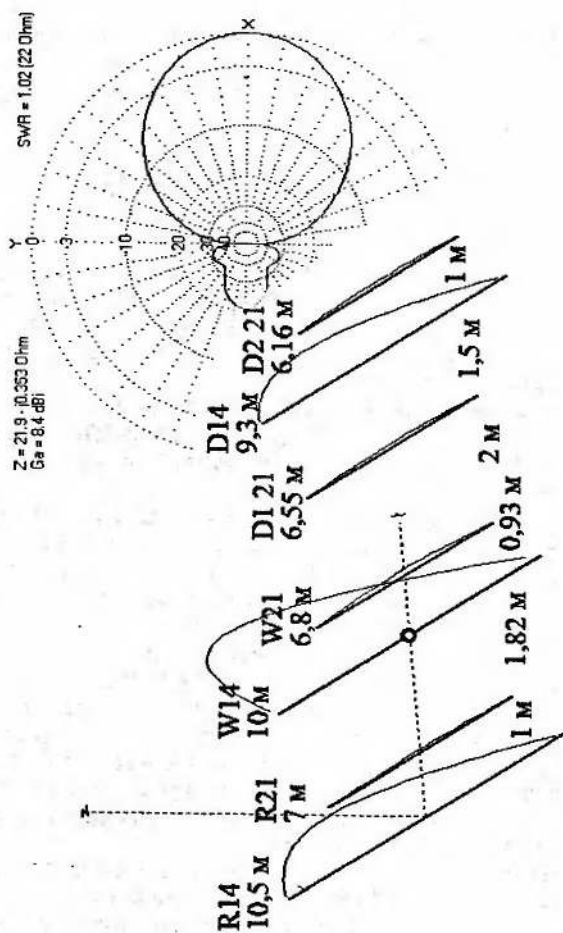


Рис. 11.1.2

Но на 21 МГц все не так просто. Характеристики антенны в этом диапазоне и распределение токов показаны на рис. 11.1.3. Здесь уже токи в вибраторе и директоре 14 МГц весьма значительны и сравнимы с токами в «родных» элементах 21 МГц. Только рефлектор 14 МГц практически не возбуждается. Но это понятно — он находится в минимуме излучения, и стоящий перед ним рефлектор 21 МГц перехватывает большую часть излучения, идущего назад. Впрочем, не он один.

Посмотрите, токи и R21 и в W14 почти равны по амплитуде. Поэтому оба этих элемента работают рефлекторами: R21 — «родной», W14 — паразитный. Вреда от паразитного рефлектора, расположенного левее вибратора, нет (п. 11.1.1). Только небольшая польза — несколько увеличивается F/B.

А вот директор 14 МГц в диапазоне 21 МГц ведет себя странно. С одной стороны, он ни рефлектор, ни директор (резонансная частота далеко). С другой, он находится в максимуме излучения антенны. И довольно близко к директорам 21 МГц. Поэтому, несмотря на значительный разнос частот, ток в нем наводится большой. Взгляните на рис. 11.1.3: ток в D14 сравним с током во втором директоре 21 МГц.

Естественно, дополнительный проводник со столь большим током в директорной структуре антенны Уда-Яги не может не оказать сильного влияния на амплитуду и фазу тока в соседних с ним «родных» директорах. Если в модели временно выключить (установкой радиуса в 0) D14, то в диапазоне 21 МГц характеристики антенны изменятся существенно: jX_a возрастет на 12 Ом, а F/B упадет на 13(!) дБ. Это показатель того, насколько сильно пришлось изменить размеры однодиапазонной антенны 21 МГц, чтобы скомпенсировать влияние вроде бы не работающих в этом диапазоне элементов 14 МГц.

Паразитный ток, наводимый в элементах не работающих в данный момент диапазонов, зависит от:

- разнота собственных резонансных частот элементов (п. 11.1.1);
- расстояния между элементами разных диапазонов. Это понятно: чем ближе два параллельных провода, тем больше токовая наводка от одного на другой.

Из последнего следует:

Низкочастотная антенна, внутри которой мы будем располагать более высокочастотную, должна иметь большое расстояние между вибратором и первым директором, а также между всеми директорами.

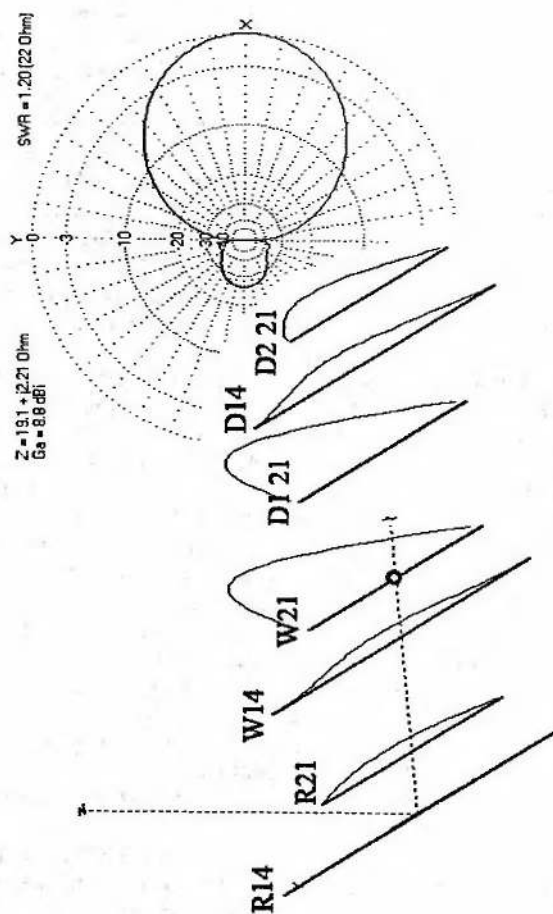


Рис. 11.1.3

Только при выполнении этого требования вибратор и директор ВЧ антенны удастся разместить не слишком близко к элементам НЧ антенны.

В ином случае, при работе на ВЧ диапазоне, токи в слишком близко расположенных НЧ элементах будут чрезмерно большими. И никакими подстройками ВЧ элементов не удастся получить приемлемую ДН на ВЧ диапазоне.

Поэтому в качестве НЧ антенны желательно использовать не широкополосные Уда-Яги с их относительно малым расстоянием между директорами (раздел 7.2), а антенну с максимально длинной траверсой и минимальным числом элементов, то есть узкополосную.

Следующая антенна: совмещенные 4 элемента Уда-Яги на 21 МГц и 5 на 28 МГц показана в файле ...15m4-10m5.gaa и на рис. 11.1.4. На этом рисунке показано распределение токов и параметры антенны в свободном пространстве в диапазоне 28 МГц.

Элементы 21 МГц возбуждены достаточно сильно (особенно W21 и D2 21). Тем не менее, соответствующей настройкой элементов 28 МГц достигаются хорошие характеристики в этом диапазоне.

Как описано выше, на нижнем диапазоне (в данном случае, 21 МГц) влияние элементов верхнего (28 МГц) диапазона мало, и антенна имеет почти такие характеристики, как однодиапазонная 21 МГц.

Можно (хотя и сложно) совмещать и широкополосные антенны. Примером служит следующая, хорошо проработанная конструкция. Это совмещенные широкополосные 5 элементов Уда-Яги на 14 МГц и 21 МГц. Антенна показана в файле ...20m5-15m7.gaa и на рис. 11.1.5. На этом рисунке показано распределение токов и параметры антенны в свободном пространстве в диапазоне 21 МГц.

Антенна имеет выдающиеся характеристики по широкополосности. В диапазоне 14 МГц по уровню КСВ $< 1,5$ полоса составляет 480 кГц, а от 14,0 до 14,35 МГц КСВ не превышает 1,3. В диапазоне 21 МГц по уровню КСВ $< 1,5$ полоса составляет 640 кГц, а от 21,0 до 21,35 МГц КСВ не превышает 1,2.

Достигается такая полоса не в последнюю очередь тем, что первые директора обоих диапазонов придвинуты близко к вибраторам. Первый директор образует вместе с рефлектором широкополосный вибратор из двух диполей. Поэтому первые директора усиления не добавляют. Они нужны лишь для расширения полосы. А по усилению антенна рис. 11.1.5 работает лишь как четырехэлементная в диапазоне 14 МГц и шестиэлементная

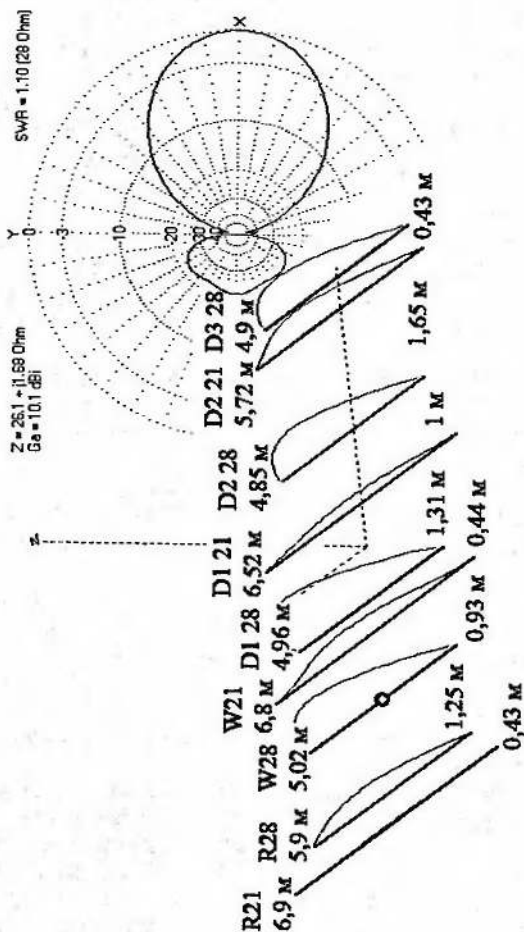


Рис. 11.1.4

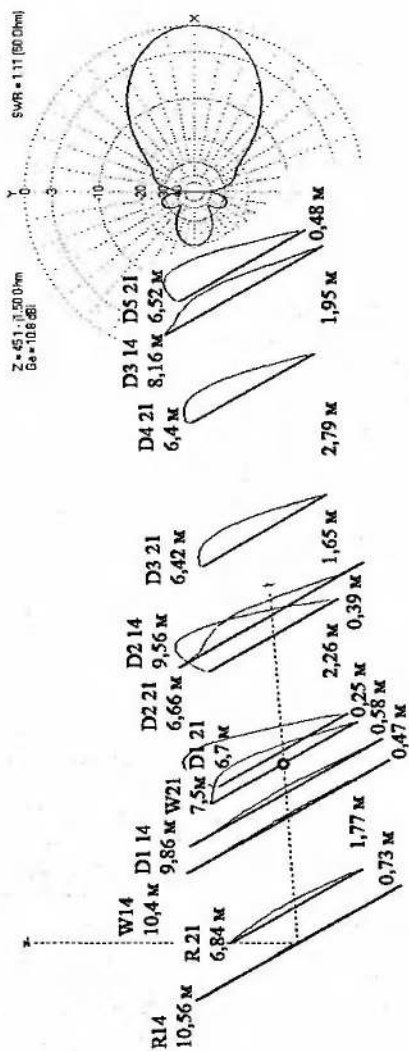


Рис. 11.1.5

в диапазоне 21 МГц. Величины усиления это подтверждают. В свободном пространстве $G_a = 9,2 \text{ dBi}$ на 20 м, и $10,8 \text{ dBi}$ на 15 м. Сравните эти цифры с данными табл. 7.2.1 и 7.2.3.

Есть еще один способ совмещения однодиапазонных антенн Уда-Яги. Коротко его можно назвать: «кто нам мешает, тот нам поможет».

Ведь что нам мешает сильнее всего? Элементы НЧ антенны, расположенные правее ВЧ вибратора. Относительно большие наведенные токи в них существенно влияют на ДН высокочастотной антенны. Ну так сдвинем ВЧ антенну по траверсе далеко вправо. Так, чтобы последний директор НЧ антенны оказался между вибратором и рефлектором ВЧ антенны (как мы выяснили в п. 11.1.1 в этом положении он не мешает, а даже помогает, увеличивая F/B). Вибратор и директора ВЧ антенны окажутся в чистом пространстве. И ВЧ антенна будет работать так, как будто НЧ антенны вовсе нет. Даже немного лучше. Расположенные левее ВЧ рефлектора элементы НЧ антенны создадут дополнительное затенение назад, чем увеличат F/B на ВЧ диапазоне.

На НЧ диапазоне в максимуме излучения окажутся все элементы ВЧ антенны. Но, как мы помним из п. 11.1.1, даже в этом случае наведенные токи в них малы и ощутимого влияния на суммарную ДН антенны на НЧ не окажут.

Выходит сплошная идиллия? Увы, есть и крупный недостаток. Длина траверсы почти удваивается: сначала идет НЧ антенна, а следом за ней правее — ВЧ антенна. Поэтому используется такое решение редко. По сути работы и длине траверсы оно приближается к логопериодическим антеннам. В ЛПА также на одном диапазоне работает только часть элементов, а остальные расположены левее или правее, но не между работающими (пп. 9.5.3, 9.5.4).

Пример такого решения показан в файле 15m4-10m4.gaa и на рис. 11.1.6. Это совмещенные 4 элемента Уда-Яги на 21 МГц и 4 на 28 МГц. Вибратор и директора антенны 28 МГц расположены левее элементов 21 МГц. Поэтому последние при работе на 28 МГц почти не возбуждаются (это хорошо видно на рис. 11.1.6) и не мешают. А даже помогают, экранируя излучение назад, тем самым повышая F/B.

В диапазоне же 21 МГц элементы 28 МГц расположены в максимуме излучения. Из-за своих коротких для 21 МГц размеров они возбуждаются мало. Но все-таки небольшой ток в них есть. И это тоже оказывается полезным. Будучи расположены правее последнего директора 21 МГц, элементы 28 МГц

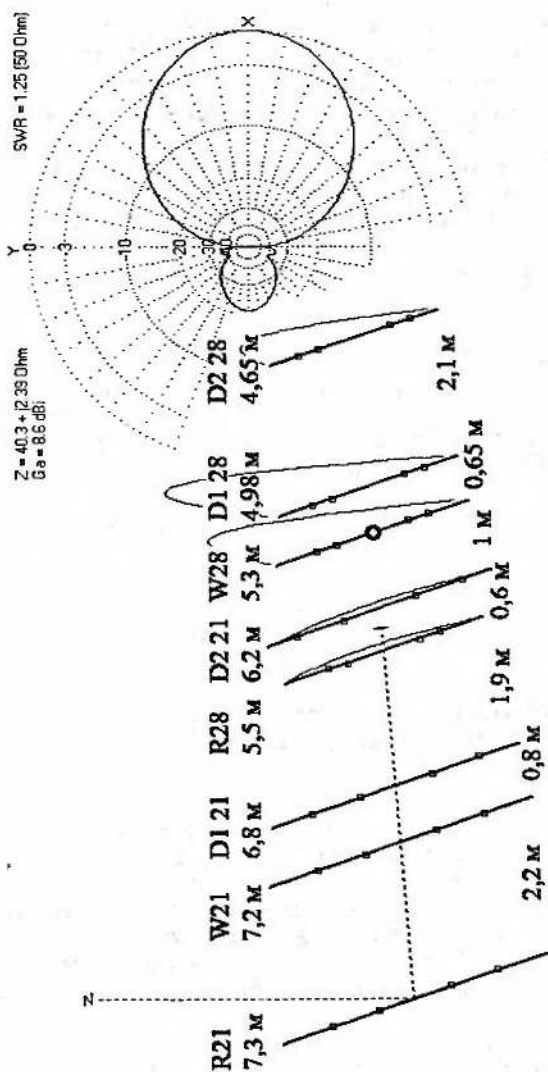


Рис. 11.1.6

со своим небольшим током работают как директоры. Естественно, как очень плохие директоры. И размеры далеки от оптимальных, и токи малы. Но все же совместных усилий 4-х элементов диапазона 28 МГц оказывается достаточно, чтобы повысить Ga в диапазоне 21 МГц на 0,9 дБ. А это лишь немногим меньше, чем от введения полноценного пятого элемента (то есть третьего директора) 21 МГц, см. рис. 7.2.18.

В этом параграфе мы рассмотрели только двухдиапазонные системы. В принципе, можно совместить на одной траверсе и три однодиапазонных антенны Уда-Яги. Только при этом уже не подключают каждый вибратор по отдельному кабелю (неудобно), а используют один многорезонансный вибратор с одним общим кабелем. Такие антенны мы рассмотрим ниже, в п. 11.1.4.

11.1.3. Совмещенные рамочные антенны с отдельными линиями питания

Многодиапазонные направленные антенны с рамочными элементами имеют лучшую развязку между диапазонами, чем многодиапазонные Уда-Яги.

Причина этого является меньшая токовая связь между рамками разных диапазонов. Это следствие не каких-то магически свойств рамок, а их конструкции. Рамки ведь, в отличие от диполей, имеют протяженность по высоте. За счет этого возрастает минимальное расстояние между элементами.

В антенне Уда-Яги межэлементное расстояние определяется только положением вдоль траверсы (горизонтальным). В рамочных же антеннах к нему добавляется еще и вертикальное расстояние по высоте, которое в любом случае не очень мало.

Пример

Имеем две волновые рамки 14 и 21 МГц. Даже если мы вложим одну рамку в другую (нулевое горизонтальное расстояние по траверсе), то физически между полотнами рамок будет $(5,3 - 3,5)/2 = 0,9$ м вертикального расстояния. Это в худшем случае (при горизонтальном сдвиге рамок вдоль траверсы общее расстояние возрастет). А для антенны Уда-Яги 14/21 расстояние целых 0,9 м является весьма желаемым и не очень просто достижимым (см. например, рис. 11.1.2).

Таким образом, за счет того, что рамки разнесены по высоте, можно выбирать любое положение элементов вдоль траверсы. В том числе и такое, которое невозможно для Уда-Яги: одинаковое или очень близкое к элементам других диапазонов.

В самом деле, в многодиапазонной антенне Уда-Яги имеются «мертвые зоны» вблизи каждого из элементов, где располагать элемент другого диапазона нельзя, невзирая на любой частотный разнос — наведенные токи становятся слишком велики из-за малого общего расстояния. А для рамочных антенн даже при нулевом горизонтальном расстоянии по траверсе общее расстояние между проводами элементов останется довольно большим, за счет вертикального расстояния.

Поэтому взаимное влияние элементов разных диапазонов в рамочной антенне меньше, а проектировать и настраивать такие системы намного проще, чем многодиапазонные Уда-Яги.

11.1.3.1. Многодиапазонные «двойные квадраты»

Мы добрались до, пожалуй, самой популярной и распространенной многодиапазонной направленной антенны: «двойных квадратов» с отдельными линиями питания для каждого диапазона.

«Двойной квадрат» (QQ) очень подходящая антенна для со-
вмещения нескольких диапазонов. Ведь в нем нет директоров, очень чувствительных к наличию рядом паразитных элементов. А к паразитным элементам, расположенным левее вибратора (то есть в сторону рефлектора) любая многодиапазонная антенна реагирует слабо. А уж «двойной квадрат» в особенности (подробности ниже).

Простейший двухдиапазонный (21/28 МГц) QQ показан в файле ...15m-10mQQ.gaa и на рис. 11.1.7. Распределение токов и характеристики антенны на этом рисунке относятся к диапазону 28 МГц. Расстояние между рамками каждого из диапазонов оптимальное — $0,15\lambda$ (п. 7.6.2.). Разберемся с взаимными влияниями в этой антенне.

1. Работа на 28 МГц (случай, показанный на рис. 11.1.7). Квадраты диапазона 21 МГц возбуждаются слабо (сравните с рис. 11.1.4 и 11.1.5, где при тех же условиях ток в элементах 21 МГц значительно больше). Причем немного возбуждается лишь W21, в R21 ток практически отсутствует.

Поэтому основное влияние оказывается на входной импеданс. Без рамок 21 МГц антенна бы имела $R_a \approx 115 \text{ Ом}$. Но из-за наведенного тока в W21 входное сопротивление понижается до 90 Ом.

Есть и слабое влияние от R21. Его бы даже не стоило упоминать (оно мало), если бы оно не было полезным. Дополнительное затеняющее действие R21 на 28 МГц приводит к небольшому расширению полосы антенны по F/B. У однодиапазонного QQ

на 28 МГц (антенна рис. 11.1.7 с временно удаленными рамками 21 МГц) полоса по уровню $F/B > 12$ дБ составляет 1,2 МГц. А при включении рамок 21 МГц она возрастает до 1,4 МГц. Мелочь, а приятно.

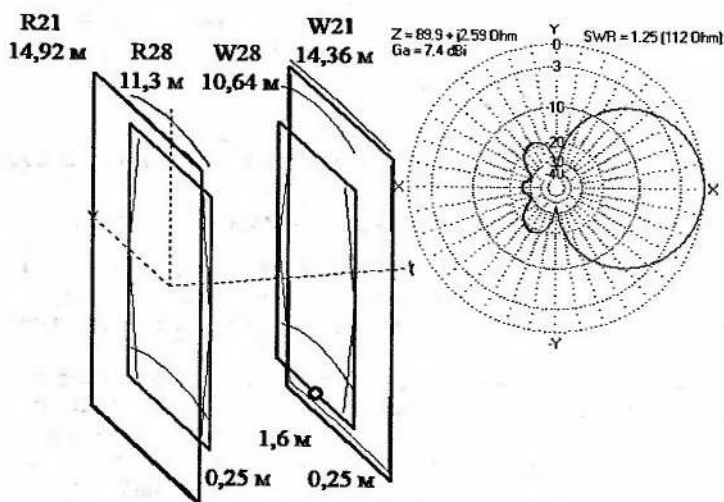


Рис. 11.1.7

2. Работа на 21 МГц. Здесь картина обратная: немного возбуждается $R28$, и почти нет тока в $W28$. Поэтому удаление рамок 28 МГц из модели практически не влияет на G_a , оно остается около 115 Ом (но немного меняется jX_a , требуется подстройка $W21$).

На рефлектор такое удаление влияет сильно. Во-первых, уходит вверх его резонансная частота. Это понятно, удаление проводов, находящихся около максимумов напряжения (середины боковых сторон квадрата), меняет концевую емкость. Страшного в этом ничего нет, небольшое увеличение периметра $R21$ возвращает все на круги своя.

А вот второе влияние $R28$ при работе на 28 МГц гораздо более неожиданно и неприятно. Падает полоса антенны по F/B . Взаимодействие полезных токов в $R21$ с паразитными в $R28$ оказывается таким, что рефлектор 21 МГц может выполнять свои функции лишь в более узкой полосе частот.

Так, при отсутствии рамок 28 МГц полоса по уровню $F/B > 12$ дБ в диапазоне 21 МГц 750 кГц. Включение рамок 28 МГц

в модель снижает указанную полосу до 560 кГц. Это влияние высокочастотного рефлектора (R28) на низкочастотный (R21). Неприятное явление, что и говорить.

Но и у него есть свои светлые стороны. Оказывается, если паразитный элемент внутри работающего рефлектора короче, чем вибратор того же диапазона, то настройкой «родного» рефлектора всегда можно победить влияние паразитной рамки. И установить высокое F/B. Причем даже в совершенно диком и на практике не встречающемся случае, когда периметр паразитной рамки таков, что она работает как директор. И даже в этом случае антенну можно настроить на высокое F/B.

Но эта всеядность оплачивается сужением полосы по F/B. Тем более существенным, чем ближе периметр паразитной рамки к работающему рефлектору.

Пример

Как указывалось выше, однодиапазонный QQ 21 МГц (антенна рис. 11.1.7 с удаленными рамками 28 МГц) имеет полосу 750 кГц по $F/B > 12$ дБ.

Вставим внутрь этой антенны QQ на 28 МГц (антенна рис. 11.1.7). При этом полоса на 21 МГц снизится до 560 кГц. Так проявит себя рефлектор 28 МГц с периметром 11,3 м.

Если вставляемая антенна «двойной квадрат» будет не на диапазон 28, а на 24,9 МГц (периметр рефлектора 12,8 м), то полоса на 21 МГц уменьшится до 300 кГц.

Сделаем теперь совсем невероятное на практике: вставим внутрь R21 паразитную рамку периметром 13,6 м. Это чистой воды директор для 21 МГц (периметр 0,97λ). Антенна все равно продолжит работать, но полоса упадет до 140 кГц. Но не забудем, это случай наихудший, и при вменяемом разработчике невозможный.

Легко видеть малое взаимное влияние на размерах рамок. Так, для антенны рис. 11.1.7 R28 имеет периметр 1,067λ, W28 — 1,005λ, R21 — 1,055λ, W21 — 1,007λ. Эти цифры почти не отличаются от однодиапазонного варианта: R — 1,06λ, W — 1,01λ. Иными словами при совмещении отдельных QQ требуется лишь очень небольшая (десятые доли %) коррекция размеров элементов. В отличие от антенн Уда-Яги, в которых аналогичная по цели коррекция получается больше, и может достигать единиц %.

Выводы для многодиапазонного QQ:

- НЧ антенна влияет на ВЧ снижением R_a и небольшим расширением полосы по F/B. Это совершенно несущественно при питании по отдельным кабелям. СУ на двух отрезках,

включенное в каждую из линий, трансформирует любое мыслимое R_a к 50 Ом (см. п. 7.6.2.3.3 и табл. 7.6.1).

- ВЧ антенна влияет на НЧ уменьшением полосы по F/B. При небольшом разное частот (например, пара 21/24,9 МГц) это сужение может быть значительным.
- Но в целом, взаимное влияние диапазонов в QQ значительно меньше, чем в Уда-Яги.

Из этих выводов следует, что, в отличие от Уда-Яги, где даже 3 диапазона совместить — целое искусство, из QQ вполне возможно создавать конструкции с большим числом диапазонов и вполне приличными параметрами на каждом из них. Таковыми антеннами мы сейчас и займемся.

Начнем со ставшего классическим трехдиапазонного (14, 21 и 28 МГц) «двойного квадрата», показанного в файле ...Triband QQ.gaa и на рис. 11.1.8 (на этом рисунке антенна работает в диапазоне 21 МГц, при высоте 8 м над реальной средней землей). Серым цветом показаны изолированные распорки, на которых крепятся рамки всех диапазонов. Электрическое расстояние между рамками оптимально по F/B и составляет 0,155λ

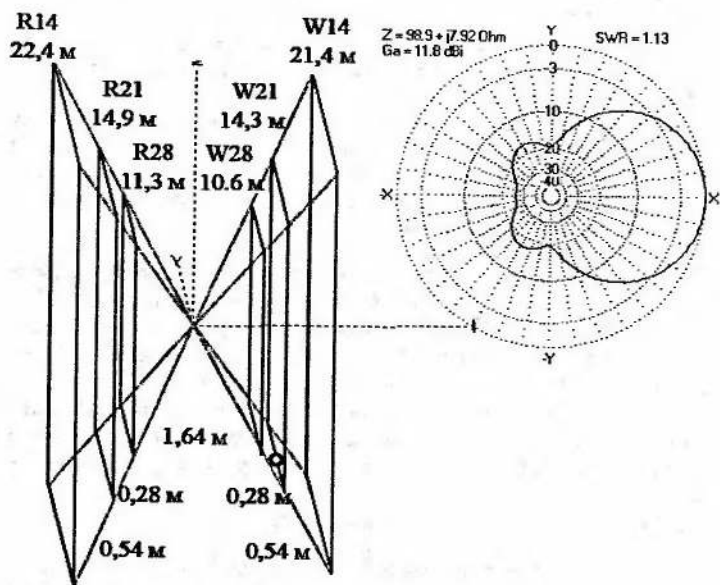


Рис. 11.1.8

(п. 7.6.2) для каждого из диапазонов. Естественно, это соответствует разному физическому расстоянию, ведь длина волны меняется от диапазона.

Параметры антенны рис. 11.1.8 в свободном пространстве (так удобнее для последующего сравнения с другими антеннами) по диапазонам показаны в табл. 11.1.1.

Таблица 11.1.1

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	120	7,4	25	440	400	900
21 МГц	95	7,4	25	550	470	850
28 МГц	80	7,4	25	1100	420	800

Конструктивно антенна рис. 11.1.8 выполнена на «еже» (п. 7.6.2.5). Это позволяет автоматически выдерживать требуемое расстояние для каждого из диапазонов. Вообще, конструктив «ежа» (рис. 7.6.17) настолько подходит для многодиапазонной антенны, что однодиапазонный QQ на нем практически никогда не делают. Слишком расточительно. Ведь для введения антенн высокочастотных диапазонов в QQ, выполненный на «еже», достаточно лишь развесить соответствующие проводочные рамки на уже имеющихся распорках. И добавить линии питания или коммутатор одной линии на три антенны.

Если же используется несущая конструкция с траверсой (см. рис. 7.6.18), то устанавливать рамки каждого из диапазонов на свое расстояние становится неудобно. Ведь тогда под каждую рамку потребуется своя отдельная крестовина. Чтобы избежать этого, все рамки устанавливаются на одном и том же расстоянии (рис. 11.1.9). Тогда требуется всего две крестовины с распорками, то есть несущая конструкция многодиапазонного QQ получается точно такой же, как и у однодиапазонного.

Такой трехдиапазонный (14, 21 и 28 МГц) «двойной квадрат» показан в файле ...M2CQ.gaa и на рис. 11.1.9 (ДН и параметры на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц, свободное пространство). Серым цветом показаны траверса и изолированные распорки, на которых крепятся рамки всех диапазонов.

Расстояние между рамками 2,2 м оптимально по F/B (0,155λ) для диапазона 21 МГц. Для диапазона 14 МГц это будет 0,1λ, а для 28 МГц — 0,2λ. На усиление такой (от 0,1λ до 0,2λ) разброс электрического расстояния между рамками сказывается

мало (см. рис. 7.6.6). Хотя конечно короткая траверса на 14 МГц приводит к падению усиления на 0,2 дБ.

F/V получается высоким только на 21 МГц (оптимальное расстояние, см. рис. 7.6.8) и 28 МГц (под влиянием НЧ рамок). А 14 МГц из-за малого расстояния удастся дотянуть F/V лишь до 20 дБ. Но не выше, см. рис. 7.6.8.

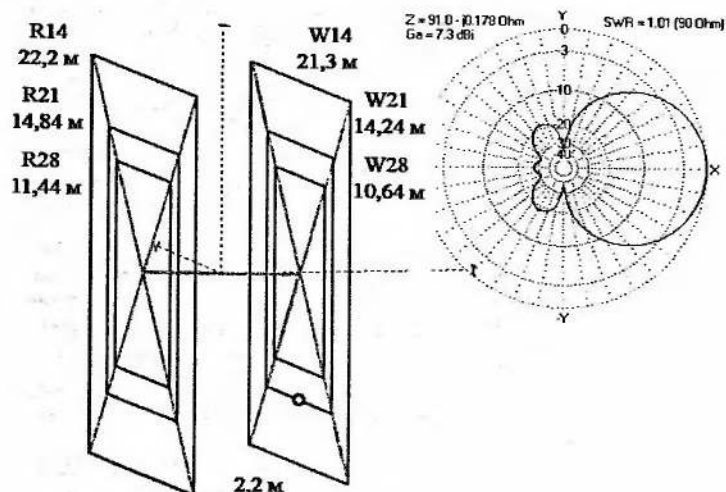


Рис. 11.1.9

Наиболее сильное влияние разная электрическая длина траверсы по диапазонам оказывает на Ra и полосы. Эти данные антенны рис. 11.1.9 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.2. Видно, как траверса длиной всего $0,1\lambda$ на 14 МГц приводит к снижению Ra и сужению всех полос.

Таблица 11.1.2

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/V, дБ	Полоса по уровню		
				F/V > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	80	7,2	20	350	180	350
21 МГц	90	7,4	25	550	440	560
28 МГц	120	7,5	25	1600	850	1600

Напротив, расстояние между рамками 0,2λ на 28 МГц повышает Ra (несмотря на влияние рамок других диапазонов, понижающих Ra) и существенно расширяет полосы.

Таблица 11.1.2 показывает, несмотря на совмещение в одном объеме рамок трех диапазонов, QQ имеет вполне удовлетворительную широкополосность. А это значит, что можно совместить больше диапазонов — мы имеем запас по полосам (а они сузятся с увеличением количества диапазонов).

«Двойной квадрат» на пять (14, 18, 21, 24,9 и 28 МГц) диапазонов показан в файле ...5 band QQ.gaa и на рис. 11.1.10. Конструктивно антенна размещена на траверсе 2,2 м с двумя крестовинами.

Усиление антенны рис. 11.1.10 по диапазонам составляет 7,2...7,5 dBi (в свободном пространстве). F/B на максимумах заметно превышает 20 дБ для всех диапазонов, кроме 14 МГц, где расстояние между рамками получается всего 0,1λ. При таком расстоянии F/B достигает лишь 20 дБ (рис. 7.6.8).

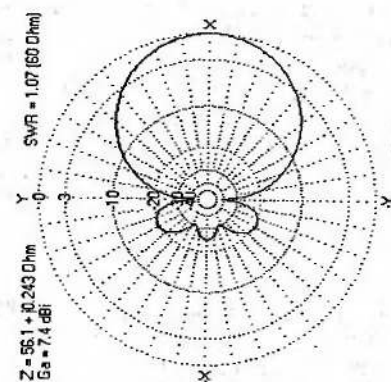
Полосы и входное сопротивление на резонансе антенны рис. 11.1.10 в свободном пространстве по диапазонам показаны в табл. 11.1.3.

Таблица 11.1.3

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	60	7,2	20	240	130	300
18 МГц	60	7,3	25	300	250	500
21 МГц	60	7,4	27	450	270	650
24,9 МГц	60	7,4	27	240	230	700
28 МГц	70	7,5	27	1200	450	851

Интересной особенностью антенны рис. 11.1.10 является почти постоянное Ra по диапазонам. На 14 и 18 МГц оно низкое из-за небольшого электрического расстояния между рамками. А на ВЧ диапазонах оно снижается под воздействием внешних НЧ рамок.

Полосы получились меньше, чем у трехдиапазонной антенны. Такое количество рамок не могут не сузить полосу друг друга. Тем не менее, антенна рис. 11.1.10 интересна с практической точки зрения. Только с QQ можно позволить себе роскошь объединить пять диапазонов с хорошим усилением и формой ДН в каждом.



W14
 21,3 м
W18
 16,68 м
W21
 14,24 м
W24,9
 12,08 м
W28
 10,56 м

R14
 21,96 м
R18
 17,12 м
R21
 14,72 м
R24,9
 12,36 м
R28
 11,56 м

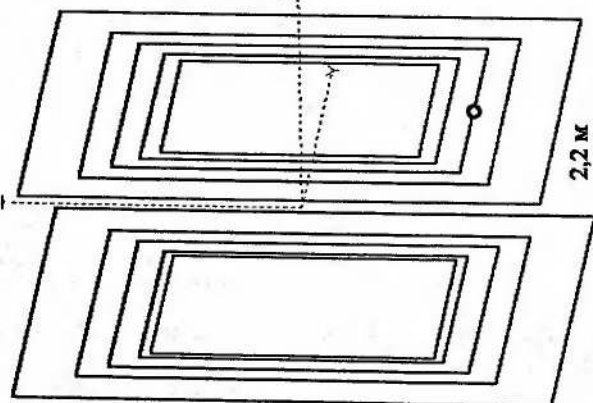


Рис. 11.1.10

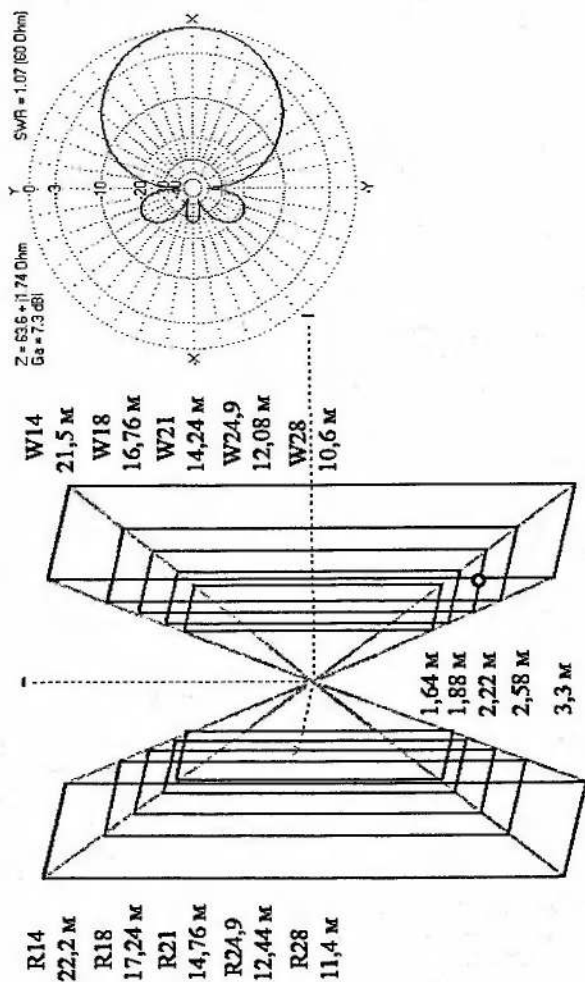


Рис. 11.1.11

Подобная же антенна, но выполненная на «еже», показана в файле ...5b_QQ_spider.gaa и на рис. 11.1.11. Серым цветом показаны изолированные распорки, на которых крепятся рамки всех диапазонов. Электрическое расстояние между рамками оптимально по F/B и составляет $0,155\lambda$ (п. 7.6.2) для каждого из диапазонов. Физическое расстояние между рамками указано внизу рис. 11.1.11.

Параметры такой антенны близки к предыдущей. Они отличаются лишь более стабильным усилением и F/B по диапазонам и заметным уменьшением Ra с частотой (примерно так же, как в антенне рис. 11.1.8).

11.1.3.2. Многодиапазонные «тройные квадраты»

«Тройной квадрат» отличается от QQ наличием директора. Значит, в многодиапазонном варианте справа от вибратора (в сторону основного излучения) появятся паразитные элементы — директора других диапазонов.

А это, как указывалось в п. 11.1.1, не очень хорошо. В самом деле, наличие каких-то посторонних проводников в пространстве формирования главного лепестка антенны не может не привести к большим токам в них. Поле-то в этом месте велико.

Для дипольных элементов (п. 11.1.2) мы всячески избегали наличия паразитных элементов справа от вибратора. Если таковые оказывались, то даже при нерезонансных их размерах приходилось ощутимо корректировать размеры директоров и вибратора других диапазонов. А уж если паразитный элемент оказывался рефлектором, то антенна Уда-Яги в таких условиях работать отказывалась принципиально (рис. 11.1.1).

Многодиапазонный «тройной квадрат» ведет себя в этом смысле намного лучше, чем Уда-Яги. Он гораздо слабее реагирует на паразитные элементы справа от вибратора.

Более того, он переносит даже наличие паразитного рефлектора (!) в направлении главного излучения, реагируя лишь сужением полосы. Правда, для того, чтобы антенна перенесла такое безобразие, ее основной рефлектор не должен быть испорчен паразитным директором.

Это, впрочем, понятно. «Тройной квадрат» (как и любая другая антенна) телепатией не владеет. Чтобы понять, что мы считаем главным направлением излучения, основной рефлектор (задающий направление) должен быть «чистым», без паразитных элементов, резонирующих около рабочего диапазона. Тогда антенна «понимает», куда ей надо излучать, и в основном

направлении из пары основной директор — паразитный рефлектор — делает правильный выбор.

Суммируя это с изложенным в п. 11.1.3.1 про влияние паразитного директора внутри основного рефлектора QQ, а также с данными п. 11.1.2, можно сделать следующие выводы для трех- и более элементных многодиапазонных антенн:

- Если справа (в сторону главного лепестка) от вибратора имеется паразитный рефлектор, то антенна Уда-Яги работать откажется полностью. Многоэлементный «квадрат» в таких же условиях будет работоспособен, если внутри основного рефлектора не будет паразитного директора. Если же таковой все-таки будет, то антенна перестанет быть направленной. В самом деле, поставьте себя на место вибратора в такой ситуации. Слева — основной рефлектор + паразитный директор, справа — паразитный рефлектор + основной директор. Но это мы считаем что-то основным, а что-то паразитным. Вибратор же видит симметрично расположенные одинаково резонирующие элементы как слева, так и справа. Как ему узнать, что мы считаем главным направлением?
- Если слева (в направлении заднего лепестка) от вибратора имеется паразитный директор, то антенна Уда-Яги будет работать, потребовав лишь подстройки основного рефлектора. «Квадраты» тоже будут работать, причем требуют меньшей подстройки рефлектора.

Таким образом, проектировать многодиапазонные многоэлементные рамочные антенны намного проще, чем Уда-Яги:

- Рамочные элементы лучше развязаны друг от друга (см. начало п. 11.1.3).
- Многоэлементные «квадраты» более терпимо относятся к наличию паразитных элементов внутри себя. Они могут переносить (реагируя лишь сужением полосы) даже резонирующие паразитный директор позади вибратора и паразитный рефлектор впереди него (но только не одновременно).
- Они прощают большие погрешности в изготовлении и настройке.

По этим причинам многодиапазонные многоэлементные рамочные антенны намного более удобны для самостоятельного проектирования и изготовления. Напротив, многодиапазонные антенны Уда-Яги требуют тщательного предварительного моделирования, поэтому чаще приобретаются готовыми, чем делаются самостоятельно.

Особенно заметна эта разница была в докомпьютерную эпоху, когда расчет сложной антенны радиолюбителем был делом практически нереальным. Тогда подход «сделать все рамки примерно как у однодиапазонной антенны, а потом долго настраивать» был оправдан (хотя настройка могла занять очень много времени, особенно, учитывая сужение полосы из-за влияния других диапазонов). А многодиапазонную Уда-Яги методом «практического эмпирического тыка» настроить фактически невозможно. Во всяком случае, это требовало гораздо больше сил и времени, чем настройка антенны с рамочными элементами. И без предварительного расчета вовсе не гарантировалось результат.

В настоящее время, благодаря компьютерному моделированию, эта разница нивелировалась. И «квадраты» и Уда-Яги надо предварительно моделировать. И при корректной модели настройка фактически не требуется. Только аккуратно воплотить модель в металл.

Тем не менее, если реальная обстановка около антенны ощутимо отличается от расчетной (чужие провода, растяжки, другие антенны, и т.д.), многодиапазонные многоэлементные рамочные антенны оказываются предпочтительнее даже при самом тщательном моделировании. Ведь в модели, как правило, трудно или вовсе невозможно описать близко расположенное окружение (что, например, прикажете делать в модели с близко расположенной лифтовой будкой, из которой выходят неизвестно к чему подключенные провода?). Поэтому может потребоваться подстройка «по месту». И тут рамочные элементы с их настроечными шлейфами, расположенными внизу (ну, во всяком случае, на $\lambda/8$ ниже траверсы), оказываются более практичными, чем трубчатые дипольные элементы Уда-Яги, которые придется подстраивать на полной высоте.

«Тройной квадрат» выгодно отличается от QQ тем, что его Ra без особых проблем можно сделать 50 Ом (п. 7.5.6.5.2), то есть обойтись без согласования. Конструктивно многодиапазонный «тройной квадрат» выполняется только на траверсе. «Еж» в данном случае непригоден.

Первая антенна в этом параграфе это двухдиапазонный (18 и 21 МГц) «тройной квадрат». Она показана в файле ...3el_17-15QQ.gaa и на рис. 11.1.12 (ДН и параметры на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц, свободное пространство). Конструктивно антенна размещена на траверсе длиной 5 м с двумя крестовинами.

Электрические параметры антенны в каждом диапазоне почти соответствуют однодиапазонным «тройным квадратам».

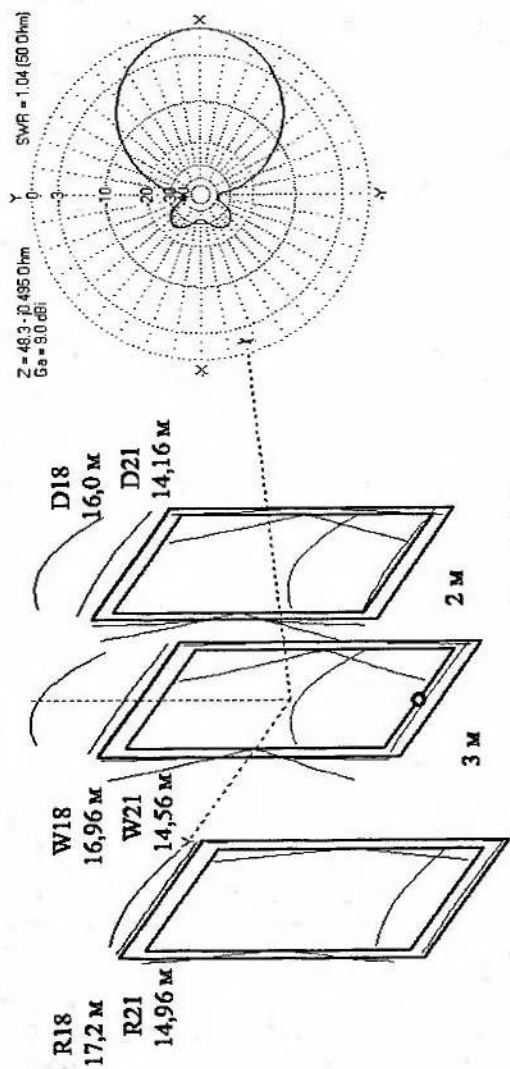


Рис. 11.1.12

Лишь на 18 МГц полоса по F/B немного сужается. Но так как она в любом случае остается шире разрешенной полосы в этом диапазоне, то практического значения это не имеет. Полосы антенны в диапазоне 21 МГц составляют: по уровню F/B > 12 дБ — 600 кГц, по уровню KCB < 1,5 — 230 кГц, по уровню KCB < 2 — 460 кГц (все цифры для свободного пространства).

Но всего два диапазона на одной траверсе — это слишком расточительно. Как правило, если основой конструкции служит «тройной квадрат», то делают три диапазона. Обычно это 20, 15 и 10 м. Но тут возникает следующая проблема: электрическая длина траверсы меняется пропорционально длине волны, то есть от 14 до 28 МГц она меняется вдвое.

Допустим, мы выберем оптимальную длину траверсы для трех рамок (0,38λ...0,52λ, см. 7.6.5.2) в диапазоне 21 МГц. Тогда та же самая физическая длина в диапазоне 14 МГц будет 0,25λ...0,34λ.

На нижнем пределе (а траверсу все-таки хочется иметь короче) это мало для трех элементов, но слишком много для двух. Как следует из рис. 7.6.8, при расстоянии между рамками 0,25λ F/B снижается до 17 дБ. А это мало для хорошей антенны.

Поэтому, если предполагается конфигурация две рамки на 14 МГц и три на 21 МГц, то свободы в выборе длины траверсы почти нет. Она должна быть длиной 4,4...4,7 м. Только при такой траверсе можно одновременно получить F/B > 20 дБ и хорошее усиление во всех диапазонах:

- На 14 МГц получается расстояние 0,21...0,22λ между двумя рамками. Это соответствует верхнему пределу (рис. 7.6.7. и 7.6.8) для QQ. Чуть длиннее — и F/B станет меньше 20 дБ. Ра при таком расстоянии получается высоким, около 150 Ом (рис. 7.6.1.2), требуется согласование.
- На 21 МГц длина траверсы получается 0,31λ...0,33λ. Для «тройного квадрата» это маловато (рис. 7.6.23 и 7.6.24), особенно если имеется в виду получить Ra = 50 Ом. Тем не менее, небольшой расстройкой пассивных элементов можно поднять Ra до 50 Ом. Правда, это оплачивается падением F/B (но оно остается выше 20 дБ) и усиления на 0,5 дБ.
- На 28 МГц длина антенны составит 0,41λ...0,44λ. Это в середине интервала оптимальных длин (п. 7.6.5.2), поэтому антенна имеет максимальные для «тройного квадрата» характеристики и Ra = 50 Ом.

Такая антенна с длиной траверсы 4,5 м показана в файле ...M2-3sqw.gaa и на рис. 11.1.13 (характеристики и ДН на этом

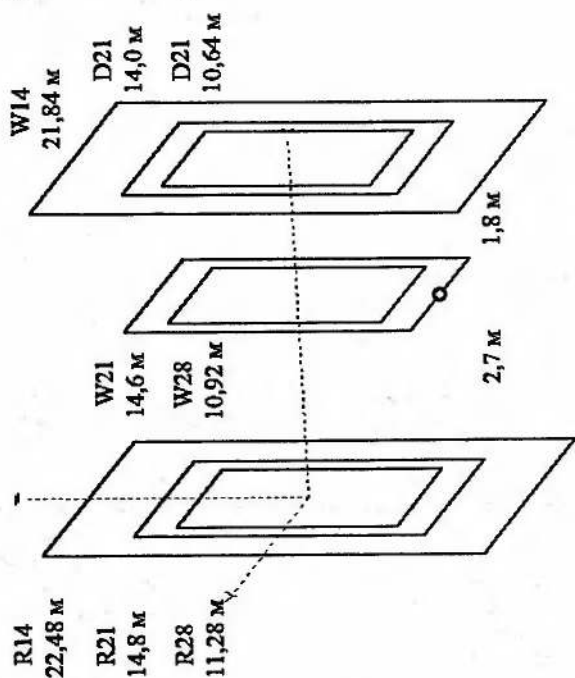
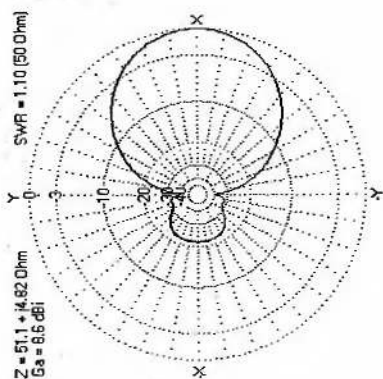


Рис. 11.1.13

рисунке соответствуют диапазону 21 МГц). Параметры антенны рис. 11.1.13 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.4. Широкая полоса в диапазоне 14 МГц объясняется большой (для 2-х элементов) длиной траверсы и высоким R_a .

Таблица 11.1.4

Диапазон	R_a , Ом	G_a , дВ	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	140	6,9	20	380	600	900
21 МГц	50	8,6	22	400	300	490
28 МГц	50	9,4	22	1200	290	520

Если же мы не очень ограничены длиной траверсы, то имеет смысл удлинить ее так, чтобы на 14 МГц поместились бы три рамки. Как мы видели несколькими строками выше, это требует минимальной длины $0,31\lambda$, то есть 6,6 м.

На 21 МГц это составит $0,46\lambda$, что позволяет реализовать как три, так и 4 элемента.

На 28 МГц 6,6 м соответствует $0,62\lambda$. Это чересчур много для 3-х элементов (п. 7.6.5.2), поэтому для этого диапазона должны использоваться 4 рамки.

Из конструктивных соображений в антенне с траверсой 6,6 м применяют 4 элемента на 21 МГц. Как ни странно, это реализовать проще, чем 3. Дело в том, что при четырех элементах на 21 МГц они могут быть совмещены (то есть растянуты на тех же крестовинах) с элементами 28 МГц (крестовины 14 МГц для этого не подходят из-за излишне большого расстояния).

А в случае трехэлементной антенны на 21 МГц ее вибратор не совпадает по положению на траверсе ни с вибратором 14 МГц, ни с вибратором или первым директором 28 МГц. Поэтому потребуется еще одна крестовина.

Такая антенна показана в файле ...344.gaa и на рис. 11.1.14 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Параметры антенны рис. 11.1.14 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.5. Узкая полоса в диапазоне 14 МГц объясняется малой для трех элементов длиной траверсы и относительно низким R_a .

Добавив к антенне рис. 11.1.14 две рамки на 7 МГц, можно получить хорошую четырехдиапазонную антенну. При этом потребуется лишь минимальная коррекция рамок диапазона 14 МГц, остальные ВЧ-рамки останутся без изменений.

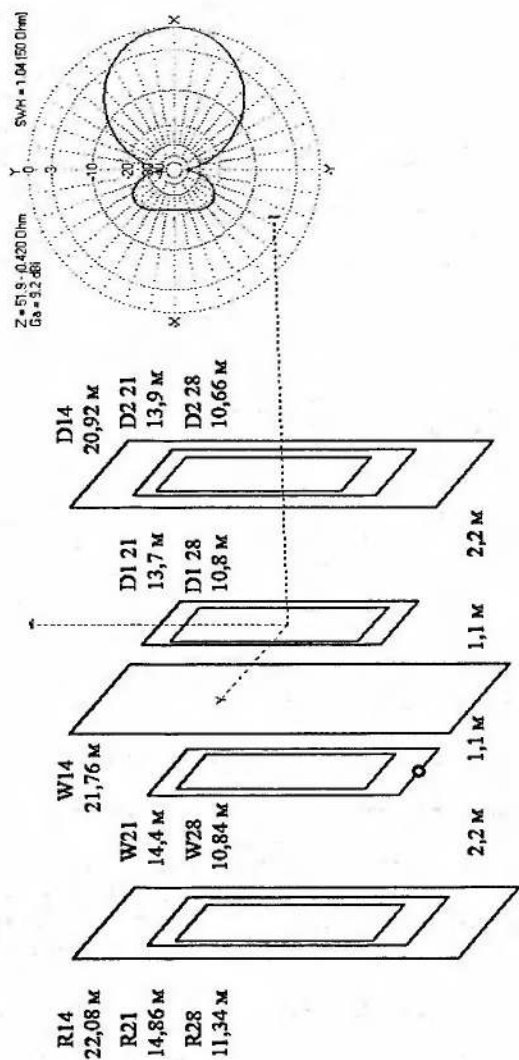


Рис. 11.1.14

Таблица 11.1.5

Диапазон	R _a , Ом	G _a , дБi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	45	8,8	20	350	130	280
21 МГц	50	9,7	27	500	180	420
28 МГц	50	10,4	32	1200	350	590

Существуют многодиапазонные направленные рамочные антенны с еще большим количеством диапазонов. При длине траверсы 6,6...8 м реализуются даже семидиапазонные (7, 10, 14, 18, 21, 24 и 28 МГц) конструкции. Однако проектирование и настройка таких систем задача отнюдь не массовая, поэтому описывать их здесь не стану.

11.1.4. Совмещенные антенны с параллельным включением

Антенны пп. 11.1.2, 11.1.3 требуют отдельной линии питания к вибратору каждого диапазона. Это не самое дешевое решение. Возможен другой вариант питания таких антенн с меньшим расходом кабеля: один общий кабель от радиостанции до траверсы антенны, а далее коммутатор на несколько вибраторов. Впрочем, бюджетным такой вариант назвать трудно. Мощные ВЧ-реле тоже недешевы, да и кабель управления коммутатором тянуть придется.

Естественно, возникает желание сделать многодиапазонную направленную антенну, питаемую одним общим кабелем без дополнительных устройств. Реализацией этого мы и займемся в этом параграфе.

Но чем оплачивается такое удобство одного кабеля на все диапазоны? Существенным возрастанием трудностей проектирования. Ведь, во-первых, надо физически свести вместе точки питания вибраторов разных диапазонов (следовательно, нет особой свободы в выборе положения вибраторов). Во-вторых, обеспечить одинаковое R_a = 50 Ом в каждом из диапазонов.

11.1.4.1. Параллельное включение вибраторов

На первый взгляд, наиболее очевидным представляется решение включить вибраторы разных диапазонов параллельно. Аналогично тому, как это описано в п. 5.2.1. Но крайне редко

наиболее очевидное является оптимальным. Антенны в этом смысле — не исключение.

Начнем с того, что близко расположить вибраторы все равно не удастся. У антенн Уда-Яги это существенно изменит R_a , а также приведет к необходимости относительно близко располагать пассивные элементы разных диапазонов. А многодиапазонные «волновые каналы» этого очень не любят.

У рамочных антенн, даже при расположении вибраторов в одной плоскости между точками питания, остается расстояние в десятки сантиметров.

Следовательно, как минимум, один из вибраторов будет подключен к кабелю не прямо, а через отрезок воздушной двухпроводной линии (низкоомный кабель для соединения вибраторов не подойдет из-за большой погонной емкости — при работе на другом диапазоне она будет шунтировать точку питания).

А короткий отрезок высокоомной линии это дополнительная индуктивность. Поэтому входной импеданс вибратора, подключенного через такую линию, должен быть $50 \text{ Ом} - jX_a$, где модуль отрицательной jX_a обязан быть равен положительной реактивности, вносимой индуктивностью соединительной линии. Следовательно, данный вибратор должен быть слегка физически укорочен для отрицательной jX_a . Значит, будучи еще не укороченным, он обязан иметь R_a несколько выше 50 Ом (при укорочении оно упадет до требуемого).

Для двух... и трехэлементных антенн Уда-Яги получить $R_a > 50 \text{ Ом}$ при хорошем F/V невозможно (п. 7.2.2, 7.2.3). Достичь требуемого R_a при хорошей форме ДН можно только в широкополосных антеннах Уда-Яги с числом элементов больше трех (п. 7.2.4). Но широкополосные «волновые каналы» плохо встраиваются в многодиапазонную конструкцию. Поэтому простое параллельное соединение вибраторов разных диапазонов в антеннах Уда-Яги не используется никогда.

Хорошо. У «волновых каналов» низкое R_a , мешающее их параллельному включению. Но у рамочных антенн R_a всегда выше 50 Ом . Да. Однако именно это обстоятельство и мешает их параллельному включению. Тут читателю самое время возмутиться: «Да что же это такое! Меньше 50 Ом плохо. И больше 50 Ом — тоже плохо. Где логика?».

Она на месте. Для вибратора подключаемого через отрезок двухпроводной линии (и поэтому укороченного) R_a (еще до укорочения) должно быть несколько выше 50 Ом . Здесь рамочная антенна на месте. Можно снизить ее R_a ом до 60-ти, особенно при конструкции с траверсой на нижних диапазонах, где

электрическое расстояние R-W получается малым (рис. 11.1.10 и табл. 11.1.3).

Но у нас ведь имеется вибратор и другого диапазона, подключенный к общему кабелю прямо. И его R_a надо иметь точно 50 Ом. А для QQ это требует снижения расстояния R-W до 0,07...0,1λ. Что тянет за собой падение F/B до 10...12 дБ (рис. 7.6.8) и существенное сужение полосы. Неприемлемо столь сильно ухудшать параметры направленной антенны лишь для согласования.

А оставлять R_a «двойного квадрата» 60...80 Ом по диапазонам и довольствоваться КСВ на минимумах 1,2...1,6 — это как-то неразумно для серьезной и дорогостоящей антенной системы.

Вот в трех... и четырехэлементных рамочных антеннах можно без особых проблем получить R_a как точно 50 Ом, так и несколько выше. Поэтому только у трех... и четырехэлементных «квадратов» вибраторы могут быть включены параллельно с хорошими результатами.

Пример такого двухдиапазонного (21 и 28 МГц) «тройного квадрата» показан в файле ...3el_21_28_quad_1coax.gaa и на рис. 11.1.15 (ДН соответствует диапазону 21 МГц).

Основные параметры этой антенны в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.6. Они типичны для трехэлементных рамок. Только полоса в диапазоне 21 МГц несколько меньше. Это происходит за счет параллельного соединения рамок (см. п. 5.2.1, с. 216). Вибратор 21 МГц чуть укорочен из-за соединительной линии, как описано выше.

Таблица 11.1.6

Диапазон	R_a , Ом	G_a , dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
21 МГц	50	8,7	20	590	210	420
28 МГц	50	9,3	20	>1000	250	480

А что делать с параллельным соединением любых других направленных антенн, кроме трех... и четырехэлементных «квадратов»? Только согласовывать. Ведь даже если закрыть глаза на повышенный КСВ на резонансах при простом параллельном соединении, то остается ведь еще и зависимость R_a от высоты подвеса.

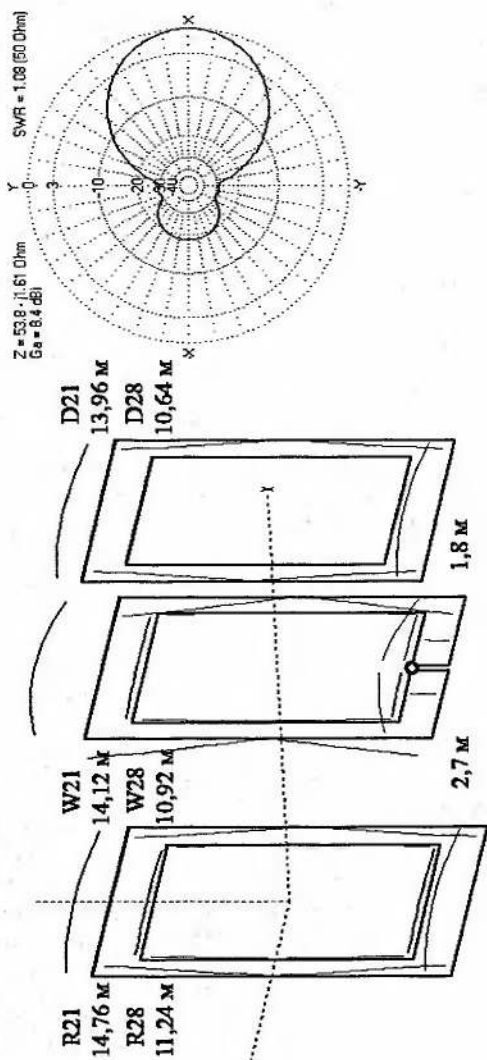


Рис. 11.1.15

И в любом случае для компенсации расхождения R_a по диапазонам (настроек, высоты, электрического расстояния между элементами) придется что-то делать.

В самом простом с этой точки зрения случае, в трех... и четырехэлементных «квадратах» подогнать R_a до 50 Ом в точке подключения общего кабеля можно размерами элементов.

Во всех остальных антеннах этот путь закрыт. Только подстройкой элементов достичь хорошего КСВ в каждом диапазоне не удастся (разве что, совсем испортив антенну, снижением F/B до 10...12 дБ, но этот подход даже рассматривать не буду, не затем мы делаем серьезную систему, чтобы портить ДН). Следовательно, необходимы дополнительные согласующие устройства (СУ), которые преобразуют получившиеся (какие вышли) R_a по диапазонам в 50 Ом в точке подключения общего кабеля.

Собственно, это стандартная задача любого СУ. Но в данном случае она отягощена тем, что согласование требуется во всех рабочих диапазонах антенны. Сделать это можно двумя способами:

1. Включить отдельное СУ в каждый из вибраторов, а входы диапазонных СУ подключить к общему кабелю.
2. Сделать одно общее СУ, трансформирующее импеданс на каждом диапазоне так, как нам требуется.

В такой последовательности мы и рассмотрим эти способы в следующих двух подпараграфах.

11.1.4.2. Диапазонные СУ с параллельным включением по входу

На беглый взгляд идея, обозначенная в заголовке параграфа, выглядит несложной. Каждое из диапазонных СУ преобразует импеданс одного вибратора в 50 Ом. А входы всех СУ подключаются к общему питающему кабелю параллельно. Но именно с последним (параллельным соединением входов СУ) возникают крупные проблемы. Проще их понять на примере.

Пусть мы имеем двухдиапазонную антенну 14 и 21 МГц. Мы работаем в диапазоне 14 МГц. СУ этого диапазона трансформирует импеданс вибратора 14 МГц в 50 Ом. Все хорошо? Нет. Ведь к кабелю еще подключен вход СУ диапазона 21 МГц. Его входной импеданс на 14 МГц почти чисто реактивен (вибратор 21 МГц на частоте 14 МГц имеет высокую реактивность и малое активное сопротивление, это усугубляется проходом через расстроенное на данной частоте СУ). То есть, параллельно 50 омам работающего СУ 14 МГц подключается паразитный ре-

активный импеданс $jX_{\text{ГПР}}$ от неработающего, но подключенного СУ диапазона 21 МГц. $jX_{\text{ГПР}}$ разрушит согласование на 14 МГц. Общий кабель «увидит» дополнительную реактивность $jX_{\text{ГПР}}$ и отреагирует на это ростом КСВ.

Чтобы скомпенсировать вредное влияние $jX_{\text{ГПР}}$, мы должны так перестроить СУ диапазона 14 МГц, чтобы оно на выходе давало бы реактивность $jX_{\text{КОМП}}$, компенсирующую вредное влияние $jX_{\text{ГПР}}$. Но эти реактивности (паразитная от СУ 21 МГц, и компенсирующая ее, от СУ 14 МГц) получаются включенными параллельно. Образовавшийся параллельный колебательный контур повышает активное сопротивление R_{14} , выдаваемое СУ 14 МГц. Точно так же, как это происходит при согласовании параллельной реактивностью (п. 3.5.8). Насколько возрастет в результате этой трансформации активное сопротивление, зависит от отношения $jX_{\text{КОМП}}/R_{14}$.

Таким образом, СУ 14 МГц надо проектировать так, чтобы на его выходе были бы не чисто активные 50 Ом, а импеданс $R_{14} - jX_{\text{КОМП}}$, где:

- $-jX_{\text{КОМП}}$ — реактивность компенсации реактивного сопротивления входа СУ диапазона 21 МГц на частоте 14 МГц;
- R_{14} — такое активное сопротивление, которое будучи включенным в параллельный контур с реактивностью $-jX_{\text{ГПР}}$, трансформируется в 50 Ом.

Но получается замкнутый круг. Мы не можем заранее сказать, каким будет $jX_{\text{ГПР}}$, а следовательно, и $jX_{\text{КОМП}}$. Просто потому, что СУ диапазона 21 МГц при работе в своем диапазоне имеет точно такие же проблемы. Ему надо компенсировать паразитный на этой частоте реактивный импеданс уже от СУ 14 МГц. Который в свою очередь неизвестен, потому что зависит от СУ 21 МГц. Такая же беда с R_{14} — чтобы узнать его, надо знать $jX_{\text{КОМП}}$ — и (см. начало этого абзаца) круг снова замкнулся.

Разорвать его можно только одновременной численной оптимизацией параметров обоих СУ сразу в двух диапазонах. С этим проблем нет. GAL-ANA оптимизировать умеет. Но перед тем как перейти к этой процедуре, сформулируем требования к диапазонному СУ.

R_a может быть как больше, так и меньше 50 Ом. На выходе СУ активная часть импеданса должна быть ниже 50 Ом (параллельный контур его повысит).

jX_a вибратора близко к 0. Это в теории. На практике же возможны погрешности, поднимающие jX_a . Устранять их размерами вибратора неразумно. У нас же СУ есть. Поэтому оно

обязано быть рассчитано на наличие небольшой реактивности в нагрузке. Выходная реактивность $jX_{\text{комп}}$ СУ — параметр самый неопределенный. В зависимости от $jX_{\text{пар}}$ может быть любого знака и любой величины $jX_{\text{комп}}$.

Следовательно, СУ должно трансформировать близкое к активному (но с возможной реактивностью) сопротивление вибратора R_a (которое может быть как меньше, так и больше 50 Ом), в комплексный импеданс с активной составляющей < 50 Ом и любой реактивностью, которая потребуется в процессе оптимизации. Естественно, что в процессе всех настроечных операций (то есть оптимизации) конструкция и/или схема СУ не должны меняться. Номиналы, размеры — сколько угодно. Но не построение. Из простых СУ указанным требованиям отвечает только γ -согласование (п. 3.5.10). Меняя длину шунта и емкость конденсатора, можно получить на выходе любой мыслимый импеданс.

Посмотрим, как это выглядит в составе многодиапазонной конструкции. Возьмем антенну рис. 11.1.2 и добавим к вибраторам 14 и 21 МГц шлейфы γ -согласования с конденсаторами. Входы СУ соединим параллельно. Запустим сложную оптимизацию одновременно по двум частотам 14,15 и 21,2 МГц по критерию минимума КСВ. Позволим машине менять длины шлейфов (двигая перемычку каждого из них, совместно по координатам Y_1 и Y_2) и емкости конденсаторов.

После множества кругов моделировщик выдаст ответ, показанный в файле ...20m3-15m4_1soax.gaa и на рис. 11.1.16 (точнее на этом рисунке в увеличенном виде показан только узел питания, все остальные размеры точно такие же, как на рис. 11.1.2). Характеристики и ДН на рис. 11.1.16 соответствуют диапазону 14 МГц.

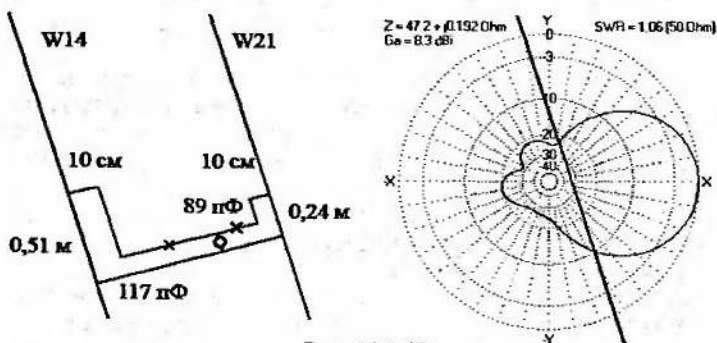


Рис. 11.1.16

Поскольку файл ...20m3-15m4_1soax.gaa содержит соединения коротких проводов разных радиусов, то не следует даже пытаться считать его в NEC2, который к таким задачам совершенно не приспособлен. Только MININEC3 в данном случае дает корректные результаты.

Теперь, имея готовый ответ, мы можем полюбопытствовать, какие получились импедансы на выходе каждого из СУ без учета влияния второго, подключенного параллельно, но неработающего в данном диапазоне СУ. Отключая в модели по очереди шлейфы 21 и 14 МГц, получим, что γ -согласование диапазона 14 МГц преобразует исходный импеданс W_{14} 22 Ома (рис. 11.1.2) в $32 + j22$ Ом. А γ -согласование диапазона 21 МГц выдает на своем входе 12,6—20,5 Ом. Что весьма далеко от 50 Ом. Но параллельно подключенная $jX_{\text{ПАР}}$ другого (неработающего в данный момент диапазона) преобразует указанные импедансы в чисто активные 50 Ом. Полученные параметры согласования приведены в табл. 11.1.7. Они мало отличаются от случая раздельного питания каждой из антенн.

Таблица 11.1.7

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	8,3	20	600	225	450
21 МГц	50	8,6	20	>1000	370	>1000

Другое классическое применение диапазонных γ -согласований в многодиапазонной антенне — трехдиапазонный QQ рис. 11.1.9 и рис. 11.1.10. Эта, в общем, хорошая, антенна в обоих вариантах имеет большой разброс Ra по диапазонам (табл. 11.1.2).

Поставив на каждый вибратор по шлейфу γ -согласования и соединив их входы параллельно можно получить 50 Ом на всех трех диапазонах. Впрочем, вы уже знаете, сколько проблем скрывается за такой кажущейся простотой. Файл ...M2CQ_1soax.gaa, в котором показан трехдиапазонный QQ рис. 11.1.9 питаемый одним кабелем, оптимизация согласовывала почти час. Результаты, показаны на рис. 11.1.17. И они не очевидны. Так, самым коротким оказался шлейф не 28 МГц, а 21 МГц. Емкости конденсаторов тоже отнюдь не пропорциональны длинам волн. Основные параметры антенны рис. 11.1.17 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.8.

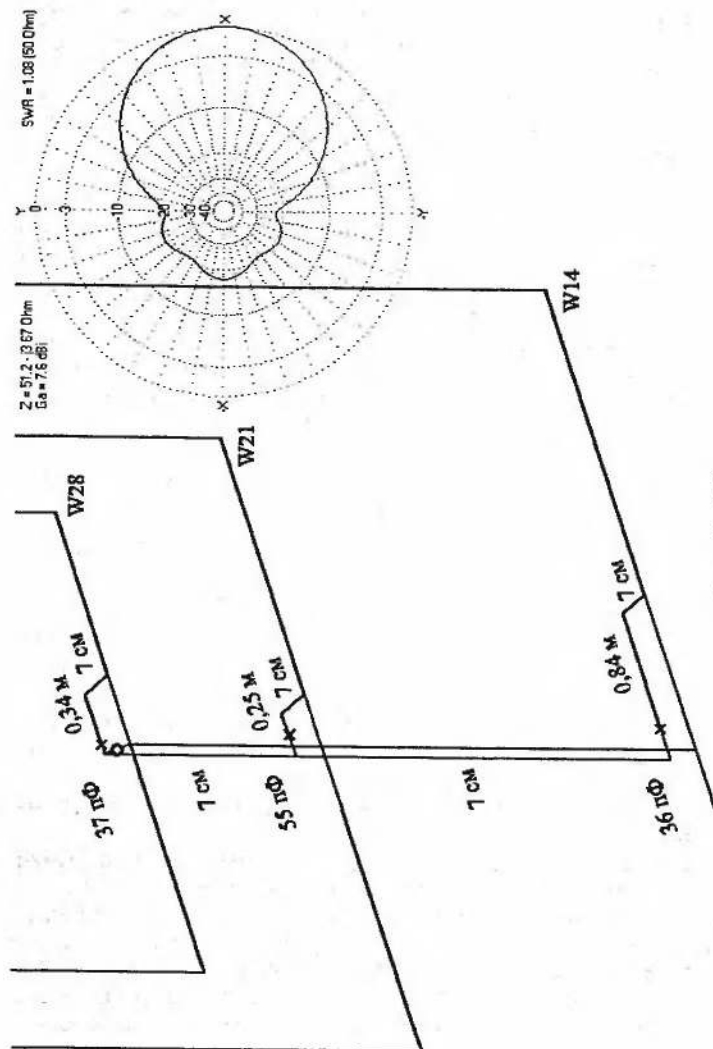


Рис. 11.1.17

Таблица 11.1.8

Диапазон	R _a , Ом	G _a , дБи	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	7,1	20	310	250	800
21 МГц	50	7,4	23	650	490	1000
28 МГц	50	7,4	25	>1700	1100	1900

Полосы согласования получились очень широкими (относительно небольшая полоса по F/B и снижение G_a в диапазоне 14 МГц объясняется малым расстоянием между рамками, всего 0,1λ).

Такое многодиапазонное γ-согласование практически невозможно настроить «на глазок, по месту». Чего греха таить, в простом однодиапазонном γ-согласовании настройка без предварительного расчета делается нередко. Всеядность γ-согласования этому способствует. Фактически любая антенна может быть согласована изменением всего двух параметров: длины шлейфа и емкости конденсатора (п. 3.5.10). Если имеется запас и в том и в другом, то можно «победить» какой угодно импеданс антенны.

В случае же параллельного соединения входов нескольких шлейфов этот путь закрыт. Дело в том, что изменение любого параметра согласования одного из диапазонов сильно влияет на согласование остальных диапазонов. Причем, в отличие от большинства других случаев поиска оптимума по нескольким критериям, здесь вовсе не гарантируется схождение кругов настройки. Путь: «подстроим один шлейф, потом другой, следом третий, вернемся к началу и повторим все с уменьшающейся амплитудой», часто оказывается непроходимым. Амплитуды подстроек вместо уменьшения разгоняются от круга к кругу и к решению могут не сойтись.

Поэтому лучше даже не планировать всю настройку на антенне (с большой вероятностью вы не получите иного результата, чем бесполезная потеря сил и времени), а делать тщательную настройку и оптимизацию на моделях. Это тем более необходимо, что размеры, показанные на рис. 11.1.17 относятся к свободному пространству, проволоке диаметром 1,6 мм и расстоянию до шлейфов 7 см. А в вашем случае что-то будет иным. Как минимум, высота (хотя при высотах траверсы >10 м над реальной землей KCB при размерах, указанных на рис. 11.1.17 не поднимается 1,1 на резонансах).

Оптимизация согласования антенны рис. 11.1.17 делается следующим образом. В таблице **Источники по диапазонам** указываются сразу три частоты: 14,15, 21,2 и 28,3 МГц. В таблице изменяемых параметров по очереди записываются все три диапазонных согласования. По три строки в каждом: две задают длину шлейфа (двигать переключку каждого из них, совместно по координатам Y1 и Y2), третья — емкость конденсатора.

Если в процессе оптимизации КСВ на одном из диапазонов упорно «вылетает» вверх, то остановите оптимизацию и укажите первой частоту этого диапазона в таблице **Источники по диапазонам**.

11.1.4.3. Одно СУ на несколько диапазонов

В предыдущем параграфе мы выяснили, что несколько параллельно включенных СУ хотя и дают хорошие результаты, но очень трудны в проектировании и настройке.

Попробуем зайти с другой стороны. Соединим все вибраторы параллельно. Между этой точкой и общим кабелем включим одно, общее СУ, которое на каждом из диапазонов трансформирует 50 Ом в импеданс соответствующего вибратора.

Простейший вариант такого СУ — широкополосный ферритовый трансформатор (ШПТ) 1:2,25, преобразующий 50 Ом в 112.

Теперь надо получить $R_a = 112$ Ом в каждом диапазоне в точке параллельного соединения вибраторов разных диапазонов. Это можно достичь, используя «двойные квадраты». В п. 11.1.3.1 показано, что у многодиапазонного QQ входное сопротивление каждого из вибраторов вполне может быть 112 Ом. Остается соединить все вибраторы параллельно.

Стоп, скажет внимательный читатель. А почему это автор, рассказывавший весь предыдущий параграф, как сильно влияют параллельно соединенные СУ друг на друга и как трудно их настроить, здесь (да и не только здесь, на рис. 11.1.5 тоже) вдруг спокойно включает параллельно рамки разных диапазонов? Они что, разве не оказывают влияния друг на друга? Ведь по входному импедансу это такие же резонансные цепи, как и СУ.

Все правильно, параллельно включенные рамки взаимно влияют на импедансы друг друга физически так же, как и параллельно включенные СУ. Но к счастью, имеется разница в цифрах. Реактивность от СУ другого диапазона составляет десятки ом. А реактивность рамок другого диапазона — многие сотни и даже тысячи ом (кроме случая кратных по частоте

рамок). Речь идет о реактивности, подключаемой параллельно основному импедансу. Поэтому, чем она выше, тем меньше проблем. Высокая параллельная $+jX$ — это просто дроссель. Большая по модулю параллельная $-jX$ — это небольшая конструктивная емкость. Они, конечно, влияют. Но не настолько сильно, чтобы подстройка превращалась в головоломную погоню за собственной тенью.

Так, для антенны рис. 11.1.15 при работе в диапазоне 28 МГц отключение вибратора W21 лишь меняет на пару ом R_a , а на jX_a фактически не влияет. Причина лежит в импедансе рамки диапазона 15 м на частоте 28 МГц: $1180 + j2900$ Ом. Параллельное подключение столь высокого импеданса заметно повлиять не может.

У той же антенны на частоте 21 МГц отключение W28 меняет импеданс сильнее. Чистые 50 Ом превращаются в $55 - j29$ Ом. Это уже ощутимо, но и тут небольшой подстройкой W21 можно вернуть КСВ к 1. Причина большего влияния в импедансе W28 на частоте 21 МГц. Он составляет $23 - j680$ Ом. Этого достаточно, чтобы влияние стало ощутимым, но не хватает, чтобы при настройке появились неприятности.

Но они возникнут, если импеданс неработающего на данном диапазоне вибратора станет низким. А это произойдет, если попытаться запараллелить вибраторы кратных диапазонов, например 14 и 28 МГц. Рамки ведь имеют низкое входное сопротивление на кратных частотах (п. 5.4.2, табл. 5.4.1). Поэтому при работе на 28 МГц рамка диапазона 20 м будет резонировать на второй гармонике и сильно зашунтирует вибратор 28 МГц. И это полбеда.

Настоящая беда произойдет с формой ДН и усилением в диапазоне 28 МГц. Резонирующий там W14 из-за своего низкого сопротивления отберет заметный ток от источника. Ток по большой 20-метровой рамке уже не может быть полностью компенсирован вдвое меньшим рефлектором. Потому расширится главный лепесток, упадут F/B и G_a. Особенно усиление — на 2...3 дБ.

Поэтому непосредственно включать параллельно рамочные вибраторы кратных диапазонов (например, 14 и 28 МГц) нельзя. Даже, если вы не используете никакого СУ и миритесь с повышенным КСВ, подключая параллельно соединенные рамки прямо к общему кабелю.

Совмещенные рамочные антенны на кратные диапазоны можно сочетать, только если вибраторы этих диапазонов каким-то образом развязать друг от друга. Простейшей такой развязкой является питание всех вибраторов по отдельным

кабелям или переключение общего кабеля через диапазонный коммутатор. Поэтому антенны п. 11.1.3 легко сочетают 14 и 28 МГц.

Более сложной является резонансная развязка, через диапазонные фильтры. Ее пример показан на рис. 11.1.17. Шлейфы диапазонных γ -согласований не только согласовывают, но и работают как резонансные последовательные контура. Последовательный реактивный импеданс шлейфа диапазона 20 м на частоте 28 МГц настолько велик, что ток 28 МГц через него почти не затекает в W14. Многодиапазонное γ -согласование работает оказывается еще и как резонансный переключатель вибраторов.

После столь долгого отступления вернемся к теме параграфа и той задаче, на которой мы остановились в его начале. Сделаем двухдиапазонный QQ с $R_a = 112 \text{ Ом}$ в каждом из диапазонов.

Такая антенна на диапазоны 21 и 28 МГц показана в файле ...15m-10mqq_1soax.gaa и на рис. 11.1.18 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 28 МГц). Вибратор 21 МГц подключен к согласующему трансформатору через отрезок двухпроводной линии, имеющей индуктивное сопротивление. Поэтому периметр W21 уменьшен и составляет 0,98 λ .

Параметры антенны рис. 11.1.18 соответствуют обычному «двойному квадрату», например антеннам рис. 11.1.7 и 11.1.8. Какое еще СУ, кроме ШПТ, может одновременно работать в нескольких диапазонах? Обычный последовательный отрезок линии. Да, его трансформирующие свойства зависят от частоты. Но ведь и импеданс нашей антенны тоже меняется с частотой. Более того, мы сами можем подгонять R_a (расстоянием между рамками и настройкой пассивных элементов) и jX_a (периметром вибратора).

Проще всего разобраться на примере. Возьмем отрезок кабеля 75 Ом с электрической длиной 2,6 м. В зависимости от частоты он трансформирует в чисто активные 50 Ом следующие импедансы:

- на 28,2 МГц в $Z = 112 + j0 \text{ Ом}$ ($\lambda/4$ трансформатор);
- на 24,9 МГц в $Z = 107 - j18 \text{ Ом}$;
- на 21,2 МГц в $Z = 93 - j28 \text{ Ом}$;
- на 18,1 МГц в $Z = 82 - j31 \text{ Ом}$.

Значит, если антенна имеет такие Z_a по диапазонам, то на другом конце нашего отрезка кабеля будут чисто активные 50 Ом, то есть будет обеспечено многодиапазонное согласование. А импедансы, приведенные в данном списке, легко достижимы для QQ. R_a лежит в пределах 82...112 Ом, что типично

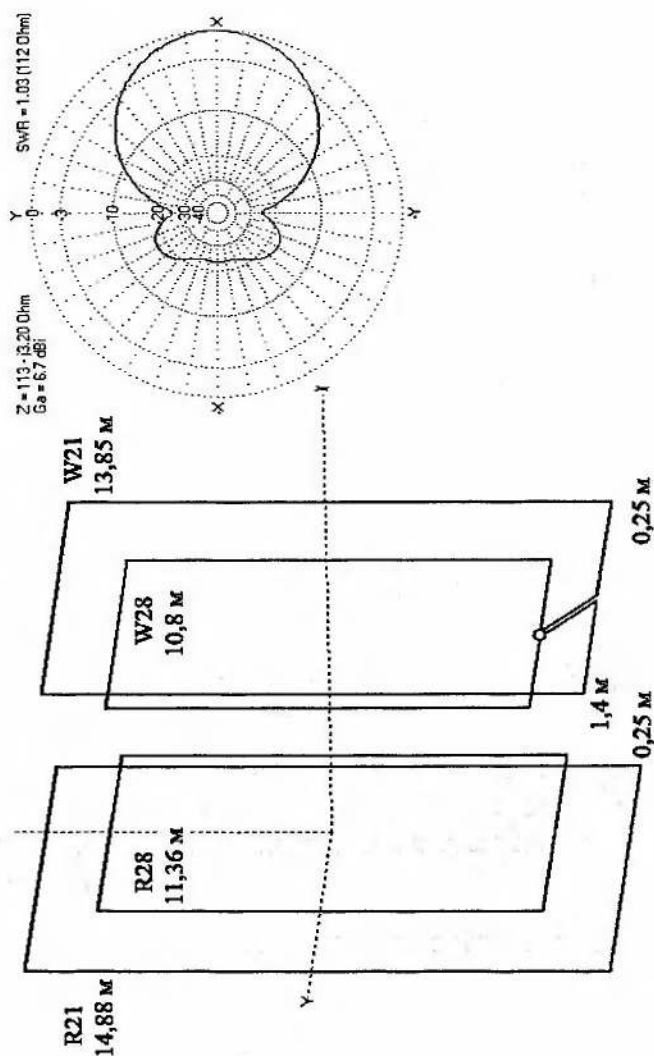


Рис. 11.1.18

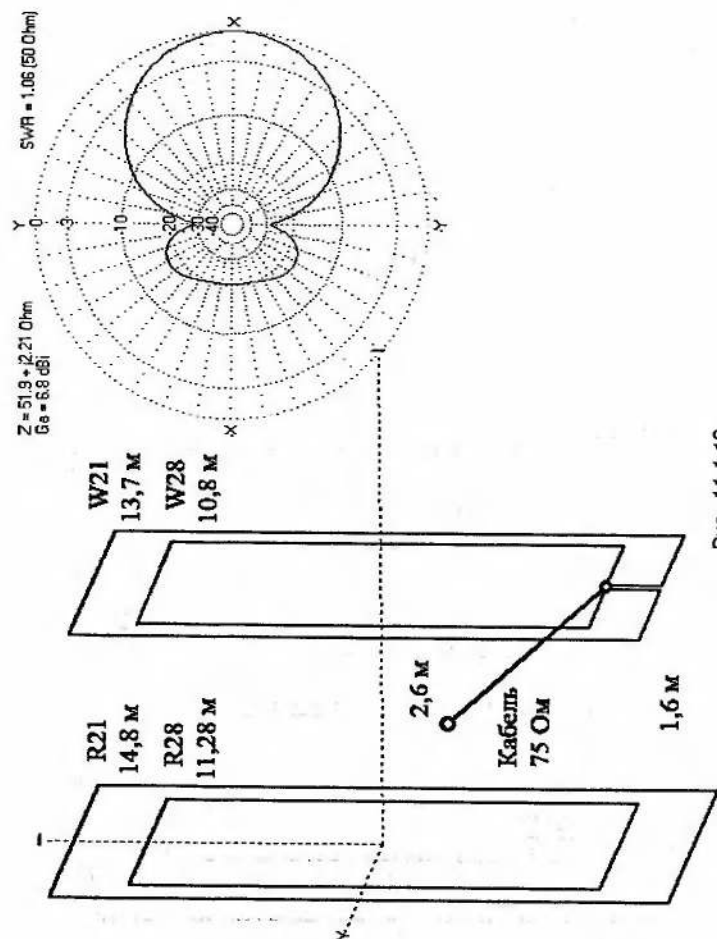


Рис. 11.1.19

для «двойных квадратов» (п. 11.1.3.2). А отрицательная jX_a получается небольшим укорочением вибратора.

Антенна, реализующая описанное согласование, показана в файле ...15m-10mqq_75soax.gaa и на рис. 11.1.19 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Без согласующего отрезка антенна имеет $Z_a = 112 + j0$ Ом на частоте 28,2 МГц и $93 - j28$ Ом на частоте 21,17 МГц. А с таким отрезком получаются чистые 50 Ом в обоих диапазонах.

Меньшее R_a на 21 МГц достигнуто меньшим электрическим расстоянием между рамками (то же самое физическое, что и для 28 МГц, но длина волны растет). А требуемые $-j28$ Ом — укорочением W_{21} . Сравните, на рис. 11.1.19 вибратор 21 МГц еще короче, чем на рис. 11.1.8, где он уже укорочен для компенсации влияния индуктивности соединительной линии. Здесь же потребовалось еще большее укорочение, чтобы получить импеданс, необходимый для согласования отрезком кабеля.

В этом (11.1.4) параграфе мы почти не рассматривали антенны Уда-Яги. Дело в том, что параллельное соединение $\lambda/2$ вибраторов (как непосредственно, так и через СУ) почти никогда не применяют. Потому что для диполей имеется близкое по физической сути, но более удобное решение: Open Sleeve (п. 5.2.2). Его мы и рассмотрим в следующем параграфе.

11.1.5. Совмещенные антенны с Open Sleeve вибратором

Open Sleeve вибраторы (п. 5.2.2) очень удобны в многодиапазонных антеннах Уда-Яги. С точки зрения распределения энергии передатчика, это почти эквивалентно параллельному включению. А паразитное взаимное влияние намного меньше. Если к этому еще прибавить и возможность согласования slave (S) вибраторов изменением расстояния до питаемого (master или M) вибратора, то преимущества Open Sleeve становятся неоспоримыми.

Такое согласование позволяет в широких пределах менять как R , так и реактивность (см. рис. 5.2.4). И никаких дополнительных СУ не требуется. На диапазонах S-вибратора $R_a = 50$ Ом достигается подгонкой расстояния M—S и шириной S-вибратора. Причем 50 Ом можно получить всегда, вне зависимости от настройки пассивных элементов, работающих в диапазоне S-вибратора. Это облегчает ее проектирование, позволяя добиваться оптимальной формы ДН и широкополосности, не обращая внимания на получающийся при этом импеданс,

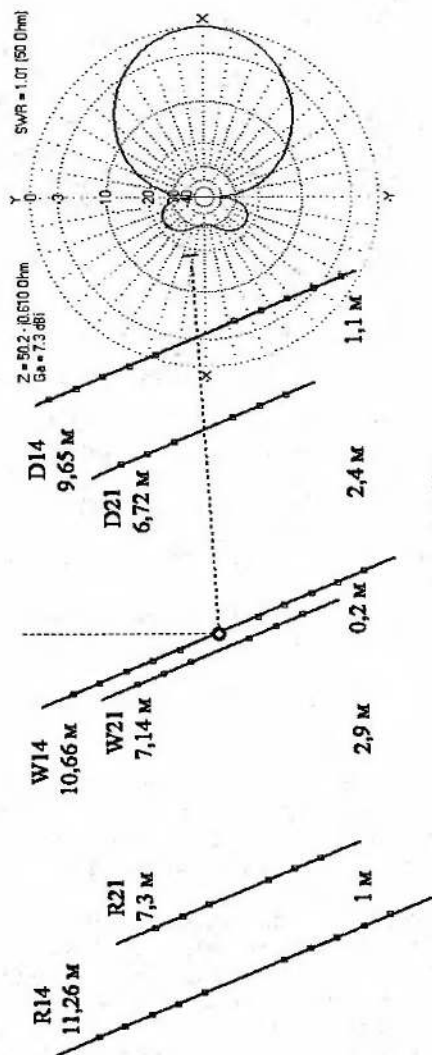


Рис. 11.1.20

так как настройкой S-вибратора можно согласовать любую практическую антенну.

Единственное ограничение этого способа возбуждения — Open Sleeve не применяется с рамочными вибраторами. Причина та же самая, которая объясняет меньшее взаимное влияние рамок разных диапазонов (п. 11.1.3): намного меньшая токовая связь между рамками, так как участки с максимальным током разнесены по высоте на десятки сантиметров. А для сильной токовой связи, являющейся основой принципа Open Sleeve, требуются расстояния между M и S вибраторами всего 5...25 см (см. рис. 5.2.4).

Очевидно, что в самом низкочастотном диапазоне (в котором работает M-вибратор) $R_a = 50$ Ом надо получать размерами и настройкой пассивных элементов этого диапазона. Никакие дополнительные СУ в данном случае не пригодны, так как они нарушают принцип Open Sleeve.

Двухдиапазонная (14 и 21 МГц) трехэлементная Уда-Яги с Open Sleeve вибратором показана в файле ...21-14.gaa и на рис. 11.1.20 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 14 МГц).

Основные параметры этой антенны в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.9.

Таблица 11.1.9

Диапазон	R_a , Ом	G_a , dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	7,5	20	>1000	440	840
21 МГц	50	7,3	28	750	240	500

Более узкие полосы на 21 МГц объясняется Open Sleeve возбуждением. В диапазоне S-вибратора полоса всегда уменьшается (п. 5.2.2).

Весьма популярна трехдиапазонная Open Sleeve Уда-Яги с уменьшенной длиной траверсы. Поскольку во главу угла тут ставится короткая траверса, то на 14 МГц уместается только два элемента. Для Open Sleeve входное сопротивление на нижнем диапазоне должно быть 50 Ом без дополнительных СУ. А для двухэлементной Уда-Яги получить $R_a = 50$ Ом можно только удлив траверсу до 0,15...0,2λ и включив пассивный элемент рефлектором (рис. 7.2.9). Конечно, это приведет к существенному падению F/B до 10 дБ (рис. 7.2.4), но в данном случае это неизбежная плата за повышение R_a до 50 Ом.

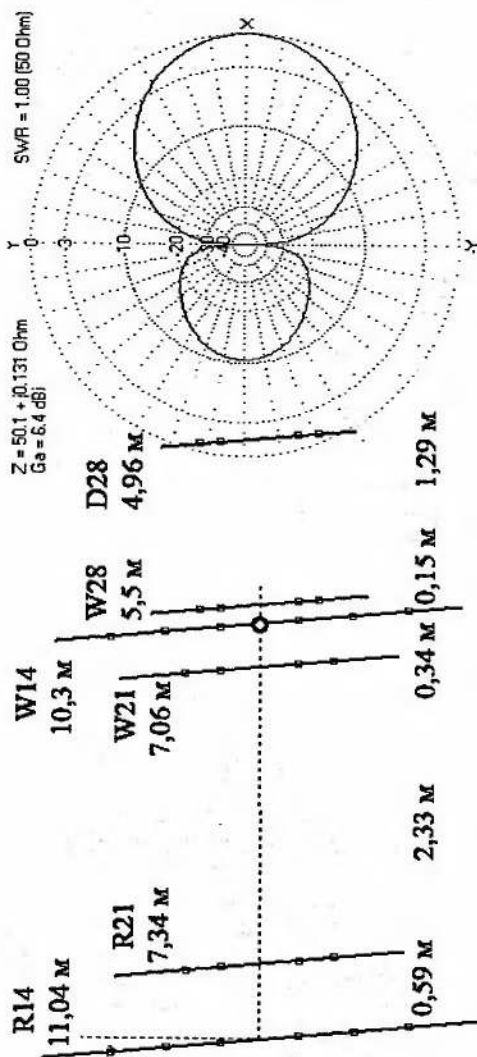


Рис. 11.1.21

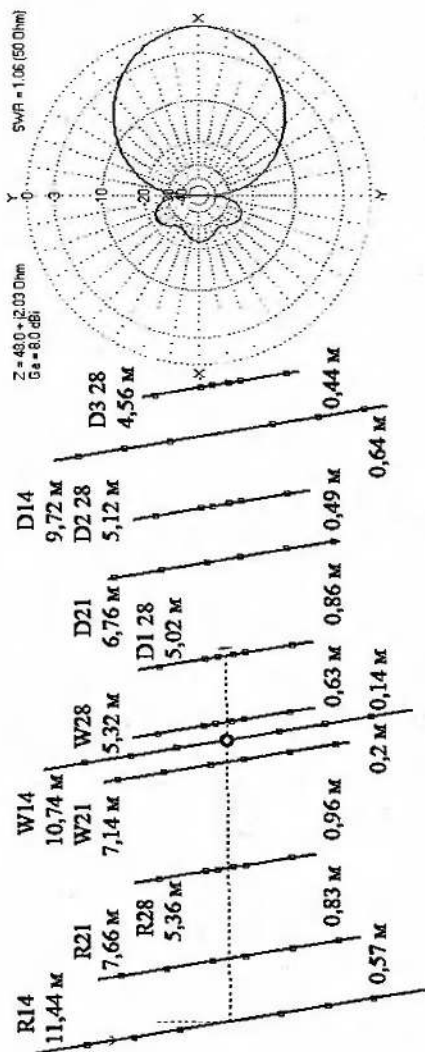


Рис. 11.1.22

Добавить в двухэлементную R-W Уда-Яги диапазон 21 МГц можно только тоже, как 2 R-W элемента. Просто нет смысла вытягивать D21 в другую сторону от R14, намного удлиняя траверсу. Поэтому и в диапазоне 21 МГц F/B такой антенны получается невысоким, те же 10 дБ.

А вот с 28 МГц уже есть выбор: или сделать так же, как и с 14 и 21 МГц (с таким же плохим F/B), или, удлинив траверсу примерно на метр, установить директор 28 МГц и тем самым повысить F/B до 20 дБ. В разных конструкциях используются оба этих варианта. Мы же в качестве примера рассмотрим такую антенну с директором на 28 МГц.

Эта трехдиапазонная (14, 21 и 28 МГц) Уда-Яги с Open Sleeve вибратором показана в файле ...JPT.gaa и на рис. 11.1.21 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Основные параметры антенны рис. 11.1.21 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.10.

Таблица 11.1.10

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	6,4	10	—	400	800
21 МГц	50	6,4	10	—	200	350
28 МГц	50	6,4	25	>2000	350	700

Другая трехдиапазонная (14, 21 и 28 МГц) Уда-Яги с Open Sleeve вибратором, большей длиной траверсы и высоким F/B на всех диапазонах показана в файле ...Uda14-21-28OS.gaa и на рис. 11.1.22 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 28 МГц).

Основные параметры антенны рис. 11.1.22 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.11.

Таблица 11.1.11

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	6,9	22	>1000	630	>1000
21 МГц	50	7,1	22	500	200	>1000
28 МГц	50	7,8	22	900	300	650

11.1.6. Другие приемы совмещения

В этом параграфе мы рассмотрим не упомянутые выше приемы совмещения нескольких однодиапазонных антенн в одну общую конструкцию.

Первый из них (наверное, и в историческом смысле он был первым) довольно очевиден. Разнесем две совмещаемые антенны Уда-Яги по высоте. Да, потребуется более высокая и прочная мачта, но зато взаимно наведенные токи сильно уменьшатся. Ведь напряженность поля в ближней зоне (а пространство вдоль траверсы Уда-Яги — это чистой воды ближняя зона) падает пропорционально квадрату расстояния (п. 3.1.1). Сравните, в многодиапазонных рамочных антеннах элементы разнесены всего на несколько десятков сантиметров, а насколько получаются проще требования по совмещению рамок (п. 11.1.3).

Если мы разнесем траверсы совмещаемых антенн Уда-Яги хотя бы на метр по высоте, то требования по совмещению упростятся до уровня рамочных антенн. А если разнести метра на 3, то совмещать можно, вообще ни о чем не заботясь. Недостаток такого подхода только в расточительности. Если на каждый диапазон мачту надо наращивать на 2...3 м, то никакой высоты не напасешься.

Поэтому так обычно совмещают уже двух...трехдиапазонные антенны. Например, в файле ...10_15_20.gaa показано совмещение в верхнем этаже двухдиапазонный (тоже совмещенной, но на одной траверсе) антенны Уда-Яги на 21 и 28 МГц (4 элемента для 21 МГц и 5 — для 28 МГц) с однодиапазонной четырехэлементной Уда-Яги диапазона 14 МГц в нижнем этаже. Межэтажное расстояние 3 м сводит взаимное влияние к минимуму. Самое опасное влияние элементов диапазона 14 МГц при работе на 28 МГц выражается лишь в изменении F/B на пару децибел. Паразитный ток, наводимый в элементах 14 МГц при работе на 28 МГц, в 20 раз меньше тока в «родных» вибраторах 28 МГц. В общем, все хорошо, кроме лишних 3 метров высоты мачты.

Обычно применяют более рациональное решение. Элементы высокочастотных диапазонов выполняют проволочными, V-образными, как части растяжек, поддерживающих трубчатые низкочастотные элементы.

Пример такой антенны показан в файле ...rb5im.gaa и на рис. 11.1.23 (параметры и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Это трехдиапазонная (14, 21 и 28 МГц) конструкция по затратам и сложности лишь немного превосходит однодиапазон-

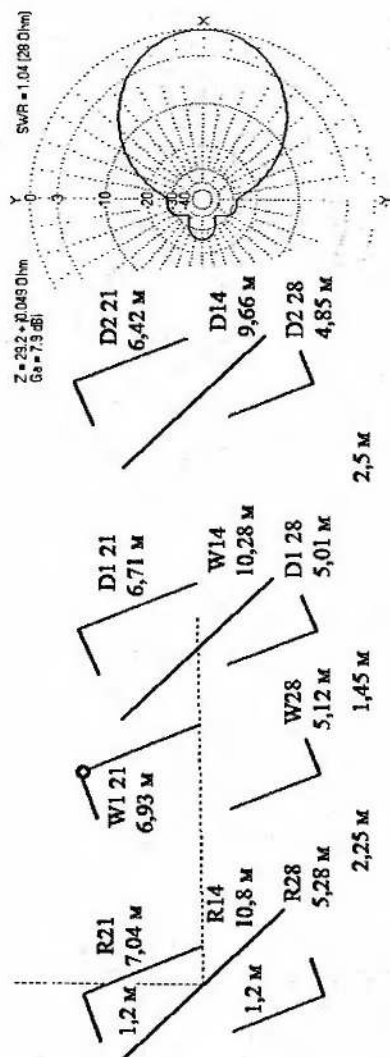


Рис. 11.1.23

ную трехэлементную Уда-Яги на 14 МГц. Собственно, именно такая антенна из трубчатых элементов и является основой конструкции.

На 21 и 28 МГц работают по 4 проволочных элемента. Все они растянуты на дополнительных стойках длиной по 1,2 м, установленных перпендикулярно траверсе. Три элемента 21 МГц (рефлектор и оба директора) являются частями оттяжек, поддерживающих трубы элементов 14 МГц. Для вибратора 21 МГц и всех элементов 28 МГц установлены отдельные стойки. Питание каждого диапазона по отдельному кабелю. 21 и 28 МГц, через $\lambda/4$ отрезки линий 37,5 Ом (два кабеля по 75 Ом в параллель). Вибратор 14 МГц удобнее питать через γ -согласование.

Основные параметры антенны рис. 11.1.23 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.12.

Таблица 11.1.12

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	28	7,5	27	>700	240	500
21 МГц	28	7,9	25	>700	330	600
28 МГц	28	8,5	20	>1400	100	660

В докомпьютерные времена рекомендовалось не только разнести две траверсы по высоте, но и поворачивать их перпендикулярно друг другу. Понятно, что это еще более уменьшало взаимно наведенные токи и влияние антенн разных диапазонов друг на друга. Но увеличивало конструктивные сложности и парусность. А также доставляло неудобства в работе. Оператору надо было помнить, что одна из антенн сдвинута по азимуту на 90° относительно другой.

Сейчас такое решение перестало использоваться, так как после появления компьютерного моделирования стало несущественным его главное преимущество: возможность объединять готовые однодиапазонные антенны без корректировки размеров. А неудобства остались.

Во всяком случае, за последние годы видел только одну конструкцию с перпендикулярным расположением антенн разных диапазонов. И то, сделано это было не из-за развязки, а для лучшего использования имеющегося пространства. Внутри «двойного квадрата» с траверсой рис. 11.1.9 перпендикулярно вставлены 6 квадратов на 50 МГц.

Дело в том, что длина антенны рис. 11.1.9 в направлении излучения «двойного квадрата» невелика. Всего 2,2 м. Это лишь 0,37λ на 50 МГц и этой длины мало для многоэлементной антенны с высоким усилением.

А вот поперек направления излучения «двойного квадрата» размер антенны рис. 11.1.9 составляет 5,57 м на 50 МГц это 0,93λ. Такой длины хватает на шестиэлементную антенну 50 МГц с высоким усилением.

При работе в эфире нередко бывает необходимо несколько раз повернуть антенну на 180°. Например, выясняя идет ли сигнал по длинному или по короткому пути (п. 3.1.9.2). Обычное механическое вращение на половину оборота занимает десятки секунд. А это долго, особенно имея в виду, что период замираний может быть меньше. И вы не можете быть уверены, упал ли уровень из-за неправильного азимутального направления или же, пока антенна поворачивалась, сигнал уменьшился из-за замираний.

Поэтому даже для вращаемой механически на 360° антенны весьма желательно иметь возможность быстрого электрического переключения максимума ДН на 180°. В трехэлементной направленной антенне это делают, переключая электрическую длину пассивных элементов так, чтобы рефлектор становился директором и наоборот (см. например, рис. 7.3.8). Для такого реверсирования максимума ДН антенна должна быть зеркально симметричной относительно середины конструкции (пп. 7.4.1, 7.4.2).

В файле ...Switch 3Q14_21_5Q_28.gaa и на рис. 11.1.24 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 28 МГц) показан трехдиапазонный (14, 21 и 28 МГц) «квадрат». На 14 и 21 МГц работают по три элемента, на 28 МГц — пять.

В диапазонах 14 и 21 МГц антенна работает одинаково. Питание подается в средние рамки, а переключаются местами рефлектор и директор включением в рамку директора укорачивающего конденсатора (50 и 35 пФ, на 14 и 21 МГц соответственно).

На 28 МГц длина траверсы 8,8 м вынуждает использовать 5 элементов. Средний элемент на этом диапазоне всегда работает первым директором. А рефлектор и вибратор при переключении меняются местами со вторым и третьим директором. Поэтому укорачивающий конденсатор второго директора выполняется как замкнутый на конце отрезок кабеля 50 Ом физической длиной 2,3 м (при $K_y = 0,66$), идущий до коммутатора основного кабеля питания диапазона 28 МГц.

Таблица 11.1.13

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	28	9,1	27	450	175	308
21 МГц	50	9,0	30	>600	190	400
28 МГц	50	10,8	22	>1000	180	480

Основные параметры антенны рис. 11.1.24 в свободном пространстве показаны в табл. 11.1.13.

11.2. Антенны, в которых каждый элемент работает на всех диапазонах

Способы реализации. Мультирезонансные элементы. С механически изменяемыми размерами. Управление электрической длиной элементов. Элементы управляемой электрической длины в сочетании с фиксированными элементами.

Все модели, упоминаемые в этом разделе, находятся в папке ...ANT\Common element\.

11.2.1. Способы реализации

В предыдущем разделе мы видели, что при совмещении нескольких однодиапазонных антенн элементы разных диапазонов заметно влияют друг на друга. А это приводит ко многим неприятностям: искажению ДН, снижению F/B, необходимости взаимной корректировки размеров.

Причина этой проблемы в том, что в совмещенных антеннах на каждом диапазоне работает только часть из имеющихся элементов. А остальные стоят без дела. Даже хуже, не просто стоят, а мешают работающим элементам. Хотя мы иногда и пытались как-то использовать нерабочие элементы (например, на рис. 11.1.6 для увеличения F/B), но это было совсем неэффективное использование.

Этот гордиев узел рубится под корень в многодиапазонных антеннах, устроенных так, что каждый из элементов используется на всех диапазонах. Такие антенны и являются темой этого раздела. Паразитных элементов, не работающих на каком-то диапазоне, в них просто нет (соответственно, никаких проблем

с их влиянием не возникает). По той же причине расход материала и вес антенн, в которых каждый элемент работает на каждом диапазоне, в несколько раз меньше, чем у совмещенных антенн.

В этих антеннах число активных элементов на каждом диапазоне равно общему числу элементов. В отличие от совмещенных антенн, где на каждом из диапазонов работает лишь малая часть из их общего числа. Так, если вы слышите в эфире на 20 м: «У меня семь элементов», то это вполне может оказаться совмещенная антенна вроде рис. 11.1.2, и на самом деле в данный момент работают лишь три элемента из семи.

Если же работает, например трехэлементная антенна на 14, 21 и 28 МГц с использованием каждого элемента на всех диапазонах, то это будет именно трехэлементная антенна на каждом диапазоне. Поскольку неработающие элементы отсутствуют, то расходы материала на такую многодиапазонную антенну лишь немного выше, чем на однодиапазонную.

Существует три способа реализации элементов для таких антенн:

1. Мультирезонансные элементы, резонирующие одновременно на нескольких частотах. В разделе 5.3 описано, как включение LC-контуров в диполь или рамку приводит к появлению нескольких резонансов. Никаких дополнительных усилий по переключению диапазонов не требуется. Антенна сама «переключается» по частоте. Слово «переключается» взято в кавычки потому, что никакого переключения на самом деле не происходит. Антенна и ее элементы уже заранее и одновременно имеют резонансы на всех требуемых частотах.

2. Механическое изменение длины элементов по диапазонам. В отличие от предыдущего способа, автоматически это не происходит. Размер элемента сам по себе не изменится, его придется переключать скачками (реле) или менять плавно (шаговыми двигателями). Потребуется блок управления и вмешательство оператора: ручная настройка или команда вызова из памяти блока управления заранее сохраненных настроек данного диапазона. В этом способе в каждый момент времени каждый элемент имеет только одну резонансную частоту.

3. Управление электрической длиной элементов по частоте. Требуется не только элемент, с перестраиваемой электрически резонансной частотой, но и узел перестройки (например, дистанционно управляемый переменный конденсатор). Все остальное (блок управления, вмешательство оператора, одна резонансная частота в данный момент времени) такое же, как и в предыдущем способе.

В таком порядке мы и рассмотрим все три способа в следующих параграфах (по одному в каждом).

Но до того, укажу основные недостатки антенн, в которых каждый элемент работает на всех диапазонах:

1. Одинаковое физическое расстояние между элементами приводит к тому, что электрическое расстояние меняется по диапазонам пропорционально длине волны. Это существенно ограничивает свободу в выборе длины траверсы и получение одинакового входного сопротивления по диапазонам. Кроме того, приходится снижать усиление на низших диапазонах. В самом деле, на верхней частоте F_{\max} траверса не может быть длиннее предела, выше которого резко падает F/B . А на низшей частоте F_{\min} та же самая физическая длина траверсы электрически окажется короче в F_{\max}/F_{\min} раз. И такое укорочение электрической длины траверсы при неизменном числе элементов придется оплатить падением G_a и полосы.

2. Если не используется механическое изменение длины элементов, то при смене диапазона изменяется их электрическая длина. Это также сильно осложняет достижение равномерного R_a в разных диапазонах.

11.2.2. Мультирезонансные элементы

В разделе 5.3 рассмотрено, как включением LC-контуров сделать диполь или рамку с несколькими резонансными частотами.

На первый взгляд, создание многодиапазонной направленной антенны из мультирезонансных элементов выглядит несложной задачей. Сделаем вибратор, резонирующий в серединах нужных диапазонов, и пассивные элементы, резонирующие на несколько % ниже (если это рефлектор), или выше (если директор) средних частот диапазонов. И разместим эти элементы на траверсе.

Но, как это обычно и бывает, на практике возникают трудности. К общим проблемам таких антенн (см. окончание предыдущего параграфа) в данном случае прибавляется еще одна. Ведь мультирезонансный элемент с LC-контурами (как параллельными — трапами, так и последовательными) на нижних диапазонах укорочен (раздел 5.3). Причем наихудшим из всех возможных способов укорочения — индуктивностью.

Укорочение, кроме общего сужения полосы и падения усиления, приводит и к изменению оптимального расстояния между элементами, а для двухэлементной антенны даже типа пассивного элемента (см. главу 8).

Поэтому антенны с мультирезонансными элементами всегда компромиссны. Проектирование таких антенн требует одновременного сведения противоречивых требований и сильно напоминает поговорку: «Нос вытащил — хвост увяз». Приходится чем-то жертвовать: или усилением, или согласованием, или F/B.

Другой недостаток антенны с мультирезонансными элементами — необходимость учитывать паразитные резонансы других диапазонов. Но ведь здесь же нет элементов других диапазонов? Элементов нет, а резонансы других диапазонов есть.

Посмотрите на рис. 11.1.1. Показанная там картина «рассыпания» ДН на 28 МГц никак не изменится в лучшую сторону, если вместо двух отдельных директоров 28 и 24 МГц мы установим двухчастотный директор 24/28 МГц. С точки зрения поля вибратора 28 МГц все равно, что справа от него (по рис. 11.1.1) действует как паразитный рефлектор этого диапазона: отдельный директор 24 МГц или двухчастотный 24/28 МГц.

Наиболее распространены мультирезонансные траповые антенны. Как описано в пп. 5.3.1—5.3.4, элементы с параллельными LC фильтрами-пробками (трапами) могут резонировать в нескольких диапазонах. Трапы действуют как резонансный переключатель, отключающий избыточную (с точки зрения достижения резонанса) на данном диапазоне часть длины элемента.

Отмечу, что трапы одного диапазона во всех элементах (R, W, D) должны настраиваться на среднюю частоту данного диапазона. Не следует настраивать трапы рефлектора и директора, ориентируясь на резонансные частоты элементов. Рефлектор резонирует на несколько % ниже средней частоты диапазона, а директор — на несколько % выше. Но физически в антенне нет токов, соответствующих этим частотам. По всем элементам протекают только токи с частотой данного диапазона. Их и надо отсекал трапами, настроенными на эту частоту. А разные резонансные частоты R и D означают лишь время задержки (то есть фазу) токов с частотой рассматриваемого диапазона.

Классическая трехдиапазонная (14/21/28 МГц) траповая антенна Уда-Яги приведена в файле ...3e Triband Yagi.gaa и на рис. 11.2.1 (ДН и параметры на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц). Подобные антенны выпускаются под разными названиями, например A3S.

Основные параметры антенны рис. 11.2.1 в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.1.

Из этой таблицы хорошо виден компромиссный характер антенны.

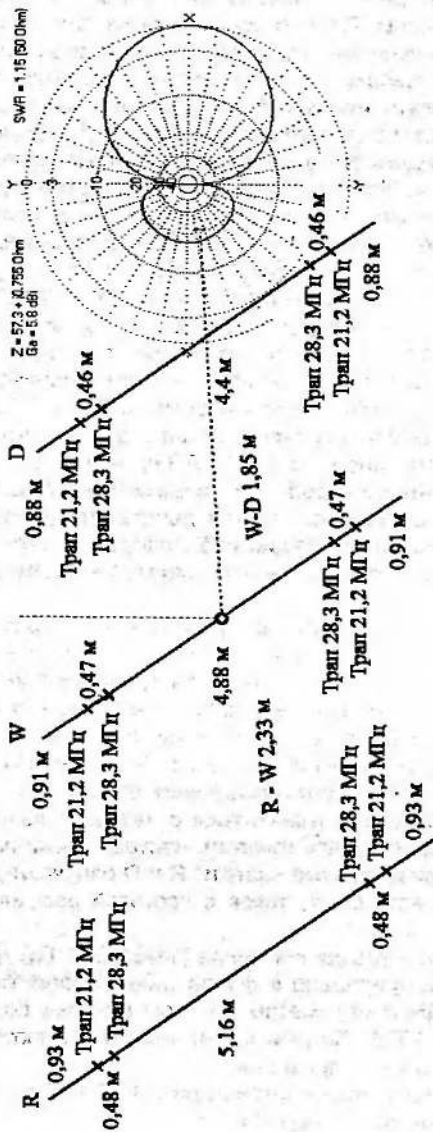


Рис. 11.2.1

Таблица 11.2.1

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	1,3	6	17	400	120	250
21 МГц	1,1	6	22	250	150	270
28 МГц	1,1	7,6	20	1500	400	1000

Диапазон 28 МГц. Работают только внутренние части элементов. Все остальное отрезано трапами. Длина траверсы 0,4λ. Это предельное значение для F/B = 20 дБ. Дальнейшее удлинение траверсы ощутимо снижает F/B на 28 МГц. Большая длина траверсы позволяет легко получить широкие полосы как по F/B, так и по КСВ. Их даже не очень портят подключенные через узкополосные трапы внешние части элементов. В этом диапазоне антенна оптимальна (ну, разве что F/B не блещет из-за длинной траверсы).

Диапазон 21 МГц. Работают внутренние части элементов плюс подключенные через расстроенные на этом диапазоне трапы 28,3 МГц средние части (до трапов 21,2 МГц). Электрическая длина траверсы уменьшается до 0,3λ. Не представляет труда получить хорошее F/B и Ra близкое к 50 Ом.

Но вот с полосами в этом диапазоне беда. Во-первых, работающие части элементов укорочены трапами 28,3 МГц, работающими в этом диапазоне как катушки индуктивности. Коэффициент укорочения получается 0,8. При таком K_y полоса трехэлементной Уда-Яги уменьшается более чем в 1,5 раза, по сравнению с полноразмерной (рис. 8.1.2).

Окончательно добивают полосу в этом диапазоне внешние части элементов, подключенные через трапы 21,3 МГц. Трапы ведь узкополосные. И при расстройке уже в десятки килогерц ведут себя не как изоляторы, а как реактивность. К сожалению, в данной антенне на 21 МГц это приводит к заметному сужению полосы. Она не превышает 300 кГц даже по самым мягким критериям.

Диапазон 14 МГц. Работает вся длина элементов. За счет катушек трапов K_y = 0,7. Это довольно много, но так как к дальним концам больше ничего не подключено, то относительная полоса получается даже шире, чем на 21 МГц (абсолютная немного уже).

Электрическая длина траверсы мала, $0,2\lambda$. Кроме негативного влияния на полосу, это мешает получить R_a , близкое к 50 Ом. Приходится расстраивать элементы, уводя их от максимума F/B. Опустив такой расстройкой F/B до 17 дБ, удается получить $R_a = 37$ Ом, что дает $KCB_{50} = 1,3$. Улучшить KCB в этом диапазоне можно только за счет ухудшения F/B и наоборот.

Для улучшения антенны в диапазоне 14 МГц можно отодвинуть директор подальше от вибратора так, чтобы общая длина траверсы достигла бы $0,3...0,35\lambda$. При этом возрастает R_a до 50 Ом, F/B уходит за 20 дБ, а полоса расширяется.

Но при этом ведь на 28 МГц длина траверсы окажется целых $0,6...0,7\lambda$. Это чересчур много для трех элементов. Поэтому число элементов на 28 и 21 МГц приходится увеличивать до четырех. Для этого между общим вибратором и крайним правым директором (который работает на всех трех диапазонах) вставляют двухчастотный директор (тоже с трапами) 21/28 МГц. Получается 3 элемента на 14 МГц и по 4 — на 21 и 28 МГц, то есть принцип использования каждого элемента на каждом диапазоне тут нарушается. Один из директоров на 14 МГц не используется.

Такая антенна имеет хорошие характеристики на 14 и 28 МГц, однако на 21 МГц полоса по-прежнему остается узкой.

С помощью трапов можно сделать двухдиапазонным и «двойной квадрат». На верхнем диапазоне это обычный QQ, разве что расстояние между рамками выбирается больше обычного, около $0,2\lambda$. Для того чтобы получить резонанс на втором, более низкочастотном диапазоне, к обеим рамкам добавляются емкостные нагрузки. А чтобы они не влияли на верхний диапазон, их отсекают трапами.

Пример такого двухдиапазонного (14 и 21 МГц) «двойного квадрата» приведен в файле ...QQ21-14short.gaa и на рис. 11.2.2 (ДН и параметры на этом рисунке соответствуют диапазону 14 МГц). Основой антенны является обычный QQ на 21 МГц, в который при помощи трапов (расположенных обычным образом, в пучностях напряжения) добавляются емкостные нагрузки на 14 МГц.

Параметры антенны рис. 11.2.2 в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.2. В диапазоне 21 МГц они соответствуют обычному «двойному квадрату» с удлиненной траверсой. А на 14 МГц полоса антенны очень узкая и усиление мало. Укорочение дало себя знать.

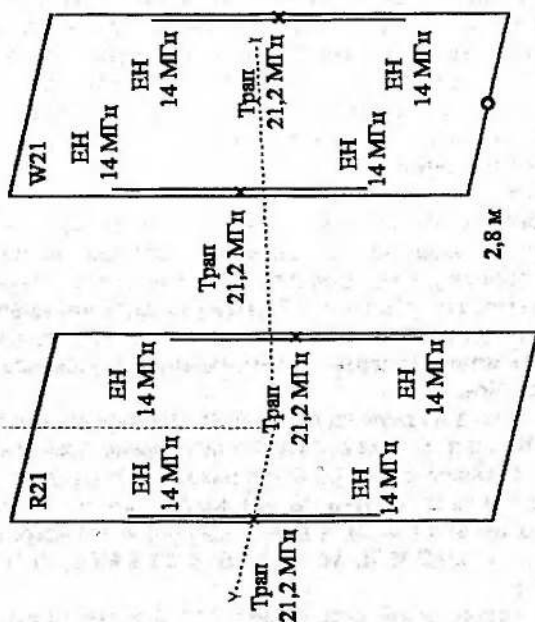
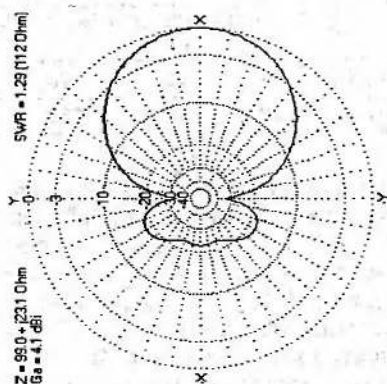


Рис. 11.2.2

Таблица 11.2.2

Диапазон	КСВ ₅₀ после согласующего отрезка кабеля	R _a , Ом	G _a , дБi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
					F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	1,1	85	3,9	21	100	70	160
21 МГц	1,4	150	6,9	20	800	230	1000

Согласование антенны рис. 11.2.2 сделано отрезком кабеля 75 Ом с электрической длиной $\lambda/4$ на 21,2 МГц, дающем входное сопротивление 112 Ом. Но $R_a = 150$ Ом, поэтому КСВ на резонансе не очень хорош — 1,4. На 14 МГц тот же кабель имеет электрическую длину $0,167\lambda$ и преобразует 50 Ом в $85 + j31$ Ом. Следовательно, он согласует $Z_a = 85 - j31$ Ом (то есть комплексно-сопряженный импеданс). Активная часть входного импеданса в этом диапазоне близка к 85 Ом, а требуемые $-j31$ Ом легко получить небольшим укорочением емкостных нагрузок. Поэтому КСВ на 14 МГц получается низким.

У элементов с трапами отключенные трапами части не используются на верхних диапазонах. А зря, избыточную длину можно конвертировать в усиление. Но для этого надо, чтобы на всех диапазонах работала вся длина элемента. Добиться этого можно только включением СУ в точки максимального тока каждого из элементов.

В п. 5.1.5.1 описано, что параллельный LC-контур в точке питания работает как двухдиапазонное СУ. При этом один диполь имеет два резонанса. На верхнем диапазоне диполь подключен к источнику через емкостное $-jX$ контура, на нижнем — через индуктивное $+jX$ контура. Поэтому на верхнем диапазоне диполь удлинен, а на нижнем укорочен. Ясно, что из трех таких диполей можно создать трехэлементную двухдиапазонную антенну Уда-Яги.

Такая антенна на диапазоны 14 и 21 МГц показана в файле ...3el_14-21LC.gaa и на рис. 11.2.3. Физические размеры всех элементов антенны рис. 11.2.3 одинаковы. Необходимые резонансные частоты элементов устанавливаются настройкой контуров (отдельно L и C), в них включенных: R настраивается на 13,94 и 20,8 МГц; W — 14,15 и 21,2 МГц; D — 14,69 и 21,74 МГц.

ДН и распределение токов на рис. 11.2.3 соответствует диапазону 21 МГц. Видно, что в отличие от траповых антенн работает вся длина элемента. Без дела не простаивает ни один

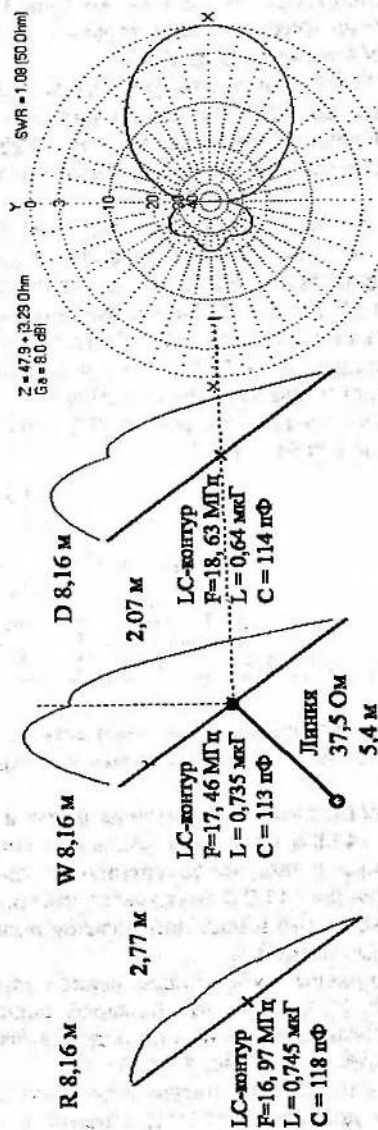


Рис. 11.2.3

кусочек. Прибавка усиления на 21 МГц от этого, хотя и невелика (и уменьшается из-за потерь в LC-контурах), но имеется. Электрическая длина траверсы на этом диапазоне оптимальна для трехэлементной антенны $0,35\lambda$.

В диапазоне 14 МГц элементы укорочены с $K_y = 0,8$. Это, конечно, уменьшает G_a , полосу и R_a . Вносит свой вклад и укорочение электрической длины траверсы до $0,23\lambda$. R_a самой антенны на 14 МГц получается около 28 Ом и повысить его не удастся.

Согласование в обоих диапазонах делается отрезком линии 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель) электрической длиной 5,4 м. В диапазоне 14 МГц это составляет $0,26\lambda$ и повышает 28 Ом до 50 Ом. На 21 МГц электрическая длина согласующего отрезка возрастает до $0,37\lambda$. Такой отрезок согласует на 50 Ом импеданс $36 - j10$ Ом. На эти значения и должна оптимизироваться антенна в диапазоне 21 МГц.

Основные параметры антенны рис. 11.2.3 в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.3.

Таблица 11.2.3

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	<1,1	6,5	22	400	230	350
21 МГц	<1,1	8	22	700	180	310

Сравним их с аналогичными значениями антенны рис. 11.1.1, которая имеет близкие (но чуть меньшие) размеры и равное число элементов:

- Усиление рассматриваемой антенны выше в обоих диапазонах. Но 14 МГц на 0,5 дБ (меньшее число катушек снижает потери в них, плюс удлинение траверсы). На 21 МГц антенна рис. 11.2.3 выигрывает много. Целых 2 дБ. Причины те же самые и еще добавляется полное использование длины элементов.
- F/B примерно равны. Лучшее подавление излучения назад у антенны рис. 11.2.3 связано с большей длиной траверсы и способом согласования (нам не надо вытягивать 50 Ом самой антенной, как на рис. 11.1.1).
- Полосы рассматриваемой антенны заметно шире. Правда, по КСВ в диапазоне 21 МГц незначительно, но не надо забывать, что это при выигрыше усиления в 2 дБ.

В общем, антенна рис. 11.2.3 имеет очень хорошие параметры для двухдиапазонной системы. А чем это удовольствие оплачивается? Весьма сложной процедурой проектирования и настройки.

Данные LC-контуров зависят от электрической длины элемента. А следовательно, от его длины, радиуса и способа тапирования, высоты над землей. Поэтому путь «сделать все 1 к 1, как в описании» скорее всего не сработает.

Нет, если вы используете трубы диаметром 25 мм и поднимете антенну над землей выше полуволны, то повторение по данным рис. 11.2.3 даст хорошие результаты. Но если трубы будут иными, то придется на модели подгонять не только их размеры, но и значения L и C каждого из контуров. В самом деле, если вы меняете радиус элемента, меняется его погонная индуктивность (да и вообще, размах характеристики $jX(f)$ см. рис. 3.3.3—3.3.6) и для настройки его на заданные частоты потребуются уже другие значения L и C каждого из контуров.

Причем, в отличие от трапов, при такой настройке не стоит обращать внимания на резонансную частоту контуров. На рис. 11.2.3 она приведена только для справки. При иных радиусах элементов резонансные частоты контуров вполне могут меняться. Кстати, поэтому требования по электрической прочности к данным LC-контурам намного ниже, чем у трапов.

Впрочем, сильно радоваться этому не следует, требования по добротности остаются высокими. Ведь сопротивления потерь катушки и конденсатора включены последовательно с источником и бесполезно отбирают мощность последнего на нагрев, снижая общее усиление антенны. Но вернемся к настройке.

Ориентироваться при ней (как на модели, так и на практике) надо на требуемые резонансные частоты элементов, приведенные выше (на с. 276). А после того как они достигнуты, точно подогнать F/B и R_a в каждом диапазоне.

Проблема состоит в том, что каждый из элементов LC-контура одновременно влияет на оба диапазона. Хотя изменение L влияет в большем на низший диапазон, а C — на высший, но настройка каждого элемента требует нескольких кругов (п. 5.1.5.1).

Можно применить описанный прием и для «двойного квадрата». Но на нижнем диапазоне результаты получаются неважные. Не любят QQ укорочения индуктивностью (п. 8.1.3). Но для полноты картины рассмотрим такую антенну. Она приведена в файле ...14-21LC 2 el quad.gaa и на рис. 11.2.4. Параметры

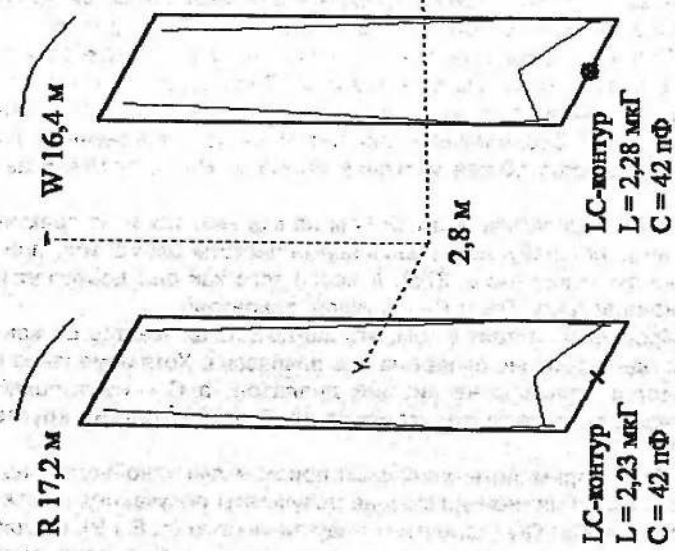
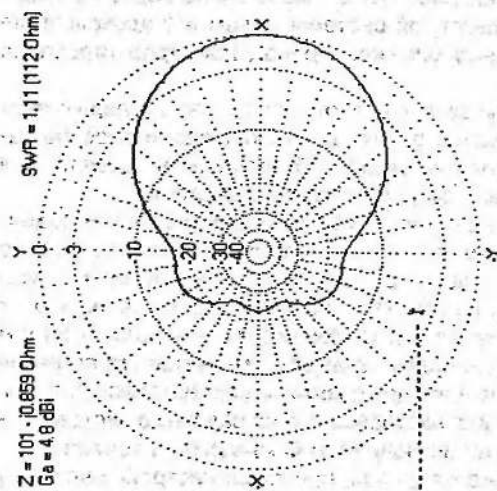


Рис. 11.2.4

и распределение токов на этом рисунке соответствуют диапазону 14 МГц.

Основные параметры антенны рис. 11.2.4 в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.4.

Таблица 11.2.4

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	90	4,8	20	120	90	180
21 МГц	260	7,3	20	600	800	1300

Бросаются в глаза плохие параметры в диапазоне 14 МГц. Усиления всего 4,8 dBi. Это мало для направленной антенны. Можно немного (до 5,2...5,5 dBi) поднять усиление, повышая добротность катушек до 300...400 (в модели ...14-21LC 2 el quad.gaa установлена добротность 200). Но такие катушки имеют ощутимый вес, а рамки у нас проволочные. Механически неудобно получится. И даже при очень хороших катушках мы никуда не денемся от узкой полосы. Фактически антенна ведет себя как направленная лишь в полосе 120 кГц. И столь печальный результат получается при относительно небольшом укорочении, $K_y = 0,8$.

В диапазоне 21 МГц антенна рис. 11.2.4 имеет параметры хорошего «двойного квадрата». Однако большое (0,2λ) расстояние между рамками и их физическое удлинение приводят к избыточно высокому $R_a = 260$ Ом. Согласовать его конечно можно. Но не одновременно с 90 омами входного сопротивления на 14 МГц. Поэтому требуется еще и переключение согласующего устройства по диапазонам.

В п. 5.1.5.1 описано, что включение в пучность тока двух LC-контуров дает три резонансные частоты такого элемента (см. модель ...\\ANT\\HF multibands\\Ant+tuner\\14-21-28 LCdipole.gaa). По идее, из таких элементов можно сделать трехдиапазонную направленную антенну. Имеются даже описания в любительской литературе. Но, к сожалению, трудоемкость настройки такой антенны превосходит все мыслимые пределы. В каждом из элементов имеются по 4 регулировки (две катушки, два конденсатора), причем каждая из этих регулировок влияет на все диапазоны сразу. Поэтому практическая настройка такой антенны на рабочей высоте представляется делом почти безнадежным. Во всяком случае, мне на практике такие антенны ни разу не встречались.

11.2.3. С механически изменяемыми размерами

В предыдущем параграфе мы убедились, что получить несколько резонансных частот от одного элемента методами чистой радиотехники непросто. А результаты получаются хуже, чем у однодиапазонных антенн, особенно в части полосы пропускания.

Да, безусловно, в смысле удобства для оператора антенны с мультирезонансными элементами очень практичны. С ними вообще ничего не надо делать при смене диапазона. Но оплачивается этот комфорт снижением G_a на низших диапазонах и полос пропускания.

Что мы можем выгадать, если поручим оператору управлять сменой диапазонов в антенне? Ответ на этот вопрос рассматривается в этом и в следующем (п. 11.2.4) параграфах. В данном параграфе мы рассматриваем механическое изменение размеров элементов, а в п. 11.2.4 — электрическое.

Изменять физические размеры элемента можно двумя способами:

1. Дискретно, при помощи реле. Так, как описано в п. 5.2.3.2 и показано на рис. 5.2.10. При переходе с НЧ диапазона на следующий вверх по частоте, высоковольтные (на концах диполя максимумы напряжения) реле отключают ненужные на этом диапазоне части диполя с обеих сторон. На пятидиапазонный (14/18/21/24/28 МГц) элемент требуется 8 реле. А на трехэлементную антенну из таких элементов — 24 реле.

2. Плавно, вытягивая-наматывая моторами металлическую ленту. Примерно так же, как в обычной, мерной рулетке. На рис. 11.2.5 показано фото центрального узла диполя антенны SteppIR, реализующей этот способ.

В качестве материала элемента используется упругая перфорированная медная лента. Исходно она намотана на двух барабанах (справа внизу рис. 11.2.5) примерно так же, как в рулетке. Два шаговых двигателя своими выходными шестеренками (на фото в центре) тянут или толкают ленту, в зависимости от того надо укоротить или удлинить элемент.

Оба конца ленты через направляющие (белые пластины в центре) раздаются в разные стороны в стеклопластиковую трубу (на рис. 11.2.5 она слева), внутри которой, собственно и движется лента, меняя размеры элемента. Стеклопластиковая труба имеет небольшой диаметр и не дает ленте перегибаться и свиваться. Кроме того, она механически поддерживает

ленту в горизонтальном состоянии и защищает ее от превратностей погоды. Поэтому размеры трубы соответствуют максимально возможной длине элемента.

Перед барабанами к ленте подключены токосъемники. Если элемент используется как вибратор, они используются как точки питания. В пассивных элементах оба токосъемника перемкнуты.

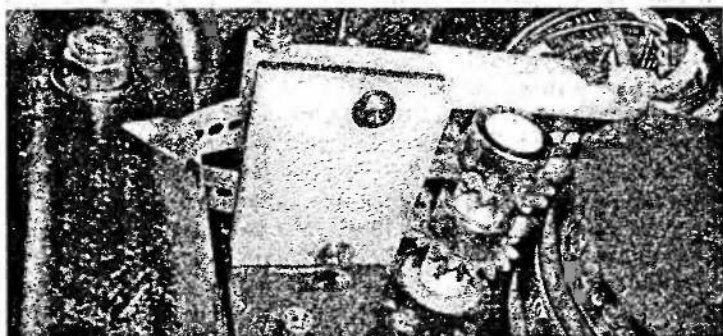


Рис. 11.2.5

Как вы уже поняли, оба этих способа не являются ни простыми, ни дешевыми. А что мы получаем взамен? То, что антенна в каждый момент времени работает почти как однодиапазонная. Следовательно:

- Кардинально решается проблема с паразитными резонансами. Они просто отсутствуют. Каждый элемент в каждый момент времени имеет единственный резонанс. Поэтому в одной конструкции можно реализовать даже очень близкие диапазоны.
- Обеспечивается максимальная полоса в каждом диапазоне. Такая же, как и у однодиапазонной антенны.
- Не надо терять усиление из-за укорочения элементов. Они полноразмерные на любом диапазоне.

Получается идиллия? Нет, есть и минусы. Не зря выше отмечено, что антенна работает не в точности как однодиапазонная, а почти так. Ведь механически изменяются размеры только элементов. А механическая длина траверсы остается неизменной. Поэтому электрическая длина траверсы меняется с частотой, а это приводит к неприятностям, описанным в п. 11.2.1.

На нижнем диапазоне траверса электрически получается слишком короткой (что снижает R_a , G_a и полосу), а на верхнем — слишком длинной (что ухудшает F/B).

Снижение G_a с понижением частоты можно простить (у большинства многодиапазонных направленных антенн так).

А вот низкое R_a на нижнем диапазоне означает, что такую антенну невыгодно проектировать на 50 Ом. Потому что из-за короткой траверсы получить 50 Ом на нижнем диапазоне невозможно. Оптимальным для трехэлементной многодиапазонной антенны с изменяемыми размерами элементов является $R_a = 25$ Ом. А это требует широкополосного ферритового трансформатора в точке питания.

Падение F/B с повышением частоты из-за роста электрической длины траверсы антенну конечно не украшает. Однако усиление растет с частотой и хорошее G_a оказывается важнее глубокого подавления назад. Обычно идут на снижение F/B на верхнем диапазоне до 10...12 дБ. Мы уже привыкли к большим цифрам F/B , но не надо забывать, что 10...12 дБ это 10...16 раз по мощности, то есть немало. И (что существеннее), допуская такое снижение, становится возможным реализовать антенну, перекрывающую все диапазоны от 14 до 28 МГц. Такую конструкцию мы сейчас и рассмотрим.

Это обычная трехэлементная антенна Уда-Яги с длиной траверсы 4,9 м, с одинаковыми расстояниями $R-W$ и $W-D$, по 2,45 м. Антенна проста настолько, что даже рисунка приводить не стану. Кто не может без рисунка — посмотрите на рис. 7.4.6, только у нас размеры будут иными.

Размеры и характеристики по всем 5 диапазонам приведены в файлах ...SR14.gaa, ...SR18.gaa, ...SR21.gaa, ...SR24.gaa, ...SR28.gaa и в табл. 11.2.5. Имеется в виду свободное пространство. Как видно из этой таблицы, G_a довольно высокое и растет с частотой от 7,3 до 9,3 dBi.

$R_a = 25$ Ом достигается на всех диапазонах, поэтому хороший ферритовый ШПТ согласует антенну во всех диапазонах (этот трансформатор на рис. 11.2.5 виднеется справа вверху). Но, кроме согласования, ШПТ ограничит максимальную мощность, подводимую к антенне. Он самое слабое место в этом смысле (если используется релейное переключение, то надо следить и за пробивным напряжением между их контактами, так как они находятся в пучности напряжения).

От 14 до 21 МГц F/B остается стабильно высоким, 25 дБ. Но с дальнейшим ростом частоты электрическая длина траверсы становится чрезмерной для глубокого ослабления назад.

Поэтому оно снижается до 16 дБ на 24,9 МГц и всего до 10 дБ на 28 МГц.

Полосы, приведенные в табл. 11.2.5, довольно широки. Но интересуют они нас только в случае, если антенна выполняется с релейной коммутацией. В случае же плавной регулировки длин элементов антенна может быть настроена на любую частоту, и ее широкополосность влияет лишь на то, насколько часто придется ее перестраивать по частоте.

Таблица 11.2.5

Диапазон	Ra, Ом	Ga, дБи	F/B, дБ	R, см	W, см	D, см	Полоса по уровню		
							F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	25	7,3	25	1076	1034	986	700	180	410
18 МГц	25	7,9	25	828	798	764	750	190	450
21 МГц	25	8,3	25	700	676	646	900	290	520
24 МГц	25	8,8	16	590	570	546	750	320	590
28 МГц	25	9,3	10	512	492	480	—	300	570

Размеры элементов, приведенные в табл. 11.2.5, соответствуют тонкой ленте (главная перестройка) шириной 15 мм или трубкам (релейная коммутация) диаметром 8 мм. Естественно, при других трубках размеры придется пересчитать.

При плавном изменении размеров элементов антенна имеет полезную функцию: так как расстояния R-W и W-D одинаковы, то обменом размеров R и D можно быстро электрически реверсировать направление излучения, не вращая антенну механически.

Если в антенне табл. 11.2.5 используется плавное изменение размеров, то возникает естественное желание получить еще и диапазон 50 МГц. Ведь элементы легко укорачиваются. Но длина траверсы в этом диапазоне достигает 0,82λ и никакими ухищрениями с размерами не удастся добиться F/B больше 2...3 дБ, да и усиление падает всего до 5...6 дБи.

Проблему удастся решить добавлением фиксированного первого директора этого диапазона. На всех остальных КВ диапазонах он никакого влияния не окажет, слишком мал. А на 50 МГц он поднимает F/B до 20 дБ.

Такой вариант антенны с изменяемыми размерами элементов, настроенной на 50 МГц показан в файле ...SR50.gaa и на рис. 11.2.6. Для диапазона 50 МГц межэлементные расстояния

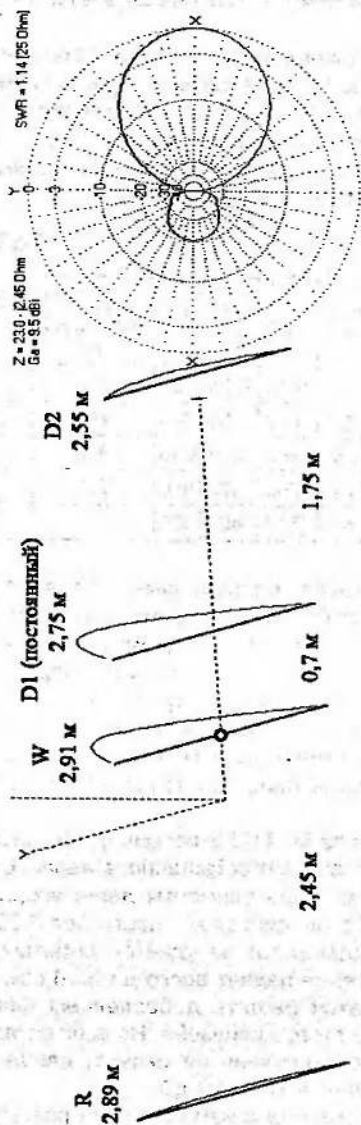


Рис. 11.2.6

выглядят странновато. Но достигается как хорошая форма ДН, так и высокое $G_a = 9,5 \text{ dBi}$.

Естественно, введение дополнительного директора на 50 МГц делает антенну в этом диапазоне несимметричной относительно оси Y. А это исключает на данном диапазоне возможность быстрого электрического разворота ДН на 180° , без вращения траверсы только изменением размеров перестраиваемых элементов.

11.2.4. Управление электрической длиной элементов

Механическое изменение длины элементов, кроме очевидных плюсов, имеет и минусы:

- Движущиеся части имеют меньший срок службы и надежность, чем неподвижные.
- Антенну с плавным изменением механических размеров элементов нереально изготовить самостоятельно. Только купить.
- Впрочем, и антенну с переключением размеров элементов с помощью реле сделать тоже весьма сложно. 15 электрических разрывов труб (для трехэлементной антенны), каждый из которых должен быть очень прочен механически. Это далеко нетривиальная конструктивная задача.
- На верхних диапазонах используется не вся доступная длина элемента, а лишь часть его ($\lambda/2$ диполь на данном диапазоне). А это неразумно в смысле потери усиления.

Практически всех этих недостатков (кроме необходимости покупать некоторые готовые узлы) лишены антенны с управляемыми электрическими длинами элементов (конечно, у них есть свои недостатки, о которых ниже).

Принцип работы таких антенн описан в п. 7.3.4. Только там описаны однодиапазонные антенны из физически нерезонансных диполей, построенных до резонанса катушкой, конденсатором или реактивностью шлейфа в центре. А в этом параграфе мы займемся аналогичными, но многодиапазонными антеннами.

В таких антеннах от системы «неподвижный элемент + реактивность в центре» надо получать несколько резонансных частот (для каждого диапазона). Проще всего это сделать, дистанционно управляя величинами L и C (переключением или плавно), расположенными в центре элемента. При этом меняется резонансная частота, то есть электрическая длина элемента.

Многодиапазонные антенны с управляемой электрической длиной элемента являются дальнейшим развитием идеи включения в точку пучности тока параллельного LC-контура (п. 5.1.5.1 и вторая половина п. 11.2.2, рис. 11.2.3). Только там две резонансные частоты получались автоматически, а здесь нам придется управлять вручную.

В п. 7.3.4 показано, что направленная антенна из нерезонансных физически элементов получается при размерах последних от $0,25$ до $1,25\lambda$, то есть возможна пятикратная электрическая перестройка элемента по частоте. Однако, памятуя о неизменной физической длине траверсы (п. 11.2.2, 11.2.3) и связанном с этим электрическим изменением ее размеров по частоте (причем в ненужную нам сторону, рост с частотой), следует признать, что отношение верхней частоты антенны к нижней будет не более 2.

Ну хорошо, требуемые резонансные частоты рефлектора и директора мы, включив соответствующие L и C, обеспечим. А что будет с входным сопротивлением вибратора? С ним все плохо. Ведь импеданс вибратора неизменной длины очень сильно меняется по частоте. Причем, как R, так и jX (п. 3.3.2, рис. 3.3.3—3.3.6). Поэтому на каждый диапазон придется ставить отдельную согласующую цепь и коммутировать их. Или автоматический антенный тюнер.

Пример такой трехэлементной антенны Уда-Яги на диапазонах 14, 18, 21, 24 и 28 МГц приведен в файлах ...SW14.gaa, ...SW18.gaa, ...SW21.gaa, ...SW24.gaa, ...SW28.gaa (модели одной и той же антенны по диапазонам, с разными L и C) и на рис. 11.2.7. ДН, распределение токов, параметры антенны и положение реле на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц.

Антенна рис. 11.2.7 по размерам представляет собой обычную трехэлементную Уда-Яги на 18 МГц. Для работы на 14 МГц в рефлектор и директор включаются катушки, на 21, 24 и 28 МГц — конденсаторы.

Поскольку в данном случае, в отличие антенны п. 11.2.3, мы не ограничены требованиями по входному сопротивлению на 14 МГц (тюнер справится с любым импедансом), то можно уменьшить длину траверсы до 4 метров. А это повышает F/B на 28 МГц частоте до 17 дБ, что выгодно отличает конструкцию от антенны предыдущего параграфа.

Параметры антенны рис. 11.2.7 в свободном пространстве сведены в табл. 11.2.6.

Из табл. 11.2.6 следует, что электрические параметры конструкции рис. 11.2.7 практически такие же, как и у весьма

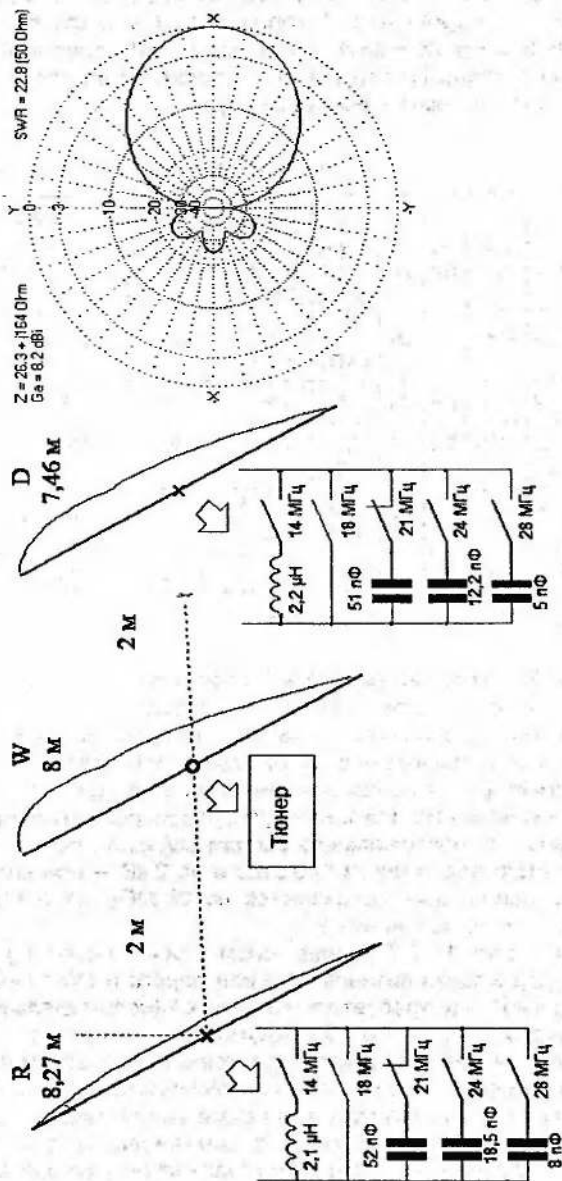


Рис. 11.2.7

сложной антенны п. 11.2.3 с механически изменяемыми элементами. Да, потребуется 10 хороших реле и автоматический тюнер (или 20 реле + фиксированные цепи согласования на каждый диапазон). Но это проще, надежнее и не дороже (это если покупать автоматический тюнер).

Таблица 11.2.6

Диа-пазон	Ra, Ом	jXa, Ом	Ga, дВ	F/B, дБ	В середине рефлектора включено	В середине директора включено	Полоса по уровню		
							F/B > 12 дБ, кГц	KCB* < 1,5, кГц	KCB* < 2, кГц
14 МГц	18	-187	7,0	20	2,1 мкГн	2,2 мкГн	400	270	350
18 МГц	27	0	7,5	20	КЗ	КЗ	750	455	700
21 МГц	27	163	8,1	25	52 пФ	51 пФ	900	200	400
24 МГц	115	429	8,3	25	18,5 пФ	12,2 пФ	1500	600	1100
28 МГц	318	968	9,2	17	8 пФ	5 пФ	1700	500	1000

Примечание. * Полосы по KCB после СУ.

Настройка антенны рис. 11.2.7 сводится к установке нужных резонансных частот рефлектора и вибратора (то есть максимального F/B). В диапазоне 18 МГц это делается размерами элементов, в остальных — соответствующими L или C. Конденсатор директора 5 пФ, используемый на 28 МГц, — это конструктивная емкость монтажа. Коммутирующие реле должны быть рассчитаны на максимальную амплитуду напряжения 680 В при мощности передатчика 100 Ватт и на 2 кВ — при киловатте. Такие напряжения развиваются на 28 МГц, на остальных диапазонах напряжения ниже.

Антенна рис. 11.2.7 хороша всем, кроме необходимости иметь тюнер в точке питания. Это или дорого (если тюнер автоматический), или требует много деталей (если отдельные LC СУ на каждый диапазон и 10 коммутирующих их реле).

Попробуем сделать такой перестраиваемый электрически вибратор, чтобы Ra всей антенны получалось близким к 50 Ом. Как ни фантастично это звучит, но оказывается такое решение возможно. Мы его даже уже рассматривали. В п. 7.3.4 на рис. 7.3.20 приведена антенна, со шлейфами γ-согласования.

Используются они и для согласования вибратора, и для внесения нужных реактивностей в пассивные элементы.

В п. 3.5.10 описано как шлейф γ -согласования может вносить практически любую по величине и знаку реактивность в элемент. В нашем случае это означает, что такой шлейф можно использовать для настройки рефлектора и вибратора вместо катушек и конденсаторов. Пассивные элементы даже не потребуются разрываться электрически в центре (как на рис. 11.2.7). Они могут быть цельнометаллическими, что гораздо удобнее конструктивно.

Более того, оказывается, можно подобрать такие размеры элементов и шунтирующих их шлейфов, что при вращении единственного переменного конденсатора в вибраторе можно достичь $KCB < 1,2$ в каждом диапазоне без применения дополнительных СУ. При этом вибратор тоже будет цельным, и не нуждающимся ни в каких изоляторах.

Такая трехэлементная антенна Уда-Яги на диапазоны 14, 18, 21, 24 и 28 МГц приведена в файлах ...222_14.gaa, ...222_18.gaa, ...222_21.gaa, ...222_24.gaa, ...222_28.gaa. Это модели одной и той же антенны, но с разной величиной настроечных конденсаторов элементов по диапазонам. Данная антенна показана на рис. 11.2.7 (параметры антенны на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Таблица 11.2.7

Диапазон	R _a , Ом	KCB ₅₀	G _a , дБi	F/B, дБ	C1, пФ	C2, пФ	C3, пФ	Полоса по уровню		
								F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	42	1,2	6,9	20	26,2	24	16,6	500	210	340
18 МГц	45	1,1	7,4	20	71	52	34	600	190	420
21 МГц	45	1,1	7,5	25	26,5	19	16,7	750	680	1000
24 МГц	42	1,2	7,9	20	12,4	10,6	9,6	800	280	600
28 МГц	45	1,1	8,9	17	7,1	6,4	5,9	700	240	470

Параметры антенны рис. 11.2.8 в свободном пространстве и емкости конденсаторов элементов по диапазонам сведены в табл. 11.2.7.

Электрическая перестройка антенны осуществляется вращением трех переменных конденсаторов с максимальной емкостью 70 пФ. Если делать это шаговыми двигателями (которые имеют однозначное соответствие между количеством импуль-

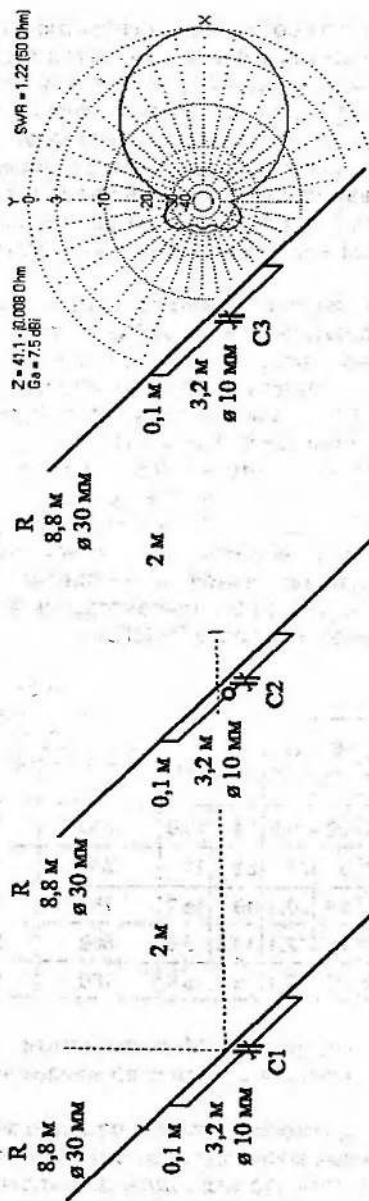


Рис. 11.2.8

сов и угловым положением ротора) с редукторами, то в блоке управления можно запомнить коды, соответствующие оптимальным настройкам каждого из диапазонов. И в дальнейшем при переключении диапазонов вызывать из памяти эти настройки.

Это удобнее, чем просто дистанционно крутить переменные конденсаторы, ориентируясь на форму ДН и КСВ, то есть по сути, всякий раз проводить новую настройку антенны. Тем более что нет монотонного соответствия «емкость — частота». Максимальные емкости требуются на 18 МГц (размер элементов близок к резонансному, см. рис. 3.5.8, график емкости γ -согласования). А емкости диапазонов 14 и 21 МГц близки друг к другу. В общем, величины С1—С3 по диапазонам не являются очевидными.

Но в остальном антенна рис. 11.2.8 очень удобна. Имея электрические характеристики аналогичные двум предыдущим антеннам, она значительно превосходит их в удобстве конструкции:

- неподвижные элементы из алюминиевых труб (растет надежность и срок эксплуатации);
- цельнометаллические элементы, монтируемые прямо на траверсе;
- перестройка по диапазонам не высоковольтными реле, а переменными конденсаторами.

Оплатой таких удобств являются следующие принципиальные особенности:

- В отличие от большинства других антенн, здесь нет свободы выбора в диаметрах элементов и шунтов γ -согласования. Только при размерах, близких к указанным на рис. 11.2.8 можно получить приемлемое согласование во всех диапазонах.
- Антенна плавно перестраивается по частоте в участках 13,9—15 МГц и 17,8—30 МГц. Но в участке от 15 до 17,8 МГц она не может быть настроена указанным способом, так как размеры ее элементов становятся резонансными. Выше 30 МГц антенна не может быть настроена, так как для этого требуются емкости < 5 пФ, что нереализуемо конструктивно. Нижнюю частоту 13,9 МГц ограничивают физические размеры элементов.
- Высокое напряжение на настроенных конденсаторах. За исключением диапазона 18 МГц оно примерно такое же, как на аноде лампового РА, выдающего мощность, подведенную к антенне. Ориентировочно амплитуда напряжения на конденсаторе вибратора (на рефлекторе и директоре она ниже) составляет 1 кВ при 100 Вт, и 3 кВ при 1 кВт.

11.2.5. Элементы управляемой электрической длины в сочетании с фиксированными элементами

В этом параграфе мы рассмотрим комплексные антенны. В них на всех диапазонах работают не все элементы, а только какая-то их часть. Остальные же элементы являются фиксированными, каждый из них работает лишь в одном диапазоне.

Такие антенны противоречат названию этого раздела (так как не все элементы работают на всех диапазонах) и являются гибридом подхода, описанного во всех остальных параграфах данного раздела, и совмещения однодиапазонных антенн, описанного в разделе 11.1.

Если мы все элементы сделаем мультирезонансными или перестраиваемыми, то получим антенны пп. 11.2.1—11.2.4, в которых все элементы работают на всех диапазонах. Если же мы совсем не будем объединять вместе элементы каждого диапазона, то получим антенны раздела 11.1, в которых каждый из элементов работает лишь на одном диапазоне.

Между этими двумя крайностями лежат антенны данного параграфа. Часть элементов в них многодиапазонна, а часть — однодиапазонна.

Во всех антеннах Уда-Яги раздела 11.1, в которых вибраторы разных диапазонов расположены близко друг к другу, мы можем заменить несколько однодиапазонных вибраторов одним. Он должен быть или с трапами (как на рис. 11.2.1), или средних размеров с тюнером (переключаемым или перестраиваемым) в точке питания (как на рис. 11.2.3 и 11.2.7).

Рассмотрим реализацию этого принципа на примере антенны рис. 11.1.20. Сначала заменим в этой двухдиапазонной (14 и 21 МГц) трехэлементной антенне Уда-Яги двойной Open Sleeve вибратор на одиночный с трапами. Результат показан в файле ...21-14trap.gaa и на рис. 11.2.9 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Основные параметры этой антенны в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.8.

Таблица 11.2.8

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	45	7,3	23	>1000	280	530
21 МГц	45	8,1	28	750	360	600

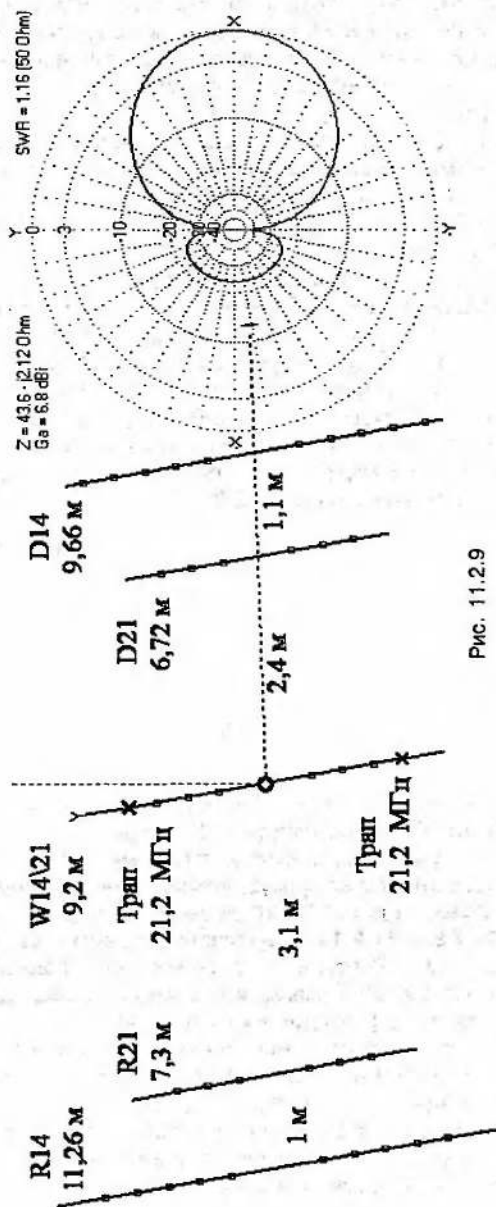


Рис. 11.2.9

Как видим, результаты очень близки к исходной антенне с двумя вибраторами. За исключением несколько более узких полос в диапазоне 14 МГц (что понятно, тут вибратор слегка укорочен катушками трапов) и чуть меньшего усиления (потери в трапах).

В рассматриваемой конструкции по сравнению с антенной рис. 11.1.20 мы сэкономили 7 м труб, устранив отдельный вибратор на 21 МГц. С учетом сложностей на установку двух трапов это не большая экономия, но зато у конструктора появляется свобода выбора.

Другой вариант этой же самой антенны имеет двухчастотный вибратор с LC-контуром, установленным в точке питания, аналогично рис. 11.2.3. Этот вариант показан в файле ...3el_14-21 LC.gaa и на рис. 11.2.10 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц). Согласование на 50 Ом сделано аналогично антенне рис. 11.2.3 — отрезком линии 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель) электрической длиной 5 м.

Основные параметры антенны рис. 11.2.10 в свободном пространстве показаны в табл. 11.2.9.

Таблица 11.2.9

Диапазон	Ra, Ом	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	KCB < 1,5, кГц	KCB < 2, кГц
14 МГц	50	7,1	23	>1000	170	300
21 МГц	50	8	28	700	115	230

К сожалению, такой способ питания ощутимо сужает полосы по KCB, особенно в диапазоне 21 МГц.

Понятно, что и с пассивными элементами разных диапазонов можно проделать тот же фокус, который мы проделали с вибраторами антенны рис. 11.1.20, трансформируя ее в конструкции рис. 11.2.9 и 11.2.10. С пассивными элементами это сделать даже проще. В отличие от вибратора тут не надо заботиться о входном сопротивлении. В силу очевидности такого приема даже примеров приводить не буду.

Замечу лишь, что если при совмещении нескольких однодиапазонных антенн пассивные элементы каких-то диапазонов получают недалеко друг от друга (так, что токи, наведенные на элемент другого диапазона, становятся видны на распределении токов), то имеет смысл заменить такие элементы одним мультирезонансным или переключаемым.

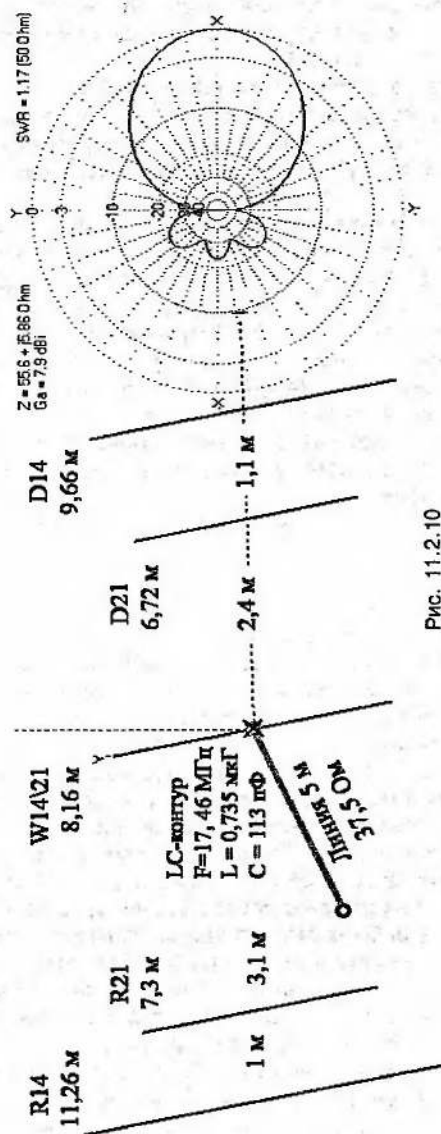


Рис. 11.2.10

Следующая антенна показывает, как сделать перестраиваемый по частоте рамочный вибратор. Это не так просто, как с диполем, так как рамка это, по сути, две синфазно возбужденные половинки (п. 4.3.1).

Если рамка резонансная, то питать ее можно в одной точке. В этом случае сама рамка играет роль не только антенны, но и системы питания для синфазного возбуждения половинок (боковые стороны работают как полуволновая линия-повторитель).

Если же периметр рамки заметно отличается от длины волны, то при питании в одной точке токи верхней и нижней половинок оказываются разными (см. например, рис. 11.2.4). При этом рамка теряет свое преимущество сужения вертикальной ДН и связанного с этим роста усиления.

Поэтому нерезонансную рамку надо питать в двух точках максимумов тока. А систему синфазного питания делать отдельно, так как сама нерезонансная рамка для этого не годится. Наиболее удобный в данном случае способ показан на рис. 6.2.9, б. Нам остается лишь заменить диполи рис. 6.2.9, б на половинки рамки.

Результат показан в правой части рис. 11.2.11. Ромбическая рамка периметром 15,2 м запитана двумя воздушными двухпроводными линиями, соединенными параллельно в центре рамки. Тюнер (переключаемый или автоматический) согласует такой рамочный вибратор во всех диапазонах от 14 до 28 МГц. Причем в каждом из них вибратор работает именно как рамочная антенна с синфазными токами в верхней и нижней половинках, и связанным с этим повышенным усилением, свойственным рамочным антеннам (п. 4.3.1).

Чтобы сделать из такой рамки пятидиапазонную (14, 18, 21, 24 и 28 МГц) направленную антенну, к ней надо добавить 5 соответствующих рефлекторов на расстоянии 0,15 длины волны каждого из диапазонов. Результат такой операции показан и в файле ...2el Quad14-28.gaa и на рис. 11.2.11 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

По принципу работы эта антенна аналогична пятидиапазонному QQ, показанному на рис. 11.1.11. Отличие состоит лишь в том, что на рис. 11.2.11 вместо пяти отдельных резонансных вибраторов используется один, перестраиваемый по частоте тюнером в токе питания. Параметры антенны рис. 11.2.11 в свободном пространстве сведены в табл. 11.2.10. Они соответствуют обычному однодиапазонному QQ во всех диапазонах, кроме 14 МГц. На нижнем диапазоне полуса и усиление получились поменьше, сказались укорочение вибратора.

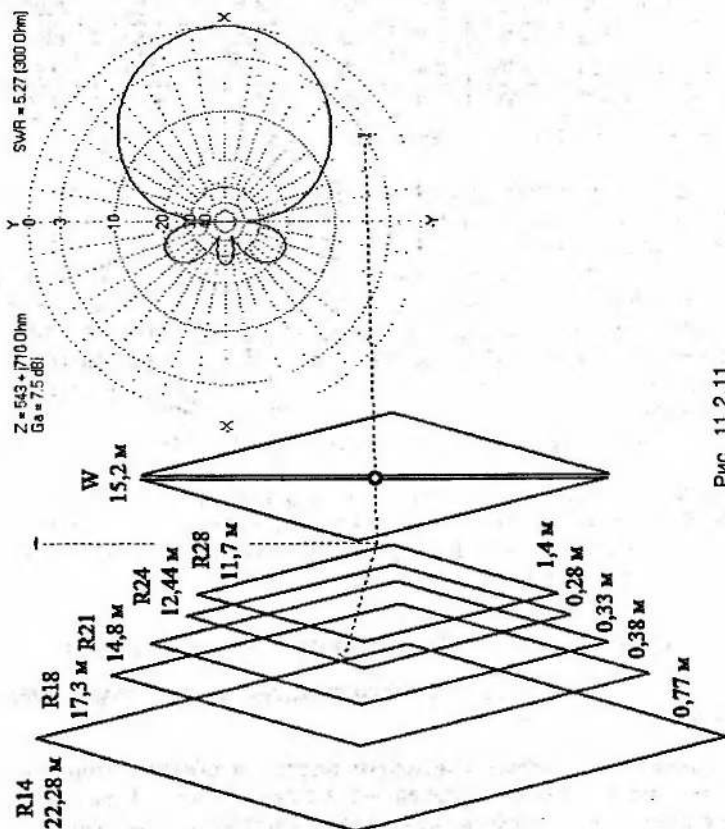


Рис. 11.2.11

Таблица 11.2.10

Диапазон	R _a , Ом	jX _a , Ом	G _a , дВi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
					F/B > 12 дБ, кГц	KCB* < 1,5, кГц	KCB* < 2, кГц
14 МГц	7,5	2,5	6,4	30	350	140	270
18 МГц	40	193	6,9	25	400	620	>1000
21 МГц	510	700	7,3	25	600	640	>1000
24 МГц	185	-385	7,4	22	240	240	500
28 МГц	42	-136	7,8	25	>2000	650	1300

Примечание. * Полосы по KCB после СУ.

Сравним антенны рис. 11.2.11 и рис. 11.1.11 (тоже пятидиапазонный QQ, но с отдельными вибраторами каждого из диапазонов). С первого взгляда антенная система рис. 11.2.11 кажется сложнее и дороже. В ней потребуются либо автоматический антенный тюнер, либо 10 реле и 5 LC СУ. Но ведь QQ с отдельными вибраторами рис. 11.1.11 тоже потребует пять СУ (его R_a не 50 Ом) и переключения их входов (на что уйдет 5 реле) или пяти отдельных кабелей питания (и опять же их переключения).

Так что дополнительные расходы на антенну рис. 11.2.11 по сравнению с рис. 11.1.11 составят всего 5 реле (подключать выходы СУ к общей точке питания). Но зато мы экономим около 50 м провода и половинку «ежа». А это не только снижение цены, но и веса. Что в свою очередь упрощает требования к мачте и поворотному устройству.

11.3. С укороченными элементами

Укорочение изгибом. Многодиапазонный Spider. Укорочение емкостными нагрузками.

Извечная проблема нехватки места не обошла стороной и многодиапазонные направленные антенны. В них укорачивают элементы самого низкочастотного диапазона. Кроме очевидного уменьшения габаритов конструкции, таким способом добавляют дополнительный НЧ диапазон в уже имеющиеся антенны.

Мы уже начинали рассматривать многодиапазонные направленные укороченные антенны в п. 11.2.2. Но там укорочение являлось побочным следствием достижения нескольких резонансных частот в одном элементе. А в этом разделе рассмат-

риваются антенны, в которых уменьшение физических габаритов было исходной целью проектирования.

Все модели, упоминаемые в этом разделе, находятся в папке ... ANT\Multibands beams\Short\.

11.3.1. Укорочение изгибом

Для укорочения многодиапазонных направленных антенн обычно используют лишь два способа из четырех (см. раздел 3.7): изгибом и емкостными нагрузками. Укорочение индуктивностью малоэффективно (пп. 8.1.2.1, 8.1.3 и 8.2.1), а укорочение изломом недалеко ушло от индуктивного (п. 3.7.5).

Одной из наиболее простых и при этом мало уступающих полноразмерным антеннам конструкций является прямоугольник Моксона (п. 7.3.1). Для многодиапазонного варианта такой антенны важным преимуществом является отсутствие директоров. А следовательно, и проблем, описанных в разделе 11.1, то есть нежелательного влияния паразитных директоров.

Простейшим, но весьма эффективным решением является совмещение нескольких прямоугольников Моксона с параллельным соединением точек питания вибраторов. Входное сопротивление, близкое к 50 Ом на каждом диапазоне, не требует СУ (а, значит, устраняются трудности, описанные в пп. 11.1.4.2 и 11.1.4.3). А большое реактивное сопротивление $\lambda/2$ диполя в нерабочих диапазонах позволяет не заботиться, о влиянии на R_a неработающих в данный момент вибраторов. Точнее, не то чтобы совсем не заботиться (небольшое взаимное влияние имеется, конечно), а не иметь с этим крупных проблем, подобных описанным в пп. 11.1.4.2 и 11.1.4.3.

Пример трехдиапазонного (14,18 и 24,9 МГц) прямоугольника Моксона показан в файле ...20m_17m_12m_MOXON.gaa и на рис. 11.3.1 (параметры на рисунке соответствуют диапазону 14 МГц). Основные параметры антенны рис. 11.3.1 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.1.

Таблица 11.3.1

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	<1,1	5,8	35	500	480	>1200
18 МГц	<1,1	5,6	28	500	110	240
24,9 МГц	<1,1	5,2	22	500	180	350

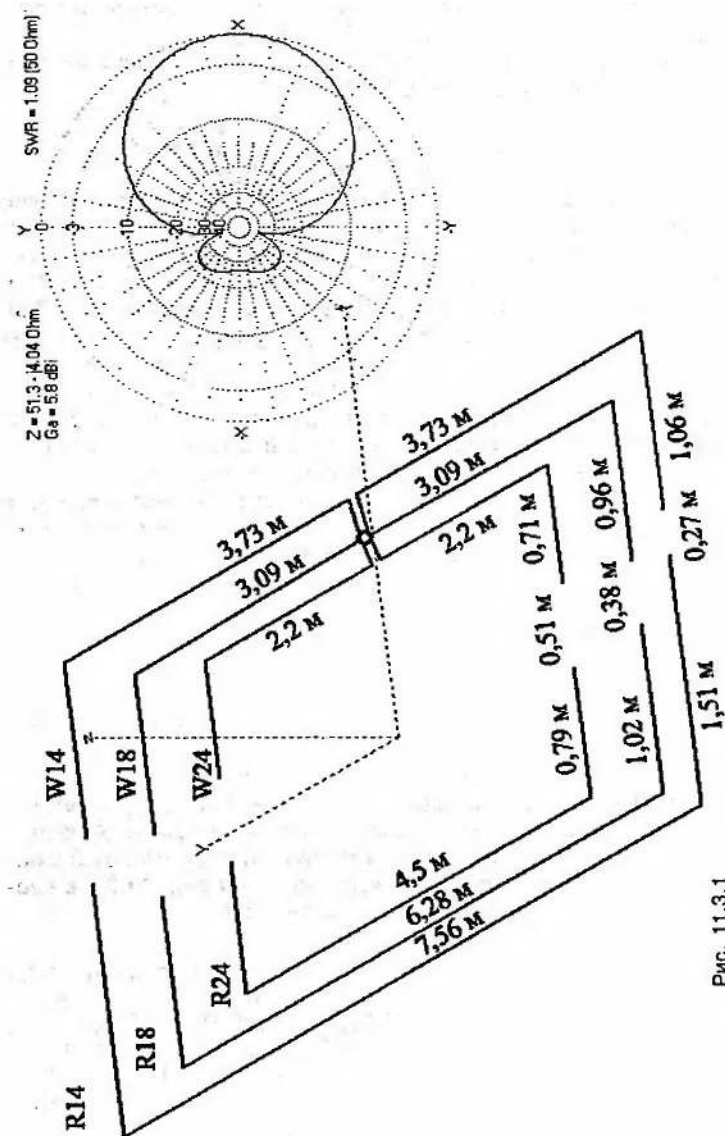


Рис. 11.3.1

Антенна внешне выглядит весьма удобной: радиус поворота всего 4,1 м, легкая проволочная конструкция на четырех изоляционных шестах. Но вот полосы по КСВ на верхних диапазонах не столь привлекательны. Конечно, 240 кГц на 18 МГц и 350 кГц на 24 МГц более чем достаточно для этих узких WARC диапазонов. Но если мы попытаемся сделать такую антенну на 14, 21 и 28 МГц, то убедимся, что для 21 и 28 МГц полосы получатся недопустимо узкими. Собственно, это является главной причиной того, что в качестве двух верхних диапазонов антенны рис. 11.3.1 выбраны узкие диапазоны 18 и 24,9 МГц, а не широкие 21 и 28 МГц.

Другим недостатком антенны рис. 11.3.1 является свойственная всем (даже однодиапазонным) прямоугольникам Моксона сложность в настройке, так как изменение длины загнутых концов влияет сразу на два параметра: согласование и F/B (п. 7.3.1). Естественно, в случае трехдиапазонной антенны сложности проектирования и настройки существенно возрастают.

Впрочем, последний недостаток можно применить и с пользой для дела (ведь хорошо известно, что достоинства — это продолжение недостатков). Что означает сложность в настройке и влияние одной длины сразу на два электрических параметра? То, что возможно множество различных вариантов настройки. А среди них можно найти такие, которые при не очень большом ухудшении КСВ и максимального F/B будут иметь удовлетворительную широкополосность на 21 и 28 МГц в трехдиапазонной конструкции.

Пример такой конструкции показан в файле ...WireYagi14-21-28.gaa и на рис. 11.3.2 (параметры на рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

Это уже не чистый прямоугольник Моксона, для большего укорочения (радиус поворота всего 3,7 м) центральные части тоже изогнуты. Тем не менее, настраивается и работает эта антенна практически так же, как и прямоугольник Моксона. Отмечу, что размеры на рис. 11.3.2 ни в коей мере не директивны, а лишь показывают одну из многих возможностей настройки подобных антенн.

Основные параметры антенны рис. 11.3.2 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.2.

Снизив F/B до 18 дБ, а КСВ до 1,2 удалось получить терпимые полосы по КСВ в диапазонах 21 и 28 МГц. Узкая полоса по F/B на 14 МГц объясняется более сильным укорочением в этом диапазоне.

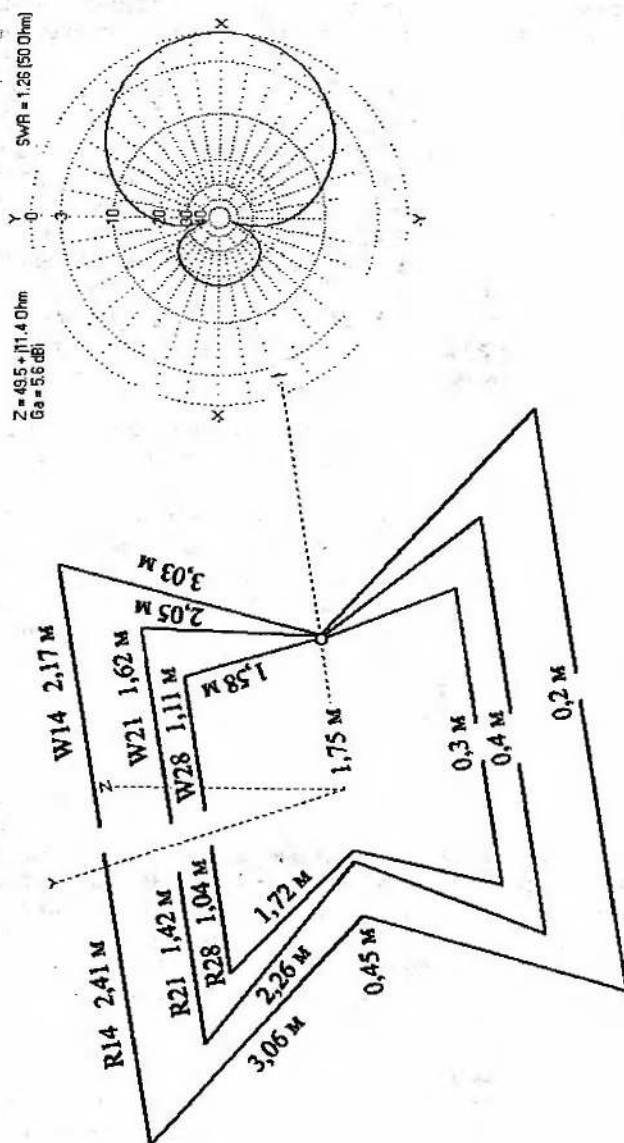


Рис. 11.3.2

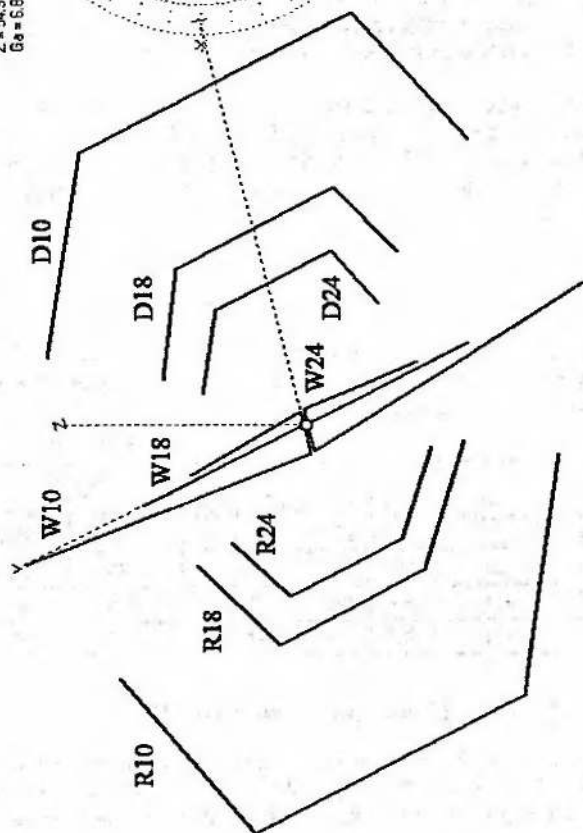
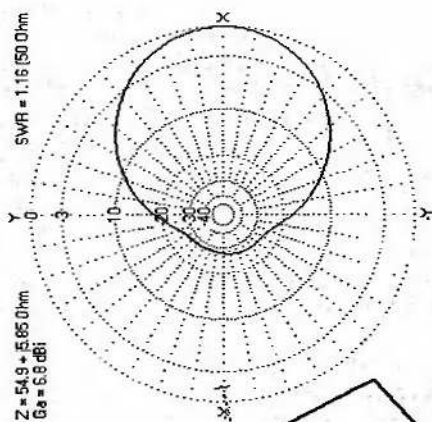


Рис. 11.3.3

Таблица 11.3.2

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Gv, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	<1,1	5,4	18	300	600	>1200
21 МГц	1,2	5,6	18	500	205	500
28 МГц	<1,1	5,2	18	600	300	670

В качестве несущей конструкции можно использовать не 4, а 6 изолированных шестов. При этом, сохраняя вибраторы полноразмерными, надо изогнуть директор и рефлектор по периметру шестиугольника. Уже по этому описанию ясно, почему такая конструкция распространения не получила. Ведь для нее требуются 6 распорок длиной $\lambda/4$ самого низкочастотного диапазона.

Тем не менее, для полноты картины приведу и такую антенну. Это трехдиапазонная (10, 18 и 24,9 МГц) трехэлементная проволочная Уда-Яги показана в файле ...10_18_24.gaa и на рис. 11.3.3 (параметры на рисунке соответствуют диапазону 18 МГц).

...Вы знаете, очень я устал на каждом рисунке указывать размеры. Давайте лучше вы (да-да, именно вы) сами откроете файл модели и посмотрите все размеры самостоятельно. Хорошо? А здесь только укажу, что антенна рис. 11.3.3 требует для своего размещения шести изолирующих распорок длиной по 6,8 м.

Основные параметры антенны рис. 11.3.3 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.3.

Таблица 11.3.3

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
10 МГц	<1,3	7,3	22	300	120	300
18 МГц	<1,1	6,6	35	700	370	575
24,9 МГц	<1,1	5,9	35	800	200	430

11.3.2. Многодиапазонный Spider

В этом параграфе мы изучим лишь одну антенну: трехдиапазонную (14, 21 и 28 МГц) проволочную трехэлементную Уда-Яги, в которой рефлекторы и директоры укорочены изги-

бом. Конструктивно антенна размещена на четырех изолирующих распорках длиной чуть меньше $\lambda/4$ самого низкочастотного диапазона. Называется она Spider beam, так как внешне действительно напоминает паука (spider — англ. паук).

В принципе, с точки зрения строгой классификации многодиапазонный Spider следовало бы рассмотреть в предыдущем параграфе. Эта антенна является типичным представителем укорочения изгибом. Но ее популярность настолько велика (сейчас, пожалуй, она даже выше трехдиапазонного «двойного квадрата»), что имеет смысл разобраться с ней отдельно и подробно.

Как описано в п. 7.3.2, однодиапазонный Spider происходит от двухэлементной Jungle Job ($\lambda/2$ вибратор + V-образный рефлектор, рис. 7.3.6). Но у Jungle Job (JJ) хорошее F/B достигается только при $R_a = 70...80$ Ом. Для снижения R_a до 50 Ом при сохранении высокого F/B мы в п. 7.3.2 мы добавили к JJ третий элемент, V-образный директор, превратив тем самым JJ в однодиапазонный Spider (рис. 7.3.7).

Пауль Корнелиус, DF4SA проделал ту же операцию с трехдиапазонной антенной. Результат показан в файле ...Spider 14-28.gaa и на рис. 11.3.4 (параметры на рисунке соответствуют диапазону 21 МГц).

На 14 и 21 МГц работают по три элемента обычного Spider (как на рис. 7.3.7). А на 28 МГц большая длина траверсы требует установки второго V-образного директора, то есть в этом диапазоне антенна имеет 4 элемента.

Все три вибратора включены параллельно. Для уменьшения вредного (сужающего полосу ВЧ-вибраторов, см. п. 5.2.1) взаимного влияния средние части вибраторов раздвинуты на 40...50 см. В результате полосы антенны определяются только геометрией пассивных элементов.

Таблица 11.3.4

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
14 МГц	<1,1	6,4	25	350	380	600
21 МГц	<1,1	6,5	30	900	480	700
28 МГц	<1,1	6,4	20	1700	460	1100

Основные параметры антенны рис. 11.3.4 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.4.

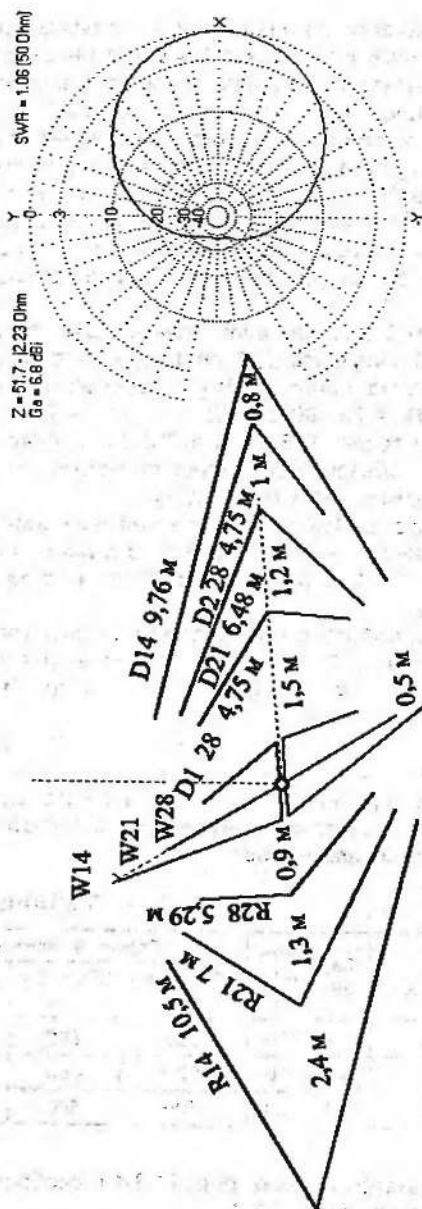


Рис. 11.3.4

Spider beam имеет входное сопротивление 50 Ом на всех диапазонах и весьма широкие полосы (см. табл. 11.3.4), не взирая на тонкие проволочные элементы. Но оплачивается это удовольствие тем, что пассивные элементы приходится довольно сильно расстраивать. А это заметно снижает усиление (п. 7.2.3.2). Фактически, Spider beam имеет такое же G_a как оптимальная двухэлементная антенна Уда-Яги из труб (рис. 7.2.2).

Невысокое усиление для такого количества элементов является, пожалуй, единственным минусом этой конструкции. В остальном же — сплошные плюсы, которые и обеспечили популярность Spider beam:

- Небольшие расходы. Понадобятся только четыре распорки по 5 м (они же определяют радиус поворота антенны), проволока на элементы и леска для их растяжки.
- Малый вес. При стеклопластиковых распорках весь комплект антенны весит лишь несколько килограмм. А это снижает требования к мачте и поворотному устройству, что еще более уменьшает расходы на всю систему.
- Широкие полосы, перекрывающие диапазоны целиком (не стоит забывать, что это достигается падением усиления).
- Входное сопротивление 50 Ом без использования СУ (но симметрирующее устройство понадобится) и при питании одним кабелем.
- Хорошо растянутая, ветроустойчивая конструкция. Получается нечто вроде раскрытого зонтика, распорки загибаются немного вверх и стягиваются в этом положении элементами 14 МГц с дополнительными лесками на краях.

К размерам, показанным на рис. 11.3.4 и в файле ...Spider 14-28.gaa, следует относиться как к ориентировочным. Во-первых, они зависят от диаметра проволоки (1 мм для рис. 11.3.4). Во-вторых — от наличия и типа изоляции на ней. В-третьих — от высоты антенны над землей. В-четвертых, точно так же, как и любую другую антенну Уда-Яги, Spider можно проектировать и настраивать под разные критерии: по максимуму G_a или F/B, по минимуму KCB, по требуемой ширине полосы.

Естественно, что всем этим случаям будут соответствовать несколько разные размеры элементов. Поэтому модель желательно оптимизировать именно под ваши условия.

Впрочем, можно обойтись и без этого, используя готовые размеры рис. 11.3.4. А на реальной антенне ограничиться лишь подстройкой размеров вибраторов по минимумам KCB. В худшем случае вы потеряете при этом лишь несколько децибел F/B. А заметно ухудшить усиление у Spider'a с размерами рис. 11.3.4

довольно сложно, так как антенна настроена на максимум полосы. Ее усиление от этого и так снижено, поэтому падать ему дальше особенно некуда.

Гибкость многодиапазонного Spider'a породила его многочисленные варианты. Так, вместо набора диапазонов 14, 21 и 28 МГц, есть конструкции с диапазонами 14, 18 и 21 МГц и WARC вариант 10, 18 и 24 МГц (в последнем случае длины распорок придется увеличить до 6 м).

Имеются удачные варианты добавления диапазонов 18 и 24 МГц в конструкцию рис. 11.3.4, которая становится при этом пятидиапазонной. По три элемента на эти диапазоны не получается (слишком близки частоты со стороны директоров, ДН рассыпается, см. п. 11.1.1). Поэтому в дополнительных диапазонах 18 и 24 МГц используется по 2 элемента в конфигурации R-W.

Параллельное подключение еще двух вибраторов хотя и сужает полосы, но не намного. А дополнительные рефлекторы мало портят другие диапазоны (п. 11.1.1). Правда, в конфигурации R-W от двухэлементной антенны невозможно получить F/V выше 10 дБ. Именно столько и получается в диапазоне 24 МГц. А в диапазоне 18 МГц не было бы счастья, да несчастье помогает. Расположенный справа (в сторону излучения) от вибратора 18 МГц вибратор 21 МГц работает на 18 МГц как директор. Не очень хороший, но, тем не менее, повышающий F/V до 20 дБ.

11.3.3. Укорочение емкостными нагрузками

Чаще всего укорочение емкостными нагрузками (ЕН) используется для самого низкочастотного диапазона в совмещенных системах.

Как следует из пп. 8.1.2.2 и 8.2.2, емкостное укорочение позволяет укорачивать антенну вдвое (K_u до 0,5) без существенного ухудшения характеристик. Для многодиапазонных антенн это означает, что к полноразмерным системам, работающим от 14 МГц, можно добавить укороченную антенну на 7 МГц. Причем габариты последней будут лишь немногим больше полноразмерной антенны 14 МГц.

Перед тем как перейти к описанию готовых систем с емкостным укорочением низшего диапазона, отмечу имеющуюся в данном случае особенность таблицы резонансных частот элементов. Напомню, что в эту таблицу вписываются не только основные, но и гармониковые резонансы (п. 11.1.1).

У полноразмерных элементов частоты резонансов на гармониках почти точно кратны частоте первого резонанса. Так,

$\lambda/2$ диполь или волновая рамка на 7 МГц резонируют так же на 14 МГц (2-я гармоника), 21 МГц (3-я), 28 МГц (4-я), что создает почти непреодолимые трудности при совмещении полноразмерных элементов 7 МГц с антеннами диапазонов 14, 21, 28 МГц.

В случае же укороченного элемента, частоты гармоник не кратны основной частоте. Так, диполь, укороченный ЕН до $K_y = 0,5$, с полуволновым резонансом на 7,1 МГц имеет волновой резонанс на 15,5 МГц, а $3\lambda/2$ резонанс — на 29 МГц. Квадрат, укороченный ЕН до $K_y = 0,8$, имеет следующие резонансные частоты: 7,1; 18,5 и 31,7 МГц.

Не было бы счастья, да помогает несчастье. Если полноразмерную антенну 7 МГц очень трудно совместить с антеннами диапазонов 14 и 21 МГц, то укороченную — можно. Резонансы 2-й и 3-й гармоник укороченных элементов на 7 МГц, в отличие от полноразмерных, не попадают в диапазоны 14 и 21 МГц.

Если же укороченная антенна на 7 МГц совмещается с антеннами на WARC диапазоны, то вторая гармоника квадрата с ЕН может попасть в диапазон 18 МГц. Для того чтобы вторая гармоника сдвинулась, придется изменить K_y на 7 МГц (в отличие от первой, частоты высших гармоник сильно зависят от K_y).

Рассмотрим примеры. Сначала добавим диапазон 7 МГц к двухдиапазонной (14 и 21 МГц) трехэлементной антенне Уда-Яги рис. 11.1.20. Причем мы не хотим заметно увеличивать радиус поворота, то есть ширина укороченного элемента на 7 МГц должна быть лишь немногим больше ширины рефлектора 14 МГц. Для выполнения этих условий K_y должен быть в пределах 0,5...0,6.

По данным п. 8.1.2.2 при $K_y = 0,55$ и расстоянии между элементами около $0,11\lambda$ двухэлементная антенна с рефлектором имеет хорошее F/B, а по Ga и полосе мало уступает полноразмерной двухэлементной Уда-Яги оптимальной по F/B.

Совместим такую антенну с конструкцией рис. 11.1.20. Результат показан в файле ...2el_40m_3el_21_15m1.gaa и на рис. 11.3.5 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 7 МГц). Как описано в п. 11.1.1, антенны не просто совмещены, а оптимизированы с учетом взаимного влияния. Поэтому размеры 14 и 21 МГц на рис. 11.3.5 несколько отличаются от рис. 11.1.20.

Основные параметры антенны рис. 11.3.5 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.5.

Полоса в диапазоне 7 МГц узковата, но не забудем — антенна укорочена почти вдвое. Ra в этом диапазоне около 18 Ом, для питания используется γ -согласование.

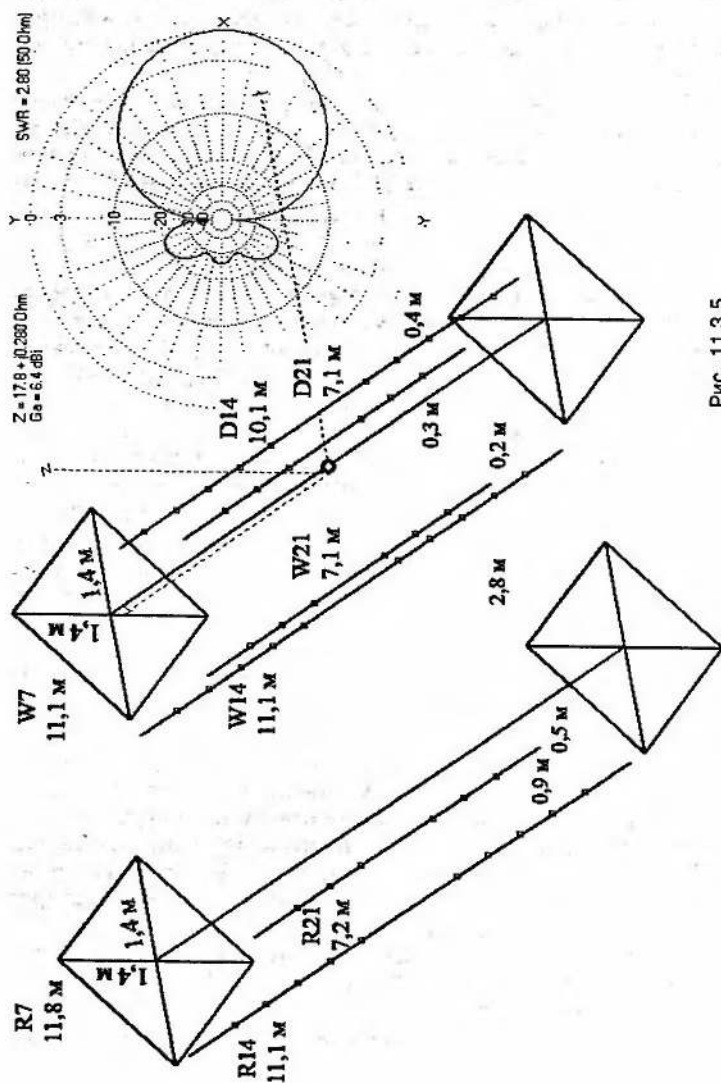


Рис. 11.3.5

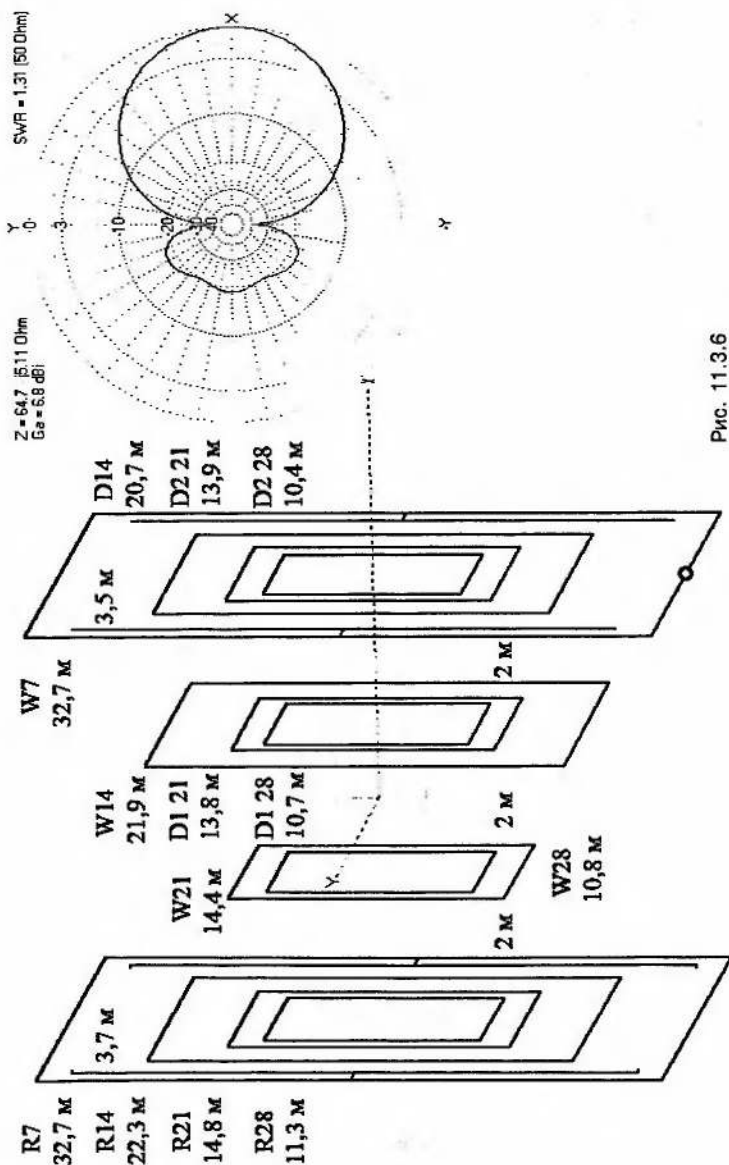


Рис. 11.3.6

Таблица 11.3.5

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
7 МГц	2,8	6,4	25	170	75*	150*
14 МГц	1	6,9	25	800	560	760
21 МГц	1	6,8	25	300	250	350

Примечание. * В диапазоне 7 МГц полосы по КСВ после СУ.

Влияние элементов 7 МГц на ВЧ диапазоны проявляется, прежде всего, на 21 МГц. Там снижается усиление и сужается полоса (сравните строки 21 МГц в табл. 11.1.9 и 11.3.4).

Применение ЕН в рамках иллюстрирует следующая антенна. Ее основой является полноразмерный «тройной квадрат» на 14 МГц, внутри которого размещены по 4 рамки на 21 и 28 МГц. К ней мы добавляем укороченный QQ на 7 МГц с $K_y = 0,75$.

Полученная антенна показана в файле ...Quad2-40m-3-20m-3-15m-4-10m.gaa и на рис. 11.3.6 (характеристики и ДН на этом рисунке соответствуют диапазону 7 МГц).

Основные параметры антенны рис. 11.3.6 в свободном пространстве показаны в табл. 11.3.6.

Таблица 11.3.6

Диапазон	КСВ ₅₀ на резонансе	Ga, dBi	Макс. F/B, дБ	Полоса по уровню		
				F/B > 12 дБ, кГц	КСВ < 1,5, кГц	КСВ < 2, кГц
7 МГц	1,3	6,7	22	100	—	150
14 МГц	1	8,4	22	500	140	350
21 МГц	1	9,1	22	550	140	360
28 МГц	1	9,8	28	1000	360	670

В 11-й главе описаны далеко не все многодиапазонные направленные КВ антенны, существующие на время написания этих строк. Мы рассмотрели лишь основные приемы проектирования таких антенн. Эти приемы можно комбинировать в различных сочетаниях, получая неплохие результаты. Но этим уже придется заниматься вам, потому что в зависимости от конкретных требований и возможностей результаты будут сильно отличаться.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ И БЛАГОДАРНОСТИ

Этой частью завершается рассмотрение КВ антенн. Не потому, что о них нечего больше написать. А потому, что надо где-то остановиться.

...Вообще, провести границу — дело сложное. Чуть раньше — и логическая нить повествования рвется: что-то пропущено, не объяснено, не дотянуто. Не понятно читателю, короче говоря.

Но зайти чересчур далеко и вывалить все с большим запасом — ничуть ни лучше в смысле результатов. Произойдет перегрузка лишней информацией, и не будет воспринято даже то полезное, что в ней все-таки найдется.

Не знаю как вам, а мне нередко встречались книги с одним странным общим качеством. Это были обстоятельные, глубокие труды, написанные очень умными (куда мне до них) людьми. Но почему-то в процессе чтения и после него у меня возникало стойкое ощущение безнадежной собственной тупости. Ну, или мягче говоря, казалось, что читаю книгу на иностранном языке, который не очень хорошо знаю. Большинство слов и предложений, в основном, понятны, но общий смысл упорно ускользает, как ни бейся. Страница, покрытая сложными формулами или слишком сложным и запутанным текстом, вызывала одновременно восхищение автором и понимание, что моих мозгов явно не хватает для извлечения какой-то пользы из прочитанного.

Вот от такой беды пытаюсь читателя этой книги уберечь. При саморедактировании нещадно удалено все, что могло бы помешать пониманию. Если все же что-то осталось непонятным, напишите мне, и в следующих изданиях попытаюсь объяснить лучше.

Также буду благодарен за письма, с указанием погрешностей и опечаток. Конечно, все проверено максимально тщательно, но книга готовилась одним человеком. И в такой ситуации полностью избежать ошибок, наверное, невозможно.

Надеюсь, вы поймете и простите, что автор физически не в силах отвечать на индивидуальные вопросы по моделированию и проектированию антенн. Письма почти всегда остаются, увы, без ответа. Исключение составляют лишь вопросы, попадающие в тему, над которой в данный момент работаю, или деловые предложения.

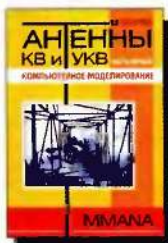
Хотел бы искренне поблагодарить людей, без которых эта книга не появилась бы:

- Александра Шевелева (DL1PBD), главного автора и программиста отличных антенных инструментов — моделировщиков и анализаторов антенн GAL-ANA и MMANA-GAL PRO.
- Своих родных и близких — за терпение, понимание и поддержку.

А мне пора оправдывать вторую половину названия книги и переходить к УКВ антеннам, которым будет посвящена следующая 6-я часть. Информацию о том, как обстоят с ней дела, можно найти на <http://dl2kq.de/ant/3-44.htm>.

ЛИТЕРАТУРА И ЛИНКИ

1. Программа моделирования антенн GAL-ANA. <http://dl2kq.de/galana/indexr.htm>
2. Библиотека файлов моделей антенн. <http://dl2kq.de/mmana/4-3.htm>
3. Al Christman — KB8I, "Feeding Phased Arrays — an Alternate Method", *Ham Radio*, May 1985, p. 58
4. ON4UN's Low-Band DXing, By John Devoldere, ON4UN
5. Lee Strahan — K7TJR "8 Element RX Array for 160". <http://www.k7tjr.com/need.htm>
6. Прибор для фазирования антенн. <http://dl2kq.de/ant/3-15.htm>
7. Программа моделирования антенн MMANA-GAL RPO. <http://dl2kq.de/promm/indexr.htm>



В первой книге расширенного и переработанного издания И.В.Гончаренко «Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. MMANA» рассказывается о популярной у радиолюбителей программе MMANA. Отдельное издание, вышедшее в 2002 году под названием «Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA», имело огромный успех и стало библиографической редкостью.

Книга «Антенны КВ и УКВ. Часть II. Основы и практика» является вторым изданием, переработанным и дополненным автором. Это практическое пособие для тех, кто желает не только повторять, но и понимать антенны и двигаться дальше самостоятельно. Доходчивости изложения материала уделен максимум внимания. Не обошлось и без теории, необходимой для понимания сути.

Книга «Антенны КВ и УКВ. Часть III. Простые КВ антенны» является продолжением справочника «Антенны КВ и УКВ». В ней описаны конструкции, классификация и параметры ненаправленных коротковолновых антенн. Особое внимание уделено объяснению принципов работы антенн с тем, чтобы читатель смог конструировать антенны под конкретные условия.

В справочнике «Антенны КВ и УКВ. Часть IV. Направленные КВ антенны: синфазные и продольного излучения» изложены основы теории и конструирования КВ антенн, а также их практические конструкции. Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей и специалистов, занимающихся конструированием и изготовлением антенн.

Настоящая книга является пятой частью справочника «Антенны КВ и УКВ». В ней изложены основы теории и практика конструирования укороченных, фазированных (с активным питанием элементов) и многодиапазонных направленных КВ антенн. Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей и специалистов, занимающихся конструированием и изготовлением направленных КВ антенн.

