

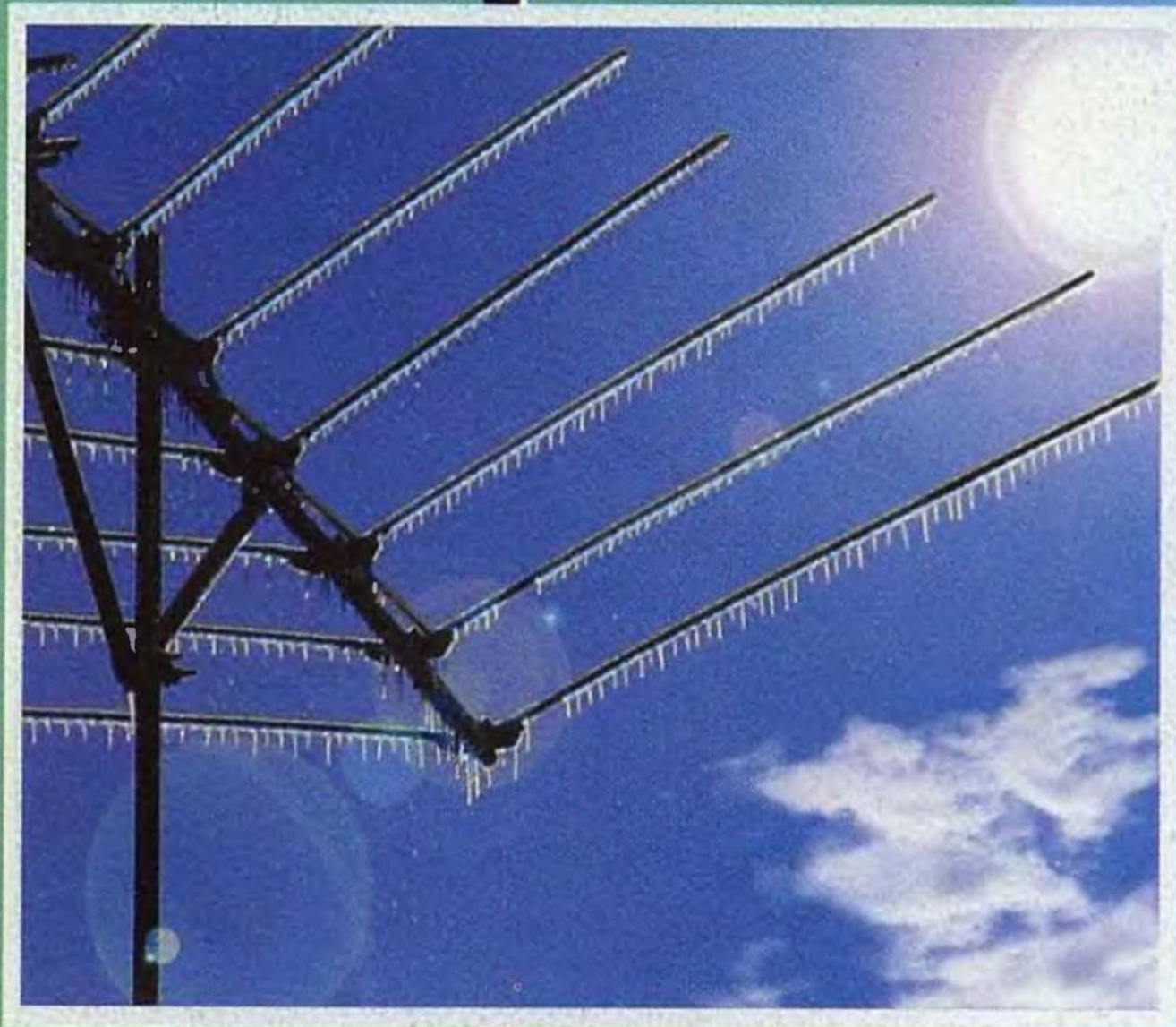
И.В.ГОНЧАРЕНКО

АНЕННЫ

КВ и УКВ

ЧАСТЬ
ЧЕТВЕРТАЯ

НАПРАВЛЕННЫЕ КВ АНТЕННЫ:
СИНФАЗНЫЕ И ПРОДОЛЬНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ



И. В. Гончаренко

DL2KQ — EU1TT

Антенны КВ и УКВ

Часть IV

**НАПРАВЛЕННЫЕ КВ АНТЕННЫ:
синфазные
и продольного излучения**

ИЗДАТЕЛЬСКОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ
РадиоСофт

Журнал «РАДИО»

МОСКВА

2007

УДК 681.3
ББК 32.845
Г65

Гончаренко И. В.

Г65 Антенны КВ и УКВ. Часть IV. Направленные КВ антенны: синфазные и продольного излучения. — М.: ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2007.— 256 с.: ил.

ISBN 5-93037-144-X

Настоящая книга является четвертой частью справочника «Антенны КВ и УКВ». В ней изложены основы теории и конструирования КВ антенн направленного излучения, а также их практические конструкции.

Первые части справочника выпущены в 2004–2006 гг. под названиями «Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. MMANA», «Антенны КВ и УКВ. Часть II. Антенны. Основы и практика» и «Антенны КВ и УКВ. Часть III. Простые КВ антенны».

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

УДК 681.3
ББК 32.845

ISBN 5-93037-144-X

© Гончаренко И. В., 2007
© Журнал «Радио», 2007
© Оформление. ИП РадиоСофт, 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
Список обозначений, принятых в IV-й части	10
Общие замечания о направленных КВ антеннах	12
6. Синфазные КВ антенны	15
6.1. Виды синфазных антенн	15
6.1.1. Принцип работы	15
6.1.2. Линейные синфазные антенны	17
6.1.3. Параллельные синфазные антенны	21
6.1.4. Плоские системы	25
6.1.5. Выбор расстояния между элементами	27
6.1.6. Системы питания	30
6.1.6.1. Системы питания для одинаковых Z_a элементов	31
6.1.6.2. Системы питания для отличающихся Z_a элементов	33
6.2. Конструкции синфазных антенн	35
6.2.1. Коллинеарные антенны	35
6.2.2. Многоэтажные антенны	44
6.2.3. Синфазные решетки	50
6.2.4. Наклонные с синфазными составляющими токов	55
6.2.5. Приемные синфазные	60
7. Антенны продольного излучения с пассивными элементами	68
7.1. О чем эта глава?	68
7.1.1. Принцип работы	68
7.1.2. Шаг к практике	72
7.1.3. Пассивные элементы	75
7.2. Антенна Уда-Яги	79
7.2.1. История	79
7.2.2. Двухэлементная антенна Уда-Яги	81
7.2.2.1. G_a , F/B от расстояния между элементами	81
7.2.2.2. Влияние высоты подвеса на G_a , F/B и зенитный угол	86
7.2.2.3. Настройка и согласование	90
7.2.2.3.1. Методика настройки	90
7.2.2.3.2. Влияние расстояния между элементами на Z_a	93
7.2.2.3.3. Способы согласования	95
7.2.3. Трехэлементная антенна Уда-Яги	98

7.2.3.1. Влияние длины траверсы на Ga и F/V	100
7.2.3.2. Влияние длины траверсы на полосу и Za	101
7.2.3.3. Влияние высоты подвеса на Ga и F/V	102
7.2.3.4. Настройка и согласование	105
7.2.4. КВ антенны Уда-Яги с числом элементов больше трех	108
7.2.4.1. Четырехэлементная антенна	111
7.2.4.2. Пятиэлементная антенна	114
7.2.4.3. Шестиэлементная антенна	115
7.2.4.4. Семь и восемь элементов	117
7.2.5. Масштабирование и пересчет антенн Уда-Яги ...	118
7.2.5.1. Пересчет модели на трубки иного диаметра	119
7.2.5.2. Масштабирование модели на другую частоту	120
7.3. Антенны продольного излучения с элементами сложной формы	122
7.3.1. П-образные элементы	122
7.3.2. V-образные элементы	129
7.3.3. Элементы с изогнутыми серединами и загнутыми краями	137
7.3.4. Элементы из нерезонансных диполей	139
7.4. Горизонтальные антенны с переключаемой ДН	144
7.4.1. Двухэлементные антенны, переключаемые на два направления	145
7.4.2. Трехэлементные антенны, переключаемые на два направления	152
7.4.3. Многоэлементные антенны, переключаемые на два направления	155
7.4.4. Антенны, переключаемые на четыре направления	156
7.5. Вертикальные антенны продольного излучения	160
7.5.1. Полуволновые элементы, фиксированное направление	161
7.5.2. Полуволновые, с переключением на два направления	163
7.5.2.1. Два элемента на одной мачте	165
7.5.2.2. Три элемента на одной мачте	168
7.5.3. Полуволновые, с переключением на несколько направлений	169
7.5.3.1. Двухэлементные	170
7.5.3.1. Трехэлементные	173

7.5.4. Четвертьволновые элементы, фиксированное направление	175
7.5.5. Четвертьволновые, с переключением на два направления	178
7.5.5.1. Двухэлементные	178
7.5.5.1. Трехэлементные	183
7.5.6. Четвертьволновые, с переключением на несколько направлений	187
7.5.7. С заземленными элементами	191
7.6. Рамочные антенны продольного излучения	196
7.6.1. Общие положения	196
7.6.2. Двухэлементная рамочная	200
7.6.2.1. F/V и Ga от расстояния между элементами ..	200
7.6.2.2. Влияние высоты подвеса на Ga, F/V и зенитный угол	204
7.6.2.2.1. Горизонтальная поляризация	204
7.6.2.2.2. Вертикальная поляризация	207
7.6.2.3. Настройка и согласование	209
7.6.2.3.1. Влияние расстояния между элементами на Za	209
7.6.2.3.2. Влияние высоты на Za	210
7.6.2.3.3. Способы согласования	212
7.6.2.4. Влияние формы	215
7.6.2.5. Конструкция	217
7.6.3. Что лучше «двойной квадрат» или три элемента Уда-Яги	221
7.6.4. «Двойные квадраты» нестандартной конфигурации	224
7.6.5. Трехэлементная рамочная	227
7.6.5.1. Влияние длины траверсы на Ga и F/V	227
7.6.5.2. Влияние длины траверсы на Za и полосу	228
7.6.5.3. Влияние высоты подвеса на Ga и Za	231
7.6.6. Трехэлементные рамочные нестандартной конфигурации	233
7.6.7. Четыре и более рамочных элемента	234
7.7. Рамочные антенны с переключением ДН	237
7.7.1. «Двойной квадрат», переключаемый на два направления	237
7.7.2. «Тройной квадрат», переключаемый на два направления	239
7.7.3. Многоэлементные, переключаемые на два направления	242

7.7.4. Рамочные, с переключением на четыре направления	245
Заключение и благодарности	250
Список литературы	252

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга является продолжением большого справочника по антеннам КВ и УКВ. Его первые три части:

1. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть I. Компьютерное моделирование. MMANA. — М.: ИП РадиоСофт, журнал «Радио». 2004.
2. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть II. Антенны. Основы и практика. — ИП Радиософт, журнал «Радио». 2004.
3. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Часть III. Простые КВ антенны. — ИП Радиософт, журнал «Радио». 2005.

Лучше, если вы уже с ними знакомы. Хотя бы со II-й и III-й. В этом случае вам нужно только знать, что приведенные в этой части файлы моделей антенн с расширением *.gaa открываются новой программой моделирования антенн GAL-ANA. Почему не MMANA, описанной в первой части, или не ее улучшенным вариантом MMANA-GAL?

Потому что время не стоит на месте. GAL-ANA — это новый моделировщик, который имеет существенно больше возможностей и намного меньше ограничений и проблем, чем MMANA. GAL-ANA может работать как с доработанным MININEC3, так и с NEC2, и с NEC4 (не входит в комплект программы). Причем, скорость ее вычислений выше, а интерфейсы лучше и интуитивно понятнее, чем в MMANA-GAL.

GAL-ANA намного облегчает и ускоряет труд проектировщика. Не преувеличиваю. В десятки раз стала выше скорость подбора подходящей антенны в библиотеке. Это возможно благодаря визуальному поиску: при движении курсора по файлам библиотеки, мгновенно, еще без открытия файла, отображается вид и параметры текущей антенны. Отыскать нужную антенну, просмотрев для этого сотню файлов в нескольких папках, теперь вопрос секунд. Создание, вычисление, большая часть операций редактирования и просмотр ДН производятся в одном окне «Вид», без переключений в другие окна и закладки.

Не знаю, как получится у вас, а у меня на создание, расчет и переработку средней антенны в GAL-ANA уходит в среднем в 3–4 раза меньше времени и движений мышкой, чем в MMANA-GAL. Кстати, что работать в GAL-ANA нагляднее (большая часть окон имеет развитую, ясную графику и интуитивно понятный интерфейс) и проще, я уже говорил?

GAL-ANA можно найти на <http://dl2kq.de/galana/indexr.htm>. Если у вас одна из зарегистрированных разновидностей GAL-ANA, то в ее корневой папке ...\\ANT\\ содержатся все папки и файлы *.gaa моделей антенн, упомянутых в этой книге. Эти файлы вы можете вычислять, редактировать, оптимизировать, строить любые графики (включая трехмерные), использовать в качестве исходных при разработке своих конструкций. Проще говоря, пользуясь файлами этой книги как базой, вы можете пойти в своих разработках дальше автора.

Если же вы хотите лишь просматривать и вычислять файлы, упомянутые в этой книге (т. е. использовать их лишь как развернутые иллюстрации), то достаточно иметь демо-версию GAL-ANA. Она полностью показывает и вычисляет файлы, упомянутые в этой книге. Правда брать их вам придется не из программы, а скачивать из online библиотеки <http://dl2kq.de/mmmana/4-3.htm>. К сожалению, по копирайтным соображениям папка ...\\ANT демо-версии GAL-ANA содержит лишь несколько файлов *.gaa, показывающих возможности программы.

Теперь несколько слов, к тем, кто не читал предыдущие части. Эта книга является четвертой частью большого антенного справочника. Но справочника не простого. Справочника, которому можно задавать вопросы. А для этого нужен инструмент. Им является программа моделирования антенн. В первых трех частях это была MMANA-GAL. В этой части мы используем более удобную и современную GAL-ANA.

Такой подход позволил основные описания антенн дать в виде файлов-моделей. Это намного увеличило количество полезной информации, ибо на бумаге невозможно при разумных объемах книги на каждую антенну дать подробные чертежи, параметры, графики. Но это все есть в файле модели. Более того, используя файл, вы можете изменять антенну под свои условия. Задавать вопросы вида: «А что будет, если изменить то-то и то-то...?». И получать на них квалифицированные ответы.

Даже если моделирование антенн пугает (совершенно зря, оно совсем несложно), то отнеситесь к GAL-ANA просто как к программе просмотра описаний размеров и параметров антенн. Ничего, кроме двух стандартных команд (Файл—Открыть), для этого не требуется.

Ссылки на рисунки, параграфы, разделы и главы, начинающиеся с цифр 1–5 — 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 ОБОЗНАЧЕНИЙ, ПРИНЯТЫХ В IV-Й ЧАСТИ

Здесь приведены встречающиеся в IV-й части справочника обозначения и сокращения. Конечно, при первом упоминании в тексте обозначение обязательно объяснено, но когда надо нацти 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_H — азимутальная ширина нерабочих зон антенны с переключаемой ДН
- $A_{\text{эфф}}$ — эффективная площадь раскрыва антенны
- B_{MIN} — гарантированно достижимое ослабление помехи, приводящей с произвольного азимута для антенны с переключаемой ДН
- BW — полоса пропускания антенны. Если не указано иное, то по уровню KCB < 2
- c — скорость света
- F_{RES} — резонансная частота
- F/B — отношение излучений вперед/назад, аббревиатура от английского Front/Back
- G_a — усиление антенны
- H — горизонтальная поляризация
- h — высота над землей
- jX_a — реактивная часть входного сопротивления антенны
- Q — добротность
- QQ — Qubical Quad, Cubical Quad. Двухэлементная рамочная антенна «двойной квадрат»
- R_a — активная часть входного сопротивления антенны
- $R_{\text{изл}}$ — сопротивление излучения антенны
- $R_{\text{п}}$ — сопротивление потерь
- RDF — (receiving directivity factor) фактор направленности приемной 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

Z_a — комплексное входное сопротивление антенны (импеданс)
 Z_0 — волновое сопротивление линии
АБ — антенна Бевереджа
ВЧЗ — высокочастотное заземление
ДН — диаграмма направленности
ЕН — емкостная нагрузка
 K_y — коэффициент укорочения
 $K_{уд}$ — коэффициент удлинения
СУ — согласующее устройство
ФЧХ — фазочастотная характеристика
ШПТ — широкополосный трансформатор
ЭМВ — электромагнитная волна

ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ О НАПРАВЛЕННЫХ КВ АНТЕННАХ

В любом радиоканале связь бывает неустойчивой, а то и вовсе пропадает. Полезный сигнал на входе приемника опускается ниже уровня шума. Бороться с этим можно лишь двумя методами.

Первый — корреляционная обработка (она же DSP — Digital Signal Processing) сигнала в приемнике. DSP позволяет, используя принцип накопления регулярных колебаний, «вытащить» сигналы, лежащие ниже уровня шума. Такая обработка относится к схемотехнике, поэтому в данной книге не рассматривается. Но возможности DSP не безграничны и даже с ней наступает момент, когда сигнал принять невозможно.

Поэтому, остается лишь «метод грубой силы»: увеличивать отношение сигнал/шум сигнал на входе приемника. Что для этого можно сделать?

1. Поднять мощность передатчика. Однако на этом пути есть пределы: или административные (лимит мощности в лицензии), или энергетические (не включите вы дома передатчик с выходной мощностью 3 кВт, бытовая электросеть не выдержит требуемые ему 5 кВт питания).

2. Использовать приемную антенну с большой площадью раскрыва $A_{эфф}$. Она даст прирост сигнала, собирая энергию с большей площади. Просто увеличение чувствительности приемника такого эффекта не даст. На КВ при полноразмерных (и не очень сильно укороченных) антеннах уровень собственных шумов приемников и так в несколько раз ниже уровня эфирного шума, поэтому отношение сигнал/шум на выходе определяют не шумы приемника, а шумы эфира.

3. Сделать приемную антенну с узкой диаграммой направленности (ДН). Она соберет меньше шумов (так как будет принимать их не со всех направлений), чем слабонаправленная.

4. Применить передающую антенну с усилением (G_a) более высоким, чем у простых антенн.

5. Использовать передающую антенну с узкой ДН. Не «размазывать» мощность передатчика по всем направлениям, а «выстрелить» ее узким лучом в направлении корреспондента.

Четыре последних пункта говорят об одной и той же антенне. В самом деле: антенна с большой $A_{эфф}$ — это и есть антенна с большим G_a и узкой ДН (п. 3.1.3 и 3.1.7), т. е. направленная антенна.

Сужение ДН с ростом G_a объясняется законом сохранения энергии. Если при данной мощности передатчика удалось по-

высится напряженность поля в каком-то направлении, то в других направлениях она обязана понизиться. Энергия передатчика просто перераспределяется в пространстве. Представьте воздушный шарик наполненный водой (как аналог объемной ДН). Если сжать шарик с одной стороны, он раздуется в другую — ДН станет направленной.

В этой части книги мы начнем изучать направленные КВ антенны. Под таковыми здесь понимаются антенны с усилением заметно большим, чем у простых антенн ($\lambda/2$ диполей, $\lambda/4$ GP, λ рамок). Резкой границы между простыми и направленными антеннами нет. Например, в III-й части мы рассматривали длинные диполи, V-beam и ромбические антенны, усиление которых весьма велико. С другой стороны, в этой части нам встретятся антенны, выигрывающие у $\lambda/2$ диполя лишь 2...3 дБ.

Важно знать: *рост усиления возможен только с увеличением размеров антенны*. Однако связь эта неоднозначна. И весьма большие антенны могут иметь довольно скромное усиление, и антенны лишь немного больше $\lambda/2$ диполя могут выигрывать у него до нескольких децибел.

Направленные антенны более требовательны к пространству вокруг себя, чем простые. Причина — они имеют $A_{эфф}$ больше, чем простые антенны. Чтобы направленная антенна реализовала свое усиление, надо обеспечить, чтобы ее площадь раскрыва (формула 3.1.10) не была бы ничем затенена (п. 3.1.7). Это означает, что *направленную антенну необходимо располагать дальше от предметов с потерями* (дома, деревья, земля и т. д.), чем простую. Это (как и рост размеров антенны) — неизбежная плата за рост Ga.

Другой неприятностью направленных КВ антенн является сужение полосы. Почти всегда *полоса направленной антенны меньше чем у простой. Тем меньше, чем выше усиление*. В принципе, у направленной антенны можно расширить полосу (и даже сделать ее шире, чем у простой). Но только за счет снижения Ga. Направленная антенна с расширенной полосой имеет меньшее усиление, чем могла бы при своих размерах (и меньшей полосе).

Еще одна проблема направленных КВ антенн — чрезмерное сужение ДН при большом Ga. Читатель скажет, что у автора хромает логика: чуть выше написано о пользе сужения ДН, а тут это объявлено проблемой. Но противоречия нет. Сужение ДН полезно, когда корреспондент попадает в максимум ДН. А вот если не попадает, начинаются проблемы.

Сделать зенитный лепесток направленной КВ антенны чрезмерно узким практически невозможно (см. п. 3.1.9.2), и об этом можно не беспокоиться. Но по азимуту корреспонденты (особенно в любительском радио) обычно располагаются со всех сторон. И слишком узкая азимутальная ДН неудобна в работе.

Пример

Работа из Бонна в ARRL contest (только США и Канада). Все корреспонденты находятся в секторе от 290° (Флорида) до 340° (север Канады). Используем семиэлементную антенну Уда-Яги. Если направить ее в середину сектора (315°), то из-за узкой ДН направления 290° и 340° будут ослаблены на 6 дБ (в 4 раза по мощности). Столько мы проиграем во Флориде и на севере Канады. Если же повернуть антенну на Флориду, то север Канады мы совсем потеряем, так как антенна имеет ослабление 16 дБ (в 40 раз по мощности) при азимуте, на 50° отличающемся от главного лепестка.

Таким образом, до начала связи надо знать направление на корреспондента. А это, несмотря на использование DX-кластера, возможно не всегда. При узкой азимутальной ДН можно потерять часть корреспондентов потому, что в данный момент антенна «смотрит» на несколько десятков градусов в сторону от них (правда, это же позволяет снижать помехи).

6. СИНФАЗНЫЕ КВ АНТЕННЫ

6.1. Виды синфазных антенн

Принцип работы. Линейные синфазные антенны. Параллельные синфазные антенны. Плоские системы (антенные решетки). Выбор расстояния между элементами. Системы питания для одинаковых Z_a элементов. Системы питания для отличающихся Z_a элементов.

6.1.1. Принцип работы

В основе принципа синфазных антенн лежит следующее нехитрое соображение: если нам мало сигнала от одной простой антенны, то надо использовать две таких антенны. Если не хватает сигнала и от двух, то три или больше. Вопросу о том, как это сделать, и посвящена данная глава.

Пусть мы имеем простой $\lambda/2$ диполь, подключенный к передатчику с мощностью P ватт. На заданном расстоянии в направлении максимума излучения этот диполь создает напряженность поля E мВ/м. Но нам этого мало. Надо больше.

В соответствии с вышеизложенным рецептом, возьмем два таких $\lambda/2$ диполя. Расположим их в одну линию вдоль оси Y и разнесем подальше (чтобы взаимное влияние было минимально). Мощность передатчика разделим (например, кабельной системой распределения) пополам между обоими диполями. На каждый диполь достанется $P/2$ ватт. Напряженность поля, создаваемого каждым диполем будет $\sqrt{2}E$ (мощность в каждом диполе уменьшилась вдвое, а, напряжение — в $\sqrt{2}$ раз).

Электромагнитные волны (ЭМВ), создаваемые обоими диполями, в пространстве суммируются. Понятно, что это будет векторное сложение (речь ведь о переменных полях).

Очевидно, что если система распределения обеспечивает синфазность питания обоих диполей, то поля, создаваемые ими в направлениях максимума ДН (т. е. перпендикулярно линии диполей вдоль оси X), сложатся в фазе. Следовательно, суммарная напряженность поля в этом направлении составит $\sqrt{2}E + \sqrt{2}E = 1,414E$.

Это соответствует приросту G_a на 3 дБ. Так как G_a $\lambda/2$ диполя в свободном пространстве составляет 2,14 dBi, то усиление нашей двухэлементной (т. е. состоящей из двух отдельных элементов-диполей) синфазной (т. е. с элементами,

запитанными источниками с одинаковой фазой) антенны составит 5,14 dBi.

Для других азимутальных направлений волны обоих диполей будут складываться уже не в фазе (в этих направлениях длины их пути до точки суммирования неодинаковы). Поэтому суммарная напряженность поля в этих направлениях будет меньше (складываемые векторы уже несинфазны). Причем, тем меньше, чем больше угол между данным направлением и осью X. Значит, чем больше отличаются в данном направлении фазы ЭМВ обоих диполей, тем меньше суммарное излучение. Следовательно, азимутальная ДН нашей двухэлементной синфазной антенны окажется более узкой, чем у $\lambda/2$ диполя. Это неудивительно, ведь рост Ga не может не сопровождаться сужением ДН.

Повторим вышеописанный фокус с созданием синфазной антенны из двух других. Но в качестве базового элемента возьмем не $\lambda/2$ диполь, а свежеделанную выше двухэлементную синфазную антенну с $G_a = 5,14$ dBi. Очевидно, что в итоговой антенне из четырех синфазных $\lambda/2$ диполей мы получим еще 3 дБ прибавки усиления. По тем же самым причинам, которые описаны выше для двухэлементной антенны. Усиление четырехэлементной (из $\lambda/2$ диполей) синфазной антенны составит $5,14 + 3 = 8,14$ dBi.

Таким образом, удвоение числа элементов в синфазной антенне приводит к росту Ga на 3 дБ. Два элемента дают 3 дБ прибавки Ga, 4 элемента — 6 дБ, 8 элементов — 9 дБ, 16 элементов — 12 дБ, и т. д. (напомню, пока мы считаем, что элементы далеко разнесены, и мало влияют друг на друга взаимным излучением).

Легко заметить закономерность: рост усиления в разях равен числу элементов. 2 элемента дают рост усиления в два раза (3 дБ), 3 — в три (4,8 дБ), 4 — в четыре (6 дБ), 5 — в пять раз (7 дБ), и т. д., (повторю, эти цифры справедливы лишь при значительном разноразносе элементов и пренебрежимо малом их взаимном влиянии).

Очевидно, что чем больше элементов, тем быстрее распадается синфазность их полей, при отходе от направления основного излучения, т. е. основные лепестки ДН (вдоль оси X) становятся все более узкими. Это означает, что ДН синфазной антенны определяется не только ДН одиночного элемента, но и числом/расположением элементов. Причем, с ростом числа элементов последний фактор становится определяющим.

Элементом синфазной антенны может быть не только $\lambda/2$ диполь, но и любая другая антенна.

В GAL-ANA синфазная антенна создается так:

- создается один элемент будущей антенны;
- в окне **Правка** вызывается команда меню **Сделать стек**.

В открывшемся окне указывается нужное число элементов, способ их расположения и требуемое расстояние между ними.

Различают три основных вида синфазных антенн:

1. Коллинеарный (линейный) — все элементы лежат на одной линии.

2. Параллельный (многоэтажный) — все элементы расположены параллельно друг другу.

3. Плоский (решетка) — параллельная система из коллинеарных антенн.

В такой последовательности мы их и рассмотрим.

6.1.2. Линейные синфазные антенны

Пример линейной (коллинеарной) антенны показан на рис. 6.1.1. Это четырехэлементная антенна из $\lambda/2$ диполей, с расстоянием $0,9\lambda$ между их центрами.

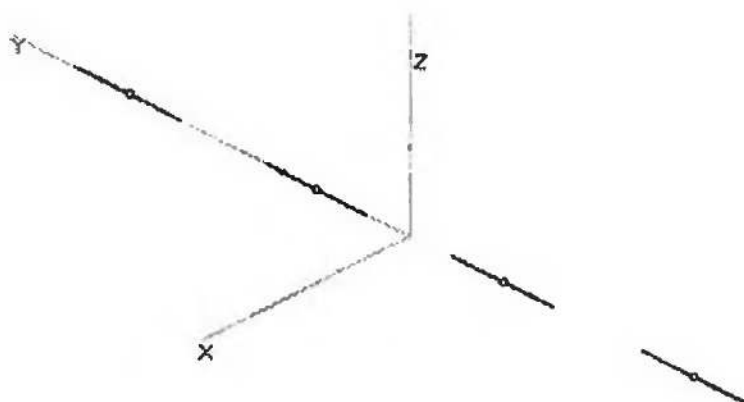


Рис. 6.1.1

Зависимость ДН и усиления линейной антенны в свободном пространстве от числа элементов показана на рис. 6.1.2 (ДН четырехэлементной антенны на рис. 6.1.2 соответствует антенне рис. 6.1.1).

Из этого рисунка видно, что для данной антенны с ростом числа элементов сужается ДН в горизонтальной плоскости (это понятно, усиление ведь растет), но форма ДН в зенитной плоскости остается неизменной.

Это проявление общего правила:

ДН синфазной антенны сужается в той плоскости, в которой антенна имеет размер больше, чем один элемент. Причем

чем больше размер (т. е. число элементов), тем сильнее сужается ДН.

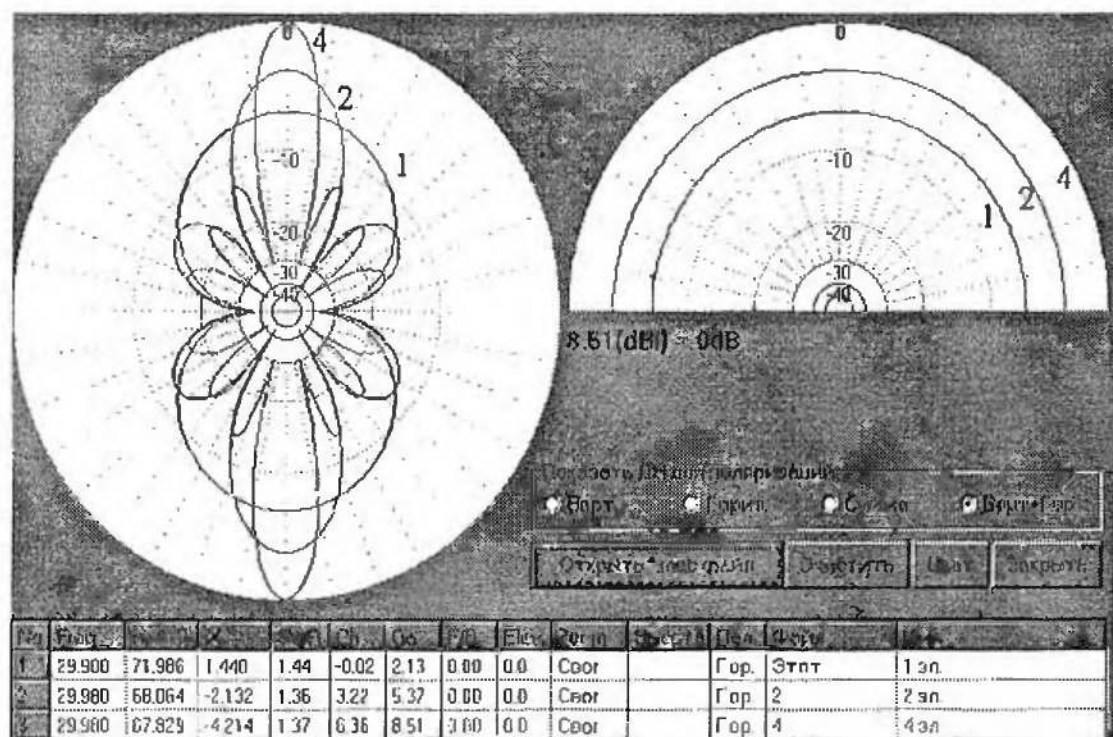


Рис. 6.1.2

Например, антенна рис. 6.1.1 вытянута по горизонтали, следовательно, ее ДН в горизонтальной плоскости сузится. По вертикали антенна рис. 6.1.1 имеет точно такие же размеры, как и одиночный $\lambda/2$ диполь, поэтому форма ее ДН в вертикальной плоскости не отличается от диполя (лишь растет уровень, но это связано с общим ростом усиления).

Если мы повернем антенну рис. 6.1.1. вертикально (вдоль оси Z), то, в соответствии с приведенным правилом, она будет иметь круговое излучение в азимутальной плоскости, но узкую ДН в зенитной (поверните страницу с рис. 6.1.2 на 90° и увидите).

Посмотрим на столбец Gh на рис. 6.1.2. И удивимся: Га двухэлементной системы больше чем у $\lambda/2$ диполя на 3,22 дБ, а не на 3 дБ, которые обещает предыдущий параграф. Та же история и с четырехэлементной антенной: действительный выигрыш составляет 6,36 дБ, вместо ожидаемых 6 дБ из п. 6.1.1. Казалось бы, невелика разница. Но она есть.

Причина этой разницы — взаимная связь между элементами. Ведь в п. 6.1.1 мы предполагали элементы настолько удаленными друг от друга, что не учитывали их взаимное влияние. Но на практике никто элементы очень далеко не разносит (от этого резко растут габариты антенны и главный

лепесток расщепляется на несколько). Поэтому взаимной связью элементов пренебрегать нельзя.

Что такое взаимная связь? Мы ведь говорим о передаче энергии с помощью электромагнитной волны (ЭМВ). А у нас рядом расположено несколько элементов-антенн. Естественно, поле одного элемента наводит во всех остальных (как в приемных) антеннах заметные токи. Это изменяет распределение токов в антенне, что и приводит к изменению усиления всей антенны и входных импедансов отдельных элементов, что хорошо видно на рис. 6.1.2.

От чего зависит величина взаимной связи (т. е. наведенных токов)? Очевидно, что от расстояния между элементами. Чем оно меньше, тем больше взаимно наведенные токи.

Влияние расстояния между $\lambda/2$ диполями двухэлементной коллинеарной антенны, находящейся в свободном пространстве, показано на рис. 6.1.3, 6.1.4 и 6.1.5. На этих рисунках расстояние указано между центрами диполей, т. е. расстояние $0,5\lambda$ соответствует расположению элементов вплотную друг к другу.

Мы видим типичные для антенн затухающие колебательные графики. Максимальное усиление двухэлементной коллинеарной антенны из $\lambda/2$ диполей достигается при расстоянии $0,95\lambda$. Га при этом составляет 5,4 дБи, что на 3,25 дБ больше

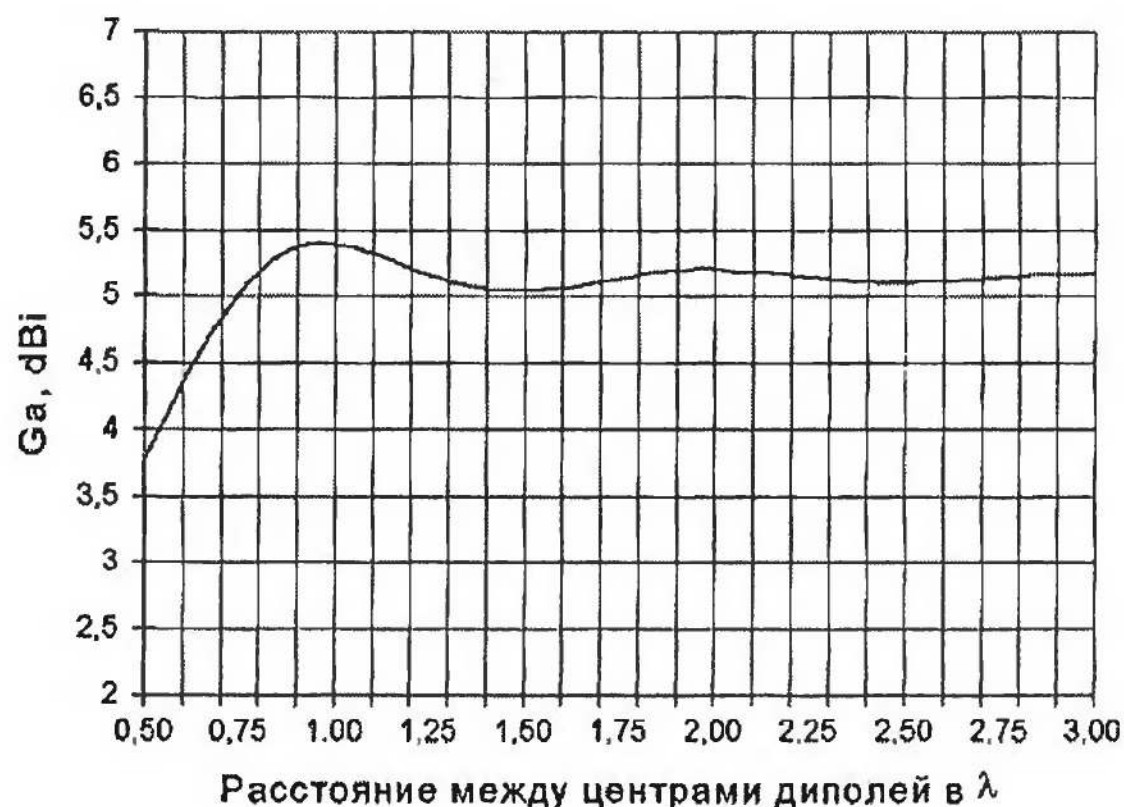


Рис. 6.1.3

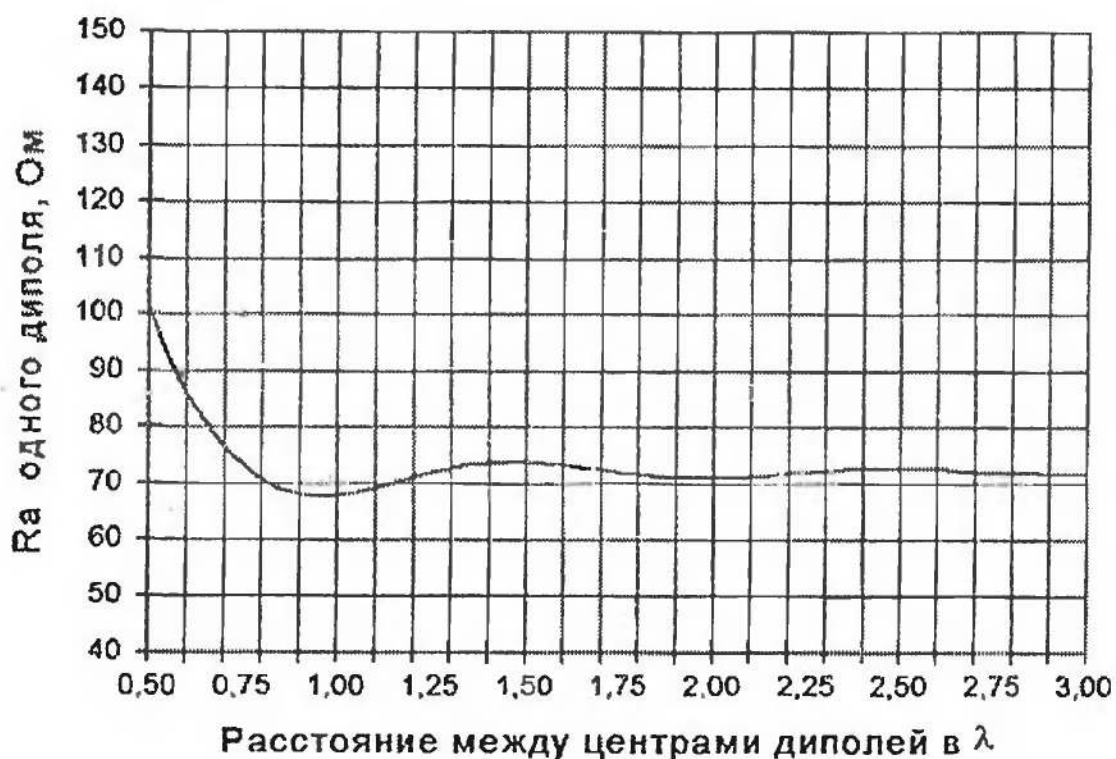


Рис. 6.1.4

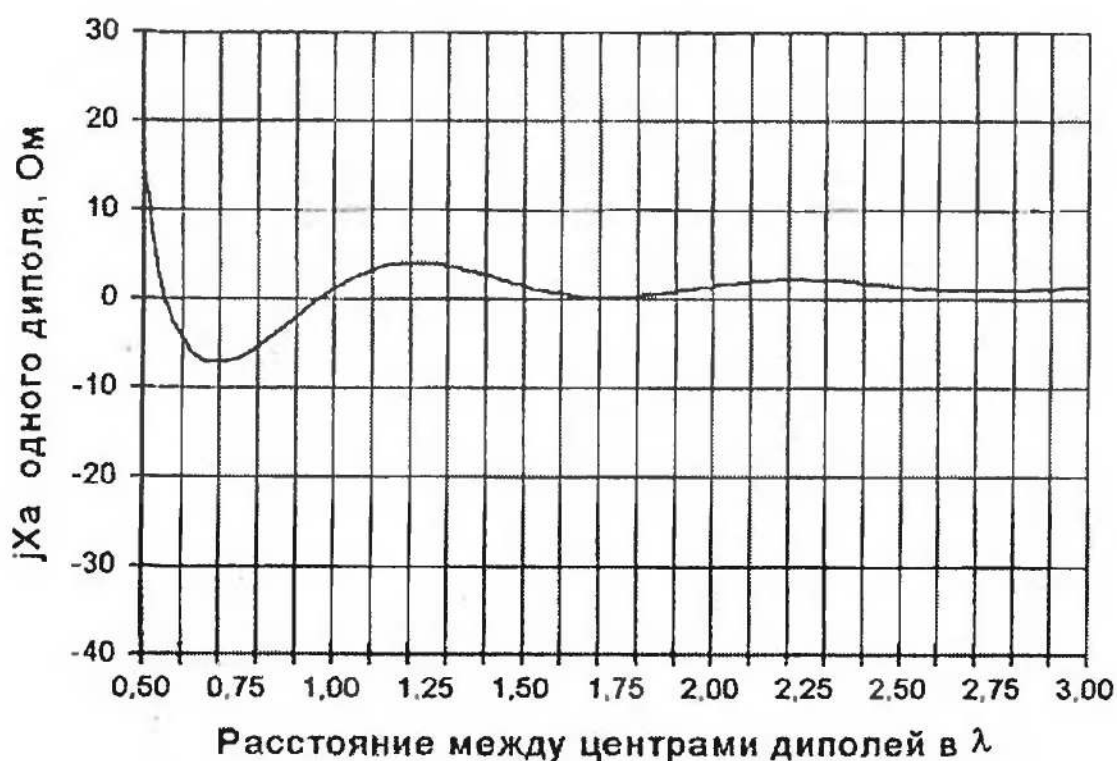


Рис. 6.1.5

усиления одного элемента ($\lambda/2$ диполь имеет $G_a = 2,14$ dBi, п. 3.3.1). При большом расстоянии график G_a затухает вблизи значения $2,14 + 3 = 5,14$ dBi, что соответствует ожидаемой в п. 6.1.1 прибавке 3 дБ относительно одного элемента.

Графики R_a и jX_a показывают, что в коллинеарной антенне необходимо иметь в виду изменение Z_a каждого из элементов, при расстояниях между ними до 2λ .

Кстати, вам ничего не напоминает графики рис. 6.1.4? Со всем ничего? Тогда посмотрите на рис. 3.4.11 (зависимость R_a GP от высоты над землей) и на рис. 4.3.12 (зависимость R_a рамочной антенны с вертикальной поляризацией от высоты над землей). Цифры иные, но качественно графики рис. 3.4.11, рис. 4.3.12 и рис. 6.1.4 очень похожи. Это подобие не случайно. Любая одиночная антенна с вертикальной поляризацией вместе со своим «зеркальным», подземным отражением (п. 3.4.3) образует синфазную коллинеарную систему (так как ток в «зеркальном» вибраторе синфазен с током в реальной антенне). Процессы в одиночной вертикальной антенне над землей и в двухэлементной коллинеарной в свободном пространстве очень близки, поэтому получаются похожими и графики.

Но вернемся к рис. 6.1.4 и 6.1.5. Они показывают, что при практически используемых на практике расстояниях взаимно наведенные токи ощутимо меняют как R_a , так и jX_a каждого из элементов.

Очевидно, что в двухэлементной антенне Z_a обоих элементов равны. Просто из соображений симметрии, так как элементы «светят» друг на друга одинаково. Если же элементов больше двух, то их Z_a уже не будут одинаковы. Взгляните на рис. 6.1.1. Оба крайних элемента «подсвечиваются» полем других элементов лишь с одной стороны. Напротив, два центральных элемента «подсвечиваются» полями других с обеих сторон. Поэтому, очевидно, что Z_a крайних элементов будет отличаться от Z_a центральных, так как элементы находятся в разных условиях. Это обстоятельство надо иметь в виду, при создании системы питания такой антенны (п. 6.1.6).

А стоило ли учитывать взаимную связь элементов? Ведь она для коллинеарной антенны весьма невелика: при расстояниях $> 0,6\lambda$ ее влияние на G_a измеряется десятками долями децибела, а на Z_a изменением меньше, чем на 10 Ом. Стоит ли овчинка выделки? Стоит. И об этом в следующем параграфе.

6.1.3. Параллельные синфазные антенны

Пример параллельной (многоэтажной) синфазной антенны показан на рис. 6.1.6. Это четырехэлементная антенна из $\lambda/2$ диполей, с расстоянием между ними $0,7\lambda$.

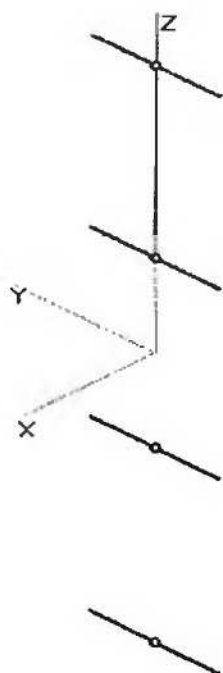


Рис. 6.1.6

Зависимость ДН и усиления многоэтажной антенны в свободном пространстве от числа элементов показана на рис. 6.1.7 (случай четырехэлементной антенны на рис. 6.1.7 соответствует антенне рис. 6.1.6).

Вид ДН определяется правилом, изложенным в предыдущем параграфе. Поскольку многоэтажная антенна вытянута по вертикали, то с ростом числа элементов уменьшается ширина ДН именно в вертикальной плоскости. В азимутальной же плоскости форма ДН остается неизменной широкой дипольной «восьмеркой», так как размер антенны по горизонтали в точности равен $\lambda/2$ диполю.

Такая ДН очень практична на КВ. Усиление идет за счет снижения излучения под высокими зенитными углами (в принципе ненужными при дальней связи на КВ, см.

п. 3.1.9.2), а по азимуту перекрывается довольно широкий сектор.

Посмотрим на столбец Gh на рис. 6.2.2. И обнаружим, что Ga двухэлементной системы больше чем у $\lambda/2$ диполя на целых 4,65 дБ (вместо 3 дБ, ожидаемых в п. 6.1.1). У четырехэлементной антенны выигрыш составляет 7,72 дБ, вместо обещанных 6 дБ.

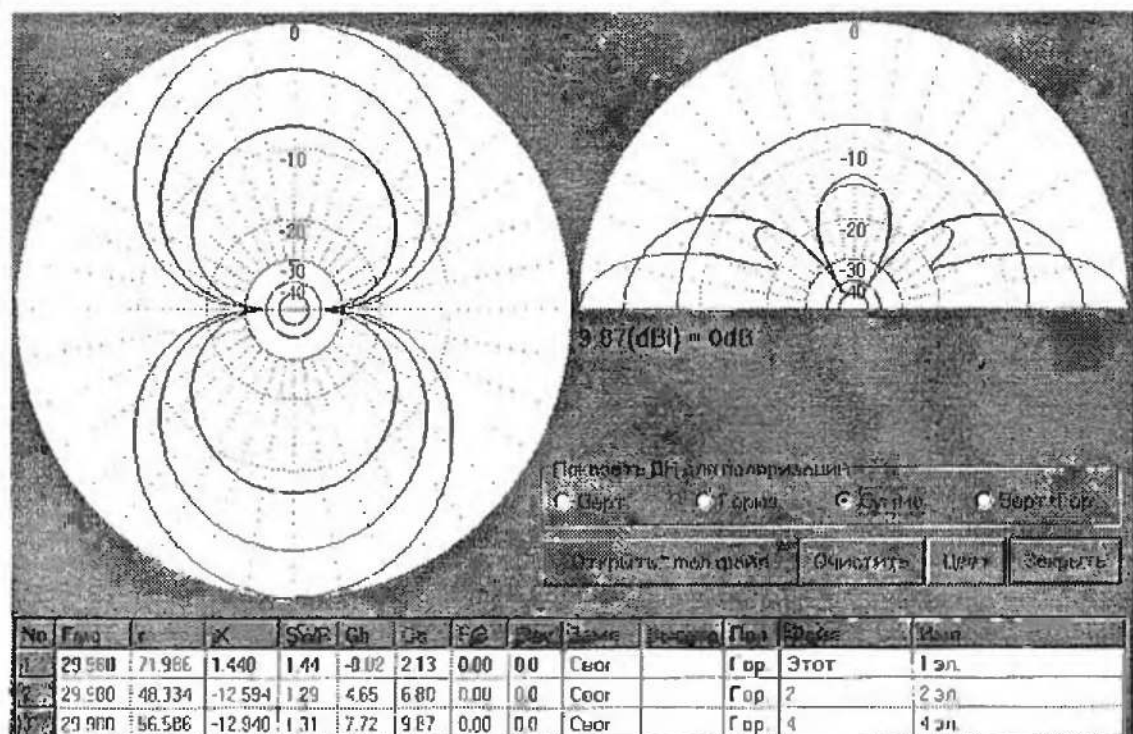


Рис. 6.1.7

Удивляться этой разнице не будем, ибо причина ее уже известна — взаимная связь (наведенные токи) элементов. Но удивимся ее величине: усиление по мощности возрастает в полтора раза сверх ожидаемого. Столь велики взаимно наведенные токи элементов? Да. Взгляните на столбцы g и jX_a в таблице на рис. 6.1.7. Вполне резонансный $\lambda/2$ диполь (первая строка $R_a = 72$ Ом с низкой реактивностью), при добавлении второго элемента (вторая строка) снижает R_a почти в полтора раза (до 48 Ом) и приобретает изрядную jX_a . Столь значительное изменение в Z_a могут дать только большие взаимно наведенные токи.

В параллельной синфазной антенне взаимная связь между элементами очень велика. Намного больше, чем в коллинеарной, при тех же расстояниях. Почему? Дело в ДН одиночного элемента. Используемый нами в качестве элемента $\lambda/2$ диполь имеет объемную ДН в свободном пространстве в виде — тора, с минимальным излучением вдоль оси диполя.

В коллинеарной антенне диполи-элементы расположены так, что они находятся в минимумах ДН друг друга. Поэтому взаимное «освещение» элементами друг друга минимально, соответственно малы и взаимно наведенные токи. Посмотрите, графики рис. 6.1.3–6.1.5 имеют совсем небольшой размах колебаний, который быстро уменьшается с ростом расстояния между элементами.

Напротив, в параллельной синфазной антенне диполи-элементы «светят» друг в друга максимумами своих ДН. Поэтому взаимно наведенные токи (и, соответственно, их влияние) очень велики.

Влияние расстояния между $\lambda/2$ диполями двухэлементной параллельной синфазной антенны, находящейся в свободном пространстве, показано на рисунках 6.1.8, 6.1.9 и 6.1.10. Размах колебаний этих графиков намного больше, а убывают они намного медленнее, чем колебания графиков рис. 6.1.3–6.1.5 для коллинеарной антенны (для сравнения соответствующие пары рисунков выполнены в одинаковом масштабе).

В параллельной синфазной антенне пренебрегать взаимным влиянием нельзя, даже при очень большом расстоянии между элементами. Импеданс элементов меняется весьма значительно. И не только импеданс.

Усиление также заметно зависит от взаимно наведенных токов. Так, при оптимальном по усилению расстоянии $0,67\lambda$, G_a достигает 6,98 dBi, что больше чем у одного элемента ($\lambda/2$ диполя) почти на 5 дБ.

Если в параллельной синфазной антенне более двух элементов, то (так же, как и в коллинеарной) За элементов отличаются друг от друга. По той же причине — крайние и центральные элементы находятся в разных условиях, в смысле взаимного «освещения» (т. е. взаимно наведенных токов).

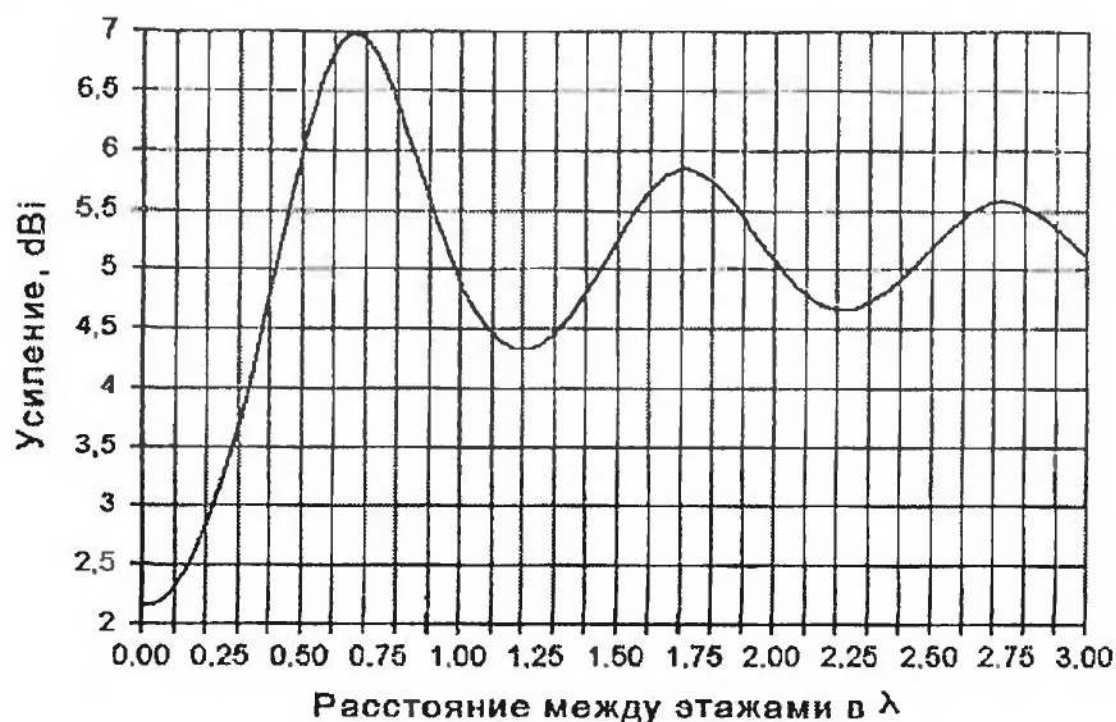


Рис. 6.1.8

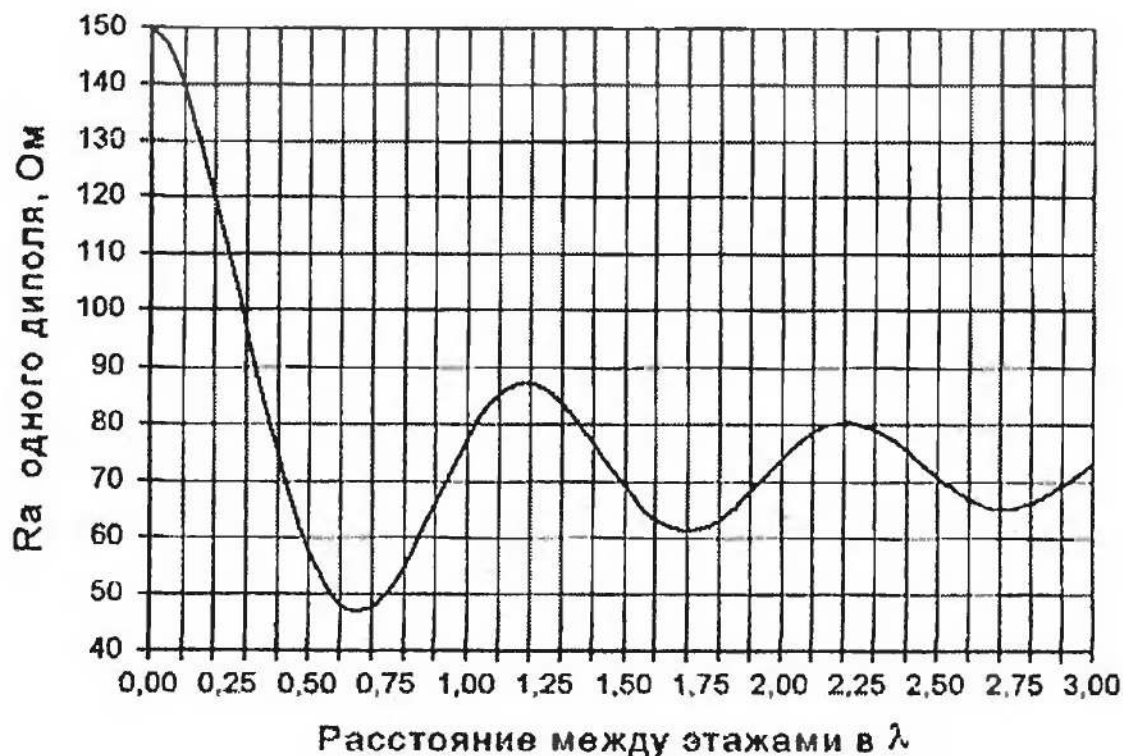


Рис. 6.1.9

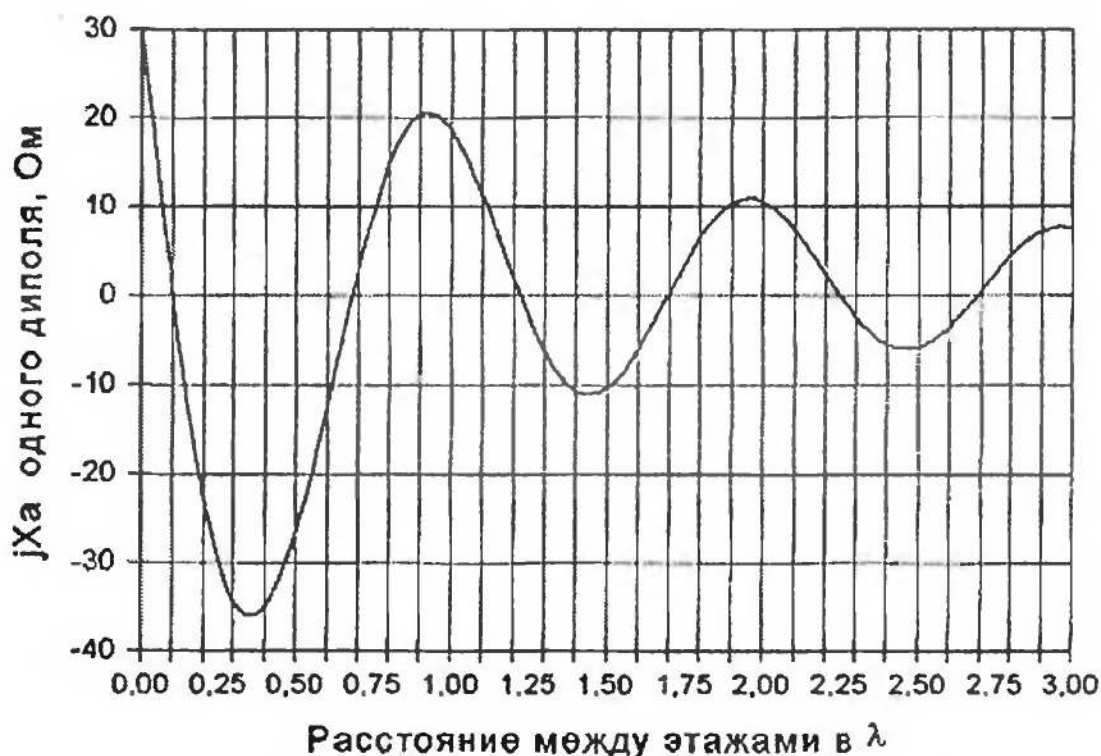


Рис. 6.1.10

6.1.4. Плоские системы

Объединив идеи коллинеарной и многоэтажной, получим плоскую синфазную антенну (другое название — синфазная антенная решетка).

В названии таких антенн обязательно присутствуют две цифры: число этажей, и число элементов в одном этаже. Например, антенна, изображенная на рис. 6.1.11 именуется решеткой 2×3 , т. е. двухэтажная антенна, в каждом этаже по три элемента.

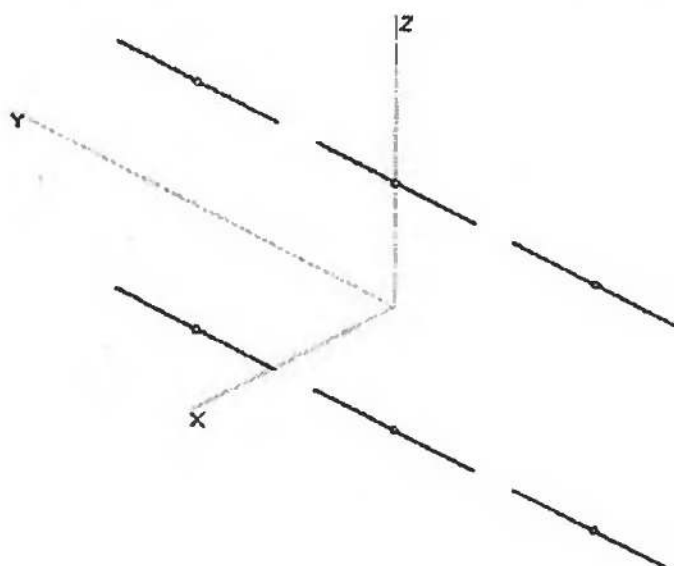


Рис. 6.1.11

ДН и основные параметры решеток 2x2 и 3x3 (в сравнении с одиночным $\lambda/2$ диполем) показаны на рис. 6.1.12. Расстояние между этажами $0,6\lambda$, между элементами в этаже $0,8\lambda$.

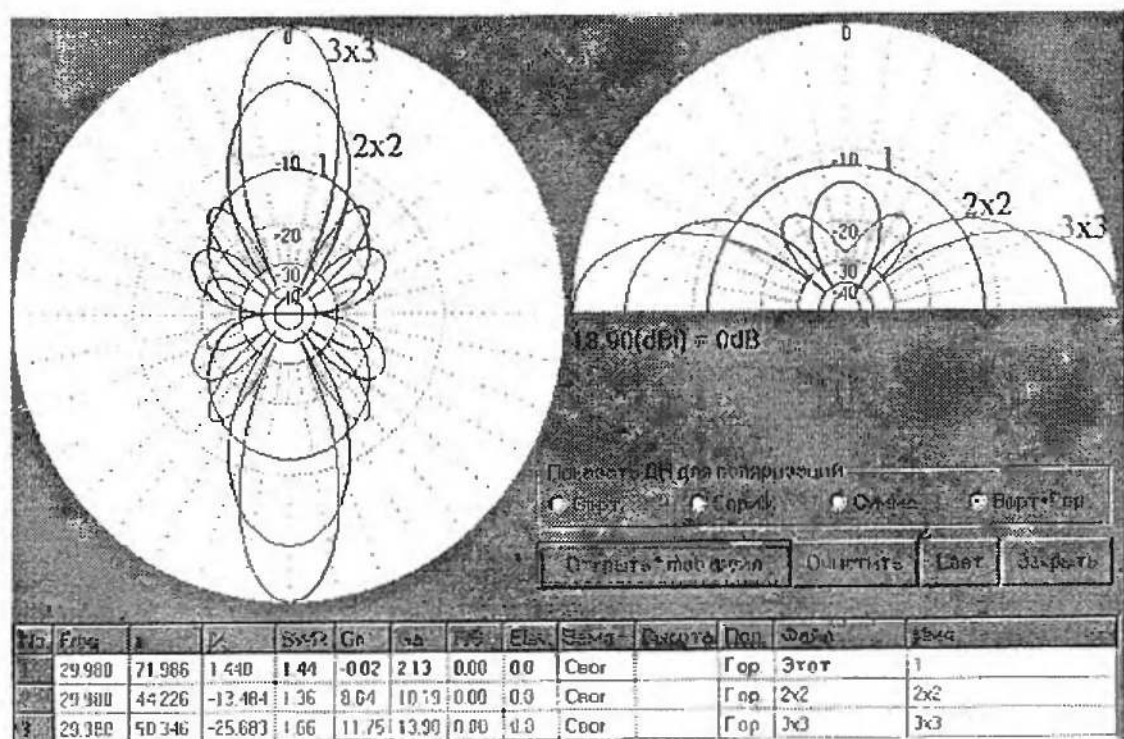


Рис. 6.1.12

Синфазные антенные решетки реализуют очень высокое усиление. Но и размеров требуют немалых. В радиолюбительской практике не встречал более чем трехэтажные решетки, так как на КВ это требует очень высоких мачт. Не применяют радиолюбители и много элементов в одном этаже, так как при этом становится слишком узким лепесток азимутальной ДН. А механическое вращение синфазных решеток на КВ дело практически безнадежное из-за больших размеров.

Плоские синфазные антенны в основном применяются для связи с фиксированным регионом, причем как по короткому, так и по длинному пути (см. 3.1.9.2). В НАМ радио это несчастная задача.

Напротив, в КВ радиовещании синфазная антенная решетка одна из основных антенн. Между двумя капитальными мачтами растягиваются сразу две антенные решетки, и проволочный рефлектор-сетка между ними. Таким образом, получаются две однонаправленные антенны с общим рефлектором. Используются решетки 4x4 и даже 4x8. В качестве элементов радиовещательных антенных решеток используют толстые сверхширокополосные диполи (п. 4.1.3.2 и 4.1.5.1).

При этом удастся совместить очень широкую полосу и высокое усиление в ней. Проектированию таких антенн посвящены целые книги [1], я же на этой краткой информации остановлюсь. Надо же где-то провести границу между профессиональными и любительскими антеннами. Тем более что к большим синфазным антенным решеткам мы еще вернемся в главе про УКВ антенны (на УКВ физические размеры таких решеток вполне приемлемы).

А в этом параграфе мне осталось лишь отметить, что Z_a элементов решетки сильно различается. Например, для антенны 3×3 (третья строка на рис. 6.1.12) входные импедансы по элементам:

50,35 – j25,68	44,95 – j26,74	50,34 – j25,68
33,88 – j18,33	31,65 – j16,72	33,88 – j18,33
50,34 – j25,69	44,95 – j26,74	50,35 – j25,68.

Обратите внимание, что диполи резонансных размеров (одиночный диполь с такими размерами имеет почти нулевую jX_a) в составе решетки имеют изрядную реактивность. Если мы удлиним диполи (все одинаково), до получения минимальной jX_a , то импедансы элементов будут таковы:

50,85 – j1,54	46,89 – j2,65	50,84 – j1,54
35,25 + j1,06	32,71 + j2,49	35,25 + j1,06
50,84 – j1,54	46,89 – j2,65	50,84 – j1,54

R_a отличаются в полтора раза, да и jX_a меняется не так уж мало. Этот факт надо обязательно учитывать при создании системы питания. Впрочем, это тема не этого параграфа, а 6.1.6.

6.1.5. Выбор расстояния между элементами

При нехватке места речь идет только о двухэлементной антенне. Если расстояния более $0,6\lambda$ невозможны, то наилучшим выходом будет установка элементов на максимально возможное в данном случае расстояние. Это даст максимум G_a и минимум боковых лепестков. Реактивность jX_a элементов (см. рис. 6.1.5 и 6.1.10) проще всего убрать соответствующей коррекцией размеров элементов.

Когда места под антенну достаточно, надо определиться, что является критерием оптимальности.

Если антенна двухэлементная, а целью является максимум усиления, то ответ дают графики рис. 6.1.3 и 6.1.8: для коллинеарной $0,95\lambda$, для параллельной $0,67\lambda$.

Если в двухэлементной антенне мы хотим минимум боковых лепестков, то для полного их отсутствия расстояние не

должно превышать $0,5\lambda$. Но на практике столь строгий подход не очень разумен. При не очень высоком расположении над землей ДН $\lambda/2$ диполя не имеет очень глубоких «восьмерочных» минимумов (рис. 3.3.9). Поэтому бороться с подавлением «в ноль» боковых лепестков в реальной антенне нет смысла. Величину боковых лепестков обычно ограничивают заданным допустимым уровнем. На КВ он обычно -20 дБ, т. е. уровень боковых лепестков должен быть ниже основного как минимум на 20 дБ.

Имея в виду этот критерий (подавление бокового излучения на 20 дБ), и сочетая его с максимальным усилением, для двухэлементной антенны получим следующие расстояния: коллинеарная $0,65\lambda$, параллельная $0,53\lambda$. При последующем росте расстояния (до $0,95\lambda$ и $0,67\lambda$, соответственно) Га хотя и продолжает расти, но это сопровождается быстрым ростом уровня боковых лепестков. При дальнейшем же росте расстояния боковые лепестки достигают столь больших размеров, что на их излучение тратится заметная часть мощности передатчика, а это приводит к падению усиления (см. рис. 6.1.3 и 6.1.8).

В трех- и четырехэлементных антеннах ни при каком расстоянии боковые лепестки не исчезают полностью. Более того, их уровень (около -15 дБ) слабо зависит от расстояния. Поэтому в таких антеннах оптимальное расстояние есть лишь по критерию наибольшего усиления. В трехэлементной антенне это $0,977\lambda$ для коллинеарной и $0,74\lambda$ для параллельной. В четырехэлементной: $0,983\lambda$ и $0,785\lambda$ соответственно.

Оптимальные расстояния значительно превышают габариты площади раскрыва отдельных элементов-антенн. Причина все та же: значительное взаимное влияние (наведенные токи) элементов.

Любопытно отметить, что оптимальные по усилению расстояния между элементами довольно слабо зависят от того, какая именно антенна является элементом. Это показано в табл. 6.1.1.

Таблица 6.1.1

ОПТИМАЛЬНОЕ ПО ГА РАССТОЯНИЕ (В λ)
МЕЖДУ ЭЛЕМЕНТАМИ СИНФАЗНОЙ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННЫ

Тип элемента	Диполь $0,3\lambda$	Диполь $0,5\lambda$	Диполь $0,75\lambda$	Диполь 1λ	Двухэл. квадрат	Трехэл. Уда-Яги
Коллинеарная	0,92	0,95	1,13	1,5	0,97	1,057
Параллельная	0,66	0,67	0,656	0,642	0,758	0,68

Для весьма сильно отличающихся друг от друга элементов оптимальные расстояния, тем не менее, близки: около $0,7\lambda$ для параллельной синфазной антенны, и около 1λ для коллинеарной. Эти цифры справедливы, если поляризация элемента совпадает с направлением коллинеарной антенны (например, вертикальный коллинеар, составленный из вертикальных же диполей) и перпендикулярна направлению многоэтажной антенны (например, горизонтальный диполи, а этажи расположены вертикально).

Данные табл. 6.1.1 несправедливы, если в качестве элемента используется антенна с высоким усилением и, соответственно, с большой площадью раскрыва (п. 3.1.7). Нельзя допускать, чтобы площади раскрыва отдельных элементов перекрывались, это приведет к падению усиления (см. вводный параграф «Общие замечания о направленных КВ антеннах»).

При элементах с невысоким G_a (до нескольких dBi в свободном пространстве) оптимальные расстояния определяются не пересечением площадей раскрыва отдельных элементов, а взаимной связью (наведенными токами).

Напротив, если площадь раскрыва элемента велика (ориентировочно говоря, ее габариты превосходят λ , по формуле 3.1.10 это соответствует $G_a > 11$ dBi в свободном пространстве), то элементы приходится раздвигать так, чтобы площади раскрыва не пересекались. То есть довольно далеко. Настолько, что взаимной связью элементов можно пренебречь. Этот случай распространен на УКВ. Например, при соединении в двухэлементную коллинеарную систему двух одиннадцати элементных антенн Уда-Яги, оптимальные расстояния: 2λ для коллинеарной и $1,6\lambda$ для многоэтажной антенны.

Но на КВ такое встречается редко. И если, если оно уж все-таки встретилось, то разговор о нем пойдет гораздо позднее, в следующей части, в разделе про стеки: синфазные решетки из направленных антенн.

Все приведенные выше данные по расстояниям оказываются неточными для синфазных антенн с элементами, разнесенными по высоте (таких как на рис 6.1.6 и вертикальных коллинеарных антенн), если нижний элемент расположен не выше 1λ (цифра ориентировочна) над землей.

Дело в том, что на практике обычно фиксирована высота верхнего элемента (т. е. задана высота несущей мачты). И при увеличении расстояния нижний элемент может оказаться слишком близко от земли. А от этого упадет его усиление (см. табл. 3.3.1 и рис. 3.4.8) и снизится общее G_a всей антенны.

Для каждого конкретного сочетания:

- типа элемента;
- количества элементов;
- высоты верхнего элемента в λ (только для антенн с разнесенными по вертикали элементами, нижний элемент которых находится на высоте менее 1λ над землей).

получается свое оптимальное расстояние между элементами.

Для большинства практических случаев можно пользоваться данными табл. 6.1.1, однако надо понимать ее ограничения. Если в вашем случае элементом служит нестандартная антенна и/или элементы расположены по высоте (нижний элемент $< 1\lambda$ над землей), то искомое расстояние можно найти оптимизацией GAL-ANA по следующей методике:

- Изобразите антенну-элемент на высоте имеющейся мачты. Это будет верхний элемент;
- Создайте из нее стек (Правка – Создать стек) с минимальным расстоянием между элементами. При фиксированной высоте верхнего элемента (высоте мачты) не забудьте отметить бокс **Стек вниз от исходной антенны** в окне;
- Запустите оптимизацию расстояния между элементами по критерию максимального усиления.

6.1.6. Системы питания

Перед созданием системы питания желательно скорректировать размеры элементов (всех одинаково), с тем, чтобы их jX_a была бы минимальна.

Теперь мы имеем антенну, каждый элемент которой обладает либо чисто активным R_a , либо $R_a \gg X_a$. Наша задача создать систему питания, которая обеспечит равное и синфазное распределение энергии передатчика между элементами.

Кроме того, никто не отменял необходимость согласования, т. е. низкого КСВ в линиях.

Разделим два случая:

1. За всех элементов равны. Это возможно только для:

- двухэлементной параллельной антенны, элементы, которой расположены вертикально над однородной землей;
- Двухэлементной горизонтальной коллинеарной антенны над однородной землей;
- Двухэлементной вертикальной коллинеарной антенны при высоте нижнего элемента подвеса $> 0,5\lambda$;

- Любой многоэлементной антенны, расстояние между элементами которой настолько велико, что взаимными токами можно пренебречь, и расстояние от всех элементов до однородной земли одинаково или очень велико. На КВ такое почти не встречается, но на УКВ вполне возможно.

2. За элементов хотя и близки, но различны. На КВ это все случаи, кроме упомянутых выше.

6.1.6.1. Системы питания для одинаковых Z_a элементов

Самый простой способ — запитать каждый элемент отдельной линией с волновым сопротивлением, близким к Z_a . Электрическая длина всех линий, идущих к элементам, должна быть одинакова. Нижние концы этих линий соединяются параллельно. Получившийся в этой точке импеданс трансформируют в волновое сопротивление основной линии питания антенны с помощью любого подходящего СУ (см. разделы 3.5 и 5.1). Поскольку СУ установлено в общем кабеле, то оно не оказывает влияния на идентичность фаз и амплитуд токов в элементах.

Нередко неудобно делать одинаковую длину линий, идущих ко всем элементам. Например, в вертикальной коллинеарной антенне линия, идущая к верхнему элементу обязана быть длинной из конструктивных соображений, а линии, идущей к нижнему элементу, такая же большая длина ни к чему. Поэтому на практике применяют две разновидности упомянутого выше способа:

1. Длина линий, идущих к элементам, может отличаться на любое целое число λ (электрических). Как мы помним из раздела 3.2, в любой линии на длине 1λ фаза поворачивается на 360° . Если потери в линии малы, то сигналы, прошедшие линии с разницей длины в целое число λ , будут практически одинаковы и синфазны.

2. Длина линий, идущих к элементам, может отличаться на любое нечетное число $\lambda/2$ (электрических). В этом случае надо внести небольшие изменения в конструкцию антенны. Дело в том, что в $\lambda/2$ отрезке линии фаза поворачивается на 180° . Чтобы вернуть фазу к требуемым нам 0° (или 360°) линии, отличающуюся по длине от остальных на $\lambda/2$, надо в точке питания элемента перекрестить, т. е. поменять местами клеммы подключения к элементу. Это эквивалентно дополнительному фазовому сдвигу 180° .

В завершении п. 6.1.6.1 приведу несколько распространенных кабельных систем питания синфазных антенн (рис. 6.1.13). Это совершенно обычные системы (с которых мы и начинали этот параграф), но в качестве СУ использованы $\lambda/4$ отрезки линий.

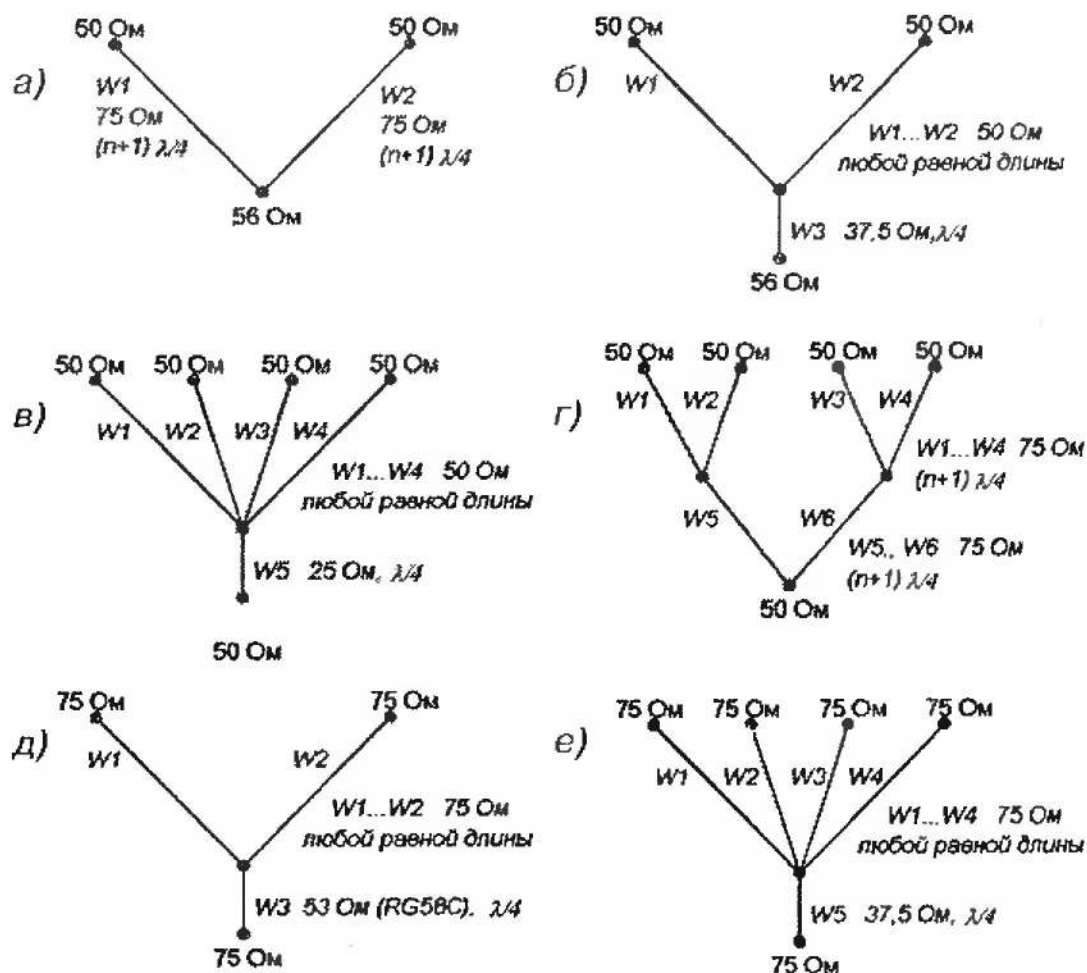


Рис. 6.1.13

Работа этих систем очень проста, потому описание не привожу. Если вы хотите разобраться самостоятельно, то достаточно знать, что линия $\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_0 , нагруженная на активное сопротивление R_L , трансформирует его в активное сопротивление R_I в отношении $R_I = Z_0^2/R_L$ (п. 3.2.4. и 3.5.3.). Линии 37,5 Ом — это два кабеля 75 Ом, включенные параллельно, а 25 Ом — два по 50 Ом.

Не стоит, однако, во что бы то ни стало стремиться сделать систему согласования только из отрезков линий. Во-первых, далеко не всегда можно найти линии с требуемым волновым сопротивлением, что приводит к ухудшению согласования (см. например рис. 6.1.13, а, б). Во-вторых, затруднена подстройка под реальное Z_a антенны. Во многих случаях луч-

шим выходом является применение простого LC СУ (п. 3.5.2) между точкой соединения всех линий, идущих к элементам, и общим питающим кабелем.

6.1.6.2. Системы питания для отличающихся Z_a элементов

В большинстве случаев импедансы элементов синфазной антенны отличаются (хотя и не очень сильно п. 6.1.2–6.1.4) друг от друга. В этой ситуации возможны два выхода:

1. Запитать все элементы линиями произвольной и одинаковой длины и смириться с некоторой потерей усиления (0,5...1 дБ, зависит от разброса Z_a элементов и длины линий) за счет несинфазности возбуждения элементов и неодинакового распределения мощности в них.

2. Заняться дополнительными расчетами. Пусть мы имеем элементы с разными Z_a . Допустим, что на каждом элементе уже существует необходимое питающее напряжение (нужной амплитуды и фазы). К элементам подключены линии (пока неопределенной длины). Просчитывая распределение комплексного напряжения вдоль линий можно найти точки, где эти напряжения одинаковы (и амплитуда и фаза). В этих точках линии соединяются параллельно, что не нарушает амплитудно-фазового распределения, так как комплексные напряжения одинаковы.

Такие расчеты делает АРАК-ELCH (п. 2.3.2.2) и окно CH в GAL-ANA. Удобнее всего разобраться на практическом случае.

Пример

Пусть мы имеем вертикальную параллельную синфазную антенну из трех $\lambda/2$ диполей на диапазон 28 МГц (файл ...ANT\Arrays\Parallel\3xVert_dipole.gaa). Входные импедансы элементов (используются данные NEC2 for MMANA, так как нижний край диполей всего в $0,1\lambda$ над землей):

- первого и третьего $83,65 + j8,63$ Ом,
- второго (среднего) $61,4 - j18,4$ Ом.

Вводим эти импедансы, а также данные по источникам (у всех одинаковые амплитуды и фазы) в АРАК-ELCH. Указываем тип линий (кабель RG58) и нажимаем кнопку «ОК».

Получаем графики (в виде эллипсов) распределения комплексных напряжений вдоль каждой из линий.

Точка пересечения этих графиков и есть искомым ответ. Перемещая вручную движки каждой из линий, совмещаем все маркеры в точке пересечения эллипсов. Результат показан на рис. 6.1.14.

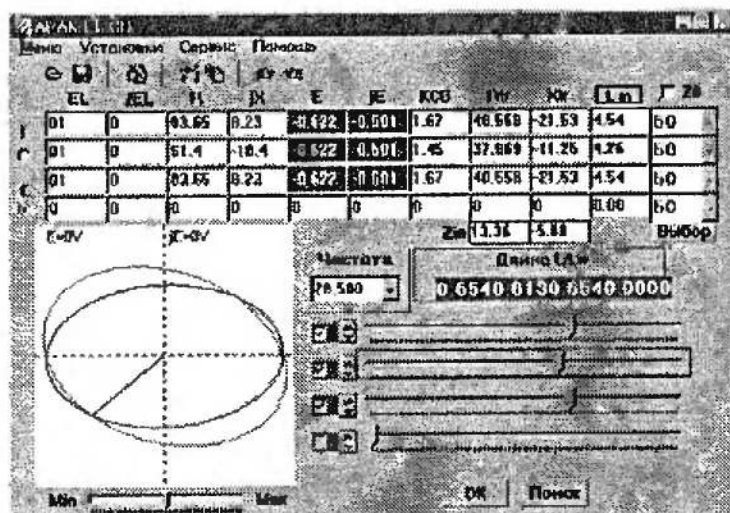


Рис. 6.1.14

Синфазное возбуждение всех трех элементов достигается, если кабеля, идущие к крайним элементам, имеют длину по 4,54 м, а к среднему — 4,26 м (предпоследний столбец таблицы). Обратите внимание: КСВ в кабелях > 1 и длины кабелей разные. Но именно это и обеспечивает правильное распределение энергии между элементами с разным и комплексным Z_a .

В точке параллельного соединения всех трех кабелей получим импеданс $Z = 13,36 - j5,88$ Ома (нижняя строка таблицы). Для трансформации такого импеданса в 50 Ом требуется Г-образное СУ $C = 185$ пФ, $L = 0,156$ мкГн.

Полученная антенна со схемой питания показана на рис. 6.1.15.

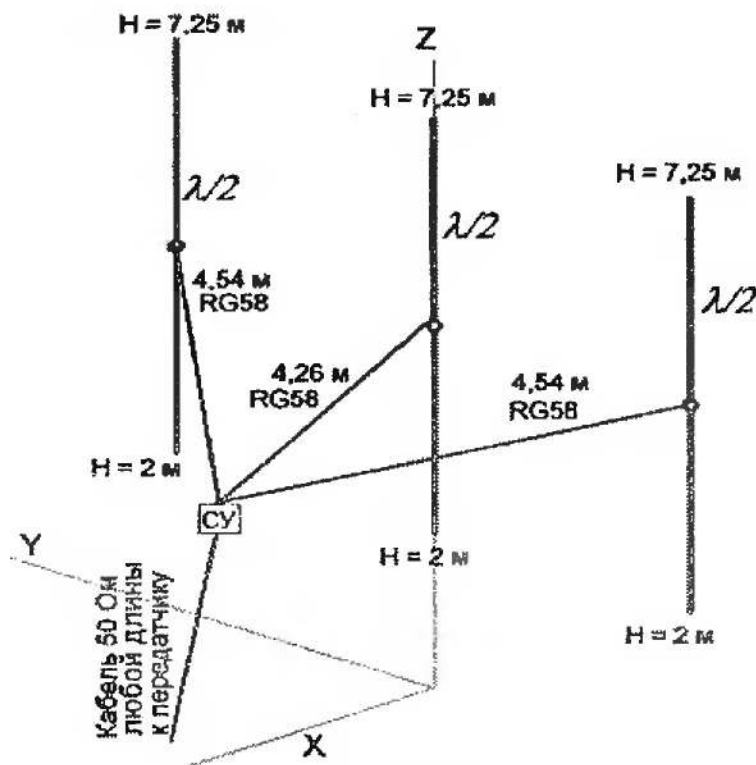


Рис. 6.1.15

Последний способ не всегда применим напрямую, если элементов больше двух. В самом деле: три или более эллипсов-графиков вовсе не обязаны пересекаться в одной точке (как в вышеприведенном примере). В этом случае решение может быть найдено методом разветвленных сетей, подробно описанном в файле помощи к программе.

В завершение параграфа 6.1.6 хочу обратить внимание на необходимость подавления излучения линий (раздел 3.6) системы питания. Если этого не сделать, синфазные токи линий исказят требуемое распределение токов по элементам. Это в свою очередь ухудшит ДН и Ga антенны.

Вообще, в любых направленных антеннах подавление паразитного излучения линии питания намного более важно, чем в простых.

Если в простой, слабонаправленной антенне ДН несколько исказится из-за влияния излучения линии, то это не практически не изменит Ga, т. е. не очень существенно (имея в виду, что изменение Za и дополнительные помехи мы прощаем).

В направленной же антенне паразитное излучение линии, искажая ДН, приводит к падению усиления Ga. А ведь направленная антенна нам и понадобилась для того, чтобы Ga увеличить. И терять усиление, экономя на несложных устройствах подавления излучения линии (п. 3.6.4–3.6.6), неразумно.

Кроме систем питания, рассмотренных в этом (6.1.6) параграфе, в коллинеарных антеннах нередко используется последовательное питание элементов. Возбуждение элементов идет друг от друга с помощью фазирующих цепей (катушки, конденсаторы, отрезки линий), непосредственно включенных в полотно антенны. Мы изучим эти способы в следующем разделе, при рассмотрении конкретных конструкций коллинеарных антенн.

6.2. Конструкции синфазных антенн

Коллинеарные антенны. Многоэтажные антенны. Синфазные решетки. Наклонные с синфазными составляющими токов. Приемные синфазные.

6.2.1. Коллинеарные антенны

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Arrays\Collinear\.

Простейшей коллинеарной ан-

тенной является уже известный нам волновой диполь. При питании его в середину (см. верхнюю часть рис. 4.1.5) он представляет собой два синфазно запитанных $\lambda/2$ диполя, расположенных один за другим. Из графика рис. 6.1.3 следует, что усиление при этом составит около 3,8 dBi (в свободном пространстве). Рис. 4.1.6 подтверждает это и показывает ДН волнового диполя (т. е. двухэлементной коллинеарной антенны).

Из-за высокого R_a запитывают волновые диполи исключительно по двухпроводным линиям. Либо через $\lambda/4$ отрезок с подходящим волновым сопротивлением (файл ...Wave_dipole_14.gaa), либо если линию с заданным сопротивлением подобрать затруднительно, через согласование последовательно-параллельными отрезками (см. п. 3.5.7) линий (файл ...Wave_dipole_14_stub.gaa).

Однако 3,8 dBi от двухэлементной коллинеарной антенны — это не предел. Рис. 6.1.3 показывает, что если элементы-диполи раздвинуть, то усиление растет (до расстояния между центрами диполей $0,95\lambda$). Но рис. 6.1.3 относится к двум диполям, питаемым каждый по своей линии, что довольно неудобно. Волновой же диполь привлекает очень простой системой питания: диполи питаются с конца и служат противовесами друг для друга. Попробуем, сохранив столь удобное питание, раздвинуть диполи.

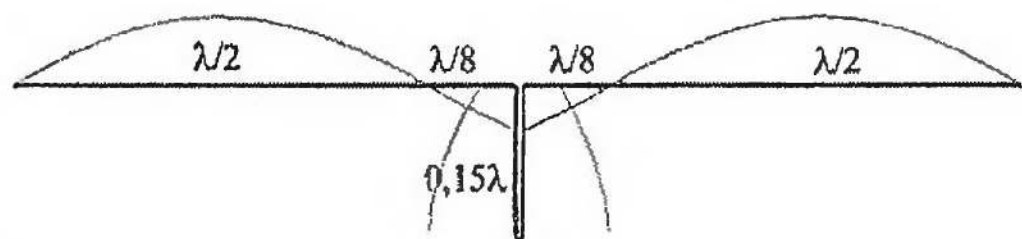


Рис. 6.2.1

Возьмемся за края волнового диполя, питаемого в центре по двухпроводной линии, и потянем в разные стороны. При этом верхняя часть линии раздвинется и станет частью диполя, как показано на рис. 6.2.1 и в файлах ...Hcollinear21.gaa, Hcollinear14.gaa.

Мы получили два синфазно возбужденных $\lambda/2$ диполя с расстоянием между их центрами $0,75\lambda$. Рис. 6.1.3 обещает для такого расстояния усиление около 5,2 dBi, и антенна рис. 6.2.1 его имеет.

Однако дальнейшее увеличение расстояния по способу рис. 6.2.1 не только не приводит к росту усиления (как можно

ждать исходя из рис. 6.1.3), а, напротив, к его падению. Дело в том, что антенна рис. 6.2.1 отличается от «чистопородной» двухэлементной коллинеарной системы наличием в центре участка с током, противофазным, полезному току в элементах (рис. 6.2.1). Этот противофазный ток ослабляет основное излучение. Пока этот участок короткий, его влияние невелико и растягивание концов антенны по способу рис. 6.2.1 дает рост G_a почти в точном соответствии с рис. 6.1.3.

Но как только длина этого отрезка превышает $\lambda/4$, вредное влияние противофазного излучения превосходит полезный эффект от увеличения расстояния между диполями и усиление антенны начинает падать, а в ДН резко растут боковые лепестки.

В принципе, все то же самое уже было описано в пп. 3.3.1 и 4.1.2, где показано, что симметричный диполь имеет максимальное усиление при длине $1,25\lambda$. А ведь на рис. 6.2.1, по сути, изображен такой диполь с согласованием отрезком двухпроводной линии. Но в п. 3.3.1 и 4.1.2 мы ограничились лишь простыми однородными диполями и констатацией того факта, что участки с противофазными токами ухудшают ДН и G_a длинного диполя.

Здесь же мы двинемся дальше. Раз участки с противофазным током портят антенну, надо устранить их излучение. Проще всего это сделать, сложив нежелательные участки в отрезки двухпроводных линий. Примерно так, как показано на рис. 6.2.1. Антенну этого рисунка можно представить как результат следующей операции: мы взяли диполь с длиной $1,5\lambda$ (с плохой четырехлепестковой ДН и $G_a = 3,55$ dBi, см. рис 3.3.1) и его среднюю часть с максимальным противофазным током сложили в отрезок линии. Токи в двухпроводной линии взаимно компенсируют друг друга, поэтому излучения сложенной части нет. ДН становится двухлепестковой, а усиление возрастает до 5,2 dBi.

В файлах ...3Collin.gaa и ...4Collin.gaa показаны классические примеры трех- и четырехэлементных коллинеарных антенн, состоящих из чередующихся $\lambda/2$ диполей и короткозамкнутых $\lambda/4$ отрезков двухпроводных линий между ними. Эти отрезки называются фазирующими, так как именно они обеспечивают одинаковые фазы тока во всех излучающих элементах.

Однако размеры, приведенные в двух упомянутых выше файлах, хороши лишь в учебниках для понимания принципа работы таких антенн.

На практике же разумнее поступать так, как на рис. 6.2.1 — удлинять горизонтальные элементы до тех пор, пока это дает

рост усиления. Такая четырехэлементная антенна показана на рис. 6.2.2 и в файле ...4Collin_opt.gaa. Она выигрывает в усилении 1,5 дБ у четырехэлементной антенны с горизонтальными частями длиной $\lambda/2$ (файл ...4Collin.gaa).

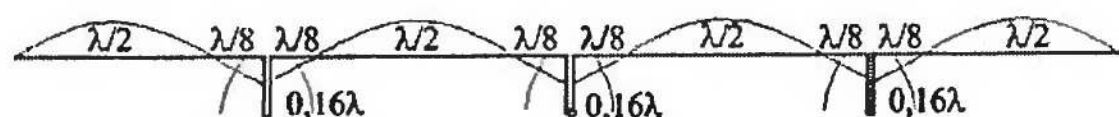


Рис. 6.2.2

Обратите внимание, что на рис. 6.2.2 (как, впрочем, и на рис. 6.2.1) суммарная длина фазирующей линии и отогнутых в стороны горизонтальных отрезков с противофазными токами превышает $\lambda/2$, и составляет $0,55...0,56\lambda$.

Горизонтальные коллинеарные антенны из-за узкой азимутальной ДН применяются на КВ редко и в основном лишь для связи в фиксированном направлении.

Намного более пригодны для радиолюбительских целей вертикальные коллинеарные антенны. Они имеют круговую азимутальную ДН, и узкий, прижатый к горизонту, лепесток в зенитной плоскости.

Из-за больших размеров (минимум 1λ) симметричные коллинеарные антенны на КВ не используются. Применяются исключительно несимметричные вертикальные коллинеарные системы, имеющие вдвое меньшие размеры (точно также как несимметричный $\lambda/4$ GP вдвое короче симметричного $\lambda/2$ диполя).

Вертикальные коллинеарные антенны преодолевают ограничение физической высоты GP, установленное в пп. 3.4.1 и 4.2.3. Там указывалось, что не имеет смысла применять однородный GP высотой более $0,65\lambda$ из-за подъема вверх ДН в зенитной плоскости, вызываемого противофазными токами.

Но мы уже умеем бороться с нежелательным излучением этих токов. Просто складыванием этих нежелательных участков в отрезки двухпроводных линий. Если мы сделаем все строго по теории, и сложим в фазирующие линии полностью все участки, по которым течет противофазный ток, то длина фазирующих линий будет равна $\lambda/4$ (сложенные пополам $\lambda/2$).

Семейство таких коллинеарных вертикалов показано на рис. 6.2.3. Сверху над каждым из вертикалов указана его физическая высота и усиление при установке на идеальной земле. Модели трех правых антенн рис. 6.2.3 даны в файлах:

...Collinear_0,25+0,5lambda.gaa, ...Collinear_0,5+0,5lambda.gaa
и ...Collinear_0,25+0,5l+0,5lambda.gaa.

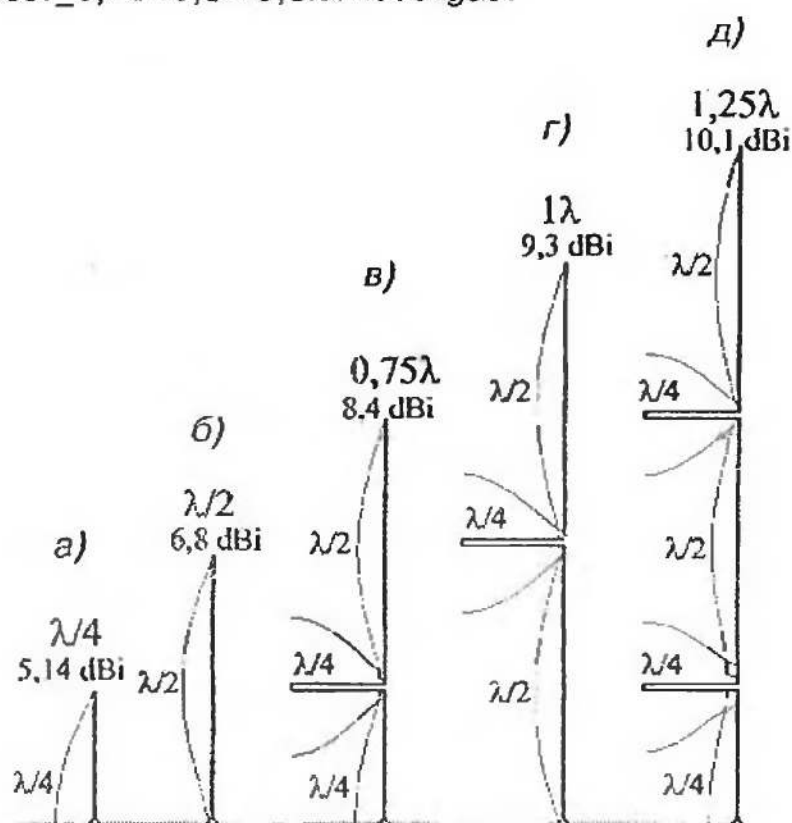


Рис. 6.2.3

В таких антеннах сопротивление излучения ($R_{изл}$) растет вместе с числом элементов (т. е. высотой антенны). Так, у антенны рис 6.2.3,а $R_{изл} = 37$ Ом (обычный $\lambda/4$ GP), у антенны рис 6.2.3,в $R_{изл} = 140$ Ом, а у антенны рис 6.2.3,д $R_{изл} = 230$ Ом. Помимо прочего, это означает снижение требований к системе заземления (противовесов) с ростом высоты антенны.

Активная часть входного сопротивления (R_a) для антенн, питаемых в пучности тока (рис. 6.2.3а, в, д) лишь немного (на сопротивление потерь) превышает $R_{изл}$, как описано в п. 3.1.5.

Для антенн, питаемых в пучности напряжения (рис. 6.2.3,в, г), R_a во много раз превышает $R_{изл}$ (как описано в том же п. 3.1.5). Любопытно отметить, что в таких антеннах R_a снижается с увеличением числа элементов. Так $\lambda/2$ GP из тонкого провода (рис. 6.2.3,в) имеет $R_a > 5$ кОм, а волновой GP (рис. 6.2.3,г) — менее 1 кОм.

Для получения максимального усиления лучше использовать прием, показанный на рис. 6.2.1 и 6.2.2 — несколько раздвинуть вибраторы, допустив появление $\lambda/8$ участков с противофазным током. Семейство таких коллинеарных

вертикалов, оптимизированных по усилению, показано на рис. 6.2.4. Сверху над каждым из вертикалов указана его физическая высота и усиление при установке на идеальной земле. Модели трех правых антенн рис. 6.2.4 даны в файлах: ...Collinear_0,37+0,62lambda.gaa, ...Collinear_0,75+0,62lambda.gaa и ...Collinear_0,37+0,75+0,62lambda.gaa.

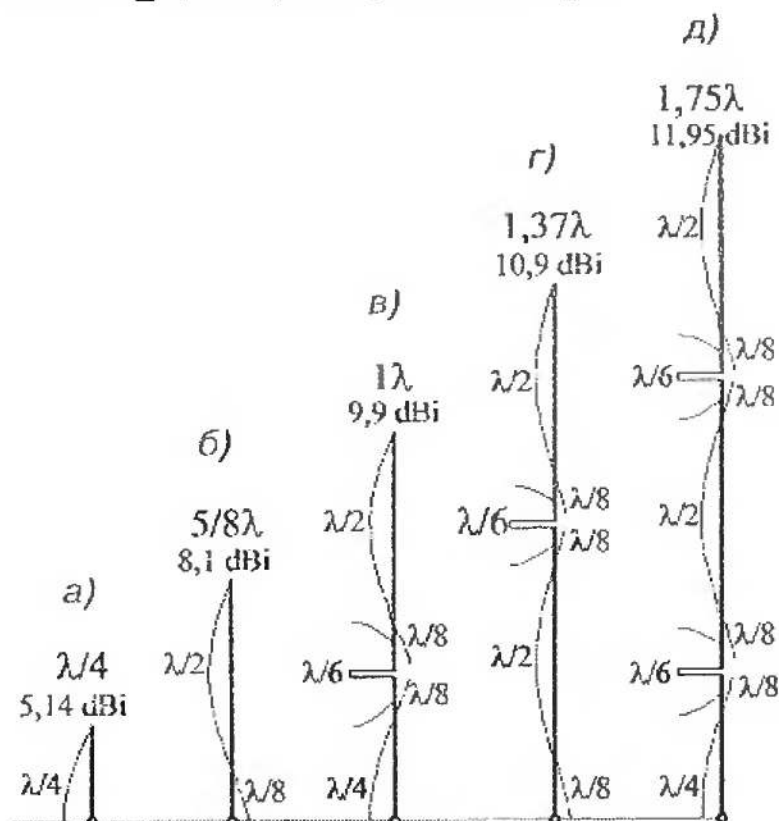


Рис. 6.2.4

Принцип построения очень прост: с каждой стороны каждого их $\lambda/2$ диполей-элементов (исключая самый верх антенны) добавляется по $\lambda/8$ участку с противофазным током.

Построенные так коллинеарные антенны имеют максимально возможное усиление при заданной физической высоте. Сравните рис. 6.2.3,г (1λ , 9,3 dBi) и рис. 6.2.4,в (та же высота 1λ , но усиление на 0,6 дБ выше).

Цифры Ga на рис. 6.2.3 и 6.2.4 относятся и идеальной земле. На реальной земле Ga конечно меньше. Причем разница в усилениях между идеальной и реальной землей увеличивается с ростом высоты коллинеара. Из-за сужения ДН в вертикальной плоскости и снижения вертикального угла по мере роста высоты антенны, все больше мощности излучается вдоль земли. А ЭМВ, распространяющаяся вдоль земли испытывает поверхностное затухание (п. 3.4.4).

Таким образом, чем сильнее коллинеар сжимает излучение в зенитной плоскости и прижимает его к земле, тем

большая часть мощности передатчика бесполезно расходует-ся на обогрев последней.

Обратимся к табл. 6.2.1. В ней даны усиления всех антенн рис. 6.2.3 и 6.2.4 (частота 28,5 МГц) для идеальной и реальной средней земли (для трех высот подвеса).

Таблица 6.2.1

Физическая высота	$\lambda/4$	$\lambda/2$	$5/8\lambda$	$3/4\lambda$	1λ	1λ	$1,25\lambda$	$1,37\lambda$	$1,75\lambda$
Рисунок антенны	6.2.3,а	6.2.3,б	6.2.4,б	6.2.3,в	6.2.3,г	6.2.4,в	6.2.3,д	6.2.4,г	6.2.4,д
Ga на идеальной земле, dBi Высота подвеса 0	5,14	6,8	8,1	8,4	9,3	9,9	10,1	10,9	11,95
Ga на реальной земле, dBi Высота подвеса 0	-0,25	0,4	2	0,7	2	2,04	2,06	3,9	4,7
Ga над реальной землей, dBi Высота подвеса $0,25\lambda$	1,2	1,6	2,5	2,1	3,25	3,5	4	5,6	6,2
Ga над реальной землей, dBi Высота подвеса $0,5\lambda$	2,6	2,05	3,3	2,8	4	4,6	4,9	6,2	7,0

Если для относительно коротких ($\lambda/4...5/8\lambda$) GP, стоящих прямо на земле (см. третью и четвертую строки таблицы), падение усиления при переходе от идеальной к реальной земле составляет 5,4...6 дБ, то для высоких ($1,25...1,75\lambda$) оно возрастает до 7...8 дБ. Это и есть влияние поверхностного затухания. Как с ним бороться мы знаем из п. 3.4.4. Способов два:

1. Улучшить отражающие свойства почвы. Но это проще сказать, чем выполнить. Особенно учитывая, что из-за малого угла излучения и большой высоты вертикальных коллинеров это надо делать в огромном радиусе: $20...50\lambda$ (см. рис. 3.3.16 и п. 3.4.7).

2. Приподнять основание GP над землей (см. две последние строки в таблице 6.2.1).

Но высота вертикальных коллинеарных антенн на КВ и так велика (поэтому их почти не применяют ниже 20 МГц), а тут еще оказывается надо и основание поднимать. Но, увы, это делать необходимо. Дело в том, что подъем основания антенны вверх дает больший прирост усиления под низкими уг-

лами, чем увеличение длины коллинеара на такую же величину. Это справедливо для относительно небольших (ориентировочно до 1λ , зависит от свойств почвы) высот подвеса.

На рис. 6.2.5 показано сравнение трех антенн, верхняя точка которых находится на высоте 13 м ($1,25\lambda$) над средней землей.

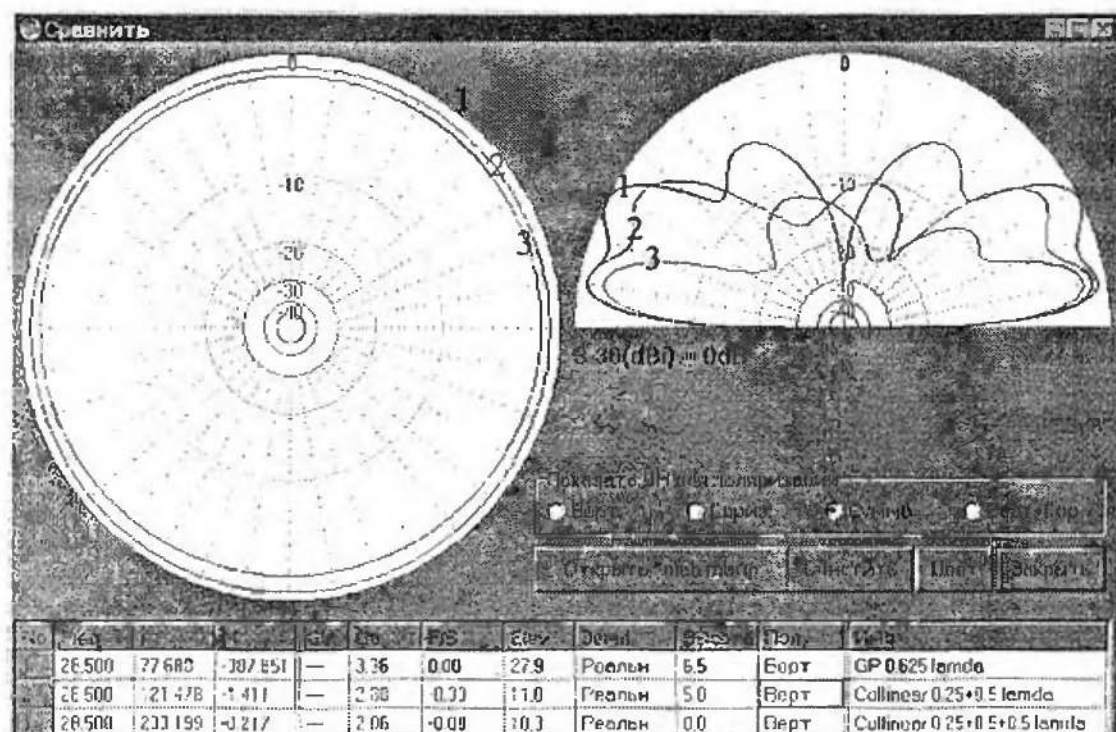


Рис. 6.2.5

Антенна 3 это высокий коллинеар рис 6.2.3,д, установленный прямо на земле (4 радиала). Несмотря на большую высоту и прекрасные характеристик над идеальной землей, в данном случае усиление более чем скромно, чуть более 2 dBi. Все остальное съедено поверхностным поглощением.

Антенна 2 (рис. 6.2.3,в) короче предыдущей на целые полволны. Но зато ее основание поднято на $\lambda/2$. Результат не замедлил сказаться, она выигрывает в усилении почти на 1 дБ.

Но самые лучшие результаты в данном случае показывает антенна 1. Это простой $5/8\lambda$ GP (6.2.4,б), но его основание поднято над землей на $0,625\lambda$. В результате эта самая короткая антенна имеет большее усиление для всех зенитных углов, чем более высокие (и имеющие потенциально лучшие характеристики) антенны 2 и 3.

Вывод:

Если при заданной высоте вершины антенны вы не можете поднять радиалы выше 1λ , то от применения длинного колли-

неара надо отказаться в пользу более короткого, но поднятого выше GP .

Порог высоты 1λ указан для средней земли, для плохой он выше, для хорошей — ниже.

Если мачты установлены на земле, то вертикальные КВ коллинеары почти не применяются, так как для действительно хорошей работы таких антенн требуется очень большая (от $1,5...2\lambda$, учитывая необходимую высоту подъема радиалов) высота конструкции.

Основное место установки таких антенн — крыши многоэтажных домов. Там они работают хорошо, даже при небольшом подъеме основания над крышей. Причина в том, что основное излучение вертикального коллинеара идет под очень низкими углами. А, как следует из рис. 3.3.16 и п. 3.4.7, уровень излучения под такими углами определяет качество и высота земли в радиусе, превышающем высоту антенны в десятки раз. То есть в любом случае далеко за крышей здания. Получается, что для основного излучения работает не крыша, а грунт, расположенный намного ниже, т. е. к высоте мачты на крыше можно смело плюсовать высоту дома. В модели это проще всего сделать, устанавливая сложную землю из двух радиальных сред, как описано в примере 5 параграфа 2.2.5.2.

Фазирующие шлейфы длиной $< \lambda/4$ можно заменить катушками индуктивности. На одной частоте это замена возможна, а в нескольких диапазонах коллинеары применить нельзя по определению. Поэтому на КВ в качестве фазирующих элементов почти исключительно применяются не длинные и неудобные конструктивно отрезки линий, а катушки. Антенны, такие же как и на рис. 6.2.4, в, г, д, но с катушками индуктивности вместо шлейфов, показаны в файлах ...Collinear_0,37+L+0,62lambda.gaa, ...Collinear_0,75+L+0,62lambda.gaa и ...Collinear_0,37+L+0,75+L+0,62lambda.gaa.

При всех плюсах катушка в качестве фазирующего элемента имеет и минус. Она должна быть из довольно толстого провода, иначе возрастают потери. Например, при холостой добротности 300 (а это очень хорошая цифра), потери усиления составляют $0,1...0,15$ дБ на каждую катушку.

Иногда для фазирования можно применить конденсатор. Возьмем антенну рис. 6.2.4, г и хорошенько потянем шлейф влево. Когда мы вытянем его до длины $0,4\lambda$, останутся вертикальные части $0,38\lambda$ и $0,31\lambda$ (все остальное уйдет в длинный шлейф). Делать антенну со столь длинным шлейфом

очень неудобно. И никто ее так не делает. Потому что КЗ шлейф длиной $> 0,25\lambda$, но $< 0,5\lambda$ имеет емкостной импеданс (п. 3.2.4) и может быть заменен конденсатором. Именно так и сделано в антенне ...Double_GP.gaa. Другое возможное решение показано в файле ...Long2Zepp.gaa. Это симметричный диполь $1,18\lambda$ с парой фазирующих конденсаторов имеет G_a на 2 дБ больше, чем у $\lambda/2$ диполь.

Часто на КВ длинную коллинеарную антенну неудобно питать в середине (как на рис. 6.2.1, 6.2.2). В таких случаях применяют питание в точку, отстоящую на $\lambda/4$ от края коллинеарного диполя (файл ...Doble Zeppelin.gaa). Если и это неудобно, то используют питание с конца через КЗ отрезок $\lambda/4$ линии (точно так же, как в J-антенне, см. пп. 4.1.1 и 4.2.4), который служит одновременно и для согласования, и для ВЧ-заземления. Примеры таких решений показаны в файлах ...Zeppelin 80m.gaa и Zepp40m.gaa.

6.2.2. Многоэтажные антенны

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Arrays\Parallel\.

Вертикальные параллельные синфазные антенны (вроде уже упоминавшейся ...3xVert_dipole.gaa, рис. 6.1.15) на КВ применяются нечасто из-за непрактичной ДН. В зенитной плоскости она остается такой же, как и у одного элемента, а в азимутальной сужается. Большие размеры таких антенн делают проблематичным их механическое вращение, а узкая фиксированная ДН хороша лишь, если корреспонденты расположены в направлениях главного лепестка ДН. А один из законов Мэрфи в применении к любительскому радио звучит так: «Если используется антенна с фиксированной ДН, то все DX будут с направлений, не попадающих в главный лепесток».

Тем не менее, такие антенны существуют, и мы их сейчас рассмотрим. Исторически одну из первых вертикальных синфазных антенн предложил в 1948 г. W. Smith (W6BCX). Он назвал свою антенну bobtail curtain (в переводе «занавеска с бахромой»), рис. 6.2.6, файл ...Bobtail Curtain.gaa.

Посмотрим «родословную» этой антенны.

- Возьмем перевернутый $\lambda/4$ GP с парой $\lambda/4$ противовесов в линию (см. п. 4.2.7).
- Точку питания расположим внизу. При этом понадобятся ВЧЗ (чтобы было куда подключить второй вывод источника, см. п. 4.1.1) и СУ (так как в этой точке мини-

мум тока, т. е. высокое R_a). Из-за высокого входного сопротивления ВЧЗ может быть очень плохим (см. п. 4.1.7.3), на фоне нескольких килоом R_a даже сотни ом плохого ВЧЗ заметного влияния не окажут.

- Слева и справа от нашего перевернутого GP поместим еще пару таких же (но с одним противовесом).
- Соединив концы противовесов всех трех перевернутых GP получим антенну, показанную на рис. 6.2.6.

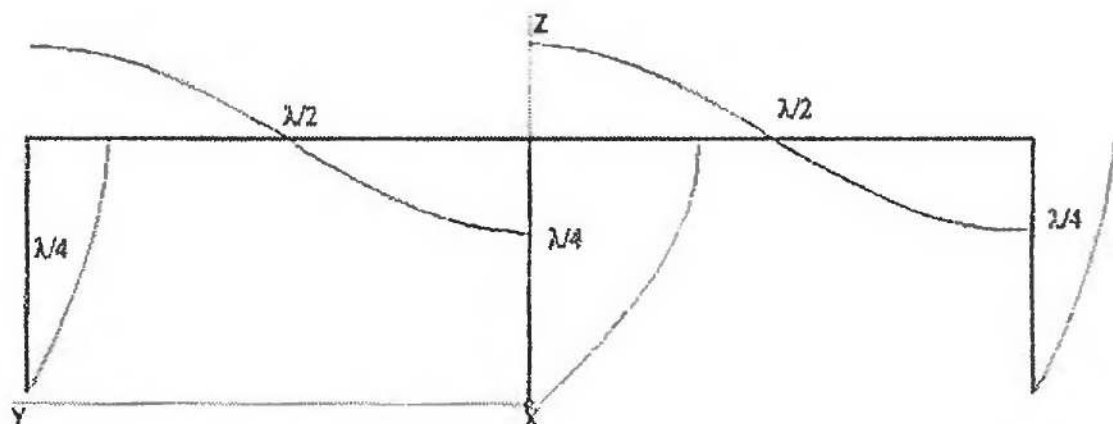


Рис. 6.2.6

Теперь понятно, что bobtail curtain рис. 6.2.6 представляет собой три синфазно возбужденных перевернутых $\lambda/4$ GP. Горизонтальные же полуволновые части играют роль противовесов, токи в их половинках противофазны и потому почти ничего не излучают. Основное излучение обеспечивают три синфазно запитанных $\lambda/4$ GP.

Строго говоря, bobtail curtain не является классической синфазной параллельной антенной, так как токи в трех $\lambda/4$ GP хотя и синфазны, но не равны по амплитуде. Ток центрального элемента от его верха растекается поровну влево и вправо, поэтому в крайних элементах токи вдвое меньше, чем в центральном.

Усиление антенны с размерами рис. 6.2.6 почти на 6 дБ выше, чем у одиночного $\lambda/4$ GP. До определенного предела увеличение размеров дает прирост G_a . Оптимальные (по G_a) размеры bobtail curtain: высота $0,273\lambda$, длина каждой из горизонтальных сторон $0,578\lambda$. При этих размерах (файл ...Sinf Max Gain.gaa) усиление антенны на 7,5 дБ выше, чем у $\lambda/4$ GP. Входной импеданс такой антенны комплексный, поэтому в точке питания требуется СУ. Впрочем, это не страшно, так как и bobtail curtain с резонансными размерами (рис. 6.2.6) тоже требует СУ (Z_a хотя и чисто активно, но достигает нескольких килоом).

Можно обойтись без СУ, если сместить источник в точку максимума тока — между верхом центрального GP и противовесами (т. е. точно так же, как и в обычном перевернутом GP, см. п. 4.2.7). В ВЧЗ такая антенна не нуждается. При обычных (показанных на рис. 6.2.6) размерах (файл ...Bobtail Curtain-1.gaa) она имеет $R_a = 35...40$ Ом. Для лучшего согласования надо увеличить высоту антенны до $0,268\lambda$, а длину каждой из горизонтальных сторон уменьшить до $0,46\lambda$ (файл ...Bobtail Curtain-1.gaa 50_Ohm.gaa).

Еще один способ согласования bobtail curtain на 50 Ом (при сохранении источника внизу, как на рис. 6.2.6) состоит в укорочении антенны. Горизонтальные стороны уменьшают до $0,406\lambda$, а высоту — до $0,166\lambda$ (файл ...Bobtail Curtain_Short.gaa). При этом в точке питания оказывается максимум тока (требуется хорошее ВЧЗ, например система $\lambda/4$ радиалов) и R_a около 50 Ом. Усиление этой антенны на 2 дБ меньше (снижение размеров не прошло даром), чем у полноразмерной bobtail curtain (рис. 6.2.6).

Чаше чем bobtail curtain, применяется антенна из двух синфазных перевернутых $\lambda/4$ GP, показанная на рис. 6.2.7 и в файле ...Semi quad.gaa. Ее R_a около 50 Ом, а усиление на 4 дБ выше, чем у одиночного $\lambda/4$ GP. Небольшим смещением источника можно превратить антенну в двухдиапазонную (см. рис. 5.2.9).

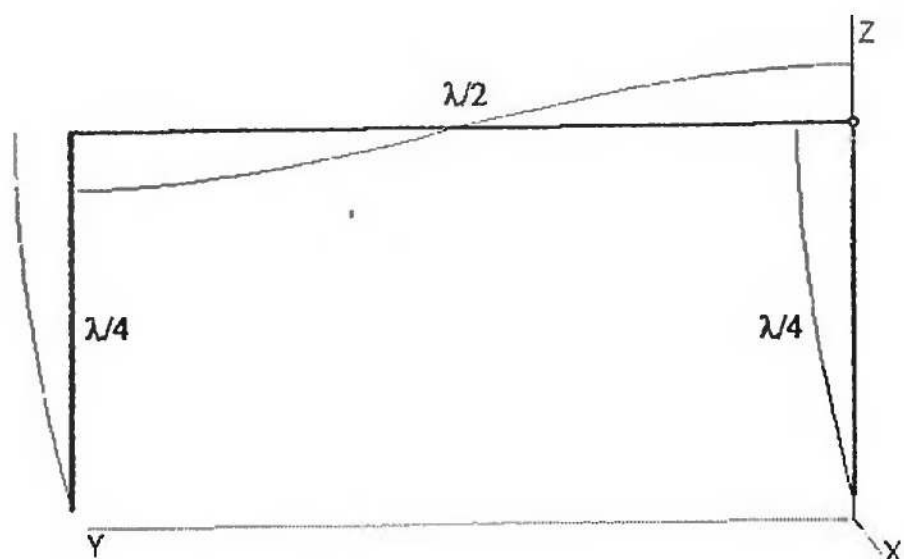


Рис. 6.2.7

В качестве основы синфазной вертикальной параллельной антенны вовсе не обязательно брать перевернутый GP, как в bobtail curtain. Вполне подойдет и обычный $\lambda/4$ GP. Достаточно очевидно, что можно поставить в ряд несколько таких

GP и запитать их синфазно. Модели таких двух-, трех- и четырехэлементных антенн даны в файлах ...2GP_synf.gaa, ...3GP_synf.gaa и ...4GP_synf.gaa соответственно. Такие антенны исторически были первыми направленными антеннами. В настоящее время они практически не применяются, так как системы GP с продольным излучением (раздел 7.5) имеют меньшие размеры при равном усилении.

Другой классической параллельной антенной является «меандр» (рис. 6.2.8 и файл ...5el_sinf.gaa). Изобрел «меандр» уже известный нам по ромбическим антеннам (п. 4.4.2) американец E. Bruce.

Идея проста. Длинный симметричный диполь (с длиной, кратной нечетному числу $\lambda/2$, т. е. с питанием в пучности тока) складывается так, чтобы излучение участков с противофазным током взаимно компенсировалось. Посмотрим на рис. 6.2.8 — диполь $2,5\lambda$ сложен меандром. Токи в горизонтальных $\lambda/4$ отрезках противофазны, и потому практически не излучают. Напротив, токи в пяти вертикальных $\lambda/4$ отрезках синфазны и обеспечивают основное излучение.

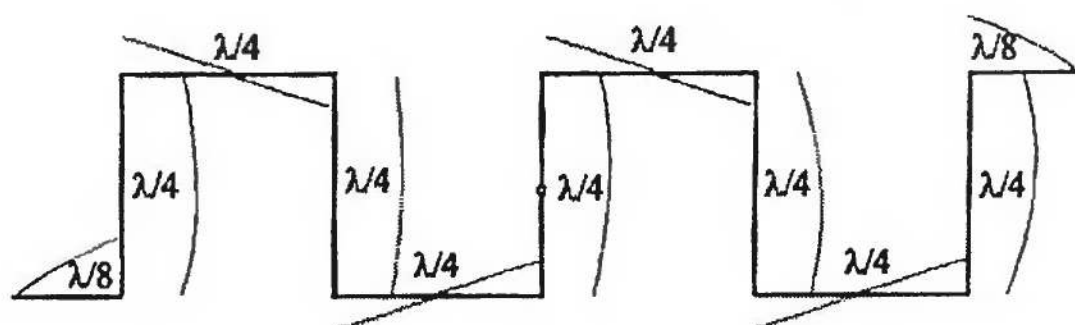


Рис. 6.2.8

«Меандр» обладает двумя любопытными свойствами:

1. Точка питания может находиться в середине любого из $\lambda/4$ вертикальных отрезков, это мало влияет как на R_a (около 300 Ом, как и для обычного, линейного длинного диполя, см. п. 4.1.2), так и на усиление (для антенны рис. 6.2.8 Ga около 5 dBi в свободном пространстве).

2. Антенну можно продолжать наращивать в любую сторону до получения нужного усиления.

Все вышеупомянутые в этом параграфе антенны довольно велики, и поэтому на КВ применяются редко. Более распространенной на КВ является рамочная параллельная синфазная антенна, она же просто рамка. Взгляните на рис. 4.3.1,б и 4.3.4,б. Это синфазные двухэтажные антенны из $\lambda/2$ диполей, укороченных изгибом (рис. 4.3.1,а и 4.3.4,а). Рамочные антенны с пери-

метром около λ (рис. 4.3.1,в и 4.3.4,в и т. п.) являются всего лишь удачным способом питания двух таких диполей...

Из-за малого ($\lambda/4$) расстояния между этажами усиление квадратной рамки (рис. 4.3.1, в) всего на 1,6 дБ больше, чем у ее одиночного элемента (рис. 4.3.1,а). Учитывая, что этот элемент сам укорочен и проигрывает около 0,5 дБ полноразмерному $\lambda/2$ диполю, получим, что квадратная рамка выигрывает у такого $\lambda/2$ диполя лишь около 1 дБ. Как повысить это выигрыш, т. е. усиление рамки?

Рис. 6.1.8. показывает, что G_a двухэтажной синфазной антенны быстро растет с увеличением расстояния между этажами (до $0,67\lambda$). А в п. 3.7.1 показано, что усиление укороченной антенны падает с укорочением медленно (на десятые доли децибела), если соблюсти три условия: отодвинуть антенну от предметов с потерями на радиус ближней зоны, обеспечить малые потери в проводах антенны и импеданс, при котором КПД СУ не будет слишком низок.

Поэтому для получения максимального усиления рамки надо растягивать ее в прямоугольник до тех пор, пока из-за низкого сопротивления R_a не станет заметно расти бесполезное рассеивание мощности в тепло на сопротивлении потерь R_{Π} антенны (см. формулу 3.1.8) и в СУ. Поскольку и R_{Π} и КПД СУ зависят от конструктива (а R_{Π} еще и от расположения антенны в пространстве и ее высоты над землей), то однозначных рекомендаций дать нельзя, для каждого конкретного случая они будут разными.

Для ВЧ КВ диапазонов типичными являются следующие условия:

- нижняя сторона вертикальной рамки выше $0,25\lambda$ над землей или крышей;
- питание в середину нижней стороны, т. е. горизонтальная поляризация, которая при больших высотах подвеса лучше вертикальной (п. 4.3.5);
- нижняя сторона короткая;
- материал рамки: медный провод диаметром 1...2 мм;
- СУ с холостой добротностью не менее 250...300.

При таких условиях оптимальной по усилению является прямоугольная рамка с соотношением сторон 1:3...1:4. Ее усиление на 2...2,5 дБ больше, чем у $\lambda/2$ диполя, расположенного в том же месте. Входное сопротивление рамки с соотношением сторон 1:3 составляет около 25 Ом, рамки 1:4 — около 15 Ом.

В обоих случаях требуется согласование. Для упрощения питания часто используют рамку 1:2 (файл ...Loop1_2.gaa), R_a

которой в указанных выше условиях близко к 50 Ом и поэтому не требует согласования, хотя такое решение несколько снижает усиление (проигрыш 0,3 и 0,5 дБ соответственно рамкам 1:3 и 1:4).

На НЧ КВ диапазонах типичные условия таковы:

- высота нижней стороны вертикальной рамки над землей мала, единицы процентов λ ;
- для уменьшения вертикальных размеров нижняя сторона длинная (соответственно, боковые, вертикальные стороны — короткие);
- питание в середину короткой (вертикальной) стороны, т. е. вертикальная поляризация, которая лучше при малых высотах подвеса (см. п. 4.3.5);
- материал рамки: медный провод диаметром 1,5...3 мм.

При таких условиях R_a увеличивается (см. рис. 4.3.1.2), поэтому оптимальный по усилению прямоугольник с отношением сторон 1:3 имеет R_a около 50 Ом. Пример такой антенны диапазона 3,5 МГц показан в файле ...Loop1_3.gaa. Обратите внимание на эту рамку: она имеет весьма высокое усиление (являясь, по сути, параллельной синфазной антенной из двух GP), не требует радиалов, и имеет очень небольшой размер по высоте, всего 11,5 м. Такая антенна легко размещается, например, между двумя типовыми пятиэтажными домами.

Но в простой (с периметром около λ) рамочной антенне синфазно возбужденных сторон всего две, т. е. простая рамка является двухэлементной синфазной антенной. Для дальнейшего роста усиления надо увеличивать число элементов, т. е. количество параллельных сторон, по которым протекают синфазные токи. Именно этим мы и занимались в п. 4.3.6. На рис. 4.3.16 показана составная рамка, она же — трехэлементная синфазная параллельная антенна. Для дальнейшего роста усиления этой антенны можно воспользоваться уже известным нам приемом вытягивания и сужения рамки. Показанная в файле ...Hiquad.gaa сложная рамка с габаритами $0,625 \times 0,17\lambda$ и представляет собой вытянутую вверх антенну рис. 4.3.16. Поэтому усиление возрастает до 5,4 dBi (в свободном пространстве).

Если и этого мало, надо дальше увеличивать количество элементов. В файле ...Long Quad.gaa показана пятиэлементная синфазная параллельная рамочная антенна. Ее G_a превышает 6,5 dBi. Платой за это является большая (1λ) высота антенны, поэтому применяют такие конструкции только на ВЧ КВ диапазонах.

Обычные двухэтажные синфазные $\lambda/2$ диполи можно питать не только по отдельным коаксиальным кабелям (как на рис. 6.1.13,д). Наиболее очевидное решение показано на рис. 6.2.9,а (файл ...2Sinf_dipole.gaa). Его достоинство полная симметричность антенной системы, недостатки: конструктивная сложность и $R_a \approx 1...3$ кОм ($\lambda/4$ отрезки линий повышают низкое входное сопротивление каждого из диполей до нескольких килоом).

Более удобный вариант питания показан на рис. 6.2.9,б (файл ...2Sinf_dipole_B.gaa). По сути, это два $\lambda/2$ диполя, питаемых с конца через $\lambda/4$ трансформатор (как на рис. 4.1.2). $\lambda/4$ отрезки в данном случае понижают высокое сопротивление краев диполей до десятков ом.

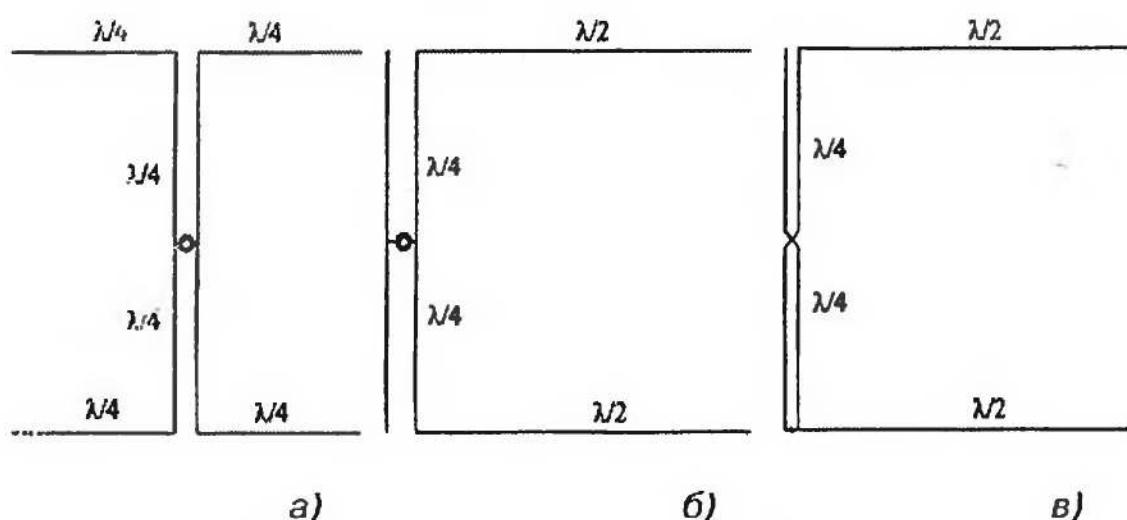


Рис. 6.2.9

При питании снизу (рис 6.2.9,в, файл ...2Sinf_dipole_W.gaa) фазирующую линию надо перекрестить в центре (см. п. 6.1.6.1). Входное сопротивление этого варианта высокое, так как трансформации здесь нет: параллельно соединены два импеданса концов диполя (один непосредственно, второй через $\lambda/2$ повторитель).

Небольшим усложнением антенн рис. 6.2.9,б, в их можно превратить в синфазные решетки. Этим мы и займемся в следующем параграфе.

6.2.3. Синфазные решетки

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\Arrays\Plane\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

Если в антеннах рис. 6.2.9,б, в к обоим свободным концам линии (на рисунке слева) добавить по $\lambda/2$ диполю, то получится синфазная решетка 2×2 , показанная в файлах ...Lazy-h.gaa, ...Lazy-h2.gaa и рис. 6.2.10. Радиоловители именую такую антенну Lazy H.

Четыре синфазно возбужденных $\lambda/2$ диполя этой антенны дают в свободном пространстве усиление 7,9 dBi, т. е. выигрыш у одиночного $\lambda/2$ диполя составляет 5,8 дБ. Вариант, показанный на рис. 6.2.10,а имеет низкое R_a (десятки ом, питание в пучности тока), а рис. 6.2.10,б — высокое (единицы килоом, питание в пучности напряжения).

Антенны, подобные рис. 6.2.10,а, применяются в профессиональных антеннах как элемент больших решеток. Но, как правило, диполи используются толстые, сверхширокополосные. Например, на рис. 6.2.11 показан фрагмент антенны радиовещательной станции мощностью 100 кВт в г. Юлих (Германия). Решетка работает в полосе 10...30 МГц. Несмотря на неважное качество фото (сделано с большого расстояния в дождливую погоду), хорошо видны и сверхширокополосные диполи, и питающие их линии.

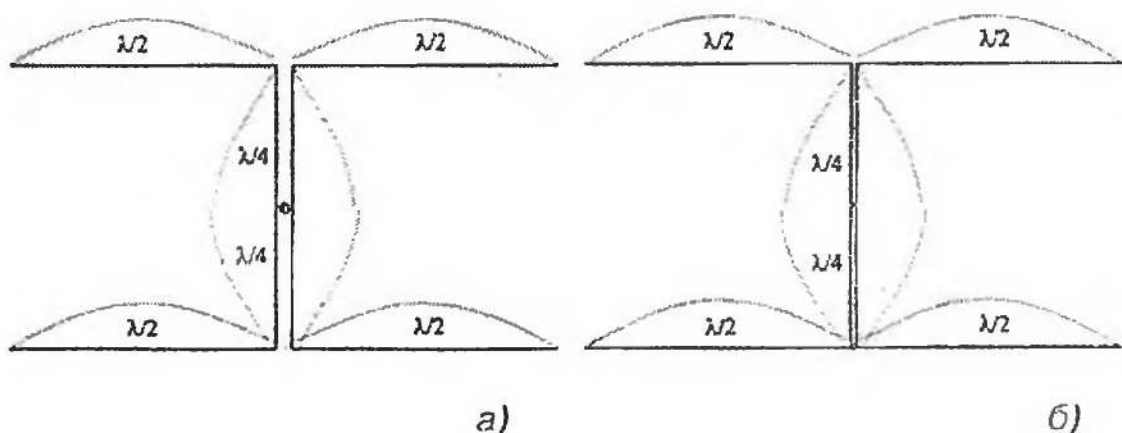


Рис. 6.2.10

Радиоловители подобные конструкции не применяют из-за большой трудоемкости и сложности (взгляните на рис 6.2.11: целый лес проводов).

Однако антенна рис. 6.2.10,а (именно в таком виде из тонких проводов) может применяться как многодиапазонная. При расстоянии между этажами 7 м и длине каждого из четырех диполей по 6,4 м (т. е. габарит 12,8 м) антенна (файл ...Lazy_H_10_28.gaa) работает в полосе 10...28 МГц. Усиление (в свободном пространстве) возрастает от 2,8 dBi на 10 МГц, до 9,4 dBi на 28,5 МГц. Питание по двухпроводной линии с согласующим устройством внизу (п. 5.1.3).

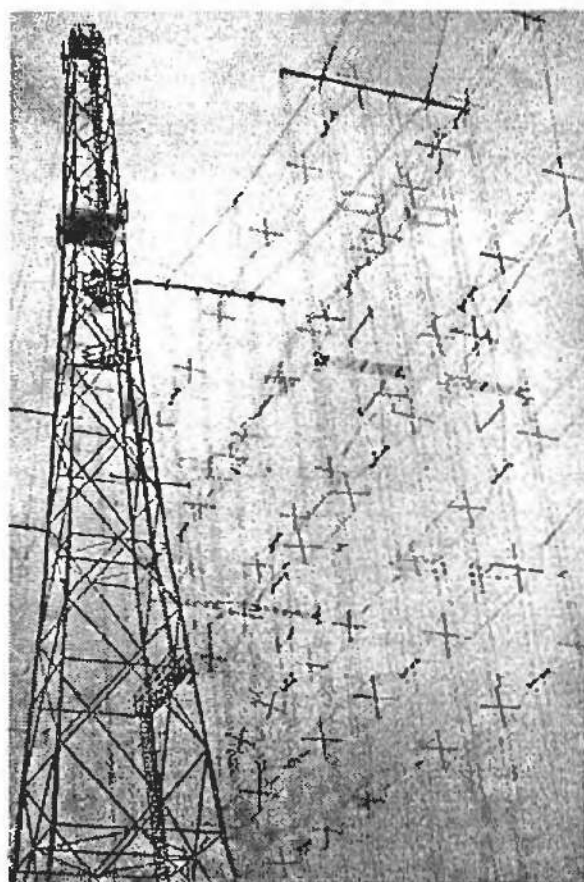


Рис. 6.2.11

Но вернемся к антенне рис. 6.2.10,а (с указанными на рисунке размерами). Очевидно, что ее можно представить как два параллельно включенных волновых диполя (как показано в п. 6.2.1, волновой диполь сам по себе является простейшей коллинеарной антенной) с СУ из $\lambda/4$ отрезков линий.

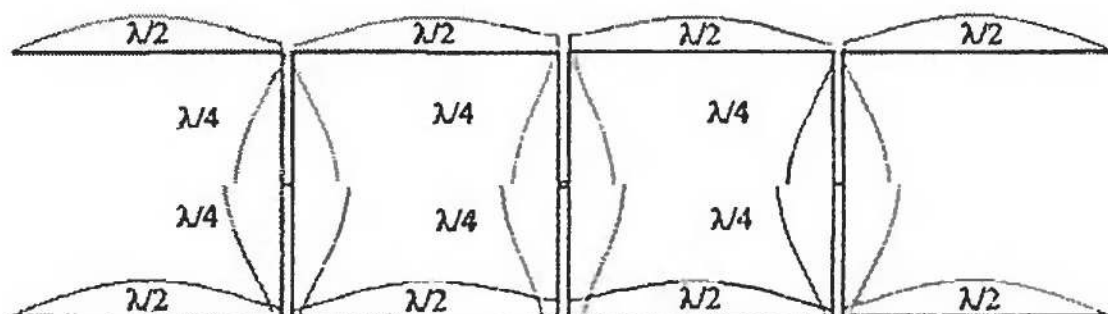


Рис. 6.2.12

Это же прием используется и с длинными коллинеарными антеннами. Так, соединив параллельно две четырехэлементных коллинеарных антенны, состоящих из чередующихся $\lambda/2$ диполей и короткозамкнутых $\lambda/4$ отрезков двухпроводных линий между ними (файл ...ANT\Arrays\Collinear\4Collin.gaa), получим решетку 4x2, показанную на рис. 6.2.12 и в файле

...4_x_2_array.gaa. Ее усиление (в свободном пространстве) достигает 10,8 dBi.

Такие конструкции (составленные из многоэлементных коллинеарных) называются антенным полотном.

При питании антенного полотна в нижний этаж фазизирующие отрезки линий приходится перекрещивать, как на рис. 6.2.10,б. Пример такой решетки 3x2 показан в файле ...3_x_2_array.gaa и на рис. 6.2.13.

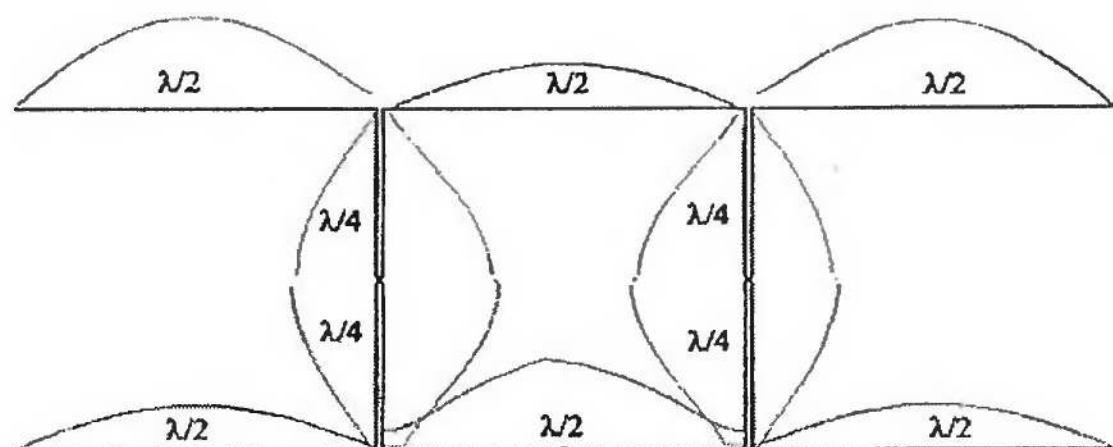


Рис. 6.2.13

Обратите внимание, что в данном случае распределение токов по элементам неравномерно. Причина в том, что фазизирующие перекрещенные отрезки $\lambda/2$ линий сделаны из предположения одинакового и чисто активного импеданса всех элементов решетки. Но в данном случае это вовсе не так, импедансы разнятся весьма заметно (пп. 6.1.4 и 6.1.6.2). Поэтому возникают заметные погрешности в распределении энергии по элементам. На рис. 6.2.13 это отчетливо видно: амплитуды токов в элементах отличаются почти вдвое. Из-за этого теряется усиление, антенна рис. 6.2.13 имеет G_a в свободном пространстве лишь 8,3 dBi. Шесть диполей, расположенных так же, но при действительно синфазной запитке имели бы $G_a = 9,8$ dBi, т. е. потери из-за неодинакового распределения энергии по элементам в антенне рис. 6.12.13 составляют 1,5 дБ.

Для улучшения ситуации с распределением используют прием, показанный на рис. 6.2.14 и в файле ...H_2_x_2_array15.gaa. Это, по сути, решетка 2x2, так как в каждом этаже имеет два $\lambda/2$ диполя, один из которых разрезан на половинки и растащен по краям.

В таком виде антенные полотна наиболее распространены на КВ. Причины: удобство конструкции (растягивается между

двумя горизонтальными тросами), удобное расположение точки питания, $R_a = 240 \dots 300$ Ом, хорошо подходящее для стандартных двухпроводных линий.

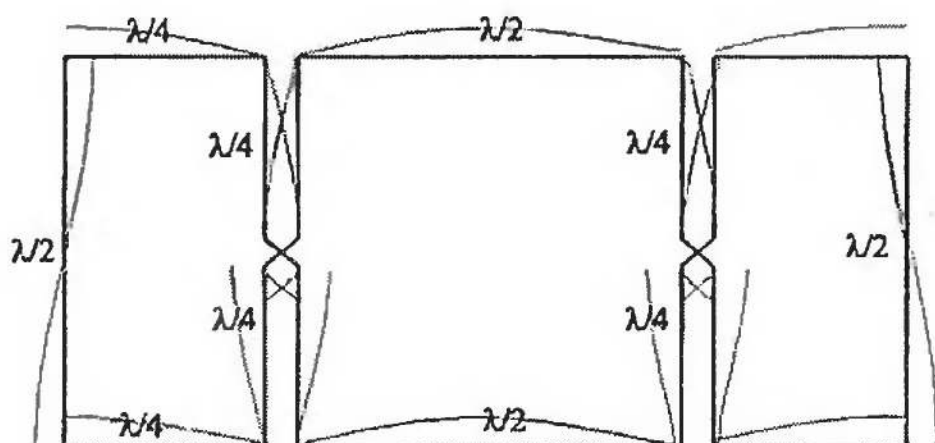


Рис. 6.2.14

Антенное полотно, показанное на рис. 6.2.14 можно наращивать, добавляя квадраты, аналогичные центральному на рис. 6.2.1.3. Так, в файле ...H_3_x_2_array15.gaa показано антенное полотно 3×2 .

Разновидность антенного полотна, при вертикальном расположении и питании как GP показана в файле ...HiGain array-1 145.gaa.

Последняя в этом разделе антенна показана на рис. 6.2.15 и в файле ...4_x_2_snake.gaa.

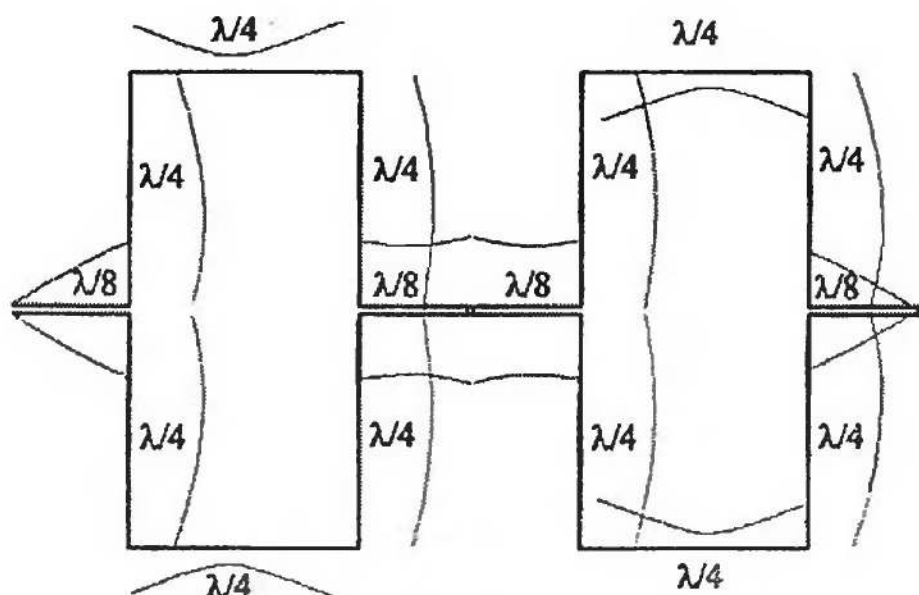


Рис. 6.2.15

Это двухэтажная «змейка» (см. предыдущий параграф) лежит на стыке многэтажных антенн и плоских систем. С од-

ной стороны в антенне рис. 6.2.15 можно выделить четыре параллельных участка длиной $\lambda/2$, с синфазными токами, т. е. выделить четыре $\lambda/2$ диполя. С этой точки зрения антенна многоэтажная. С другой стороны, распределение тока в этих $\lambda/2$ участках вовсе не дипольное, а близкое к равномерному. Поэтому усиление выше, чем у четырех обычных $\lambda/2$ диполей, запитанных синфазно и составляет 6,5 dBi. При таком подходе антенну можно считать решеткой из двух многоэтажных «змеек».

Как и «змейку» антенну рис. 6.2.15 можно наращивать, добавляя симметрично с каждой стороны по рамке с «хвостами» по $\lambda/8$. Пример показан в файле ...8_x_2_snake.gaa. Это удвоенная в ширину антенна рис. 6.2.15, поэтому усиление у нее выше почти на 3 дБ, около 9,2 dBi.

6.2.4. Наклонные с синфазными составляющими токов

Рассмотренные в пп. 6.2.1–6.2.3 антенны хороши, красивы и правильны. Но за эту красоту приходится дорого платить. Ведь эти антенны состоят из прямых углов, а, следовательно, требуют минимум двух мачт. Однако, слегка пожертвовав «правильностью» можно уменьшить количество мачт. Для этого располагать элементы синфазной антенны не параллельно, а наклонно друг к другу.

А как же тогда обеспечивается синфазность и параллельность токов? Проще всего разобраться с этим на примере антенны VP2E, упоминавшейся в п. 4.1.6. В том параграфе я поленился сделать ее рисунок, а здесь придется, чтобы показать, как и почему получается синфазная антенна из наклонных проводов.

На рис. 6.2.15,а показана обычная VP2E модель файла ...VP2E.gaa (все модели этого параграфа находятся в папке ... \ANT \Arrays \Slope). По плечам антенны протекают токи I_1 и I_2 . Направление этих токов противоположное (стрелки смотрят в разную сторону), как описано в п. 4.1.2.

Векторно разложим оба тока на горизонтальные и вертикальные составляющие. И обнаружим, что горизонтальные составляющие токов обоих плеч ($I_{1г}$ и $I_{2г}$) противофазны (стрелки направлены в разные стороны). Поэтому излучения эти составляющие почти не дают, взаимно компенсируя друг друга. Происходит то же самое, что с токами в противовесах (см. п. 3.4.1) или емкостной нагрузке (п. 3.7.3).

Вертикальные же составляющие токов ($I_{1в}$ и $I_{2в}$) синфазны (стрелки направлены в одну сторону), параллельны друг другу и разнесены в пространстве. А это как раз то, что и требуется от параллельных синфазных антенн (п. 6.1.3). Поэтому можно мысленно заменить антенну рис. 6.2.16,а на систему из двух параллельных вибраторов, показанную на рис. 6.2.16,б. Расстояние между вибраторами такой эквивалентной параллельной антенны должно быть равно расстоянию между центрами половинок VP2E (точнее, расстоянию между точками максимального тока плеч).

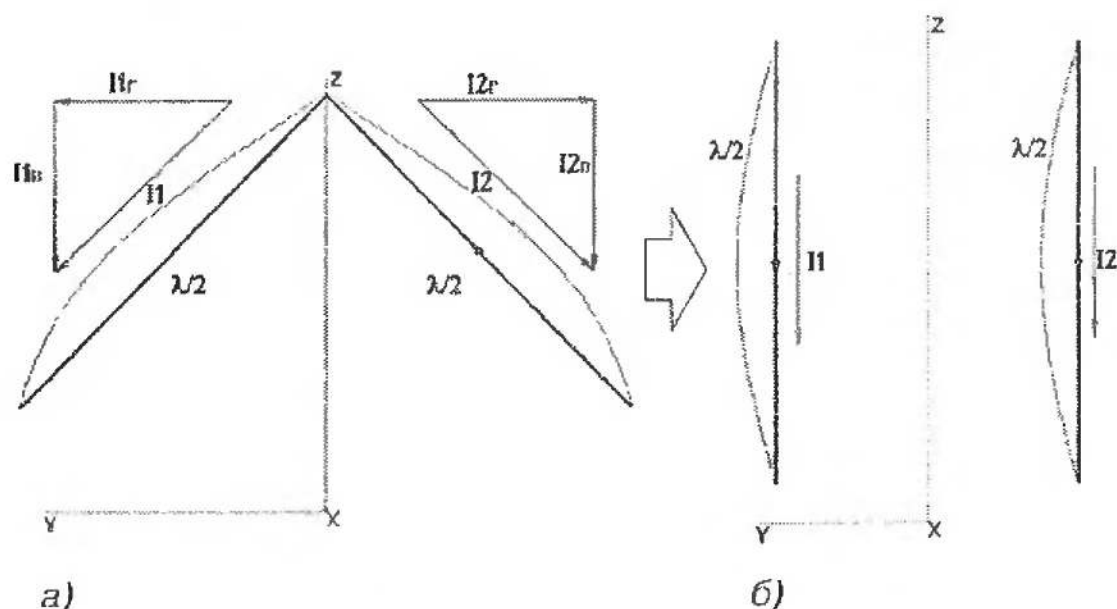


Рис. 6.2.16

На рис. 6.2.17 показано сравнение основных характеристик обеих антенн рис. 6.2.16. Вывод из этого сравнения простой: антенны практически идентичны. Но антенна рис. 6.2.16,б нуждается в двух мачтах, а антенна рис. 6.2.16,а, лишь в одной (да еще при этом ее элементы выполняют функцию растяжек мачты).

Легко понять, что в антенне VP2E оптимальным углом излома будет 90° . При меньшем угле середины элементов быстро сближаются, что соответствует уменьшению и без того небольшого расстояния между элементами эквивалентной параллельной антенны рис. 6.2.16,б. А при большем угле уменьшаются вертикальные составляющие токов ($I_{1в}$ и $I_{2в}$), что равно снижению амплитуды и мощности каждого из источников в эквивалентной параллельной антенне рис. 6.2.16,б.

Для увеличения числа элементов VP2E продолжают змейкой в обе стороны. «Змейкой» такую антенну и называют (рис. 6.2.18 и файл ...Triangle collinear.gaa).

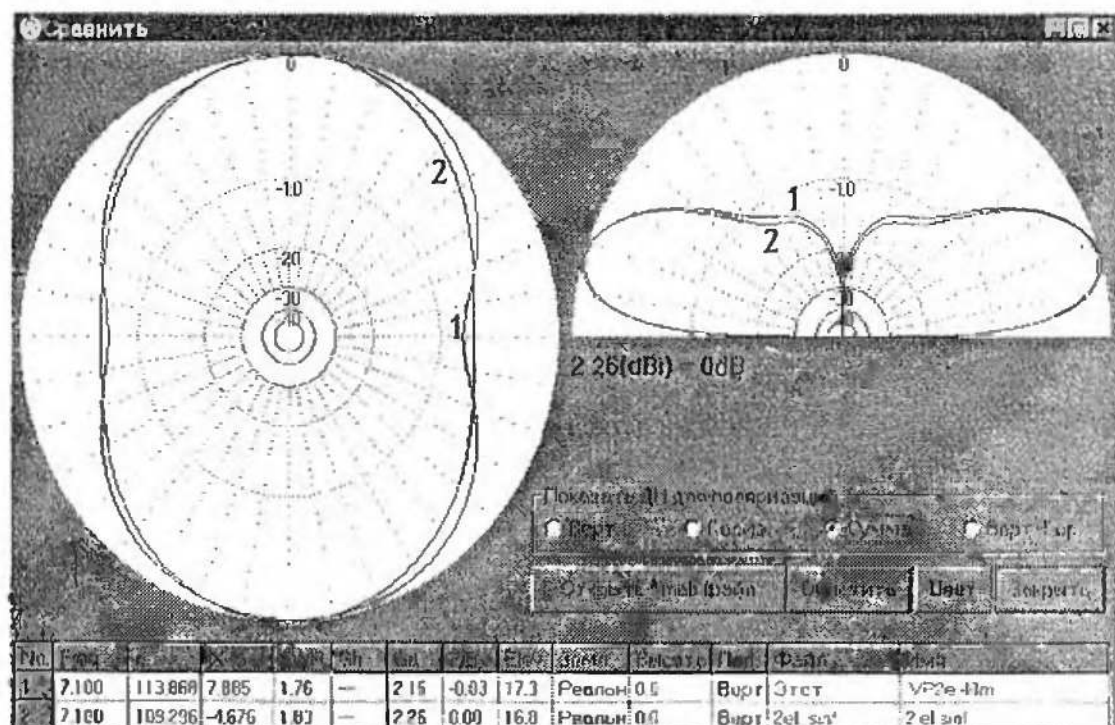


Рис. 6.2.17

При горизонтальном (как на рис. 6.2.18) положении «змейка» растягивается между двумя горизонтальными тросами и поэтому обходится двумя мачтами при любом разумном количестве элементов. Ра лежит в пределах 150...400 Ом (растет вместе с числом элементов). Любопытной особенностью «змейки» является то, что точка питания может находиться в середине любого из наклонных $\lambda/2$ диполей, образующих змейку. При горизонтальном положении антенны это не очень важно, а при вертикальном позволяет удобно питать антенну в середину нижнего диполя (файл ...Triangle collinear-1.gaa). Такие антенны часто применяют на УКВ, кроме мачты требуется лишь достаточно длинный и толстый провод (или прут), который изгибают змейкой и крепят к мачте серединами диполей.

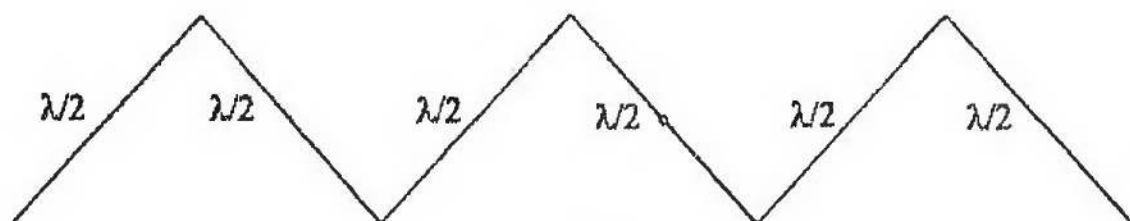


Рис. 6.2.18

На КВ применяется «змейка», элементом которой является $\lambda/4$ ГР. Простейший, двухэлементный вариант такой антенны показан на рис. 6.2.19 и в файле ...Double sloper GP.gaa.

Понять такую антенну несложно: представьте себе два параллельных синфазных $\lambda/4$ GP (с ВЧ заземлением каждый) на расстоянии $0,35\lambda$ друг от друга. Если наклонить верхушки штырей друг к другу и соединить вместе, то получится такая же антенна как на рис. 6.2.19. В ней, точно так же, как и в VP2E, синфазны вертикальные составляющие токов, а горизонтальные противофазны (мысленно разложите токи в каждой из половинок антенны). Поэтому антенна работает как два синфазных вертикала GP и, невзирая на меньшую физическую высоту ($0,176\lambda$), имеет усиление на 1,15 дБ выше, чем одиночный $\lambda/4$ GP. Ее недостаток — необходимость иметь две хорошие системы противовесов (ВЧЗ см. п. 4.2.1), под каждым из наклонных GP.

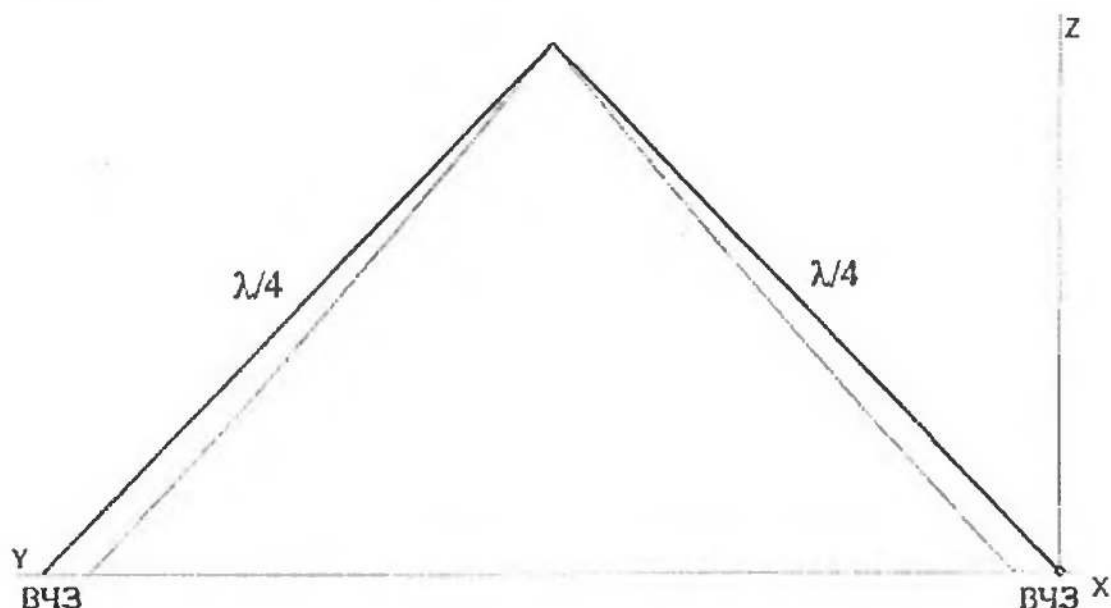


Рис. 6.2.19

Соединив параллельно две антенны рис. 6.2.19 получим четырехэлементную «змейку» из GP, напоминающую по форме перевернутую букву W. Полученная антенна показана в файле ...Inverted W-0.gaa. Она выигрывает 2,5 дБ у одиночного $\lambda/4$ GP, но за это приходится платить уже тремя хорошими системами радиалов.

Таким образом, наклонно-изогнутый провод (при правильных размерах, конечно) является гибридом синфазной антенны и системы питания отдельных элементов. Проще говоря, грамотно изогнув провод, можно получить сложение в фазе излучения отдельных его частей, т. е. увеличить G_a .

Прием этот настолько широко распространен на КВ, что несмотря на все попытки сделать книгу связной и последовательной, его пришлось уже несколько раз упоминать в

предыдущей части книги. Кроме VP2E (п. 4.1.6) это V-beam (п. 4.1.8) и его ближайшие родственники: LWV (п. 4.1.8) и апериодическая ромбическая антенна (п. 4.4.2).

Но ромбические антенны бывают не только апериодическими, но и резонансными. Достаточно из соответствующего апериодического ромба (п. 4.4.2) выбросить резистор нагрузки и правильно выбрать длину стороны ромба. Чем заменить резистор и какую именно сделать длину стороны зависит от способа питания и требуемого количества диапазонов.

Если планируется один диапазон и низкий КСВ, то резистор заменяется перемычкой (получается замкнутая рамка), а длина одной половинки ромба должна быть кратна $\lambda/2$. В файлах ...Rhomb10.gaa, ...Rhomb10_0.gaa, ...Rhomb10_1.gaa и ...Rhomb10_0.gaa показаны такие резонансные ромбы с длиной стороны $0,75\lambda$, $1,75\lambda$, $2,75\lambda$ и $4,75\lambda$ соответственно. Ра при этом 200...300 Ом. Это позволяет питать антенну двухпроводной линией 240...300 Ом, или коаксиальным кабелем с трансформатором в точке питания.

Если же антенна должна быть многодиапазонной, то резистор заменяется разрывом. На основном диапазоне суммарная длина половинки ромба должна быть кратна нечетному числу $\lambda/4$. Питается такая антенна только по воздушной двухпроводной линии 500...600 Ом. КСВ на всех диапазонах кроме основного довольно высок, но КПД такой линии остается приемлемым (п. 3.2.6). Смысл размыкания дальнего угла ромба состоит в том, что разомкнутые антенны имеют менее резкие колебания Z_a между резонансами, чем замкнутые (п. 4.1.5.1). Пример разомкнутого ромба, работающего от 10 до 28 МГц, приведен в файле ...Rhomb10-o.gaa.

Еще одну синфазную антенну с наклонными элементами можно сделать из рассмотренной в п. 6.2.2 bobtail curtain. Посмотрите на рис 6.2.6 и, оставив на месте центральный вертикальный элемент, мысленно замените левую и правую Г-образные части (горизонтальные по $\lambda/2$ и вертикальные по $\lambda/4$) наклонными по $\lambda/2 + \lambda/4 = 3/4\lambda$. Результатом будет антенна, показанная в файле ...Slope bobtail.gaa. Конечно, искажение строгой прямоугольной формы не проходит даром. Полученная антенна проигрывает bobtail curtain более 3 дБ. Но зато она требует одной мачты вместо двух и при этом выигрывает у одиночного $\lambda/4$ GP более 2 дБ.

В конце этого параграфа вспомним о рамочных антеннах из наклонных проводов. А для этого давайте вместе и прямо сейчас создадим треугольную рамку с вертикальной поляризацией. Но не так, как мы это делали в пп. 4.3.2 и 4.3.3 (из-

менением формы имеющейся квадратной рамки), а по-иному. В качестве исходного материала возьмем змейку, показанную на рис. 6.2.19. Приподнимем ее повыше над землей, а в качестве обоих ВЧЗ используем по одному $\lambda/4$ горизонтальному радиалу. Направим радиалы в середину антенны и соединим их концы. Это мало повлияет на параметры антенны, однако ее форма получится несколько неряшливой: два четвертьволновых радиала — это $\lambda/2$, а в антенне рис. 6.2.19 расстояние между основаниями элементов меньше: $\lambda/2 \times \sqrt{2} = 0,354\lambda$. Остаток длины радиалов $\lambda/2 - 0,354\lambda = 0,146\lambda$ надо куда-то девать. Разделим этот остаток пополам и получившиеся кусочки по $0,073\lambda$ добавим как продолжение к обоим наклонным элементам. Вышел вертикальный треугольник, с точкой запитки, отстоящей от верхнего угла на $\lambda/4$. Мы получили классическую треугольную V-рамку, описанную в п. 4.3.5 и в файлах ...ANT\HF simple\Loop\delta-opt.maa, ...ANT\HF simple\Loop\delta-opt1.maa, ...ANT\HF simple\Loop\LOOP20V.maa и лишний раз убедились, что такая рамка является двухэлементной синфазной вертикальной антенной.

6.2.5. Приемные синфазные

Все модели этого параграфа находятся в папке ...ANT\Array\RX\, а если встречается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

В п. 4.5.1 шел разговор о необходимости повышения RDF (фактор направленности, аббревиатура от receiving directivity factor, в русскоязычной литературе — коэффициент направленного действия) приемной антенны. А для НЧ диапазонов в разделе 4.5 мы сошлись на том, что если не используется большая передающая антенна с хорошей направленностью (например, система синфазных вертикалов, типа описанных в пп. 6.2.2 и 6.2.4, или что-то из описанного в главе 7), то единственным способом получить высокий RDF является антенна Бевереджа (АБ). Она обходится без громоздких мачт и очень проста конструктивно. Достаточно лишь найти узкую и длинную полосу земли. Но очень часто не удается отыскать даже такую полосу (про большие и высокие направленные антенны мы уже перестали думать из-за нехватки места и средств). Малая высота АБ, являющаяся несомненным достоинством в поле, но в городе оборачивается непреодолимым недостатком: на улицах места нет, а поднимать АБ на высоту крыши нельзя без существенного ухудшения параметров (пп. 4.5.2.2, 4.5.2.5).

В общем, разместить АБ в городе удастся лишь в редких случаях. Поэтому городские радиолюбители страдают на НЧ вдвойне: от высокого уровня помех и отсутствия хорошей приемной антенны с высоким RDF. И если с первым сделать ничего нельзя, то со вторым можно. Именно этим мы и займемся в данном параграфе, создавая синфазную антенну из маленьких приемных.

В принципе, в качестве элемента можно взять любую небольшую приемную антенну: штырь, магнитную рамку и т. д. Но на практике удобнее всего за основу взять флаг (п. 4.5.4), поскольку он имеет хорошее F/B и не связан с землей.

Взгляните на рис. 6.2.20: вам нравится такая ДН? Припомним (из п. 4.5.2), что аналогичную направленность в диапазоне 3,5 МГц обеспечивает АБ длиной около 200 м (... \ANT\Receive\beverage180.maa). Но на рис. 6.2.20 показаны ДН другой, намного меньшей антенны: двух синфазных флагов, разнесенных на 50 м, и находящихся на высоте 15 м над землей (файл ...2el_Flag.gaa). Такая антенна вполне размещается на крыше типового 5-ти этажного дома, чего никак не скажешь о двухсотметровой АБ. При равном RDF выигрыш в размерах изрядный.

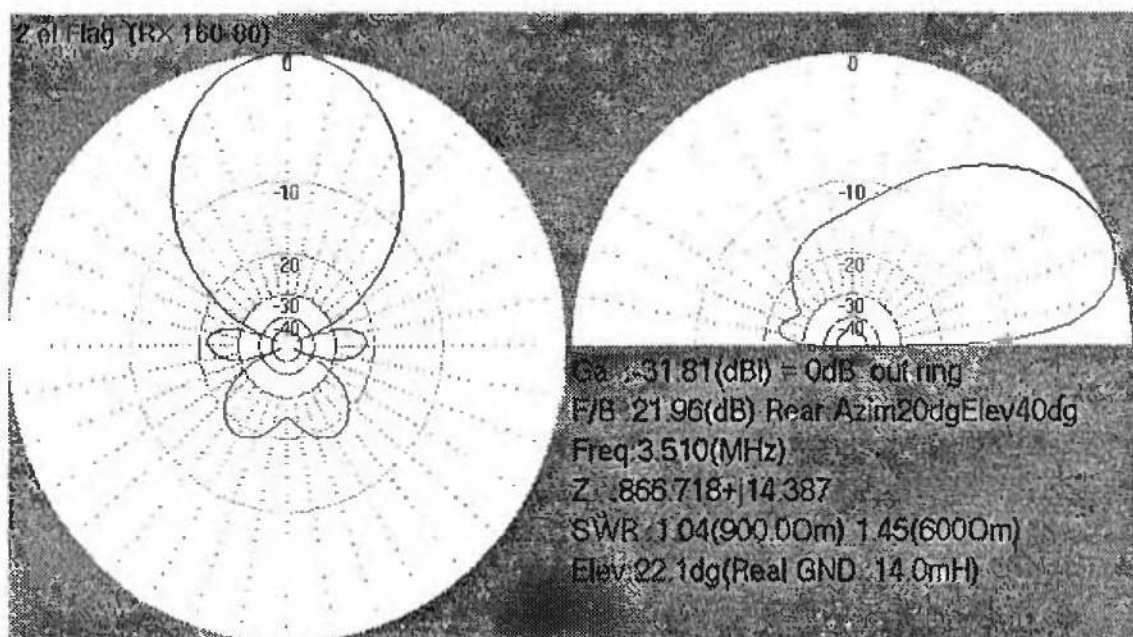


Рис. 6.2.20

Определимся с оптимальными размерами приемной синфазной антенны из двух маленьких элементов (тех же флагов, например). В такой антенне критерием оптимальности является не Ga, а RDF или отношение F/B, взятое в широком диапазоне азимутальных и зенитных углов.

В самом деле, из-за маленького усиления, площадь раскрытия $A_{эфф}$ элементов-флагов очень мала. Каждый флаг, собирая сигналы каждый со своей небольшой $A_{эфф}$, даже при разнорасстоянии всего несколько метров, практически не оказывает никакого влияния на второй элемент. Рост расстояния между элементами не изменяет уровней принимаемых сигналов (т. е. G_a), так как каждый из элементов и так уже дает максимум возможного. Но на форму ДН (т. е. на RDF и F/B) расстояние оказывает сильное влияние.

Приемная синфазная антенна из двух флагов ...2el_Flag .gaa имеет максимум RDF при расстоянии между элементами $0,75\lambda$. Но более практичная ДН получается при $0,6\lambda$. Разницу показывает рис. 6.2.21, на котором показаны ДН антенны при $0,6\lambda$ (ДН1) и $0,75\lambda$ (ДН2).

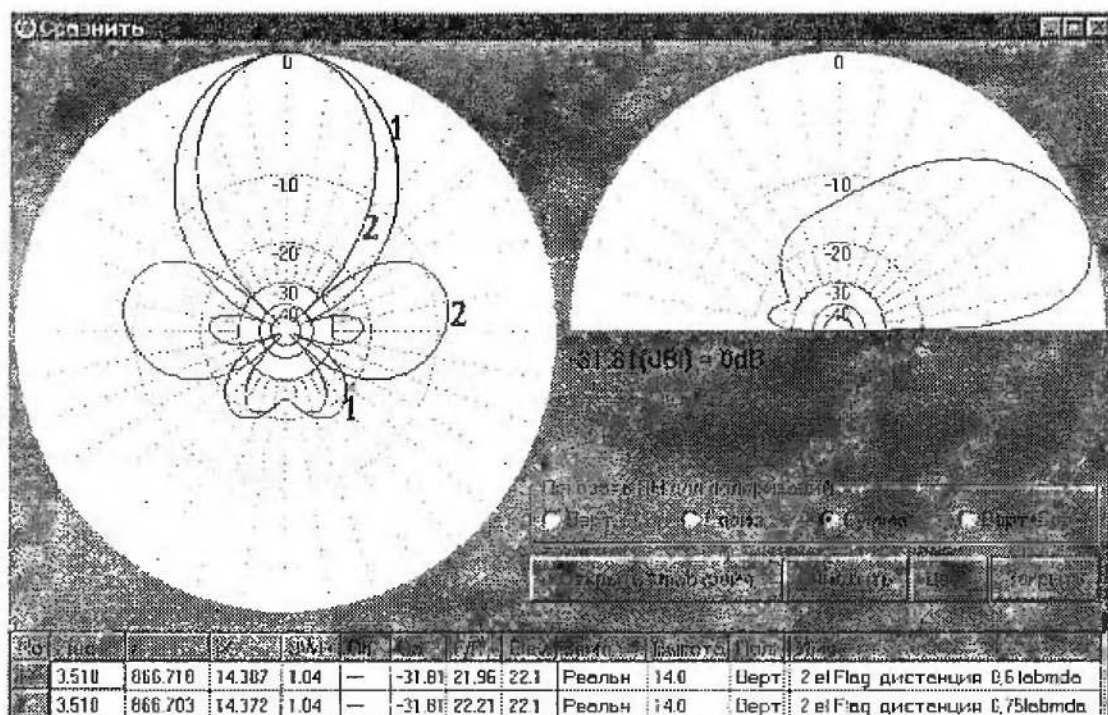


Рис. 6.2.21

При увеличении расстояния от 0 до $0,6\lambda$ RDF антенны возрастает за счет сужения главного лепестка в азимутальной плоскости, а боковые лепестки не растут.

При увеличении расстояния свыше $0,6\lambda$ быстро увеличивается уровень боковых лепестков. До $0,75\lambda$ боковые лепестки относительно невелики и RDF продолжает расти за счет сужения главного лепестка. Но при расстояниях больше $0,75\lambda$ боковые лепестки увеличиваются уже настолько, что RDF антенны падает, несмотря на сужение главного лепестка.

Поэтому расстояние между элементами $0,6\lambda$ является более практичным: лучшее подавление приема с боков почти

всегда оказывается важнее, чем дополнительный рост RDF на 0,5 дБ (именно такова разница RDF между антеннами с расстояниями $0,6\lambda$ и $0,75\lambda$).

Вы можете определить оптимальное для своего случая расстояние в GAL-ANA по следующей методике:

- Откройте файл ...2el_Flag.gaa. Если необходимо задайте свои размеры и конфигурацию флага, его высоту над землей и диапазон;
- В установках тыла для F/B укажите желаемый диапазон углов, подлежащих подавлению. Например, **Азимут 200° , Элевация 60°** ;
- Запустите оптимизацию расстояния между элементами в стеке по единственному критерию F/B.

Однако в любом случае найденное программой оптимальное расстояние будет мало отличаться от $0,6\lambda$, поскольку от формы и размеров флага, а также от его высоты над землей оптимум меняется слабо.

А что с высотой подвеса? Хотя в азимутальной плоскости вид ДН не меняется с высотой, тем не менее, существует оптимум и по высоте подвеса. Он связан с изменением зенитной ДН элемента-флага. Поскольку флаг состоит в отдаленном родстве с обычной вертикальной антенной, для него справедливы соображения, приведенные в п. 3.4.4 и на рис. 3.4.8.

При росте высоты подвеса от 0 до $0,3\lambda$ ДН в зенитной плоскости сужается, а выше расслаивается на два лепестка, причем один из них под высоким углом к горизонту. Для передающей антенны с точки зрения Га и уровня излучения под низкими углами это не страшно (п. 3.4.4). Но для приемной антенны важнее не усиление, а RDF. И тут форма ДН оказывается решающей. С этой точки зрения подъем любой вертикальной приемной антенны до $0,3\lambda$ дело полезное. Но дальнейшее увеличение высоты подвеса расслаивает зенитную ДН и заметно снижает RDF. Поэтому синфазную приемную антенну из двух флагов нельзя поднимать выше $0,3\lambda$. Но до $0,3\lambda$ увеличение высоты желательно, так как это сужает зенитную ДН и, соответственно, увеличивает RDF.

... В этом месте надолго остановился, решая как привести зависимости RDF от расстояния между элементами и высоты подвеса. Дать несколько семейств графиков для каждого диапазона? Но строить такие семейства очень трудоемкая задача, а результат не очень нагляден. Поэтому вместо множества цифр RDF для разных случаев приведу, придуманный мною специально для такого случая, *коэффициент подобия* (K_n). Он показывает, во сколько раз данная двухэлементная син-

фазная приемная антенна имеет меньший размер, чем АБ с таким же RDF. Проще говоря, K_n позволяет легко узнать, АБ какой длины даст такой же эффект как наша антенна.

Например, антенна ...2el_Flag_160.gaa состоит из двух флагов с периметром 10 м, расположенными на расстоянии 100 м друг от друга, с высотой середин флагов 16 м над землей. Такая антенна имеет $RDF = 11,6$ дБ, что соответствует АБ длиной 240 м (см. рис. 4.5.3). $K_n = 240 \text{ м} / 100 \text{ м} = 2,4$.

Чтобы по приводимым K_n узнать RDF, определите длину эквивалентной АБ (как максимальный размер вашей антенны, умноженный на K_n) и обратитесь к рис. 4.5.3.

Использование параметра K_n позволяет дать параметры большинства возможных размеров и положений двухэлементной приемной антенны в одной маленькой и наглядной табл. 6.2.2.

Таблица 6.2.2

Высота	K_n
$0,01\lambda$	2
$0,175\lambda$	3
$0,225\lambda$	4
$0,3\lambda$	5

В табл. 6.2.2 отсутствует расстояние между элементами. Удобство параметра K_n в том и состоит, что он не зависит от расстояний, если они не превышают $0,75\lambda$.

Пользоваться табл. 6.6.2 крайне просто. Например, есть возможность разнести элементы антенны 3,5 МГц на 40 м (больше нет места). Табл. 6.2.2 сообщает нам, что при установке флагов у поверхности земли (первая строка таблицы) антенна будет эквивалентна 80-ти метровой АБ ($K_n = 2$). Если же удастся поднять элементы на 25 м (скажем, крышу высотного дома), то это будет равно АБ длиной целых 200 м (см. последнюю строку в таблице).

Отмечу, что эквивалентность антенне Бевереджа по K_n не полная, а лишь по RDF. По уровням принятых сигналов (т. е. по Ga) синфазная антенна из двух флагов проигрывает АБ значительно: 10...30 дБ. На практике это не очень существенно (уровни шумов эфира на 80 и особенно 160 м очень велики, см. п. 4.5.1), однако требует наличия усилителя на каждом из элементов.

Здесь имеется тонкость. Поскольку сигналы от обоих флагов должны складываться в фазе, то нельзя допустить, что усилительные тракты обоих элементов имели бы заметную разницу в фазовом набеге. Практически это означает нежелательность использования полосовых фильтров (это, конечно, идет в ущерб динамическому диапазону приемника), из-за большого набег фазы в них, который весьма трудно сделать одинаковым в двух экземплярах фильтров. Также следует избегать применения транзисторов с относительно низкой граничной частотой.

Влияние фазовой ошибки на параметры антенны показано в файле ...2el_Flag_mistake.gaa. Это антенна ...2el_Flag.gaa, но фаза в одном из элементов отличается на 20° (предположим, слегка разные транзисторы с граничной частотой в 10 или менее раз выше рабочей, разброс ферритов в трансформаторах и т. д.). ДН перекосилась на несколько градусов, F/B снизилось на 5 дБ и появился дополнительный боковой лепесток. В принципе эти неприятности терпимы, но все же лучше уделить немного внимания фазировке и не ухудшать с таким трудом полученные параметры антенны.

Тут уместно заметить, что из-за малого усиления каждого из элементов связь между ними отсутствует. Поэтому Zа каждого элемента практически не меняется из-за влияния других элементов.

На практике в качестве элементов лучше использовать флаги, с переключаемой ДН (п. 4.5.4). Такая антенна показана в файлах ...2el_Bidirectional_Flag1.gaa и 2el_Bidirectional_Flag2.gaa (одна и та же антенна, файлы отличаются лишь направлением приема). Конструкцию это усложняет не сильно (сигналы управления можно подавать на центральную жилу питающего кабеля, разделив пути ВЧ и постоянного токов), но зато позволяет перекрыть два направления.

В случае двухдиапазонной антенны (1,8/3,5 МГц) расстояние между элементами следует выбирать в пределах 60...65 м.

Кроме флагов в качестве элементов можно использовать любые другие приемные антенны: EWE (файл ...2el_EWE.gaa), K9AY и даже (если позволяет место) антенну Бевереджа (...2el_beverage180.gaa). У всех этих антенн $A_{эфф}$ мала, поэтому оптимальные расстояния между элементами остаются неизменными: $0,6\lambda \dots 0,75\lambda$.

При фазировании АБ надо иметь в виду, что параметры (RDF, F/B) антенны могут получиться хуже расчетных. Причина в том, что на практике свойства земли, скорее всего, не будут одинаковы под каждым элементом. Конечно, если у вас

ровная как стол однородная почва, то проблемы нет. А вот если земля покрыта растительностью, в одном месте слой песка, а в другом — глины, да если еще имеются кочки-бугорки, то шансы на то, что свойства земли под каждой из двух фазируемых АБ будут заметно отличаться, весьма велики.

А как мы помним из п. 4.5.2.1, земля под АБ является важной составной частью антенны, обеспечивающей правильное замедление волны. И разные свойства земли приведут к тому, что фазовые скорости (а значит и фазовые набег) в АБ-элементах станут разными. Антенная система получится несинфазной, что приведет к снижению RDF и F/B. Пример показан на рис. 6.2.22. Диаграмма направленности, отмеченная цифрой 1 относится к антенне ...2el_beverage180.gaa (две АБ длиной 180 м, разнесенные на 65 м), расположенной над равномерной плоской землей $\epsilon = 13$, $\sigma = 5$ мС/м. ДН2 относится к той же антенне, но элементы размещены над участками земли с разными свойствами. Первый элемент идет над землей с $\epsilon = 7$, $\sigma = 2$ мС/м и высотой 1 м (подсохшая возвышенность), второй — над $\epsilon = 20$, $\sigma = 20$ мС/м и высотой 0 м (влажная ложбинка).

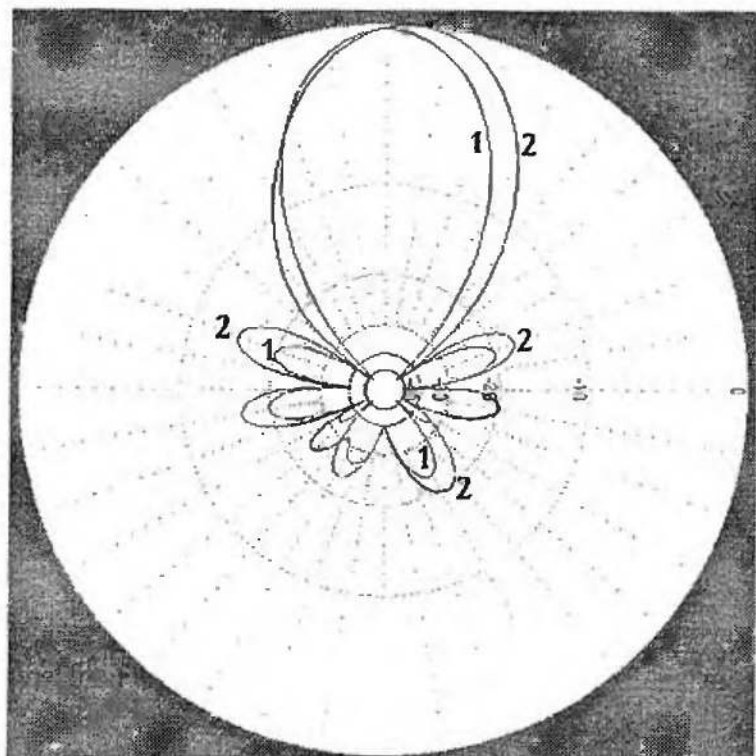


Рис. 6.2.22

Результат не замедлил сказаться: ДН2 имеет более широкий лепесток, на 3...4 дБ худшее подавление боковых и задних лепестков и на 1,5 дБ меньший RDF.

Завершая главу 6, хочу напомнить, что в ней мы рассмотрели, единственный и самый простой случай питания многоэлементных направленных антенн: все элементы с одинаковой амплитудой и фазой.

Но «самый простой» редко означает «самый лучший». Многоэлементные антенны не исключение. Питание элементов токами с различной амплитудой и фазой позволяет улучшить G_a и форму ДН. Такими антеннами мы и займемся в следующей главе.

7. АНТЕННЫ ПРОДОЛЬНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ПАССИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

7.1. О чем эта глава?

Принцип работы. Шаг к практике. Пассивные элементы.

7.1.1. Принцип работы

Чтобы описать, о чем речь в этой главе потребовался целый раздел. Но это не напрасная трата бумаги. Антенны продольного излучения при относительно небольших габаритах обладают высоким усилением и однонаправленной ДН. Поэтому они широко распространены. Более того, основная масса направленных КВ антенн — это именно антенны продольного излучения с пассивными элементами.

Честно предупреждаю, раздел 7.1 сугубо теоретический. Из него вы узнаете, как и почему работают антенны продольного излучения, и что от них ожидать. Но практических антенн тут нет. Если вас интересует только готовые антенны, перейдите сразу к следующим разделам, в которых мы займемся практическими конструкциями. Но понять их работу без раздела 7.1 не удастся.

На заре развития радиотехники синфазные антенны (гл. 6) считались оптимальными, а их большие размеры — неизбежной платой за высокое усиление. Но в 20–30-е гг. XX века сразу несколько групп экспериментаторов задались вопросом: а что будет, если запитать элементы несинфазно? Ответ, казалось, был теоретически очевиден: ДН повернется на некоторый угол (из простейших геометрических соображений волны, излученные обоими элементами, будут складываться в фазе не перпендикулярно элементам, а под углом, зависящим от разности фаз и расстояния между элементами) и снизится усиление (за счет искажения формы основного лепестка и роста уровня боковых лепестков). Однако исследователи (а это вообще очень упрямый народ) не поверили теоретикам и после множества неудачных попыток обнаружили то, что не укладывалось в тогдашние теоретические взгляды: сильное излучение вдоль элементов в системе из двух противофазно запитанных диполей.

Давайте повторим эти исследования. Возьмем файл синфазной системы из двух $\lambda/2$ диполей (материал без потерь, свободное пространство) и запустим оптимизацию по крите-

рию максимального усиления. Позволим GAL-ANA менять фазу и амплитуду второго источника, а также расстояние между диполями. Иными словами, спросим у машины: «Как надо расположить и питать пару полуволновых диполей, чтобы получить от этой системы максимально возможное усиление?».

Очень быстро программа выдаст ответ, на поиск которого ученым начала XX века потребовались годы экспериментов. Оказывается, максимальное G_a достигается при почти противофазном питании диполей и очень малом ($< 0,1\lambda$) расстоянии между ними (файл ...ANT\HF beams\2el_por.gaa). Усиление достигает при этом 7,49 dBi, против максимально возможных при синфазном питании 6,98 dBi (рис. 6.1.8), т. е. выигрыш составляет 0,5 дБ. Причем достигается это при малом (сотые доли λ) расстоянии между элементами (сравните — у синфазной системы при $0,7\lambda$). При этом излучение направлено вдоль плоскости обоих диполей (отчего и называли такие системы антеннами продольного излучения) и имеет один главный лепесток (а не два, как в синфазных системах).

Теперь перед нами, как и перед теоретиками начала прошлого века, встала необходимость объяснить полученные результаты. Обратимся к рис. 7.1.1, на котором показана антенна из файла ...ANT\HF beams\2el_por.gaa.

Для начала разберемся, куда эта антенна не излучает.

Во-первых, в оба бока. Просто потому, что сами диполи туда не излучают, имея «восьмерочную» ДН.

Во-вторых, в направлении, указанном на рис. 7.1.1 стрелкой «Назад». От правого (по рис. 7.1.1) диполя в этом направлении излучается волна с фазой 184° . От левого — с фазой 4° , так как сам диполь излучает с фазой 0° , а еще 4° набирается «по дороге», пока волна проходит $0,012\lambda$ расстояния между элементами ее фаза поворачивается как раз на 4° (разность хода). Таким образом, в заднем направлении волны, излученными обоими элементами, оказываются точно противофазными ($184^\circ - 4^\circ = 180^\circ$) и взаимно компенсируют друг друга (их амплитуды равны). Подавление получается очень глубоким (как, впрочем, и в любом правильно настроенном радиотехническом балансном устройстве, вычитающем равные по амплитуде и противофазные сигналы). Иными словами, антенна система не излучает в этом направлении.

А теперь прикинем, куда излучению деваться? Назад нельзя, в оба бока тоже. Остаются направления вперед и вверх-вниз. Причем направление вперед предпочтительнее, так как туда разность фаз волн от обоих диполей составляет

188° (0° от левого, $184^\circ + 4^\circ$ от правого, где 4° — все та же разность хода) и отличается от точной противофазности на целых 8° . Это уже далеко от компенсации, поэтому туда идет основное излучение. Вверх-вниз излучение тоже есть, но меньше, так как в этих направлениях разность фаз составляет 184° (0° от левого, 184° от правого, разности хода нет, лучи от обоих диполей проходят одинаковые расстояния) и отличается от точной противофазности лишь на 4° . Этого недостаточно для глубокой компенсации, но все же излучение предпочитает более легкий путь вперед, где отличие от точной противофазности вдвое больше.

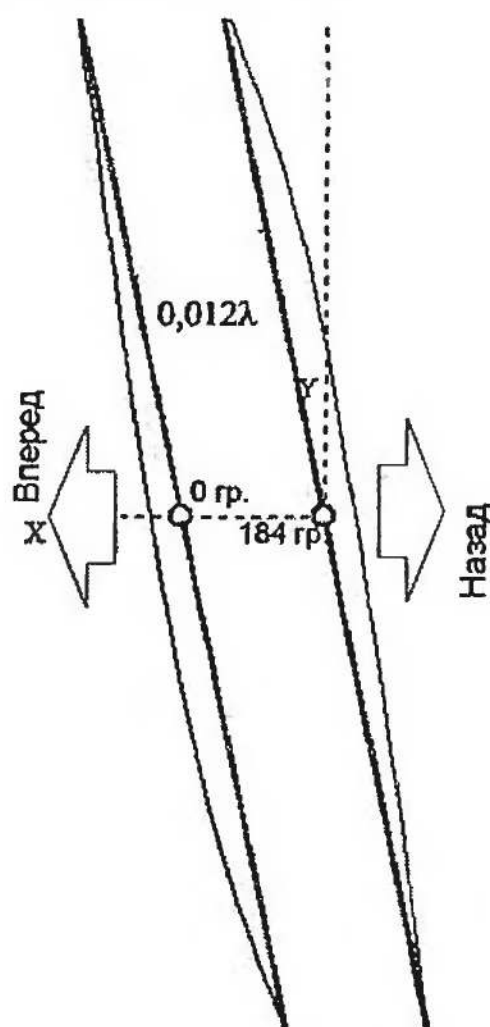


Рис. 7.1.1

Происходит примерно то же самое, что и с водопроводным краном или шлангом, выходное отверстие которого почти полностью заткнуто пальцем. Мы перекрываем воде (излучению) почти все пути (назад, вправо, влево), кроме одной оставленной свободной маленькой дырочки (вперед). Поэтому воде (излучению) не остается ничего другого как вырываться в эту дырочку (вперед) с большим напором (усилени-

ем). Поиграйте при случае с поливочным шлангом, и вы хорошо поймете принцип работы рассматриваемых антенн.

Диаграммы направленности рис. 7.1.2 подтверждают наши рассуждения. Антенна действительно излучает в основном вперед и немного вверх-вниз. Излучение же в оба бока и назад невелико.

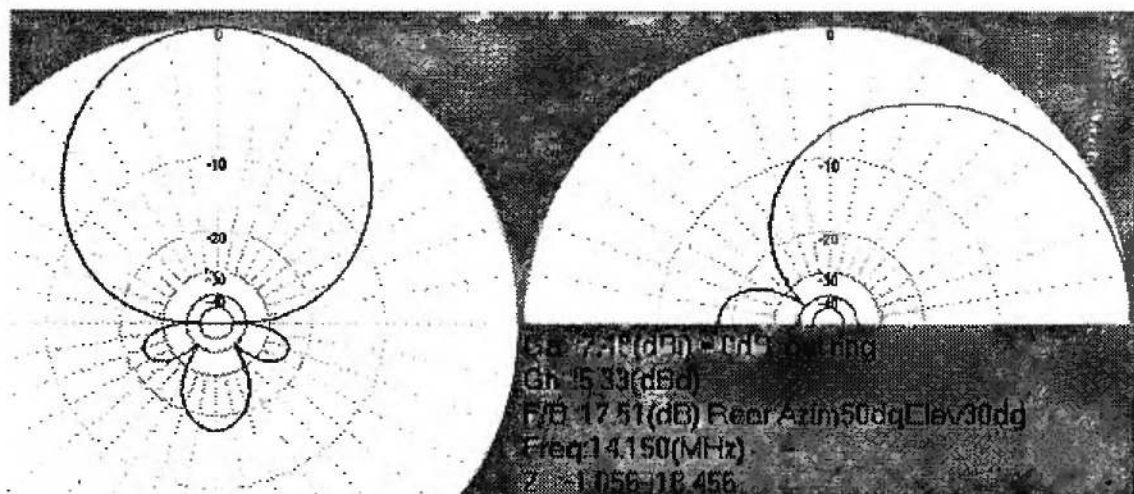


Рис. 7.1.2

Можно понять работу такой антенны и по-иному. Очевидно, что излучение в заданном направлении тем больше, чем сильнее отличается сдвиг фаз от обоих элементов от точной противофазности в этом направлении. В направлении вперед это отличие наибольшее, поэтому и излучение туда максимально. А чем больше мы от этого направления отклоняемся (в любую сторону), тем больше приближаемся к противофазности и, соответственно, теряем в уровне излучения.

Остается понять, почему при столь широкой ДН (рис. 7.1.2) Ga на 0,5 дБ больше, чем у лучшей из двухэлементных синфазных антенн ($\lambda/2$ диполи на расстоянии $0,7\lambda$, рис. 6.1.7). Ведь в ДН последней лепестки намного более узкие.

Причина в том, что ДН синфазной антенны имеет два лепестка, а продольного излучения — один. Одна и та же энергия передатчика излучается не в две стороны, а в одну. При одинаковой ширине главного лепестка ДН это должно было бы давать прибавку усиления 3 дБ (удвоение плотности потока мощности). Но в данном случае ширина главных лепестков разная. В синфазной антенне излучения отдельных элементов аккуратно складываются в фазе, давая узкие лепестки (по уровню -3 дБ ширина составляет 45° в азимутальной плоскости и 80° в зенитной). А в антенне продольного излучения сложение в направлении главного лепестка происходит со значительным фазовым сдвигом, т. е. по сути как придется,

лишь бы вырваться из цепей взаимной компенсации хотя бы в одном направлении. Из-за этого главный лепесток получается весьма широким (по уровню -3 дБ ширина 67° в азимутальной плоскости и 120° в зенитной). Поэтому G_a возрастает не на 3, а лишь на 0,5 дБ.

Таким образом, антенны продольного излучения обеспечивают однонаправленное излучение и при равном (с синфазными антеннами) числе элементов дают большее усиление при значительно меньшем расстоянии между элементами. Именно поэтому, антенны продольного излучения на практике применяются во много раз чаще, чем синфазные. И это, несмотря на изрядное количество недостатков, рассмотрением которых и способов борьбы с ними мы и займемся в следующем параграфе.

7.1.2 Шаг к практике

Файл ...ANT\HF beams\2el_prop.gaa это теоретическая модель, поясняющая принцип продольного излучения. Если же попытаться отнестись к нему как к практической антенне, сразу же обнаруживается серьезнейший недостаток: $R_a \approx 1$ Ом. Это означает, что для обеспечения сколь-нибудь приемлемого КПД необходимо снижать сопротивление потерь R_p до уровня в сотые доли ома. А это потребует (п. 3.1.5) очень толстых проводников, удаления антенны на значительное расстояние от предметов с потерями, очень хорошего СУ и прочих вещей, которые хороши в теории, но не на практике.

Давайте сделаем первый шаг к реальной антенне: выясним, как влияет на усиление двухэлементной антенны ее материал и расстояние между элементами. При этом считаем, что каждый из двух $\lambda/2$ диполей запитывается от отдельного источника, с амплитудой и фазой, соответствующей максимальному G_a при заданном расстоянии между элементами.

На рис. 7.1.3 показаны результаты для двух $\lambda/2$ диполей. Свободное пространство, частота 14,15 МГц, диаметр трубок 10 мм. Что видно из этого рисунка?

Для идеального материала оптимальное расстояние составляет всего $0,01\lambda$ (при меньшем расстоянии график падает, но в приведенном масштабе этого не видно). Но при столь малом расстоянии в антенне протекают огромные токи (из-за очень низкого R_a). Поэтому при переходе к реальному материалу тепловые потери будут недопустимо велики. Взгляните на графики для медных и алюминиевых трубок. При малых расстояниях из-за тепловых потерь даже в хорошо

проводящих трубках усиление заметно падает. Поэтому для медной трубки оптимальным оказывается расстояние $0,085\lambda$, а для алюминиевой — около $0,1\lambda$. Легко уловить зависимость: чем больше сопротивление материала антенны, тем больше оптимальное расстояние. Так, для железа (вряд ли кому взбредет в голову делать антенну из стальных труб, но для теории посмотрим) оно возрастает до $0,225\lambda$.

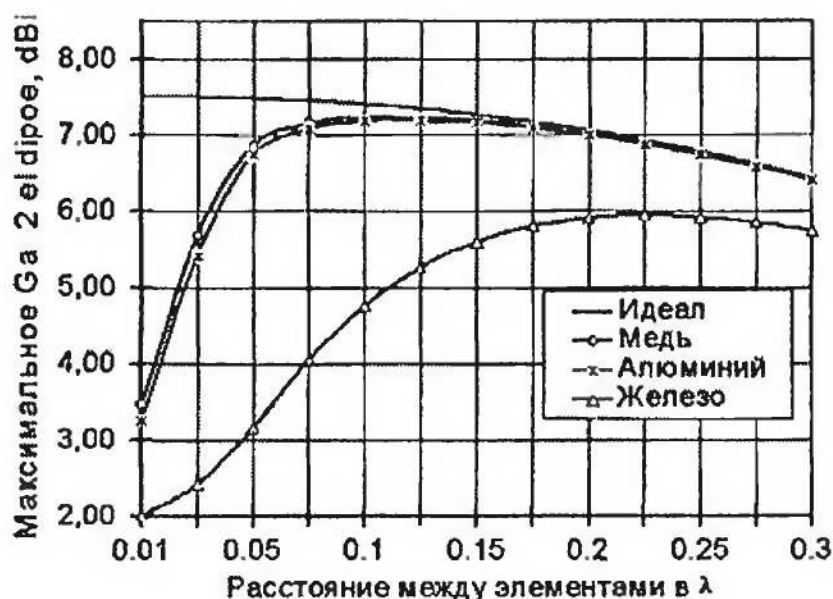


Рис. 7.1.3

Из графиков рис. 7.1.3 следует пара важных практических выводов:

1. При разумных материалах в системе из двух $\lambda/2$ диполей расстояние нельзя выбирать меньше $0,075\lambda$ и больше $0,2\lambda$. Вернее можно, но это обернется заметной потерей усиления антенны.

2. С ухудшением проводимости материала (например, тонкие, проволочные элементы) оптимальное расстояние увеличивается, а вилка расстояния «поджимается» снизу. Ибо ее нижняя граница определяется тепловыми потерями. Верхняя ($0,2\lambda$) же определяется физикой антенны и от омических потерь не зависит.

При расстояниях $0,075\lambda \dots 0,2\lambda$ R_a обоих элементов составляет $10 \dots 25$ Ом. А это значит, что требования к R_n снижаются до практически достижимых десятых долей ома. Хотя такое R_n и требует толстых диполей из хорошего материала, удаления антенны на как минимум на радиус ближней зоны ($0,16\lambda$) от предметов с потерями (земли, крыши, прочих предметов), но эти требования уже практически выполнимы.

Другим недостатком антенн продольного излучения является то, что на практике усиления, показанные на рис. 7.1.2 и 7.1.3, не реализуются. Вернее, цифры рис. 7.1.3, относящиеся к реальным материалам, вполне достижимы. Но относятся они к случаю настройки системы на максимальное усиление.

На практике же такие антенны в большинстве случаев настраивают на максимальное F/V. В современном эфире важнее оказывается возможность ослабить мешающие сигналы с заднего и боковых направлений. Кроме того, резкий минимум излучения назад (провал на десятки децибел) намного проще контролировать при настройке, чем размытый максимум усиления (отклонения в десятые доли децибела).

А при настройке на максимальное F/V усиление получается на 0,5...0,7 дБ меньше, чем это следует из графиков рис. 7.1.3. Это проявление общей закономерности:

В любых многоэлементных антеннах (вне зависимости от способа их питания и фазирования) настройки на максимум G_a и на минимальный уровень нежелательных лепестков не совпадают.

Немного, но не совпадают.

Для антенн продольного излучения причина в следующем. Пусть мы имеем антенну, настроенную на максимальное F/V. В направлении вперед излучение складывается от обоих элементов антенны с довольно большим фазовым сдвигом, довольно близким к 180° (п. 7.1.1). Удаление этого сдвига от 180° ведет к росту усиления. Однако лишь до тех пор, пока задний лепесток относительно невелик, и не отбирает заметную часть мощности передатчика. Поэтому при небольшом отклонении (в сторону удаления от 180°) фазового сдвига от оптимального по F/V наблюдается небольшой рост усиления, с одновременным снижением F/V.

Сравнивая рис. 6.1.8 и 7.1.3 и имея в виду снижение усиления антенны продольного излучения, при настройке ее на максимум F/V, получим очень любопытный вывод:

Параллельная антенна (рис. 6.1.8) и антенна продольного излучения (рис. 7.1.3) при двух элементах обеспечивают практически одинаковое максимально достижимое G_a . Преимущество антенны продольного излучения лишь в одноплеменной ДН, и в том, что такое усиление достигается при значительно меньшем (в несколько раз) расстоянии между элементами.

Но и это немало, проблема с местом под антенну на КВ стоит остро.

7.1.3. Пассивные элементы

При попытке сделать антенну продольного излучения по рецептам двух предыдущих параграфов возникает труднопреодолимый вопрос с питанием такой антенны.

Ведь каждый элемент надо запитать с нужной для однонаправленной ДН амплитудой и фазой. А для этого требуется устройство, распределяющее мощность передатчика по элементам. Причем, распределяющее не равномерно, а именно с требуемыми (и разными) амплитудами и фазами в каждом элементе.

Тут самое время задать вопрос: для чего требуемыми? Что мы хотим получить от данного распределения токов по элементам (читай — какие характеристики данной антенны нам важнее)? По сути, это вопрос о критериях проектирования данной антенны.

Выделяют два основных критерия (и два, соответствующих им, распределения токов): наибольшее усиление и минимальное излучение назад (максимум F/V).

Критерий максимума G_a не требует особо точной установки амплитуды и фазы токов в элементах. Зависимость G_a от распределения токов имеет весьма размытый максимум и даже при отходе от него на единицы градусов (для фаз) и единицы % (для амплитуд) усиление снижается незначительно, всего на несколько десятых долей децибела.

Критерий максимума F/V , напротив, требует очень точной юстировки и амплитуд, и фаз. Дело в том, что подавление излучения назад осуществляется взаимной компенсацией. Если волны, излученные обоими диполями в направлении назад, точно противофазны и равны по амплитуде (это называется точной балансировкой), то происходит их полное взаимное вычитание. При этом, как и в любом другом балансном устройстве (например, смесителе или модуляторе) можно получить очень глубокое (теоретически бесконечное, практически — несколько десятков децибел) подавление. Но обратной стороной столь глубокого подавления (т. е. высокого F/V) является то, что при малейшем нарушении точной балансировки (даже на 1° по фазе или на 1% по амплитуде) полной компенсации уже не происходит и F/V ощутимо снижается. Поэтому установить распределение токов по критерию максимума F/V (т. е. точную балансировку) намного сложнее, чем по критерию максимума G_a .

Сделать устройство распределения токов по элементам (даже по относительно мягкому критерию максимума G_a)

весьма непросто. Даже в теоретически идеальном случае, когда входные импедансы элементов одинаковы и чисто активны. На практике же импедансы элементов почти всегда различны, и к тому же комплексны. Это означает, что фазы напряжения и тока в каждом элементе не совпадают, а в линиях системы распределения имеется стоячая волна. Результат: проектирование системы питания, обеспечивающей заданное (из условия хорошей ДН) распределение амплитуд и фаз по элементам с отличающимися, комплексными импедансами становится отдельной и весьма головоломной задачей.

В принципе, несмотря на все трудности, эта задача разрешима (посмотрите, например, на ее решение для частного случая синфазного, равномерного распределения в п. 6.1.6.2). И существуют антенны продольного излучения, в которых мощность передатчика через сложную систему распределения подводится по отдельной линии к каждому элементу, обеспечивая точную балансировку. Такие конструкции антенны называются антеннами с активным питанием. Мы займемся их рассмотрением в следующей части книги. А в этой откажемся от непосредственного подведения энергии передатчика к каждому элементу и пойдем другим путем.

Нет, доставить требуемое количество энергии в нужной фазе в каждый элемент мы все-таки должны. Но почему это обязательно надо делать отдельной линией в каждый элемент? Мы ведь изучаем радио, передачу энергии на расстояние без проводов.

Возьмем простой полуволновой диполь, обычным образом (линией питания) подключенный к передатчику. Расположим параллельно ему второй $\lambda/2$ диполь. Никуда не подключенный (пассивный). В этом диполе возникнут значительные наведенные токи (точно также, как описано в п. 6.1.3) за счет связи по полю. Ведь пассивный диполь имеет резонансные размеры и расположен в максимуме ДН питаемого (активного) диполя на небольшом расстоянии. Поэтому он примет изрядную часть мощности, излученной первым диполем.

Возникает вопрос: а нельзя ли подобрать расстояние между диполями так, чтобы просто за счет связи по полю распределение энергии (и амплитуды и фазы) в обоих диполях было бы таким, как нам требуется?

Ответ: только за счет расстояния нельзя. Меняя расстояние можно подобрать только соотношение амплитуд. А фаз, увы, нет. Но на помощь приходит то обстоятельство, что $\lambda/2$ диполь — это по сути открытый LC контур, имеющий соответствующую фазо-частотную характеристику (ФЧХ). А ФЧХ кон-

тура весьма резко меняется даже при очень небольшой (единицы %) расстройке относительно резонансной частоты. Причем можно получить как отрицательный, так и положительный фазовый набег, а знак изменения фазы совпадает со знаком расстройки. А для расстройки нашего контура-диполя просто немного меняют его размеры.

Таким образом

Расстоянием между пассивным и активным элементом можно устанавливать требуемое распределение амплитуд. А меняя в небольших пределах (единицы %) размер пассивного элемента можно сдвигать разность фаз.

Конечно, не все так просто. И расстояние кроме амплитуды влияет и на фазу (за счет того, что волна проходит от активного элемента к пассивному разное расстояние, и, соответственно, поворачивается на разный угол). И размеры диполей кроме фазы влияют и на амплитуду (диполи становятся не точно резонансными, поэтому их связь по полю уменьшается).

Тем не менее, расстояние влияет больше на амплитуду, а размер диполей — на фазу. Поэтому оказывается возможным сделать антенну продольного излучения с пассивными элементами, в которой распределение энергии по элементам осуществляется за счет связи по полю. А регулировка этого распределения производится расстоянием между элементами и небольшим измерением их размеров.

Итак, имеем задачу: имеется два параллельных $\lambda/2$ диполя, один из них активный (с источником), второй пассивный (никуда не подключенный). При каких размерах получится максимум усиления? Снова спросим решение GAL-ANA, запустив оптимизацию расстояния между элементами и ширины пассивного элемента по критерию максимального G_a .

Ответ (файл ...ANT\HF beams\2el_passive.gaa и рис. 7.1.4) программы таков: активный элемент $0,491\lambda$, пассивный элемент $0,476\lambda$, расстояние между элементами $0,092\lambda$, максимум излучения в направлении пассивного элемента, усиление (в свободном пространстве, элементы — алюминиевые трубки диаметром 10 мм) $G_a = 7,07$ dBi.

Сравним последнюю цифру с рис. 7.1.3. По сравнению с графиком для алюминия мы потеряли $7,12 - 7,07 = 0,05$ дБ. Это плата за небольшое укорочение пассивного элемента. Остальные параметры такие же, что и при активном питании каждого элемента через сложную систему распределения.

Таким образом, в двухэлементной системе переход от активного питания обоих элементов к питанию только одного

элемента (второй — пассивный) приводит лишь к незначительной ($< 0,1$ дБ) потере усиления. Это говорит о том, что в антенне рис. 7.1.4 почти точно достигается требуемое амплитудно-фазовое распределение по критерию максимального усиления.

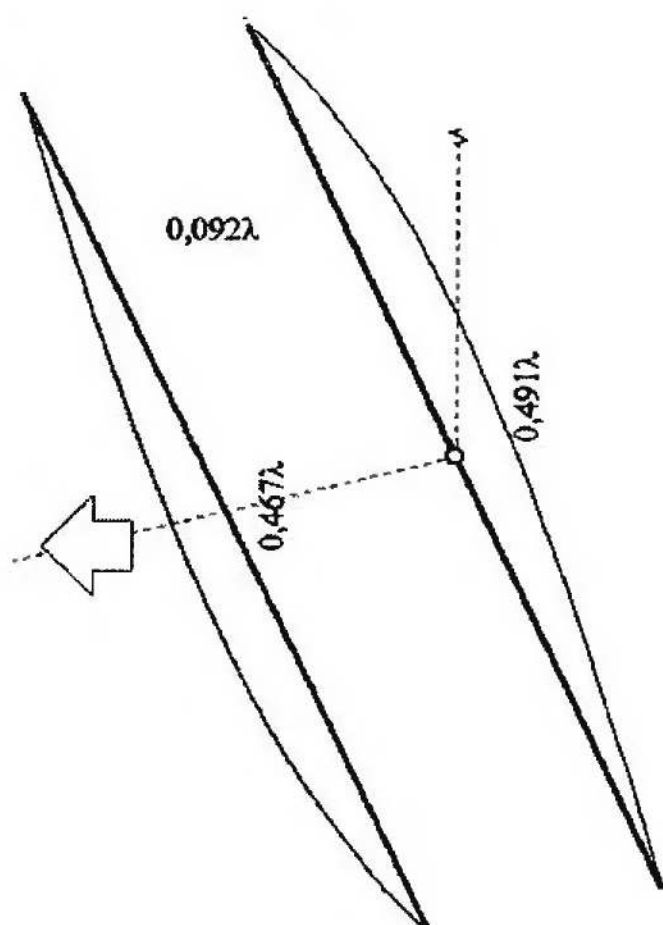


Рис. 7.1.4

Вопрос о том, достигается ли (и при каких условиях) в двухэлементной антенне с пассивным элементом (вроде рис. 7.1.4) точная балансировка токов по критерию максимума F/V достаточно обширен. Мы рассмотрим его чуть позднее, в п. 7.2.2 при изучении параметров реальных антенн. Здесь же только скажу, что точная балансировка иногда возможна, но нередко она идет в ущерб усилению и полосе.

Если элементов больше двух, то распределение токов получается уже не столь близким к требуемому, для максимального усиления (хотя с другой стороны, несколько упрощается достижение точной балансировки, по критерию максимума F/V , см. п. 7.2.3).

Простота конструкции и питания привела к тому, что антенны продольного излучения с пассивными элементами распространены очень широко. Именно такими антеннами мы и займемся во всех следующих разделах этой главы.

7.2. Антенна Уда-Яги

История. Двухэлементная антенна Уда-Яги. Ga, F/B от расстояния между элементами. Влияние высоты на Ga, F/B и зенитный угол. Настройка и согласование. Методика настройки. Влияние расстояния между элементами на Za. Способы согласования. Трехэлементная антенна Уда-Яги. Влияние длины траверсы на Ga и F/B. Влияние длины траверсы на полосу и Za. Влияние высоты подвеса Ga и F/B. Настройка и согласование. КВ антенны Уда-Яги с числом элементов больше трех. Четырехэлементная антенна. Пятиэлементная антенна. Шестиэлементная антенна. Семь и восемь элементов. Масштабирование и пересчет антенн Уда-Яги. Пересчет модели на трубки иного диаметра. Масштабирование модели на другую частоту.

7.2.1. История

Целый раздел на одну антенну? Да, ибо эта антенна (точнее говоря, тип антенн) того стоит. Она самая распространенная направленная антенна и на КВ, и на УКВ. Взгляните на ближайшую крышу. Скорее всего, вы увидите там такую антенну, хотя бы телевизионную.

История изобретения и распространения антенны Уда-Яги весьма интересна (кстати, в большинстве источников она приводится чересчур упрощенно).

В 1924 г. доктор Хидетсугу Яги инициировал в Японии большую программу исследования радио, и возглавил группу, работавшую по этой программе в университете Токио, в которую входил и Шинтаро Уда.

В 1926 г. Ш. Уда добавил к диполу дециметрового диапазона пассивные элементы вдоль направления излучения и показал, что это приводит к росту усиления антенны в направлении вдоль элементов. Х. Яги в изобретении участия не принимал. В 1926 г. Ш. Уда году опубликовал статью в японском журнале IEEJ (последняя буква J в названии журнала и означает *japan* — японский). Еще одна статья Ш. Уда (в том же журнале) про эту антенну была опубликована в 1927 г.

Оценив изобретение своего подчиненного, Х. Яги в 1927 г. подключился к исследованиям этой антенны. В 1928 г., Х. Яги во время визита в США на традиционных встречах радиоинженеров, организуемых Institute of Radio Engineers, в нескольких городах он рассказал об этой антенне. Причем называл он ее тогда «антенна Уда-Яги», т. е. тогда ставил сам себя на второе место.

В том же 1928 г. Х. Яги он опубликовал в американском журнале IRE Proceedings большую статью об этой антенне на английском языке. С этого момента антенна бурно развивается в США. В 30-е годы она уже повсеместно использовалась в США как телевизионная, не говоря уж о военных применениях.

В мае 1932 г. Х. Яги (уже сам, без упоминания имени Ш. Уда) получил американский патент на эту антенну. В то время он контактировал с Radio Corporation of America (RCA) и RCA тоже присутствует в патенте. Трудно сказать, почему там отсутствует Ш. Уда. Возможно потому, что к началу 30-х исследовательская группа в Токийском университете распалась, и с 1930 года Х. Яги работал в другом месте: директором лаборатории радаров в университете г. Осака.

В Японии патент на эту антенну на имена Х. Яги и Ш. Уда (уже в такой, обратной последовательности имен) получен лишь в 1940 г. Так поздно потому, что в Японии в то время эту антенну не оценили по достоинству. Почему Х. Яги стал в японском патенте первым можно лишь догадываться (вероятно, как руководитель).

Не знаю, как под его руководством разрабатывали радары, но знаю, что применение антенн Уда-Яги в японских радарх на несколько лет отставало от американского и британского. Когда в начале Второй мировой войны японцы захватили американские радары, то с удивлением обнаружили в них массовое использование таких антенн (тогдашние радары работали на метровых и дециметровых волнах). В японских же радарх антенны Уда-Яги появились лишь в самом конце войны. Японцы отстали, явно недооценив изобретение своего соотечественника.

Тройка любопытных фактов:

1. Ни Ш. Уда, ни Х. Яги не специализировалась на радио. Оба преподаватели физики в вузах.

2. Антенны Уда-Яги использовались американцами для контроля атомных взрывов над Хиросимой и Нагасаки в 1945 г.

3. Ш. Уда, посещая США в 1951 г., удивлялся повсеместной распространенности антенн Уда-Яги, используемых как домашние ТВ антенны. Видимо в то время в Японии было совсем не так, оттого и удивлялся изобретатель.

Фотография одной из первых антенн Уда-Яги (1928 г.) приведена на рис. 7.2.1. Антенну держит в руках Х. Яги. Фотографий Ш. Уда найти не удалось, несмотря на самые тщательные поиски. Увы, коротка память человечества на своих гениев.



Рис. 7.2.1

Вывод:

Антенну изобрел Ш. Уда. Один. Без соавторов. Но ее, выражаясь современным языком, раскрутку и продвижение обеспечил Х. Яги. Грамотно называть «антенна Уда-Яги».

Говоря просто «Яги» вы забываете имя истинного изобретателя этой антенны Шинтаро Уда. Помнится, я сам раньше грешил употреблением укороченного названия «Яги», но сейчас считаю это своим недосмотром.

В русской литературе нередко встречается другое название антенны Уда-Яги: «волновой канал». Это прямой перевод «wave canal», одного из первых названий антенны в США (другое «wave projector», оба названия использовались в первых публикациях). В дальнейшем мы будем пользоваться терминами «антенна Уда-Яги» и «волновой канал» как синонимами.

7.2.2. Двухэлементная антенна Уда-Яги

Все модели, упоминаемые в параграфе 7.2.2, находятся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

7.2.2.1. Ga, F/B от расстояния между элементами

Двухэлементная антенна Уда-Яги выглядит так, как показано на рис. 7.1.4. Точнее, так выглядит один из вариантов антенны с излучением в сторону пассивного элемента. Последний в этом случае именуется директором (D) и короче питаемого вибратора (W) на несколько %.

Второй вариант двухэлементной Уда-Яги излучает в сторону вибратора. При этом пассивный элемент называется рефлектором (R) и имеет длину на несколько % больше вибратора.

Выясним, как зависят основные параметры антенны от расстояния между элементами.

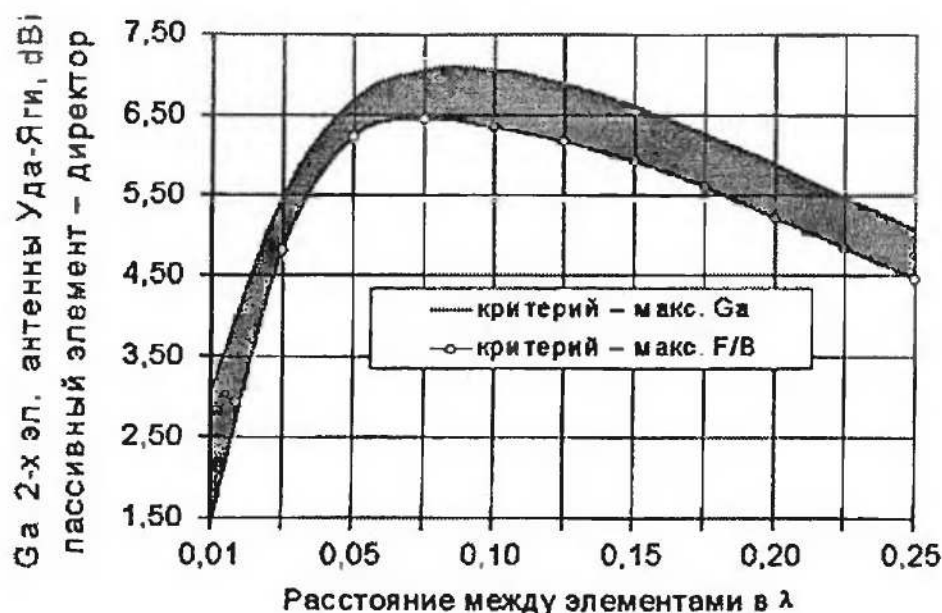


Рис. 7.2.2

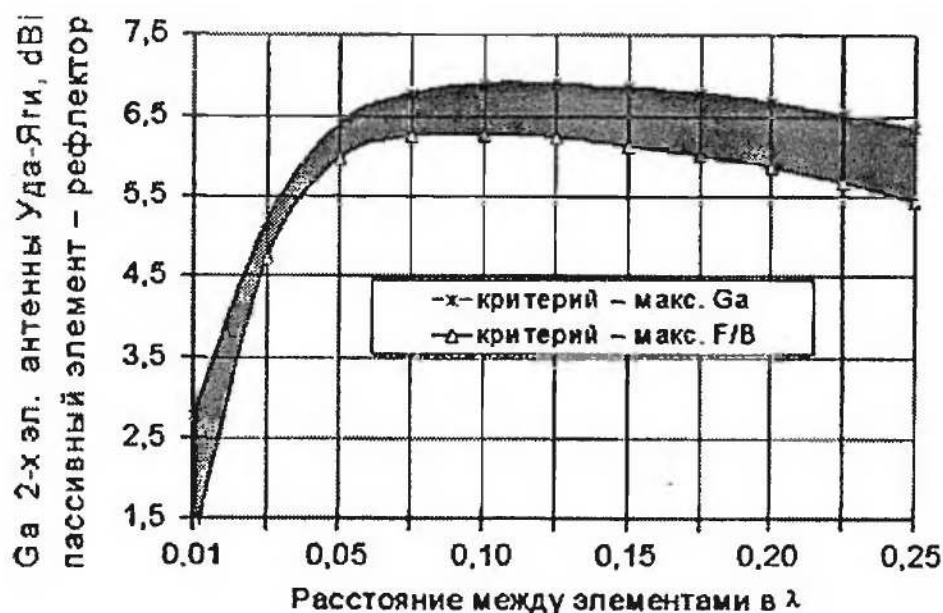


Рис. 7.2.3

На рис. 7.2.2 и 7.2.3 показано, как меняется усиление двухэлементной антенны Уда-Яги (свободное пространство, частота 14,1 МГц, материал — алюминиевые трубки, файл ...ANT\HF beams\2el_passive.gaa). Кроме расстояния, усиление зависит еще и от настройки (размеров) пассивного эле-

мента. Поэтому на каждом из рис. 7.2.2 и 7.2.3 даны два графика. Верхние графики обоих рисунков соответствуют настройке на максимум усиления, нижние — на максимум F/B . Область между графиками (на обоих рисунках залита серым) перекрывает все промежуточные варианты настройки пассивного элемента.

Размеры пассивных элементов не указаны сознательно. Для каждого конкретного случая их легко получить в GAL-ANA оптимизацией размера элемента по соответствующему критерию. А цифр и графиков в этом параграфе и так будет немало, не буду загромождать его еще больше.

Любопытно сравнить графики рис. 7.1.3 (двухэлементная антенна с активным и оптимальным питанием каждого из элементов) с графиками рис. 7.2.2 и 7.2.3. Из этого сравнения можно сделать вывод:

Антенна Уда-Яги практически не проигрывает по Ga антенне с активным питанием при следующих расстояниях: для W-D $0,075\lambda \dots 0,125\lambda$, для R-W $0,075\lambda \dots 0,175\lambda$.

Следовательно, при указанных условиях достигается распределение токов по элементам, требуемое по критерию максимального Ga.

Но вернемся к двухэлементной антенне Уда-Яги. Зависимости ее F/B от расстояния показаны на рис. 7.2.4. Тут картина не столь радостная как с Ga. Распределение токов, требуемое для точной балансировки (высокого F/B) хотя и достигается, но лишь в единственном случае: вариант W-D при расстоянии $0,05\lambda$ (пик F/B на графике до 30 дБ).

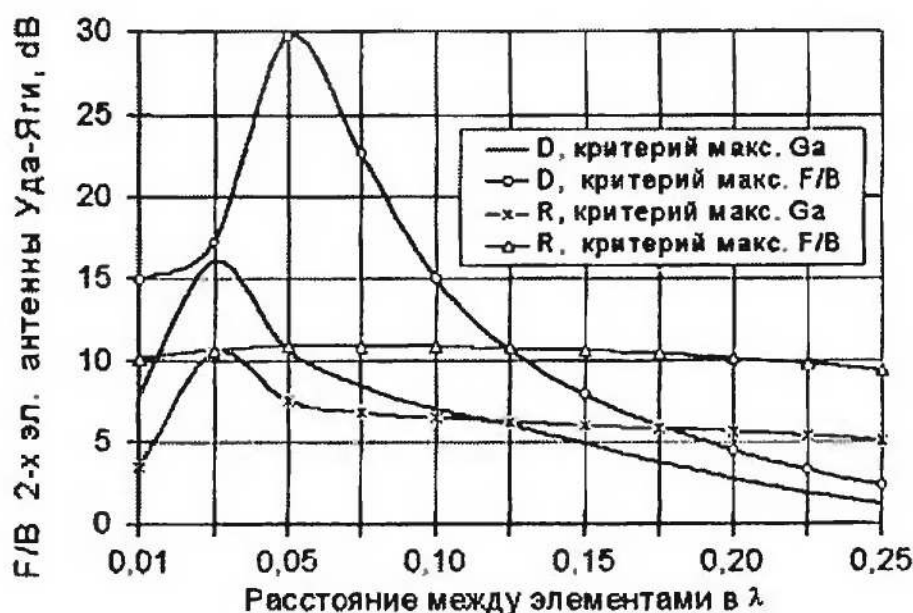


Рис. 7.2.4

Это расплата за то, что мы не питаем второй элемент по отдельной линии, а возбуждаем его за счет связи по полю с вибратором. В активной антенне мы можем при помощи системы распределения-питания установить точный баланс токов при любом расстоянии между элементами. В антенне же Уда-Яги распределение осуществляется за счет связи по полю. Следовательно, расстояние между элементами является параметром, определяющим распределение токов по элементам (т. е. G_a и F/B), и не может быть выбрано из иных соображений (например, широкополосности), как в активной антенне.

...Несколько отвлекаясь от темы параграфа и забегая вперед. Для любой двухэлементной антенны продольного излучения с пассивным элементом справедливо правило:

Тип пассивного элемента (R или D), при котором достигается точная балансировка токов (т. е. высокое F/B в направлении точно назад) определяется взаимным положением концов элементов. Если связь между концами вибратора и пассивного элемента токовая (т. е. параллельны концы и/или токи в них), то высокое F/B достигается при директоре. Если же связь емкостная (концы расположены встречно на одной линии и/или на них участки с противофазными токами), то требуется рефлектор.

Физический смысл этого правила в том, что только за счет связи по полю точная балансировка токов недостижима. Требуется еще небольшой (несколько градусов) доворот фазы. Именно его и обеспечивает связь между концами элементов. Но требуется разный знак фазы в директоре (минус) и в рефлекторе (плюс). А разные типы связи (токовая, она же индуктивная) и емкостная как раз и дают противоположный знак набега фазы. И если в одном случае он оказывается полезным (точная балансировка, высокое F/B), то в другом — вредит (ухудшает балансировку и F/B). Поэтому, если при данной форме элементов и антенны оптимумом является, например, директор, то при замене его рефлектором F/B получится низким, что ни делай с размерами. Это мы собственно и видим на рис. 7.2.4.

Для любых плоских двухэлементных антенн, приведенное выше общее правило можно сформулировать в более удобной форме:

Тип пассивного элемента (R или D), при котором достигается точная балансировка токов в плоской антенне, зависит

от соотношения расстояний между краями и центрами элементов. Если расстояние между концами элементов больше либо равно расстоянию между их центрами, то высокое F/V достигается при директоре. Если же расстояние между концами элементов меньше, чем между их центрами, то требуется рефлектор.

Доказывать эту формулировку правила здесь не буду (иначе мы совсем уж удалимся от темы параграфа), но сводится она все к тому же определению типа связи между концами...

Применим это правило к антенне Уда-Яги. Концы элементов параллельны, расстояние между ними равно расстоянию между центрами, значит связь между ними токовая. Следовательно, для высокого F/V пассивный элемент обязан быть директором, а при рефлекторе хорошего подавления назад ожидать не приходится. Рис. 7.2.4 именно это и показывает:

- В варианте R–W F/V едва превышает 10 дБ и, хотя оно держится таким во всем рассматриваемом диапазоне расстояний. Точная балансировка токов не достигается, поэтому если от антенны требуется высокое F/V , то применять вариант R–W не имеет смысла.
- В варианте W–D F/V имеет высокий (30 дБ и выше) пик в районе $0,05\lambda$ (точная балансировка). $F/V > 20$ дБ достижимо в диапазоне расстояний $0,03...0,09\lambda$.

На практике настройку пассивного элемента, делают либо по максимуму F/V , либо чуть в сторону повышения усиления от этого критерия. В последнем случае G_a получается на $0,2...0,3$ дБ выше нижних кривых на рис. 7.2.2 и 7.2.3, а F/V несколько ниже, чем при настройке на максимум F/V (рис. 7.2.4). В оптимизации GAL-ANA для получения такого комбинированного критерия достаточно установить в максимум важности движки F/V и G_a (последний можно и наполовину).

Сопоставляя последний вывод с данными рис. 7.2.2, 7.1.3 и 7.2.4 получаем важную практическую рекомендацию: *двухэлементная антенна Уда-Яги оптимальна по G_a и F/V при конфигурации W–D и расстояниях $0,05...0,09\lambda$. При этом $G_a = 6,5$ dBi и $F/V = 20$ дБ (файл ...2el_Uda-Yagi_opt.gaa). При таких размерах двухэлементная антенна Уда-Яги почти не уступает антенне с активным питанием обоих элементов. Проигрыш составляет:*

- по G_a — лишь несколько сотых децибела;
- по F/V — в направлении точно назад может достигать $10...20$ дБ (например, $20...30$ дБ у Уда-Яги против

30...50 дБ у антенны с активным питанием). По F/V, вычисляемому в широком диапазоне зенитных и азимутальных углов, проигрыш не превышает нескольких децибел.

Не следует упускать из виду, что выше мы сравнили оптимальную Уда-Яги с активной антенной, имеющей такое же расстояние между элементами. Но если нам надо увеличить длину траверсы (что желательно, так как это увеличивает $R_{изл}$ и расширяет полосу), то «волновой канал» существенно проигрывает по F/V, так как не сможет обеспечить точную балансировку.

Так, не опасаясь заметной потери усиления, можно увеличивать длину траверсы двухэлементной антенны до $0,2\lambda$ (рис. 7.1.3 для активной и рис. 7.2.2 для антенны Уда-Яги). Но активная антенна сохранит при этом высокое F/V (мы добьемся точной балансировки токов, подстроив систему распределения мощности по элементам), а в «волновом канале» F/V оно упадет ниже 10 дБ и подстроить баланс токов будет нечем (одной регулировки размера пассивного элемента для этого явно недостаточно).

7.2.2.2. Влияние высоты подвеса на Ga, F/V и зенитный угол

Цифры Ga и F/V предыдущего параграфа относятся к свободному пространству. Но в силу понятных причин нас больше интересуют параметры антенны над землей. Для антенны ...2el_Uda-Yagi_opt.gaa (траверса $0,08\lambda$) зависимость Ga от высоты над землей показана на рис. 7.2.5. При построении рис. 7.2.5 антенна на каждой высоте подстраивается оптимизацией по критериям Ga и F/V (с одинаковой важностью обоих). Здесь (и везде в дальнейшем) под реальной понимается средняя земля с параметрами: диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 13$, проводимость $\sigma = 5$ мС/м.

На рис. 7.2.5 мы видим результаты физических процессов, описанных в п. 3.3.3 (горизонтальный диполь над землей): с высотой растет усиление, с типичными для антенных графиков колебаниями. При росте высоты подвеса $> 1\lambda$ колебания продолжаются с периодом $0,5\lambda$ и уменьшающейся амплитудой, затухая вблизи значения, равного Ga этой же антенны в свободном пространстве + 6 дБ. Причины появления этих дополнительных 6 дБ над землей описаны в п. 3.3.3. Там же описано, почему графики реальной земли идут несколько ниже, чем идеальной, даже при большой высоте подвеса.

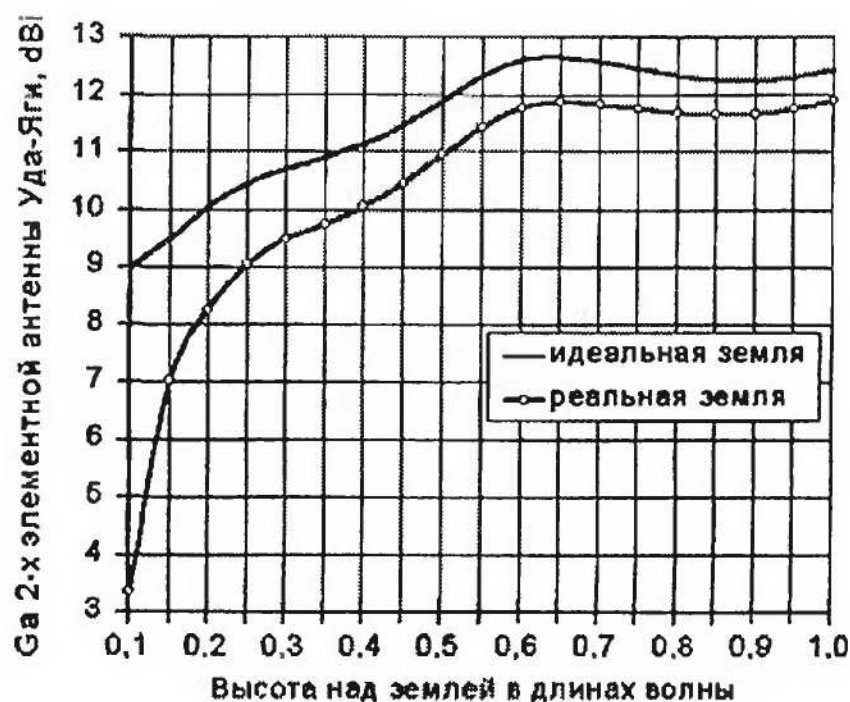


Рис. 7.2.5

Из рис. 7.2.5 следует важный практический вывод:

Нежелательно располагать антенну Уда-Яги ниже $0,5\lambda$ над землей, иначе заметно теряется усиление. И совсем недопустима высота ниже $0,2\lambda$, так как при этом ближняя зона антенны касается земли, и потери на ее бесполезный обогрев резко растут.

Зависимость F/B (в направлении точно назад, установки тыла Азимут 0 град., Элевация 0 град.) от высоты над землей для антенны ...2el_Uda-Yagi_opt.gaa показана на рис. 7.2.6. Этот рисунок построен при тех же условиях, что и рис. 7.2.5, т. е. директор на каждой высоте подстраивается одновременно и по G_a , и по F/B . При дальнейшем росте высоты максимумы F/B повторяются каждые $0,5\lambda$.

В чем причина влияния земли на F/B ? Проще всего предположить, что поскольку в зависимости от высоты над землей меняется резонансная частота (п. 3.3.4, рис. 3.3.11) пассивного элемента, то это изменяет распределение токов и, следовательно, влияет на F/B . Да, но ведь мы подстраиваем директор на каждой высоте.

Истинная причина колебаний графиков рис. 7.2.6 — отраженная от земли волна. Ведь над землей ДН любой антенны складывается как сумма двух волн: прямо излученной антенной и отраженной от земли (п. 3.3.3). В антенне Уда-Яги над землей в направлении назад складываются три волны: от вибратора, от директора и отраженная от земли. В зависимо-

сти от амплитуды и фазы последней (т. е. от свойств земли, высоты над ней и рассматриваемого зенитного угла) она может или ухудшить F/B (нарушая точную компенсацию), или улучшить (компенсируя собой не до конца подавленное излучение назад самой антенны).

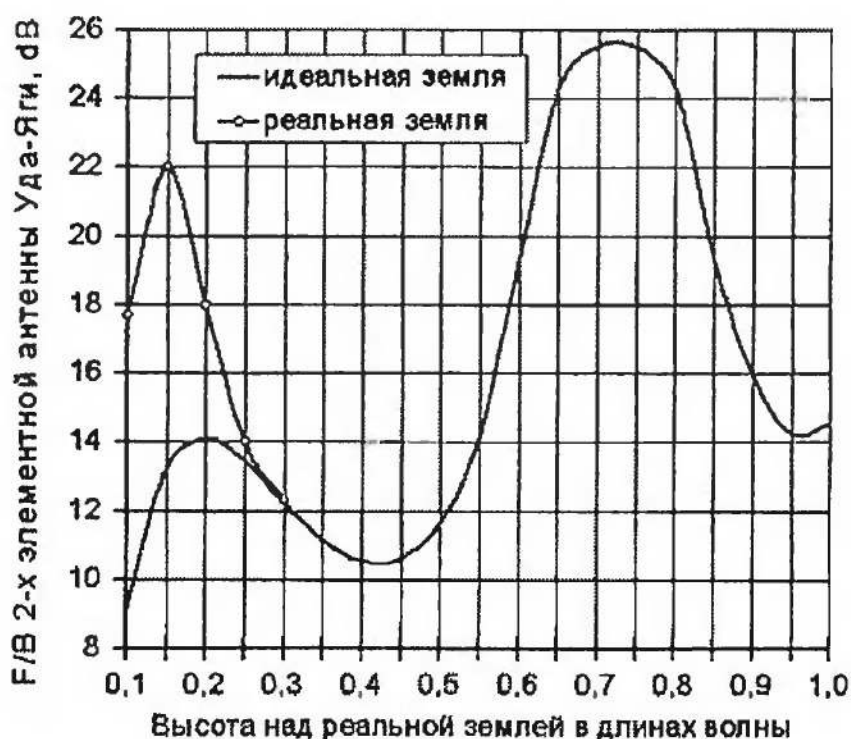


Рис. 7.2.6

Например, антенна, для которой построен рис. 7.2.6, в свободном пространстве имеет F/B около 18 дБ. При высоте 0,2...0,6 отражение от земли ухудшает F/B, а при 0,6...0,82λ — улучшает.

В антенне Уда-Яги, расположенной над землей на распределение токов влияют не два параметра (как в свободном пространстве), а три: длина траверсы, размер пассивного элемента, высота над землей.

Большее количество степеней свободы (параметров) настройки приводит к тому, что при высотах более $\lambda/4$ в двухэлементной антенне Уда-Яги всегда можно добиться $F/B > 30$ дБ (файл ...2el_Uda-Yagi_opt+GND.gaa), что говорит о весьма точной балансировке подавления назад. Есть лишь несколько тонкостей, портящих эту идиллию:

1. Это возможно только при настройке по критерию максимума F/B (в отличие от рис. 7.2.6, где настройка осуществлена одновременно и по G_a , и по F/B).

2. Получить высокое F/B в антенне, изготовленной «на глазок» и настраиваемой методом «тыка», практически нере-

ально. Ибо для данной высоты над землей и свойств последней, надо менять не только размеры пассивного элемента, но и длину траверсы. Поэтому требуется аккуратное предварительное моделирование и оптимизация по единственному критерию — максимуму F/V .

Такие высокие значения F/V достижимы лишь для направления точно назад. Но если в качестве заднего направления взять широкий сектор (например, установки **Азимут 120 град., Элевация 60 град.**), то:

- для высот $0,55...0,85\lambda$ F/V окажется ниже на несколько децибел, чем показано на рис. 7.2.6, из-за излучения назад под высокими углами (именно это является причиной того, что на коротких трассах при вращении антенны F/V оказывается меньше ожидаемого).
- Ниже $0,35\lambda$ F/V не превышает 10 дБ и падает с уменьшением высоты. Причина в «расплывании» по бокам азимутальной ДН диполя на малой высоте (см. п. 3.3.3) и в соответственном увеличении ширины главного ДН антенны Уда-Яги.

Из рис. 7.2.5, 7.2.6 следует: для максимальных G_a и F/V двухэлементную антенну Уда-Яги надо располагать на высотах от $0,6\lambda$ до $0,725\lambda$ (и далее с периодом $0,5\lambda$, т. е. $1,1...1,225\lambda$, $1,6...1,725\lambda$, и т. д.).

Из рис. 7.2.2 и 7.2.5 в сравнении с табл. 3.3.1 вытекает, что двухэлементная антенна Уда-Яги выигрывает у $\lambda/2$ диполя по усилению 4...5 дБ. Однако практика показывает, что при DX QSO выигрыш может быть намного больше (особенно при небольших высотах подвеса) и достигать 15...20 дБ.

Причина заключается в разных зенитных углах максимума излучения (см. п. 3.1.9.2). На рис. 7.2.7 показано как меняются зенитные углы двухэлементной антенны Уда-Яги и $\lambda/2$ диполя от высоты над землей.

Хорошо видно, что при высотах $< 0,5\lambda$ зенитные углы диполя выше. И чем меньше высота, тем больше эта разница. Так, при высотах $0,2...0,25\lambda$ диполь излучает «в потолок»: зенитные углы $60...90^\circ$ — это при самых лучших условиях связи никак не дальше 2000 км (см. рис. 3.1.4 и 3.1.5). Антенна Уда-Яги при тех же высотах имеет зенитные углы $42...46^\circ$. Это хотя и не предел мечтаний, но обеспечивает связи на расстояния до 4000...5000 км, а при более дальних связях перекроет трассу за меньшее число скачков, что даст дополнительный выигрыш как минимум 10 дБ на скачок (п. 3.9.1.2).

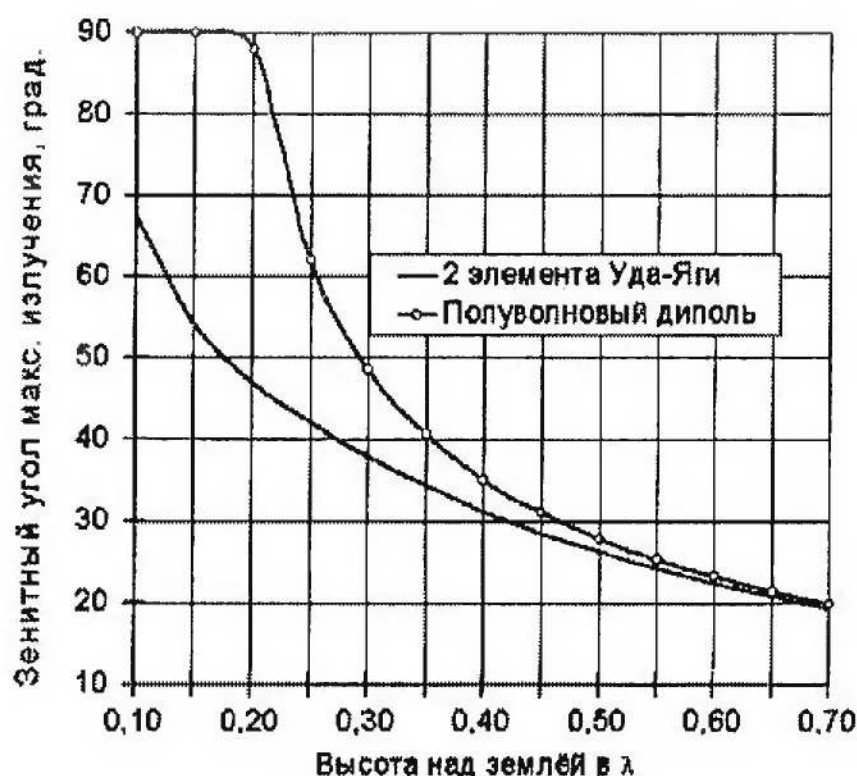


Рис. 7.2.7

Этот эффект сильно заметен на НЧ диапазонах, где высота подвеса редко превышает $0,5\lambda$. Напротив, на ВЧ КВ диапазонах высота подвеса как правило $> 0,5\lambda$, поэтому выигрыш двухэлементной антенны Уда-Яги у $\lambda/2$ диполя составляет ожидаемые 4...5 дБ.

7.2.2.3. Настройка и согласование

7.2.2.3.1. Методика настройки

Любая многоэлементная антенны настраивается не так как простая. Для последней под настройкой мы понимали согласование антенной системы с линией: размерами или дополнительными устройствами-цепями (раздел 3.5).

Конечно, для многоэлементной антенны это тоже надо делать. Но не сразу. Сначала надо добиться того, для чего нам понадобилась направленная антенна: требуемой формы ДН. Поэтому настройка многоэлементной антенны (любой, и «волнового канала» в частности) ведётся в два этапа:

1. Настройка диаграммы направленности. Для антенны Уда-Яги это делается изменением размеров пассивного элемента и/или включенной в него реактивности (конденсатора или шлейфа), до получения расчетной ДН. На практике почти всегда это достижение максимального подавления излучения назад.

Для этой процедуры требуются:

- или индикатор напряженности поля (хотя бы простейший: короткий диполь с диодом и стрелочным индикатором), если настраиваемая антенна в режиме передачи;
- или маломощный маяк-передатчик с короткой антенной, если настраиваемая антенна находится в режиме приема и подключена к приемнику.

Вспомогательные антенны (индикатора поля или маяка) должны быть бы той же поляризации, что и настраиваемая, т. е. для горизонтальной антенны Уда-Яги вспомогательные антенны могут быть короткими горизонтальными диполями. Кроме того, вспомогательные антенны должны быть отнесены от настраиваемой минимум на радиус ближней зоны, а лучше в 2...3 раза дальше, т. е. на $0,4...0,5\lambda$.

При настройке ДН не обращают внимания на согласование активного элемента. Это следствие принципа взаимности (п. 3.1.6): форма ДН любой антенны не зависит от степени ее согласования с линией.

2. Добившись желаемой формы ДН (или, что в случае двухэлементной антенны Уда-Яги то же самое, правильной настройки пассивного элемента) переходят к согласованию активного элемента с линией питания (см. п. 7.2.2.3.3).

Достигнув КСВ = 1, немного отдыхают и ... снова переходят к пункту 1 (настройке ДН). Дело в том, что изменение размеров активного элемента (а именно это часто происходит при его согласовании) в некоторой степени влияет на настройку пассивного элемента. Таких циклов настройки, возможно, придется сделать не один. Но все не так страшно, так как:

- циклы эти сходящиеся, размах регулировок снижается от цикла к циклу.
- При точном расчете модели хватает однократного выполнения пунктов 1 и 2. Несколько кругов настройки потребуется пробежать лишь в случае, если антенна рассчитана неверно, или же что-то (например, близкорасположенные предметы или емкость концевых изоляторов, неучтенная в модели) заметно изменяют резонансные частоты элементов, по сравнению с расчетными.

Последовательность настройки должна быть именно такой: сначала настройка ДН, потом согласование. Ведь За двухэлементной антенны Уда-Яги зависит от: расстояния между элементами, размеров (т. е. частоты настройки) пассивного элемента и активного элементов, способа использования пассивного элемента (директор или рефлектор), диаметра про-

водов антенны и ее высоты над землей (перечислено в порядке уменьшения влияния на Z_a). Поэтому Z_a существенно меняется при настройке ДН.

Обратное же влияние (согласования вибратора с линией) или вовсе отсутствует или же невелико.

Стоп, скажет внимательный читатель. Парой абзацев выше и в п. 3.1.6 автор утверждал, что такого влияния нет вовсе. А тут вдруг оно хоть и небольшое, но появилось. Откуда?

Придется объяснить:

- влияния согласования активного элемента на ДН (как справедливо утверждает принцип взаимности) нет, если согласование ведется без изменения размеров вибратора (скажем, СУ на LC в точке питания).
- Если же при согласовании меняют электрические размеры вибратора (хотя бы косвенно, например, как в гамма-согласовании), то это влияет (хотя и немного) на ДН. Но принцип взаимности не нарушается. Ведь в данном случае вы изменяете антенну, а принцип взаимности справедлив для одной и той же, неизменной антенны.

Поговорим еще немного о настройке ДН. Каковы должны быть ее критерии? На практике это почти всегда достижение заданного (расчетного) уровня боковых и задних лепестков. Проще говоря, легко контролируемый параметр F/V .

И вот мы добились максимума F/V на средней частоте диапазона. Все? Отнюдь. Надо еще, чтобы и во всей рабочей полосе результаты были бы приемлемыми.

Введем понятие *полосы антенны по F/V* (не только для Уда-Яги, а для любых направленных антенн).

Примем границами этой полосы частоты, на которых F/V в направлении точно назад (установки тыла в GAL-ANA Азимут 0 град., Элевация 0 град.) снижается до 12 дБ.

Граница 12 дБ принята мною достаточно произвольно: это 2 балла по стандартной шкале S силы сигналов или 16 раз по мощности, т. е. хотя и не очень большое, но вполне ощутимое ослабление.

Полоса по F/V зависит лишь от размеров антенны Уда-Яги (расстояния между элементами, настройки пассивного элемента, диаметра элементов, высоты над землей). А от способа питания и согласования вибратора полоса по F/V (в отличие от полосы по КСВ) практически не зависит.

При проектировании и настройке всегда полезно сравнить полосы антенны по F/V и по КСВ. Если последняя меньше, то стоит подумать об ином способе согласования-питания виб-

ратора. А если мала полоса по F/B (такое может случиться при малом расстоянии между элементами, при очень тонких проволочных элементах, или же если вы примете для себя границу F/B не 12 дБ, а более высокую, что желательно для хороших антенн), то надо менять геометрию антенны.

Теперь, вооруженные знаниями о настройке антенны, вернемся к вопросу влияния различных факторов на Z_a .

7.2.2.3.2. Влияние расстояния между элементами на Z_a

Влияние на R_a расстояния между элементами, способа включения (R или D) и критерия настройки ДН показано на рис. 7.2.8 и 7.2.9. Хотя при настройке расстояние между элементами, как правило, не меняют, но еще на этапе проектирования полезно понимать, как оно влияет на R_a . Рис. 7.2.8 и 7.2.9 построены для антенн, настроенных по методике предыдущего параграфа: в каждой точке сначала получена ДН по заданному критерию, а затем размеры вибратора подстроены до нулевой реактивности.

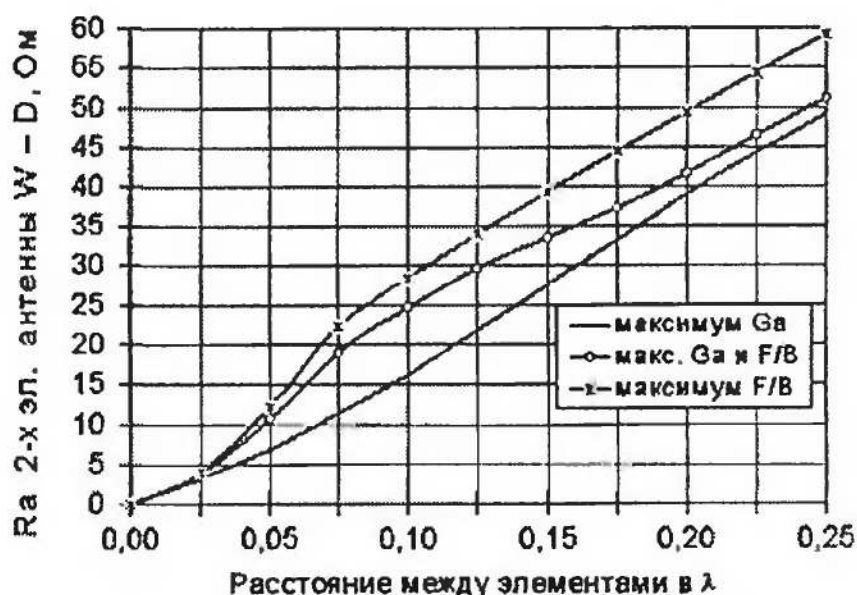


Рис. 7.2.8

Рис. 7.2.8 и 7.2.9 построены для свободного пространства. Это не умаляет их практической ценности, так как при разумных высотах подвеса земля оказывает не очень большое влияние на R_a .

Дело в том, что на фоне сильного взаимного влияния близкорасположенных элементов антенны, влияние земли не так заметно, как у обычного диполя. Это иллюстрирует рис. 7.2.10, на котором показано влияние высоты подвеса на R_a антенны ...2el_Uda-Yagi_opt.gaa (расстояние между элементами $0,0825\lambda$).

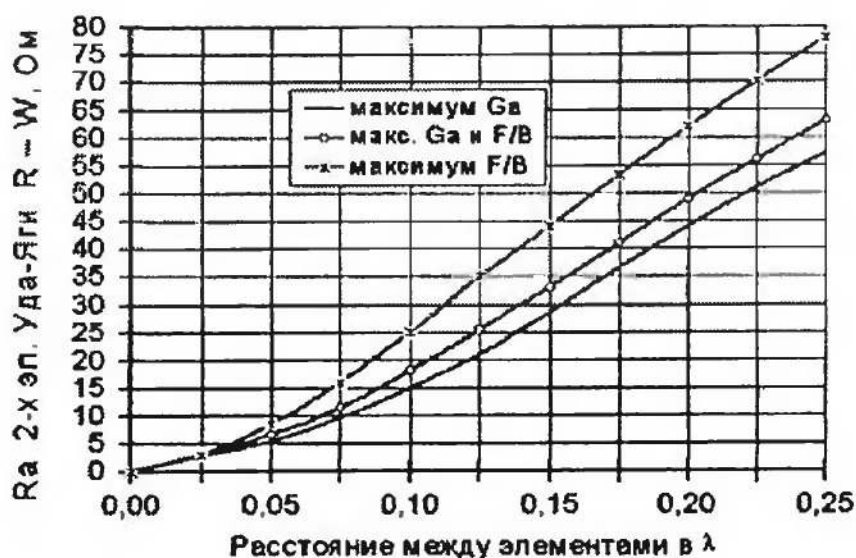


Рис. 7.2.9

При дальнейшем увеличении высоты подвеса (свыше 1λ) колебания графика затухают вблизи 21 Ом (R_a этой антенны в свободном пространстве).

Для учета влияния настроек директора или рефлектора на R_a полезно иметь в виду следующую зависимость: активная часть входного сопротивления антенны тем ниже, чем ближе размер пассивного элемента к вибратору.

На jX_a пассивные элементы влияют предсказуемо. Рефлектор (настроен ниже по частоте) «тянет» резонансную частоту вибратора вниз (т. е. растет индуктивная составляющая $+jX_a$). Директор (настроен выше по частоте) «выталкивает» частоту вибратора вверх (т. е. растет емкостная составляющая $-jX_a$).

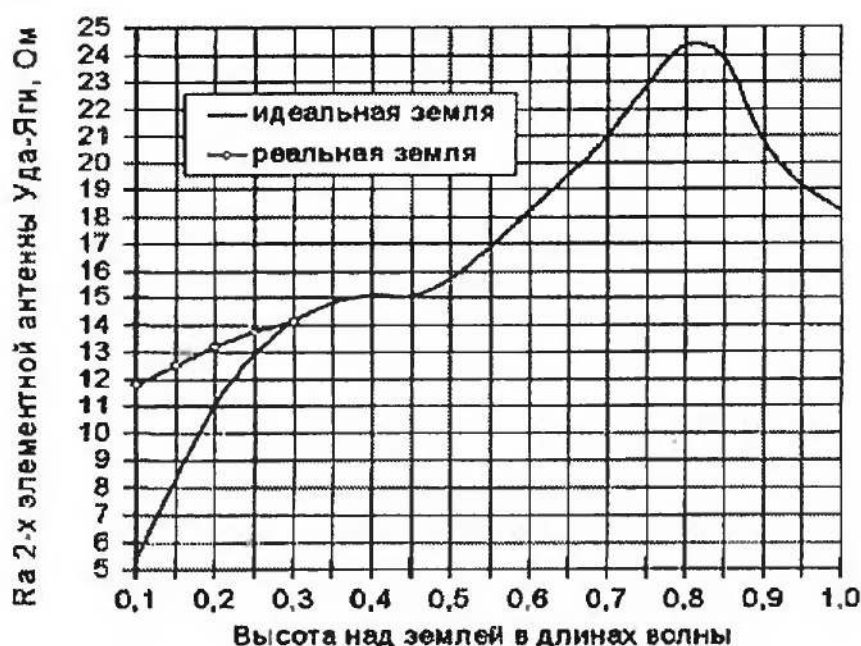


Рис. 7.2.10

Вы, конечно, заметили, что выше нет цифровых данных по jX_a . Это сделано сознательно, так как при любом способе согласования антенны Уда-Яги компенсация реактивности не представляет проблемы. Второй этап настройки (согласования вибратора с линией) в любом случае должен позволять согласовать в довольно широких пределах как R , так и jX , поскольку на первом этапе (настройка ДН) они могут заметно меняться, в зависимости от настройки пассивного элемента.

Рассмотрим наиболее употребительные способы согласования антенны Уда-Яги с линией.

7.2.2.3.3. Способы согласования

Гамма-согласование (п. 3.5.10) наиболее удобно и широко используется. Как описано в п. 3.5.10 оно позволяет согласовать любой мыслимый импеданс, в том числе и с реактивностью любого знака. При настройке габаритные размеры вибратора остаются неизменными, что очень удобно. Однако длину трубки шлейфа гамма-согласования приходится регулировать. Пример антенны с гамма-согласованием показан в файле `...2el_Uda-Yagi_gamma.gaa`. В разделе 7.2 это первый файл практической антенны, поэтому присмотримся к нему внимательнее. На центральной частоте все хорошо: и КСВ, и G_a , и F/B . А вот во всей полосе диапазона 20 м, увы.

Полоса по $КСВ < 2$ едва превышает 300 кГц (т. е. не перекрывает разрешенные 350 кГц). И это при довольно толстых, 20-миллиметровых ($0,1\% \lambda$) элементах. Сравним: одиночный $\lambda/2$ диполь такой толщины имеет в том же диапазоне полосу $> 1,3$ МГц.

Но (см. п. 7.2.2.3.1) КСВ не единственный параметр, определяющий полосу направленной антенны. Нередко более важным и критичным является сохранение приемлемой формы ДН (прежде всего, F/B) во всем диапазоне. В рассматриваемом файле F/B , высокое в центре (> 30 дБ), снижается до 12...13 дБ на 14,0 и 14,3 МГц.

Омега-согласование (п. 3.5.11) труднее в изготовлении (требуются два подстроечных конденсатора на изрядную реактивную мощность), но удобнее в настройке. Впрочем, при аккуратном моделировании гамма-согласование может оказаться удобнее, так как при нормальной модели размеры шлейфа менять не требуется.

На антенне Уда-Яги практически не проявляется основной минус омега-согласования: меньшая, чем у гамма-согласования, полоса. При разумных размерах шлейфа омега-согласования (не более чем в 2–3 короче соответствующего шлейфа

гамма-согласования) полоса самого СУ значительно превышает полосу антенны по КСВ, и поэтому не сужает последнюю. Семейство файлов ...2el_Uda-Yagi_omega1.gaa – ...2el_Uda-Yagi_omega4.gaa иллюстрирует сказанное выше.

Омега-согласование (аналогично гамма-) не требует изменения длины вибратора (п. 3.5.11) при согласовании.

Т-согласование (п. 3.5.9) хотя и возможно, но КВ для антенн Уда-Яги почти не применяется. Оно удобно лишь для питания по двухпроводной линии (а ее редко используют в направленных антеннах), или при использовании U-колена (п. 3.6.5.3), которое на КВ неудобно из-за больших размеров.

Согласование четвертьволновым отрезком линии (п. 3.5.3). Если R_a «волнового канала» близко к 12,5 или 28 Ом (что, глядя на рис. 7.2.8–7.2.10, представляется вполне реальным), то для согласования можно применить $\lambda/4$ отрезки 25-омной (два кабеля 50 Ом в параллель) и 37,5-омной (два кабеля 75 Ом в параллель) линий соответственно.

Достоинство такого способа — очень высокая мощность, ограниченная лишь толщиной кабелей. Недостатки: необходимость получить Z_a строго определенной величины ($R_a = 12,5$ или 28 Ом, $jX_a = 0$), что требует изменения длин как пассивного элемента, так и вибратора. Понятно, что это весьма неудобно, поэтому применяется такое согласование редко и лишь при аккуратном предварительном моделировании, сводящем подстройки к минимуму.

Согласование параллельной реактивностью (п. 3.5.8). Редко применяемый и трудный способ. Причина описана в п. 3.5.8: от антенны требуется строго определенное Z_a с правильным соотношением R_a и X_a , что приводит к тем же трудностям, которые описаны в предыдущем абзаце.

Для антенн Уда-Яги использовать согласование параллельной катушкой или (что, то же самое) короткозамкнутым шлейфом не желательно. Для такого согласования требуется большая отрицательная jX_a , т. е. укорочение вибратора. Со всеми вытекающими из этого последствиями: падением усиления и снижением полосы.

Согласование ферритовым трансформатором (п. 3.5.6), лучше всего не использовать, по причинам, изложенным в п. 3.5.6. Кроме них в данном случае еще и добавляется все та же проблема изменения размеров антенны при настройке, для подгонки Z_a антенны к требуемому значению.

Завершая тему о согласовании, уместно вспомнить вывод раздела 3.5: согласующее устройство в точке питания (за исключением трансформатора с двумя отдельными, связанными

только через магнитный поток обмотками) не заменяет устройство подавления синфазного тока линии. Посмотрите на рис. 7.2.11, что происходит с обычной (двухэлементная антенна Уда-Яги, гамма-согласование) антенной ...\\2el_Uda-Yagi_gamma.gaa, если внешняя сторона оплетки питающего кабеля не отключена от антенны.

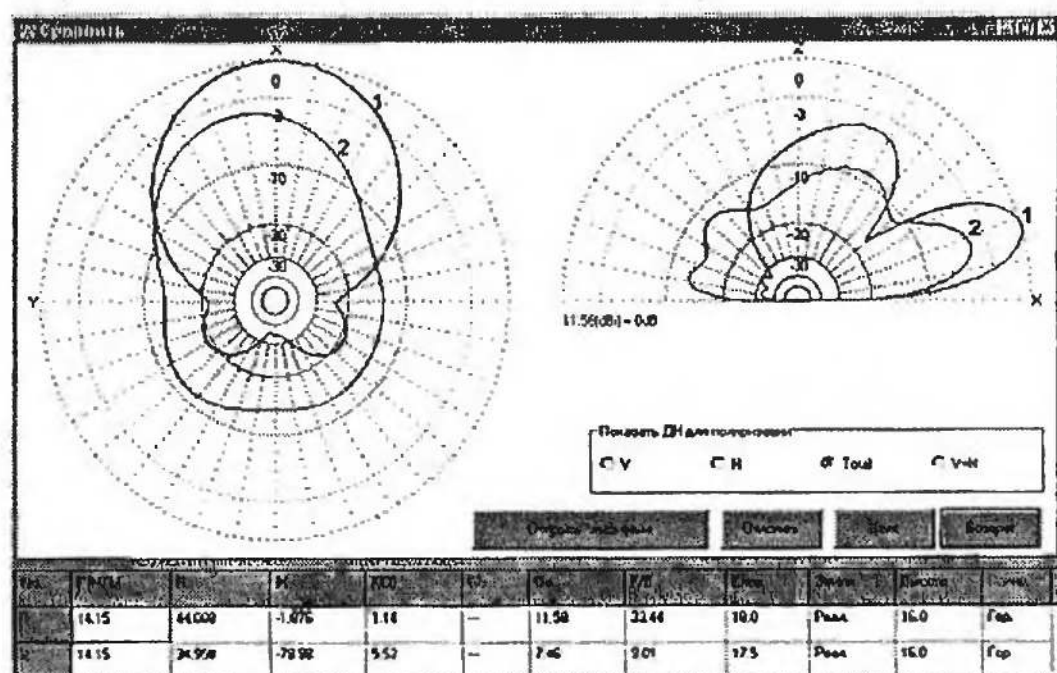


Рис. 7.2.11

Тут изображены ДН антенны ...\\2el_Uda-Yagi_radiation_of_fider.gaa (это та же самая ...\\2el_Uda-Yagi_gamma.gaa с дорисованным $\lambda/4$ проводом, изображающим внешнюю сторону оплетки фидера) в двух вариантах:

1. На фидере имеется развязывающий дроссель 10 мкГн (например, 8 витков в бухту диаметром 15 см). ДН в этом случае практически не искажена, антенна имеет высокое Ga, низкий KCB и высокое F/B.

2. Кабель подключен напрямую к антенне. Результаты ужасны. Помимо описываемого всеми поворота азимутальной ДН на пару десятков градусов, более чем на 5 дБ упало усиление, и на 20 с лишним (!) дБ F/B. KCB также ухудшился, но подстройкой гамма-согласования (прощающего, как мы помним, любой импеданс) его можно вернуть на место. А вот Ga и F/B утеряны, увы, безвозвратно.

Поэтому в направленных антеннах вообще, и в антенне Уда-Яги в частности надо уделять существенное внимание подавлению излучения всего проводящего, что антенной не является: оплетки фидера, растяжек, траверсы. Последнее отмечу особо, ибо часто попадаются рекомендации о прямом

соединении пассивных элементов Уда-Яги (а при гамма- и омега-согласованиях — даже и активных) на металлическую несущую траверсу. Такие цельнометаллические конструкции даже получили шутливое название «мечта водопроводчика».

Если вы водопроводчик, или потеря нескольких децибел F/V (см. рис. 3.6.19) вас не пугает, то можете крепить элементы прямо к траверсе. В противном случае все элементы лучше изолировать от траверсы. Тем более что для «волнового канала» это делается очень просто. Достаточно на центральную часть элемента надеть отрезок пластиковой трубы длиной 10...20 см с внутренним диаметром равным или чуть меньше диаметра центральной части элемента. В последнем случае пластиковая труба разрезается вдоль боковой стороны, разрез раздвигается, труба с усилием надевается на элемент.

7.2.3 Трехэлементная антенна Уда-Яги

Все модели, упоминаемые в этом параграфе, находятся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

Добавим третий элемент к антенне Уда-Яги. Из соображений комбинаторики возможно три варианта: R-W-D, W-D1-D2 (цифра указывает номер директора), R2-R1-W.

Последнюю конфигурацию отмечаем сразу. В направлении назад после первого рефлектора поле антенны очень ослаблено, а значит сколько-нибудь заметное возбуждение второго рефлектора невозможно. Поэтому антенна работает фактически как двухэлементная R-W, а второй рефлектор, будучи в минимуме ДН, возбуждается очень слабо и почти не работает. Впрочем, иногда в УКВ антеннах с большим числом элементов второй рефлектор позади основного все же применяют. Усиления он не добавляет, но помогает получить очень глубокое подавление излучения назад. Но речь об этом будет не скоро, в части про УКВ антенны. А здесь речь о КВ, где второй рефлектор не применяют никогда.

Конфигурация W-D1-D2 на КВ применяется редко. Главная причина — она не очень удобна механически. Вибратор расположен на краю антенны, далеко от центра тяжести и вести кабель к нему неудобно, особенно если антенна вращаемая. Еще пара мелких неприятностей этой конфигурации: она имеет несколько меньшую полосу и на 0,1...0,2 дБ ниже усиление, чем R-W-D. Тем не менее, применение W-D1-D2 на КВ вполне возможно (файл ...3Uda-WDD.gaa). Бытующее в

любительской литературе, мнение о низком отношении F/V такой антенны неверно. На самом деле ее F/V легко превышает 20 дБ.

Вариант R-W-D является основным на КВ. Он сочетает механическое удобство (вибратор в центре антенны) и лучшие из всех трех вариантов характеристики. Теоретически максимально достижимое усиление антенны в свободном пространстве составляет 9,9 dBi (идеальные провода, файл ...3Uda_id_maxGa.gaa). Практически же, из-за потерь в материале антенны Ga получается на 0,2...0,5 дБ ниже (см. например, файл ... 3Uda-AL_maxGa.gaa).

Определимся, насколько трехэлементная антенна Уда-Яги проигрывает по Ga трехэлементной антенне с активным питанием, в которой все элементы возбуждаются с оптимальной по усилению амплитудой и фазой отдельными линиями. В отличие от двухэлементной антенн, где этот проигрыш исчисляется лишь сотыми долями децибела (п. 7.1.3), в трехэлементной антенне разница существеннее: 0,6...0,2 дБ. Однако 0,6 дБ это проигрыш при идеальных материалах. При реальных материалах, применяемых для КВ антенн Уда-Яги (толстые алюминиевые провода и трубки) проигрыш не превышает 0,4 дБ и падает по мере ухудшения проводимости материала. Если мы теперь учтем потери в линиях распределительной системы активного питания, то получим важный вывод для практических трехэлементных антенн: Уда-Яги проигрывает антенне с активным питанием лишь 0,1...0,3 дБ, т. е. очень мало.

Достичь высокого F/V в трехэлементной антенне легче, чем в двухэлементной. И сделать это можно в достаточно большом диапазоне длин траверсы. Причина в том, что балансная компенсация излучения назад осуществляется полями не двух, а трех элементов. Поэтому излучение назад, которое еще осталось неподавленным от двух элементов, можно скомпенсировать полем третьего элемента. То есть точный баланс регулируется не двумя, а четырьмя параметрами (размеры обоих пассивных элементов и два расстояния до них). Такое количество степеней свободы настройки, конечно, усложняет проектирование, но зато обеспечивает получение высокого F/V при любых разумных длинах траверсы.

Перед тем, как перейти к изучению характеристик трехэлементной Уда-Яги, замечу, что в полном объеме это очень громоздкая задача. Ведь имеется 5 переменных: три длины элементов и два расстояния между ними. Поэтому, чтобы не утонуть в цифрах и графиках, многое пришлось дать сжато.

7.2.3.1. Влияние длины траверсы на Ga и F/V

Влияние длины траверсы на усиление трехэлементной антенны Уда-Яги (алюминиевые трубы, свободное пространство) показано на рис. 7.2.12. При построении этого рисунка принято, что для каждой заданной длины траверсы GAL-ANA автоматически ищет оптимальные расстояния и размеры элементов по критерию максимального усиления. F/V при этом невелико и меняется в пределах 6...10 дБ, достигая размытого максимума при траверсах $0,15\lambda$... $0,25\lambda$.



Рис. 7.2.12

Наличие максимума G_a объясняется теми же самыми физическими причинами, что и в двухэлементной антенне (п. 7.2.2.1).

Если же антенна настраивается на максимум F/V, то график усиления, кроме того, что идет ниже на 0,3...0,7 дБ, смещает максимум в диапазон длин $0,3$... $0,4\lambda$. Отношение F/V при этом при траверсах $0,1$... $0,3\lambda$ держится выше 25 дБ, и падает при дальнейшем удлинении траверсы. В принципе, его можно снова вернуть к уровню 25 дБ, но достигается это значительным приближением директора к вибратору (и, соответственно, при фиксированной длине траверсы — удалением рефлектора). Вследствие этого антенна работает практически как двухэлементная (удаленный рефлектор слабо возбуждается) и усиление значительно (на 1,5...2 дБ) снижается.

Таким образом, оптимальная (и по G_a , и по F/V одновременно) длина траверсы составляет $0,3\lambda$, а допустимый диапазон длин: $0,25$... $0,35\lambda$. При более длинных траверсах упадет усиление (немного) и F/V (сильно). При более коротких —

ощутимо снизится усиление, причем это не единственная беда короткой траверсы, но это уже начало следующего параграфа...

7.2.3.2. Влияние длины траверсы на полосу и Z_a

Достигнутые в предыдущем параграфе высокие значения G_a и F/V неплохо бы сохранить в требуемом диапазоне частот. И тут короткая траверса вредна. Она заметно сужает полосу антенны как по КСВ, так и по F/V .

Для облегчения понимания полезна аналогия: представим n -элементную антенну, как полосовой LC фильтр из n связанных друг с другом LC контуров. С увеличением расстояния между элементами добротность этих элементов-контуров падает (напомню, в антеннах это эффект полезный, падение добротности при небольшом сопротивлении потерь означает снижение реактивности и повышение $R_{изл}$). Поэтому полоса антенны-фильтра расширяется.

Исчерпывающе точных цифр привести нельзя, потому что, кроме длины траверсы, полоса зависит еще и от положения элементов, их радиуса и настройки. Но для ориентировки приведу следующие данные: для трехэлементной антенны Уда-Яги на диапазон 14 МГц, выполненной из алюминиевых труб диаметром 20 мм и находящейся в свободном пространстве и настроенной одновременно по критериям максимума G_a и F/V полоса по уровню КСВ < 2 составляет:

- при длине траверсы $0,1\lambda$ — 150 кГц (1,05 %);
- при $0,25\lambda$ — 240 кГц (1,7 %);
- при $0,35\lambda$ — 350 кГц (2,5 %).

Полосы по F/V (по уровню $F/V > 12$ дБ) шире примерно вдвое, но меняются в тех же пропорциях.

Указанные полосы относятся к случаю настройки антенны одновременно на максимумы G_a и F/V . Если необходимо полосы можно расширить расстройкой пассивных элементов. Рефлектор делается длиннее, директор — короче. Конечно, при этом падает усиление, но зато растет полоса. Ориентировочно можно считать, что, жертвуя 1 дБ усиления, можно расширить полосу вдвое.

R_a возрастает с удлинением траверсы примерно в тех же пропорциях, что показаны на рис. 7.2.8 и 7.2.9. Только шкалу расстояний на тех рисунках надо сжать в 2...2,5 раза (до $0,6\lambda$), а шкалу R растянуть до 50 Ом. Причина снижения R_a по сравнению с двухэлементной антенной ясна: в трехэлементной антенне мощность из вибратора отбирают два пас-

сивных элемента, а не один. Снижение R_a как раз и показывает больший отбор мощности из вибратора.

Рассматривая влияние длины траверсы, сознательно не привожу расстояний R-W и W-D (т. е. не указываю положение вибратора на траверсе). Дело в том, что положение вибратора при заданной длине траверсы зависит от критериев проектирования антенны. Если нужен максимум усиления, то вибратор смещается поближе к рефлектору, если максимум F/B и широкополосность — то к директору. Точный ответ для каждого конкретного случая легко получить в GAL-ANA в режиме автоматической оптимизации расстояний R-W (или W-D) и размеров элементов по желаемым вами критериям. Если в критерии входит и требование широкой полосы, то используйте многочастотную оптимизацию.

7.2.3.3. Влияние высоты подвеса на G_a и F/B

На трехэлементную антенну Уда-Яги влияние высоты подвеса над землей в принципе такое же, как и для любой горизонтальной антенны (рис. 7.2.13): колебательный график при больших высотах подвеса, и резкое падение на реальной земле при малых высотах.

Важный практический вывод из рис 7.2.13:

Точно так же, как и двухэлементную, трехэлементную антенну Уда-Яги нежелательно располагать ниже $0,5\lambda$ из-за заметного снижения усиления.

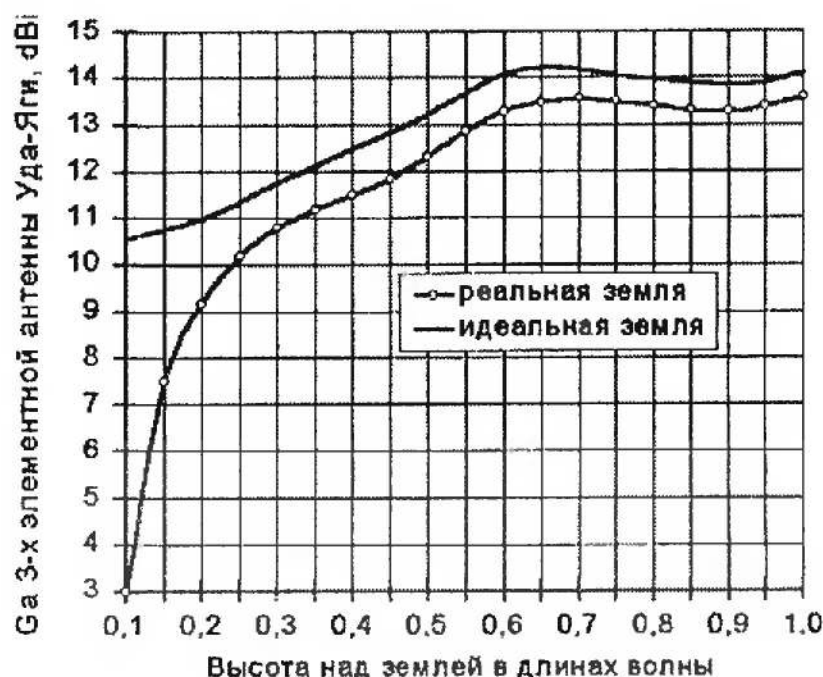


Рис. 7.2.13

Очень любопытно сравнить графики G_a двух- и трехэлементной антенн Уда-Яги над реальной средней землей. Из этого сравнения (рис. 7.2.14) видно три важных факта:

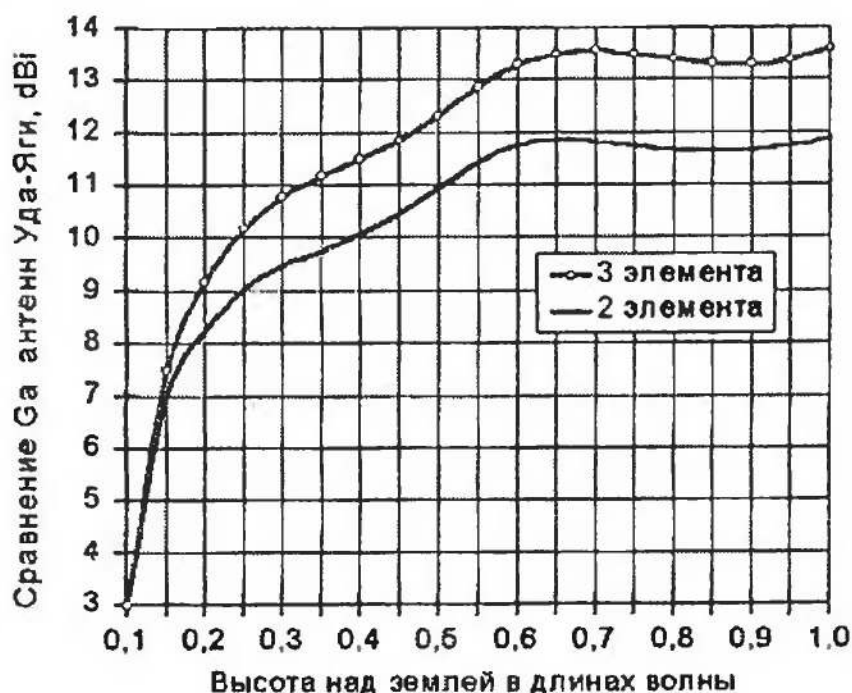


Рис. 7.2.14

1. На большой высоте усиление трехэлементной антенны выше примерно на 1,8 дБ. Точнее говоря, эта величина зависит от размеров и критериев настройки обеих антенн и колеблется в пределах 1,5...2,5 дБ.

2. В диапазоне высот $0,25\lambda \dots 0,5\lambda$ рост высоты дает больший эффект, чем рост числа элементов. Например, получить $G_a = 10$ dBi можно двумя способами: расположив трехэлементную антенну на высоте $0,25\lambda$ или двухэлементную на высоте $0,4\lambda$.

3. Ближняя зона трехэлементной антенны больше. Ее размер в направлении земли составляют примерно $0,25\lambda \dots 0,3\lambda$ (высота начала падения графика трехэлементной антенны).

На последнем остановимся подробнее. Очевидно, что размер ближней (реактивной) зоны для большой направленной антенны (любой) будет больше, чем для диполя. Причины:

- Сама антенна занимает больше места, и то же самое делает ее ближняя зона.
- Из-за усиления антенны растет напряженность поля вокруг нее.

В основном ближняя зона вытягивается в направлении основного излучения, но немного расширяется и в остальных направлениях.

В рассматриваемом случае трехэлементной Уда-Яги при высотах менее $0,3\lambda$ ближняя зона касается земли, и усиление резко падает. Поскольку эта зона больше, чем для двухэлементной антенны (примерно $0,22\lambda$ — с этой высоты начинается резкое падение графика усиления), то больше и потери в земле. При высотах менее $0,15\lambda$ (рис 7.2.14) G_a трехэлементной антенны становится равным (а при меньших высотах даже ниже), чем для двухэлементной.

Важный вывод:

Многоэлементные антенны имеют увеличенный размер ближней зоны. Он возрастает с числом элементов. Поэтому направленные антенны более чувствительны к поглощающим предметам (земля, дома, деревья) и должны быть отодвинуты от них дальше, чем простые антенны. Особенно это касается направления максимального излучения, в котором размер ближней зоны может превышать $\lambda/2$.

Зависимость F/V трехэлементной антенны от высоты показана на рис. 7.2.15 (критерии оптимизации G_a и F/V одновременно). В отличие от двухэлементной антенны график рис. 7.2.15 меньше зависит от высоты и F/V даже в минимуме (высоты $0,5...0,65\lambda$) остается довольно высоким, превышая 17 дБ.

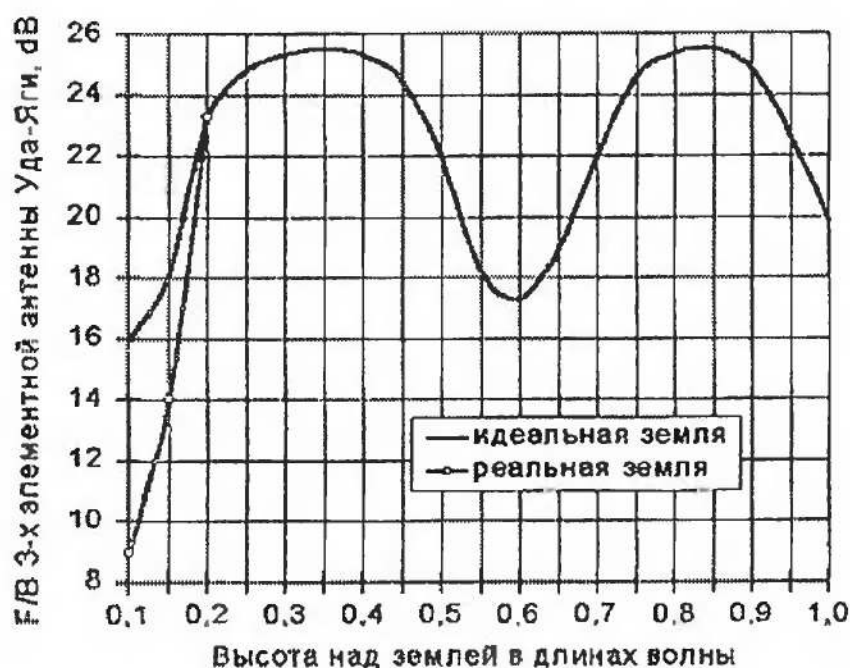


Рис. 7.2.15

Это проявление общей закономерности:

F/V (и, к слову говоря, все остальные параметры) антенны Уда-Яги тем слабее зависят от высоты (и от прочих дестабилизирующих факторов), чем больше элементов в антенне.

Зенитный угол максимального излучения трехэлементной антенны при высотах подвеса $> 0,5\lambda$ ведет себя практически так же, как и для двухэлементной антенны (см. рис 7.2.7). При меньших высотах зенитный угол трехэлементной антенны несколько ниже, чем для двухэлементной. Этот выигрыш возрастает с ростом усиления (т. е. зависит от настроек рефлектора/директора и длины траверсы) и уменьшением высоты. При малых высотах ($0,15...0,2\lambda$) зенитный угол трехэлементной антенны на $10...15^\circ$ ниже, чем у двухэлементной (рис. 7.2.7).

7.2.3.4. Настройка и согласование

Методика настройки точно такая же, как описано в п. 7.2.2.3.1 для двухэлементной антенны. И состоит из тех же этапов: сначала настройка ДН, затем согласование.

Влияние длины траверсы на R_a описано в п. 7.2.3.2. Настройки директора и рефлектора влияют так же, как и у двухэлементной антенны: чем ближе размеры R и D к размеру вибратора, тем ниже R_a .

Зависимость R_a трехэлементной антенны Уда-Яги от высоты подвеса, показана на рис. 7.2.16. Мы видим хорошо знакомую колебательную зависимость, обуславливаемую наличием в ближней зоне антенны волны, отраженной от земли.

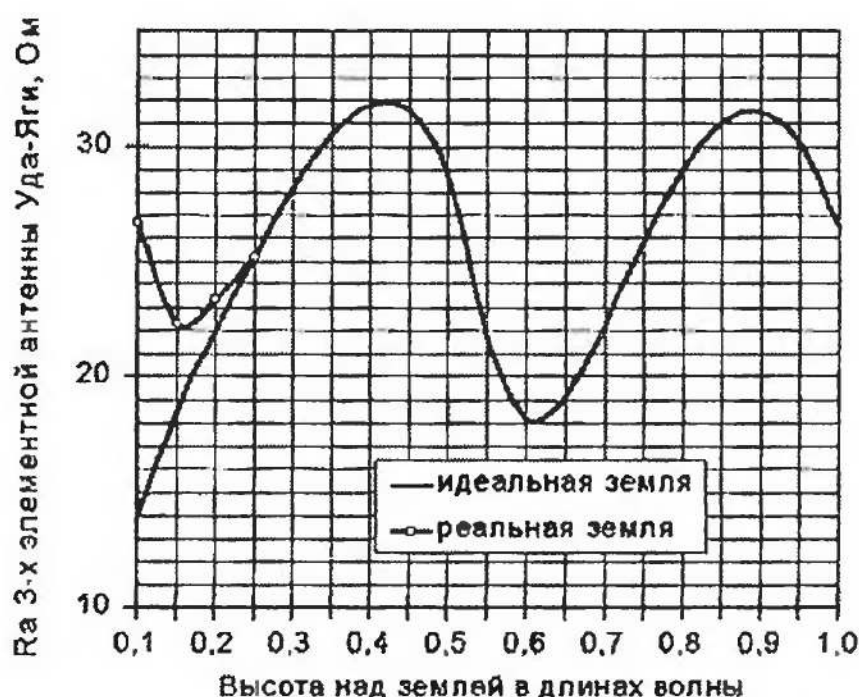


Рис. 7.2.16

Любопытно сравнить эту зависимость с аналогичными графиками двухэлементной антенны (рис. 7.2.10) и одиночного

$\lambda/2$ диполя (рис. 3.3.12). Определим относительный размах графиков (отношение крайних значений к среднему). Чтобы не путаться с учетом влияния ближней зоны, ограничимся диапазоном высот $0,25...1,0\lambda$. Тогда:

- для одного элемента (диполя, рис. 3.3.12) размах составляет 54%;
- для двух элементов (рис. 7.2.10) — 45%;
- а для трех элементов (рис. 7.2.16) — 37%.

Легко заметить: размах падает с ростом числа элементов. Это проявление уже упоминавшегося физического принципа: *с ростом числа элементов антенна становится менее чувствительной к внешним дестабилизирующим воздействиям* (имеется в виду, что ближняя зона антенны не касается земли). Причина в том, что характеристики антенны определяются совместным влиянием всех элементов и земли.

Например, в простом диполе земля является половиной антенной системы (вторая половина — сам диполь). А в трехэлементной антенне — лишь $1/4$ (тут антенная система это три элемента + одна земля).

Для согласования трехэлементной антенны используют те же самые способы, что и для двухэлементной (п. 7.2.2.3.3). В файлах ...3_20_Gamma.gaa, ...3_20_L.gaa, ...3_20_C.gaa и ...3_20_28.gaa показана одна и та же типичная трехэлементная антенна (диапазон 14 МГц, длина траверсы $0,34\lambda$), но согласованная разными способами. В файле ...3_20_Gamma.gaa использовано гамма-согласование. В файлах ...3_20_L.gaa и файлах ...3_20_C.gaa применено согласование параллельным реактивным элементом: индуктивностью (hairpin) и конденсатором соответственно. Антенны файлов ...3_20_28.gaa и ...3el_20ZB.gaa согласованы на 28 Ом, четвертьволновый трансформатор 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель) повышает сопротивление до 50 Ом.

Характеристики всех четырех вариантов примерно одинаковы, что позволяет утверждать: *в многоэлементной антенне способ согласования не играет заметной роли*. Согласовывайте так, как вам удобнее.

Очень часто в конструкции КВ антенны Уда-Яги используют элементы, телескопически составленные из трубок разного диаметра. Это снижает вес и парусность конструкции. При моделировании таких антенн не забывайте правила описания проводов комбинированного радиуса (п. 2.2.3.1), а также то, что телескопические элементы-диполи имеют на несколько (единицы %, в зависимости от способа составления элемента и радиусов трубок) большую длину, чем обычные. Пример

трехэлементной антенны Уда-Яги (диапазон 14 МГц, длина траверсы $\lambda/4$) с телескопическими элементами показан в файле ...3EL20.gaa. Более короткая траверса по сравнению с четырьмя предыдущими антеннами приводит к снижению усиления и полосы (п. 7.2.3.2).

В многоэлементных антеннах требуется уделять повышенное внимание подавлению паразитного излучения линии питания и прочего излучающего металла, находящегося поблизости. И тем больше внимания, чем больше элементов в антенне.

В этом месте внимательный читатель поймает автора на противоречии: и в этом, и в предыдущем параграфе утверждалось, что чем больше элементов, тем менее чувствительна антенна к внешним воздействиям. А тут вдруг говорится прямо противоположное.

Противоречия, однако, нет. В случае излучения внешней оплетки кабеля или траверсы мы фактически подключаем к нашей (исправно работающей) антенне Уда-Яги еще одну ненаправленную, паразитную антенну (например, ту же оплетку кабеля). Естественно, что эта вторая, паразитная антенна отберет на свое излучение часть мощности передатчика (поэтому антенне Уда-Яги останется меньше мощности, и, соответственно, она меньше излучит, что эквивалентно меньшему Ga). Столь же естественно, что за счет параллельного к питающему кабелю подключения импеданса паразитной антенны изменится и суммарный входной импеданс нашей антенной системы, состоящей фактически из двух антенн: нормальной Уда-Яги и паразитной, ненаправленной.

Но самая большая неприятность произойдет с F/B. Нормальная многоэлементная антенна мало излучает во все стороны, кроме главного лепестка. Причем, чем больше элементов, тем меньше главный лепесток, или иными словами, шире телесный угол в который направленная антенна излучает мало. Если к такой антенне подключить паразитный всенаправленный излучатель (кабель с неподавленным синфазным током внешней стороны оплетки), то он своим излучением во все стороны испортит хорошее подавление в упомянутом телесном угле. Тем больше испортит, чем шире этот угол, и меньше излучение основной антенны в нем, т. е., чем больше элементов в основной многоэлементной антенне.

Пример приведен в файле ...3_20_Gamma+coax.gaa, в котором показана обычная трехэлементная антенна с проводом 9, имитирующим наружную сторону оплетки кабеля. Нагрузка 20 мкГн, установленная в начало этого провода, изображает

развязывающий дроссель (п. 3.6.4.2). Временно удалите эту нагрузку (соответствует прямому подключению кабеля), и ужаснитесь полученным результатам: усиление падает на 2,5 дБ, а F/B — более чем на 10 дБ. Посмотрите и на ДН (рис. 7.2.17) выбрав опцию Показать ДН для поляризаций — V+H (левая часть рис. 7.2.17). Видно, что сама антенна имеет хорошую ДН (ДН с H поляризацией), но вертикальный кабель своим излучением (ДН с V поляризацией), излучает во все стороны, чем существенно портит суммарную ДН.

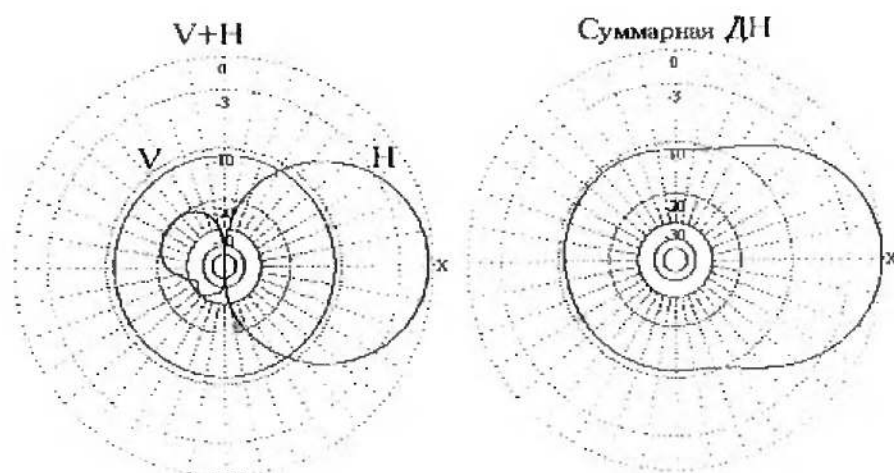


Рис. 7.2.17

Экономия на устройстве подавления синфазного тока линии и на изоляции элементов от траверсы неразумна. Причем, тем существеннее неразумна, чем больше элементов в антенне. Но это уже начало следующего параграфа...

7.2.4. КВ антенны Уда-Яги с числом элементов больше трех

Все модели, упоминаемые в параграфе 7.2.4, находятся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

В четырех и более элементных антеннах Уда-Яги (далее в этом параграфе для экономии места будем называть их просто многоэлементными) степеней свободы в настройке много. Даже в четырехэлементной их уже 7 (4 размера элемента и 3 межэлементных расстояния). Поэтому возможно множество разных конструкций с вполне приличными параметрами.

Однако разобраться во всем этом многообразии не так сложно, как может показаться. Так или иначе, все эти антенны будут близки к оптимальным характеристикам (или хотя бы не очень далеко от них отличающиеся). Другой вопрос, что имен-

но конструктор данной антенны считал оптимальным? В принципе, при любых разумных критериях оптимизации, усиление растет при совместном увеличении числа элементов и длины траверсы.

Удлинение траверсы без роста числа элементов дает эффект лишь до определенного расстояния между элементами. При дальнейшем удлинении траверсы ДН антенны «рассыпается» и усиление падает.

Полезно знать, что в многоэлементной антенне Уда-Яги расстояние между директорами никогда не превышает $0,4\lambda$, а типично лежит в пределах $0,1\lambda \dots 0,2\lambda$.

Аналогично, увеличение числа элементов при неизменной длине траверсы дает эффект лишь до определенного их числа. Слишком же густое «натыкивание» элементов может оказаться полезным с точки зрения расширения полосы, но не поднимает G_a .

На рис. 7.2.18. показано как зависит усиление антенны Уда-Яги от числа элементов (критерий настройки — максимум F/B , длина траверсы растет соответственно числу элементов).

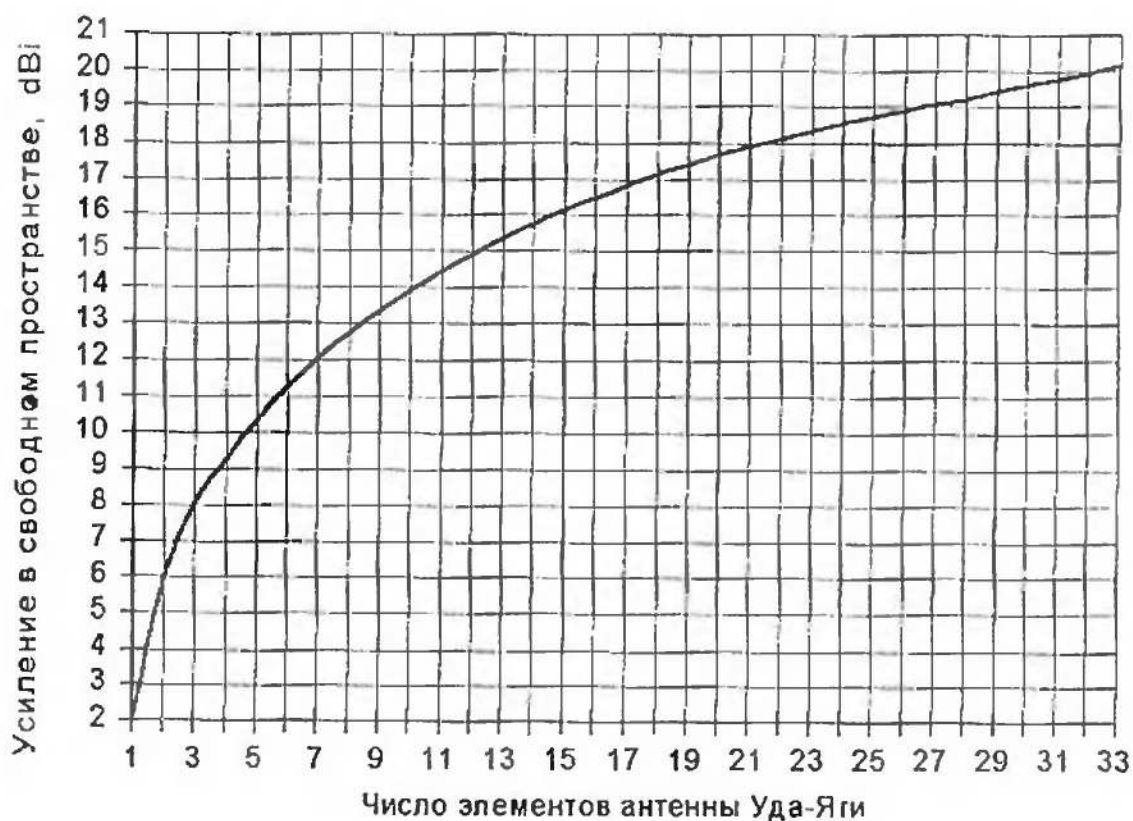


Рис. 7.2.18

Мы видим, что вначале прибавка от каждого нового элемента существенна: от второго — около 4 дБ, от третьего —

около 2 дБ, от четвертого — около 1,5 дБ. Но с ростом числа элементов эта прибавка становится все меньше и меньше. Например, добавка восьмого элемента дает менее 0,8 дБ.

Поэтому на КВ (где размеры элементов и траверс велики) обычно ограничивают число элементов 5–6 (и только изредка на 28 МГц применяется 7–8 элементов). Во-первых, это делается для снижения расхода материалов, веса и парусности конструкции. Во-вторых, у семи-восьмиеlementной антенны Уда-Яги ширина ДН в азимутальной плоскости становится слишком узкой, что приводит к неудобствам при работе в эфире (см. Общие замечания о направленных КВ антеннах в начале этой части книги).

В этом параграфе не приводятся данные о зависимостях параметров антенны от высоты над землей, от расстояний между элементами и о настройке и согласовании, ибо все сказанное в пп. 7.2.2 и 7.2.3 относится и к многоэлементным антеннам. Графики — качественно, а сказанное о настройке и согласовании — полностью.

Но вернемся к критериям оптимизации, по которым проектируются многоэлементные КВ антенны Уда-Яги. Используются три основных варианта критериев:

1. Максимум F/B на одной частоте.
2. Хорошее G_a при заданном (и хорошем, но не максимальном) F/B (т. е. оптимизация одновременно и по G_a , и по F/B) на одной частоте.
3. Низкий КСВ плюс то же самое, что в пп. 1 или 2, но в заданной (и довольно широкой) полосе.

Первые два варианта используются относительно редко, когда относительная ширина рабочей полосы (полоса в кГц, деленная на центральную частоту) не превышает 1%. Это могут быть узкие WARC диапазоны 10, 18 и 24,9 МГц, или только CW (или SSB) участки более широких диапазонов. В столь малой полосе характеристики антенны просто не успеют заметно измениться, поэтому можно «выжимать» параметры на центральной частоте, не заботясь об их поведении в полосе. Надо отметить, что высокие значения F/B достигаются всегда, поскольку имеется много параметров регулировки. Правда, именно поэтому же это может быть не очень просто.

Напротив, если относительная полоса достигает несколько % (все любительские КВ диапазоны, кроме WARC), то забота о сохранении хороших параметров антенны во всей полосе выходит на первый план. Мало толку от антенны, которая существенно ухудшает свои характеристики к краям диапазона. Надо также учитывать, что большинство современных усили-

телей мощности снабжены автоматической защитой от несогласования, и начинают заметно снижать выходную мощность уже при $KCB > 1,5$

Поэтому третий вариант критериев оптимизации применяется наиболее широко. Правда, за устойчивость G_a , F/V и низкий KCB в полосе приходится платить либо ощутимым (до 1...2 дБ) снижением усиления (при той же траверсе и том же числе элементов), либо возрастанием длины траверсы и одним-двумя дополнительными элементами (при том же G_a). Но удобства пользователя («включил и забыл», антенна работает почти одинаково во всей полосе) часто оказываются решающим обстоятельством.

Дополнительным плюсом такой антенны является пониженная чувствительность к небольшим неточностям изготовления-сборки и окружающим предметам (это свойство любой широкополосной антенны), поэтому их очень любят фирмы, выпускающие антенны.

7.2.4.1. Четырехэлементная антенна

Если махнуть рукой на широкополосность, то из четырехэлементной антенны по критерию 2 из предыдущего параграфа можно «выжать» почти 10 dBi усиления в свободном пространстве (файл ...4_15tt.gaa, здесь, и во всем п. 7.2.4 первая цифра в имени файла — число элементов, вторая — диапазон в метрах).

Приметой узкополосой антенны, спроектированной на большое усиление, являются довольно близкие друг к другу размеры пассивных элементов.

Но относительная полоса антенны с G_a около 10 dBi получается маленькой, чуть более 2%. Это не хватает даже чтобы перекрыть 21 МГц (относительная полоса 2,12%), не говоря уж о 14 МГц (2,5%). Поэтому пассивные элементы расстраивают сильнее (R делают длиннее, а оба директора — короче). Такая расстройка увеличивает полосу, но оплачивается снижением усиления.

В табл. 7.2.1 приведены суммарные данные по моделям четырехэлементных антенн, имеющихся в папке ...ANT\HFbeams\Uda-Yagi\.

Для получения сравнимых характеристик при расчете табл. 7.2.1 все антенны взяты в свободном пространстве (в файлах не всегда так, в некоторых присутствует земля) и указаны относительные полосы (так как антенны разных диапазонов иначе не сравнишь). Строки в таблице расставлены по убыванию усиления.

	Имя файла	Ga, dBi	BW, % KCB<2	BW, % KCB<1,5	Диап., МГц	R, м
1	4_15tt.gaa	9,97	1,41	0,72	21,2	7,27
2	4el_15m_V4.gaa	9,94	2,24	1,07	21,2	7,15
3	4el_15m_PV.gaa	9,89	2,09	0,93	21,2	7,18
4	4el_10PV.gaa	9,78	1,8	0,88	28,5	5,30
5	4EL20CM.gaa	8,9	2,8	1,37	14,15	10,8
6	4EL20.gaa	8,79	3,56	2,48	14,15	10,74
7	4_20NQ.gaa	8,72	4,80	2,54	14,17	10,45
8	4EL20HM.gaa	8,66	2,38	1,15	14,15	10,81
9	4_10NQ.gaa	8,53	5,08	2,81	28,4	5,23
10	4el_WB10m.gaa	8,15	4,57	2,29	28,3	5,40
11	4e20OWA.gaa	7,89	7,37	5,98	14,15	10,58
12	4e30OWA.gaa	7,5	4,77	4	10,1	14,9
13	4_40.gaa	7,41	4,25	2,92	7,15	22,34
14	4el80WB.gaa	6,34	8,41	6,30	3,65	42,2

Примечания: ¹ – согласование короткозамкнутым параллельным шлейфом (ШПТ); ³ – согласование параллельным конденсатором; ⁴ – согласование $\lambda/4$; ⁵ – прямое подключение кабеля 50 Ом; ⁶ – радиус «-1» означает телескопический

Хорошо видно, что усиление и полоса (столбцы BW в таблице) — антагонисты. Хотя при близком усилении, полосы антенн и отличаются немного (ощутимо влияет разная длина траверс и разный диаметр элементов), но закономерность прослеживается четко:

- при $G_a \approx 10$ dBi (первые 4 антенны в табл. 7.2.1) даже при толстых элементах и длинной траверсе относительная полоса по уровню $KCB < 2$ не превышает 2,5%.
- Пожертвовав 1 дБ в усилении (строки 5–9 в табл. 7.2.1, $G_a = 8,5 \dots 8,9$ dBi) можно увеличить полосу по $KCB < 2$ более чем вдвое, до 5%. При этом можно получить BW больше 2,5%, по уровню $KCB < 1,5$, т. е. обеспечить $KCB < 1,5$ во всей полосе таких диапазонов как 14 и 21 МГц.

Таблица 7.2.1

W, м	D1, м	D2, м	W-R, м	W-D1, м	D1-D2, м	Радиус, мм ⁶	Согласо- вание
6,72	6,72	6,46	1,64	2,97	3,55	-1	Hairpin ¹
6,72	6,57	6,33	1,75	2,83	3,52	8	Гамма
6,74	6,6	6,36	1,75	2,84	3,56	6	ШПТ ²
4,91	4,83	4,57	1,29	2,01	2,62	15	Гамма
10,52	9,78	9,71	2,93	1,89	3,07	-1	Парал. С ³
10,32	9,72	9,66	2,93	1,86	3,05	-1	$\lambda/4$ 37 Ом ⁴
9,76	9,53	8,87	2,76	2,7	3,48	19	Hairpin
9,91	9,79	9,72	2,77	2,06	3,07	-1	Hairpin
4,87	4,75	4,23	1,56	1,44	1,73	9,5	Hairpin
5,10	4,91	4,28	2,25	1,12	1,175	-1	Hairpin
10,34	9,66	9	3,07	1,14	3,77	12,5	Прямо ⁵
14,54	13,86	13,1	4,3	2,0	5,3	1	Прямо
21	20,24	19,36	6,09	7,33	10,28	-1	Гамма
41	37,4	35,5	15	1	15	2	Прямо

индуктивностью; ² – согласование широкополосным ферритовым трансформатором из двух параллельно включенных отрезков кабеля 75 Ом; элемент, составленный из труб разного диаметра (п 2.2.3.1.).

- Потеряв еще 0,5...1 дБ (строки 10–14 в табл. 7.2.1, $G_a = 7,5...8$ dBi) можно получить $BW = 7\%$ по $K_{CB} < 2$. При этом по $K_{CB} < 1,5$ полоса превышает 4%. Это означает, что на краях диапазонов 14 и 21 МГц K_{CB} не превысит 1,2, т. е. будет обеспечено очень хорошее (даже лучше, чем у одиночного $\lambda/2$ диполя) согласование. Это важно в случае длинных кабелей и TRX/PA чувствительных даже к небольшому повышению K_{CB} . Но надо понимать, что оплачивается столь хорошее согласование снижением усиления на 1,5...2 дБ. Такая четырехэлементная антенна имеет усиление как средней руки трехэлементная (см. рис. 7.2.12 и 7.2.18).
- Если нужна еще большая полоса, то дальнейшей расстройкой пассивных элементов и приближением перво-

го директора к вибратору можно выжать более 8% даже при тонких, проволочных элементах. Последняя строка в таблице показывает антенну перекрывающую все 300 кГц диапазона 80 м. Но за это усиление пришлось снизить практически до уровня двухэлементной антенны, Ga всего 6,34 dBi (замечу в скобках, что у двухэлементной антенны с таким усилением полоса бы едва превысила 1,5%).

Полосы больше 8,5% для любительских КВ диапазонов не требуются (самый широкий диапазон 80 м имеет 8,2%, затем идет 10 м — 6%, все остальные — менее 4%), поэтому на этом мы остановимся. В принципе, можно использовать широкополосные схемы согласования (п. 3.5.12) и на этом выгадать еще чуть-чуть полосы. Например, сравните файл ...4el_10PV.gaa (четвертая строка в табл. 7.2.1) с не вошедшим в таблицу файлом ...4el_10PVm.gaa (та же самая антенна, но с широкополосным согласованием). Правда, применяются подобные фокусы очень редко, так как сложны и дают лишь небольшой эффект.

Справедливости ради замечу, что при толстых элементах от четырехэлементной Уда-Яги можно добиться относительной полосы в десятки процентов, но это уже задача для

	Имя файла	Ga, dBi	BW, % KCB<2	BW, % KCB<1,5	Диап., МГц	R, м	W, м
1	5EL20.gaa	10,8	1,99	1,0	14,15	10,63	10,2
2	5el10m_K8CC.gaa	10,5	4,05	2,4	28,3	5,26	5,04
3	5el_10ZB.gaa	10,47	4,09	3,6	28,5	5,36	5,25
4	5el15OWA.gaa	10,4	5,98	3,0	21,2	7,06	6,97
5	5el 20D.gaa	10,0	5,56	2,66	14,15	11,1	10,54
6	5el15TM.gaa	10,0	2,78	1,82	21,2	7,1	6,86
7	5el 10D.gaa	9,91	5,46	3,0	28,5	5,62	5,19
8	5el 20m T.gaa	9,66	4,15	3,84	14,15	11,15	10,86
9	5el20mF.gaa	9,53	2,93	1,44	14,15	11,32	10,52
10	5wire_40.gaa	9,45	1,12	0,56	7,05	21,2	20,6

Примечание. ¹ – обозначения в этом столбце такие же, как и в табл. 7.2.1.

УКВ (например, ТВ антенн). Поэтому об этом в главе про УКВ антенны.

7.2.4.2. Пятиэлементная антенна

Добавка пятого элемента (третьего директора) дает прибавку усиления чуть больше 1 дБ (рис. 7.2.18). При соответствующем росте длины траверсы, конечно.

В табл. 7.2.2 приведены суммарные данные по моделям пятиэлементных антенн, имеющихся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\ . Для получения сравнимых результатов все антенны табл. 7.2.2 рассчитаны в свободном пространстве. Строки в таблице расставлены по убыванию усиления.

Прослеживаются те же самые закономерности, что и для четырехэлементных антенн (п. 7.2.4.1): рост полосы оплачивается падением усиления и увеличением длины траверсы.

При длинной (около $0,8\lambda$) траверсе можно достичь $G_a = 10,4$ dBi (четвертая антенна в таблице 7.2.2, файл ...5el15OWA.gaa) при относительной полосе почти 6%. Уменьшение длины траверсы до $0,5...0,6\lambda$ оплачивается падением усиления до 9,5...9,6 dBi и уменьшением полосы до 3..4% (файлы ...5el20mF.gaa и ...5el 20m T.gaa).

Таблица 7.2.2

D1, м	D2, м	D3, м	W-R, м	W-D1, м	D1-D2, м	D2-D3, м	Радиус, мм ¹	Согласо- вание ¹
9,8	9,69	9,46	3,15	4,1	5,0	4,49	-1	ШПТ
4,86	4,84	4,6	2,25	1,43	2,46	2,46	8	Гамма
4,98	4,88	4,77	1,43	0,73	2,64	2,7	-1	Прямо
6,55	6,4	6,22	3,39	1,12	3,44	3,65	10	Прямо
10,0	9,8	9,7	3,66	3,05	3,66	3,66	-1	Гамма
6,58	6,51	6,26	1,2	0,65	2,84	3,33	12,5	Прямо
4,83	4,91	4,81	2	2	2	2	-1	Прямо
10,45	10,15	9,56	2,04	3,32	6,66	12	-1	$\lambda/4$ 37 Ом
10,2	9,75	9,24	2,81	2,42	2,86	4,81	-1	Hairpin
20,1	19,6	19,5	7,5	7,5	7,5	7,5	1	J-согл.

	Имя файла	Ga, dBi	BW, % KCB<2	BW, % KCB<1,5	Диап., МГц	R, м	W, м	D1, м
1	615owam.gaa	11,48	5,81	3,69	21,2	7,26	7,07	6,8
2	6el_15mLZ.gaa	11,17	5,78	4,26	21,2	7,32	7,06	6,77
3	6EL10.gaa	11,05	3,30	1,66	28,5	5,36	5,15	4,95
4	6el_15mZ.gaa	10,45	5,06	3,20	21,2	7,23	7,06	6,74
5	6e_20OWA.gaa	10,35	4,61	3,37	14,15	11,25	10,88	10,41
6	6el10owat.gaa	10,16	5,33	4,80	28,5	5,51	5,32	5,06
7	6el_20.gaa	10,15	2,25	1,08	14,2	10,76	9,96	9,74
8	6el_20Z.gaa	10,06	4,76	2,44	14,2	11,04	10,76	10,24
9	6el 20Mag.gaa	9,99	5,90	4,10	14,15	11,3	10,56	10,34
10	6el20OWA.gaa	9,93	6,52	4,48	28,5	5,34	5,07	4,77

Примечание. ¹ – обозначения в этом столбце такие ж, как и в табл. 7.2.1.

Можно сказать, что пятиэлементные с широкой полосой антенны Уда-Яги по Ga работают как четырехэлементные, спроектированные на максимальное усиление. А пятый элемент лишь расширяет полосу. Сравните антенны 5, 6, 7 из табл. 7.2.2 с антеннами 1–4 табл. 7.2.1.

7.2.4.3. Шестиэлементная антенна

Четвертый директор (он будет уже шестым элементом) увеличивает усиление еще почти на 1 дБ (см. рис. 7.2.18 и примечания к нему).

В табл. 7.2.3 приведены суммарные данные по моделям шестиэлементных антенн, имеющихся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\ . Для получения сравнимых результатов все антенны табл. 7.2.3 рассчитаны в свободном пространстве. Строки в таблице расставлены по убыванию усиления.

Видно то же самое, что для четырех- и пятиэлементных антенн (п. 7.2.4.1): рост полосы оплачивается падением усиления и увеличением длины траверсы.

При длинной (около $1,0\lambda$) траверсе усиление достигает 11,5 dBi (первая строка в табл. 7.2.3) при относительной полосе почти 5,8%. Укорочение траверсы до $0,7...0,8\lambda$ приводит

Таблица 7.2.3

D2, м	D3, м	D4, м	W-R, м	W-D1, м	D1-D2, м	D2-D3, м	D2-D4, м	Ради ус, мм ¹	Согласо- вание ¹
6,63	6,57	6,25	2,1	0,76	2,77	4,75	4,12	-1	Прямо
6,62	6,45	6,28	2,1	0,9	2,62	4,75	4,11	-1	Прямо
4,7	4,79	4,62	2,05	1,11	1,83	2,35	2,46	-1	$\lambda/4$ 37 Ом
6,46	6,46	6,22	1,71	0,94	2,43	2,32	3,42	-1	Прямо
9,95	9,95	9,73	2,37	1,29	3,33	2,81	5,2	-1	Прямо
4,92	4,91	4,73	1,18	0,62	1,63	1,51	2,29	-1	Прямо
9,54	9,48	9,46	3,05	2,44	2,75	2,9	2,9	-1	Прямо
9,89	9,89	9,52	2,29	1,25	2,21	4,11	4,62	-1	$\lambda/4$ 37 Ом
9,92	10,12	9,96	2,69	1,27	3,35	1,71	4,19	-1	Прямо
4,66	4,68	4,41	1,1	0,63	1,55	1,33	2,23	9	Прямо

к снижению усиления до 10,5...10,1 dBi и уменьшению полосы до 3..4% (четвертая и пятая строки в табл. 7.2.3). Шести-элементные антенны Уда-Яги с широкой полосой по Ga равны пятиэлементным, спроектированным на высокое усиление. В таких антеннах шестой элемент нужен лишь для расширения полосы. Сравните антенны 3, 4, 5 (табл. 7.2.3) и 1 и 2 (табл. 7.2.2).

Пожертвовав еще несколькими десятками долями децибела можно получить антенны, имеющие чрезвычайно низкий КСВ во всей полосе отведенного диапазона. Например, антенна ...6el10owat.gaa (шестая строка в табл. 7.2.3) имеет КСВ не превышающий 1,2 в полосе 28...29,1 МГц. А у антенны ...6el20Mag.gaa (восьмая строка в табл. 7.2.3) КСВ не превышает 1,1(!) в полосе 14,0...14,3 МГц и повышается до 1,2 на малоиспользуемом верхнем краю диапазона 14,35 МГц. Еще одна антенна, ведущая себя с точки зрения передатчика почти как согласованная нагрузка, показана в файле ...6el20OWA.gaa. От 28,0 до 29,3 МГц ее КСВ не поднимается выше 1,3.

Не стоит забывать, что ценой столь точного и широкополосного согласования является снижение усиления на 1,0...1,3 дБ по сравнению с максимумом, возможным при данном числе элементов и длине траверсы.

	Имя файла	Ga, dBi	BW, % KCB<2	BW, % KCB<1,5	Диапазон, МГц	R, м	W, м	D1, м	D2, м
1	710.gaa	12,26	3,2	1,76	28,5	5,33	5,13	4,9	4,95
2	7el_10mZ.gaa	11,96	3,59	1,76	28,5	5,42	5,18	5,02	4,96
3	7el_15Mag.gaa	11,29	5,11	4,10	21,2	7,42	6,94	6,86	6,72
4	8_20.gaa	10,74	7,26	5,93	14,15	11,12	10,64	10,04	9,62
5	8el_10Mag.gaa	10,73	7,36	5,62	28,5	5,52	5,28	4,98	4,78
6	7_20owa.gaa	10,64	6,25	5,38	14,15	11,0	10,52	9,78	9,48

Примечание: 1 – обозначения в этом столбце такие же, как и в табл. 7.2.1.

7.2.4.4. Семь и восемь элементов

На КВ иногда используют и семи-, восьмиэлементные антенны Уда-Яги. Редкое их применение обусловлено не столько конструктивными трудностями, сколько узкой ДН в азимутальной плоскости ($46...52^\circ$ по уровню -3 дБ), неудобной на практике (станция, идущая с азимута отличающегося от середины главного лепестка на $55...60^\circ$ будет ослаблена более чем на 20 дБ, что легко может привести к ее пропуску).

Семи-, восьмиэлементные КВ антенны Уда-Яги проектируются только на широкую полосу. Дело в том, что если их рассчитать на максимум усиления, то относительная полоса получится слишком малой даже для перекрытия узких диапазонов.

В таблице 7.2.4 приведены суммарные данные по моделям семи- и восьмиэлементных антенн, имеющихся в папке ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\ . Для получения сравнимых результатов все антенны табл. 7.2.4 рассчитаны в свободном пространстве. Строки в таблице расставлены по убыванию усиления.

При хороших полосах ($3...3,5\%$) можно получить усиление $12,0...12,3$ dBi, А при очень хороших (более 5% по уровню $KCB < 1,5$) $10,6...11,03$ dBi (в зависимости от длины траверсы и толщины элементов). Например, антенна ...7el_15Mag.gaa (третья строка в табл. 7.2.4) имеет $KCB < 1,2$ от 20,9 до 21,35 МГц.

Таблица 7.2.4

D3, м	D4, м	D5, м	D6, м	W-R, м	W-D1, м	D1-D2, м	D2-D3, м	D3-D4, м	D4-D5, м	D5-D6, м	Ради- ус, мм ¹	Согласо- вание ¹
4,76	4,74	4,54	—	1,62	0,4	2,0	3,4	3,75	3,33	—	—1	Прямо
4,74	4,7	4,3	—	1,62	0,58	1,8	3,4	3,75	3,33	—	—1	Прямо
6,62	6,24	6,48	—	1,29	1,38	2,82	3,58	1,47	2,72	—	—1	Hairpin
9,7	9,58	9,54	9,26	2,76	1,29	2,86	2,15	3,23	1,53	4,39	—1	Прямо
4,82	4,76	4,74	4,6	1,37	0,64	1,42	1,07	1,6	0,76	2,18	—1	Прямо
9,47	9,38	9,48	—	3,65	2,13	2,74	3,05	3,35	4,27	—	—1	Прямо

У антенны ...8_20.gaa (четвертая строка в табл. 7.2.4) в полосе 14,0...14,4 МГц КСВ < 1,15, а ...8el_10Mag.gaa (5-я строка в табл. 7.2.4) имеет КСВ < 1,15 в полосе 28,0...29,0 МГц.

7.2.5. Масштабирование и пересчет антенн Уда-Яги

Файлы антенн, приведенные в пп. 7.2.2–7.2.4 хороши и полезны. На них потрачено много часов труда (не только моего), так что их можно с чистой совестью рекомендовать в качестве образцов для разработки ваших собственных конструкций. Но как-то так почти всегда получается, что модель не вполне подходит для данного конкретного случая: или нет используемых в ней трубок, или же модель относится к другому диапазону.

В этом параграфе мы рассмотрим типовые задачи, возникающие при адаптации модели к своим условиям.

7.2.5.1. Пересчет модели на трубки иного диаметра

Задача этого параграфа следующая: имеется устраивающая нас модель антенны нужного диапазона, но вместо указанных в описании трубок имеются другие.

Задача А. В исходной модели элементы из труб постоянного радиуса, требуется пересчет на другой (но тоже постоянный) радиус. Методика:

1. Запускаем первую копию GAL-ANA. Для исходного файла в окне **Графики** считаем зависимости Z, Ga и F/B во всей требуемой полосе. Оставляем это окно на экране.

2. Запускаем вторую копию программы GAL-ANA.

3. В окне **Правка** вручную изменяем радиус последнего директора (остальные элементы не трогаем) на требуемый.

4. В этом же окне немного изменяем длину последнего директора (если новый радиус больше, то укорачиваем, меньше — удлиняем).

5. Для измененного файла в окне **Графики** считаем зависимости Z , G_a и F/V во всей требуемой полосе. Если они не совпадают с теми, что мы видим в окне **Графики** первой копии, то циклически повторяем пункты 4 и 5, пока вид графиков и их цифры не совпадут или станут очень близки.

6. После этого проделываем пункты 2–6 для предыдущего элемента и т. д. по одному элементу, пока вся антенна не будет переделана на требуемый радиус.

Конечно, абсолютного совпадения с исходным файлом не будет. От изменения радиусов меняется полоса антенны (существенно) и ее R_a (немного). Тем не менее, близкие характеристики вполне реально получить за несколько минут работы.

Задача Б. В исходной модели элементы из труб постоянного радиуса, требуется пересчет на телескопические элементы, составленные из труб разных радиусов.

Эта задача решается практически так же, как и задача А, но во второй копии программы в окне **Установки комбинированного провода** надо описать как $R = -1$ имеющиеся трубы и размеры секций, и в пункте 3 устанавливать $R = -1$. Полезно также знать, что телескопический элемент, как правило, заметно (на несколько %) длиннее, чем элемент постоянного радиуса.

Задача В. В исходной модели применены телескопические элементы ($R = -1$). Требуется заменить их тоже телескопическими элементами, но составленными из труб других физических радиусов и длин.

Данная задача решается почти так же, как и задача Б. Отличие состоит лишь в том, что в окне **Установки комбинированного провода** второй копии программы наши трубы и способ их соединения надо описать как $R = -2$ (не удаляя имеющуюся строку $R = -1$). И в пункте 3 заменять $R = -1$ на $R = -2$.

7.2.5.2. Масштабирование модели на другую частоту

Задача Г. В обеих антеннах: и в исходной, и в желаемой используются элементы постоянного радиуса.

1. Открываем окно **Масштабирование**. И указываем в нем новую частоту.

2. Отмечаем бокс **Радиус провода**.

3. Нажимает кнопку **Да** и получаем результат. Максимум, что придется сделать вручную — подкрутить конденсатор гамма-согласования.

Однако, полученная после такого автоматического масштабирования, модель (хорошая и правильная) имеет тот недостаток, что радиусы труб после масштабирования становятся нестандартными.

То есть найти трубу такого радиуса на практике невозможно. Поэтому приходится дополнительно использовать процедуру решения задачи А: пересчитывать получившуюся после масштабирования модель на трубки имеющегося радиуса.

Задача Д. В исходной модели элементы фиксированного диаметра. Требуется модель на другой частоте, причем с телескопическими элементами.

Для переноса на другую частоту используем окно **Масштабирование**, как в начале предыдущей задачи. А затем для пересчета на телескопические элементы решаем задачу Б.

Задача Е. Требуется пересчитать на другую частоту антенну, состоящую из телескопических элементов. Причем на новой частоте физические размеры труб и их способ соединения будет иным, чем на исходной модели.

Методика:

1. В окне **Масштабирование** указываем новую частоту.

2. Отмечаем бокс **Комбинированный радиус**.

3. Нажимает кнопку **Да** и получаем результат. Однако установки комбинированного радиуса далеки от желаемых, так как на данном этапе они просто пересчитаны с коэффициентом масштабирования из исходных.

4. Решается задача В.

Если антенна расположена невысоко ($<1\lambda$) над землей, то во всех методиках, описанных в пп. 7.2.5.1 и 7.2.5.2, в окне **Масштабирование** надо отмечать бокс **Высота**. Иначе из-за изменения электрической (в λ) высоты подвеса (физическая высота неизменна, но меняется длина волны) при смене частоты уплывут все характеристики, как описано в пп. 7.2.2.2, 7.2.3.3, 7.2.3.4.

Используя методики этого параграфа, вы сможете пересчитать любую из понравившихся моделей на другой диапазон и под свои материалы, не тратя время на разработку с нуля.

7.3. Антенны продольного излучения с элементами сложной формы

П-образные элементы. V-образные элементы. Элементы с изогнутыми серединами и загнутыми краями. Элементы из нерезонансных диполей.

Антенна Уда-Яги состоит из $\lambda/2$ элементов. Но полуволновой диполь — не единственная простая антенна. В разделах 3.7, 4.1 и 4.2 описано множество слабонаправленных антенн иной формы и размеров. Используя их как элементы, тоже можно создавать антенны продольного излучения, используя принцип Уда-Яги. Именно этим мы и займемся в данном разделе. Единственное ограничение: здесь мы не будем рассматривать в качестве элементов рамочные антенны, ибо это тема разделов 7.6 и 7.7.

Все модели раздела 7.3 находятся в папке ...ANT\HF beams\Nonclassic Uda-Yagi\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

7.3.1. П-образные элементы

В двухэлементной антенне продольного излучения (пп. 7.1.1 и 7.2.1.) подавление излучения назад достигается балансной компенсацией: складываются в противофазе волны от обоих элементов. Для точной балансировки амплитуды обеих волн должны быть равны, а разность фаз составлять 180° (это называется балансом фаз и амплитуд). При этом достигается высокое, несколько десятков децибел отношение F/B в направлении точно назад (установки тыла в GAL-ANA Азимут 0 град., Элевация 0 град., в этом параграфе мы имеем в виду только такие установки).

В антенне с активным питанием (п. 7.1.1) точная балансировка возможна при любом разумном расстоянии между элементами. Она достигается установкой параметров второго источника. Поиграйте с моделью ...ANT\HF beams\2el_por.gaa. Оптимизация по критерию F/B изменением фазы и амплитуды второго источника при любом заданном расстоянии между элементами позволяет получить F/B выше 40 дБ, что и говорит о точной балансировке.

Но в двухэлементной антенне Уда-Яги источник один. И как описано в п. 7.1.3, баланс фаз и амплитуд достигается только изменением размера пассивного элемента и расстояния до него (длины траверсы). По общему правилу, приве-

денному в п. 7.2.2.1, точная балансировка в двухэлементной Уда-Яги возможна лишь при включении пассивного элемента директором и расстоянии около $0,06\lambda$ (рис. 7.2.4). Но столь малое расстояние плохо как с точки зрения широкополосности, так и согласования. Длину траверсы надо бы увеличить. Но в двухэлементной Уда-Яги это невозможно без нарушения баланса, иными словами, без падения F/B . Рис. 7.2.4 именно это и показывает.

Чтобы получить высокое F/B (т. е. точную балансировку) при большей длине траверсы (т. е. хорошей полосе и высоком R_a) нам необходимо, чтобы амплитудно-фазовое распределение регулировалось бы не двумя параметрами (длина траверсы и ширина пассивного элемента), а тремя. Поскольку при $\lambda/2$ диполе в качестве элемента это невозможно, нам ничего не остается, как изменить форму элемента.

На рис 7.3.1 показана антенна VK2ABQ (файл ...VK2ABQ.gaa), опубликованная в 1973 г. Собственно, целью ее автора Fred'a Caton'a не было получить еще одну степень свободы в регулировке распределения токов. VK2ABQ решал более скромную задачу: сделать антенну с уменьшенными размерами и радиусом поворота.

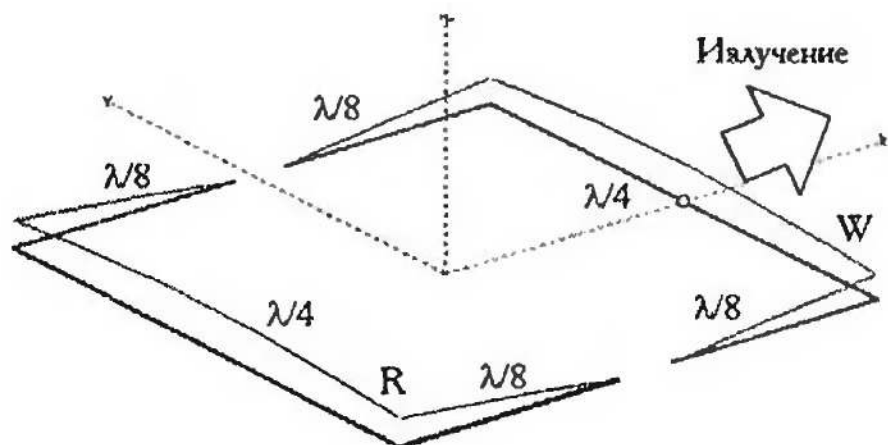


Рис. 7.3.1

Цель была достигнута. С изломанными диполями в качестве элементов антенна имеет габарит всего $\lambda/4$ (против $\lambda/2$ у Уда-Яги), и усиление около 4,5 dBi (в свободном пространстве).

В такой антенне имеется емкостная связь между концами элементов (из-за высоких напряжений на концах даже небольшая емкость приводит к заметной связи, изменяющей распределение токов). Ее величина зависит от радиуса элементов и расстояния между концами.

А раз связь между концами емкостная, то по общему правилу для двухэлементных антенн (п. 7.2.2.1), точная балансировка достижима только при включении пассивного элемента рефлектором. Что и подтвердили эксперименты.

Исследователи этой антенны (в частности, Les Мохон, G6XN) обнаружили, что F/B этой антенны зависит не только от расстояния между серединами элементов и суммарной длины рефлектора, но и от *расстояния между концами рефлектора и вибратора*. И что при определенном сочетании этого расстояния с другими размерами можно получить очень высокое F/B, превышающее 50 дБ (файл ...VK2ABQ_FB.gaa).

Причина в том, что в антенне, с загнутыми навстречу друг другу концами элементов на распределение токов влияют три параметра:

- расстояние между центральными частями элементов;
- общая длина рефлектора;
- расстояния между концами вибратора и рефлектора.

Хотя в антенне рис. 7.3.1 все три параметра регулировки взаимосвязаны, но все же появляется возможность менять длину траверсы, подстраивая точный баланс расстоянием между их концами.

Недостатком антенны VK2ABQ является не очень удобное $R_a = 100...110$ Ом и не очень высокое $G_a = 4,5$ dBi (в свободном пространстве).

С целью повышения усиления G6XN преобразовал квадрат VK2ABQ в прямоугольник: вытянул середины элементов до $0,327\lambda$ и уменьшил расстояние между ними до $0,17\lambda$ (файл ...G6XN.gaa). Это повысило усиление почти на 1 дБ (до 5,4 dBi) и снизило R_a до 80...90 Ом.

Дальнейшую модификацию формы этой антенны сделал L.B. Sebik, W4RNL. В отличие от VK2ABQ и G6XN он пользовался компьютерным моделировщиком и сумел найти оптимальные размеры. Они таковы: расстояние между центральными частями элементов $0,12\lambda...0,14\lambda$, их длина около $0,363\lambda$, зазор между концами $0,01\lambda$. При этом усиление повышается до 5,9...6,00 dBi, $R_a = 50$ Ом, а F/B может превышать 40 дБ (файлы ...Мохон.gaa и ...Мохон_wire.gaa), т. е. достигается точная балансировка токов в элементах. Эта антенна показана на рис. 7.3.2. W4RNL назвал ее «прямоугольник Моксона». Но L. Мохон, G6XN разработал антенну с иной геометрией, а оптимальные размеры придал ей L.B. Sebik.

Сравнение прямоугольника Моксона с классической двухэлементной антенной Уда-Яги показывает его преимущество практически по всем параметрам:

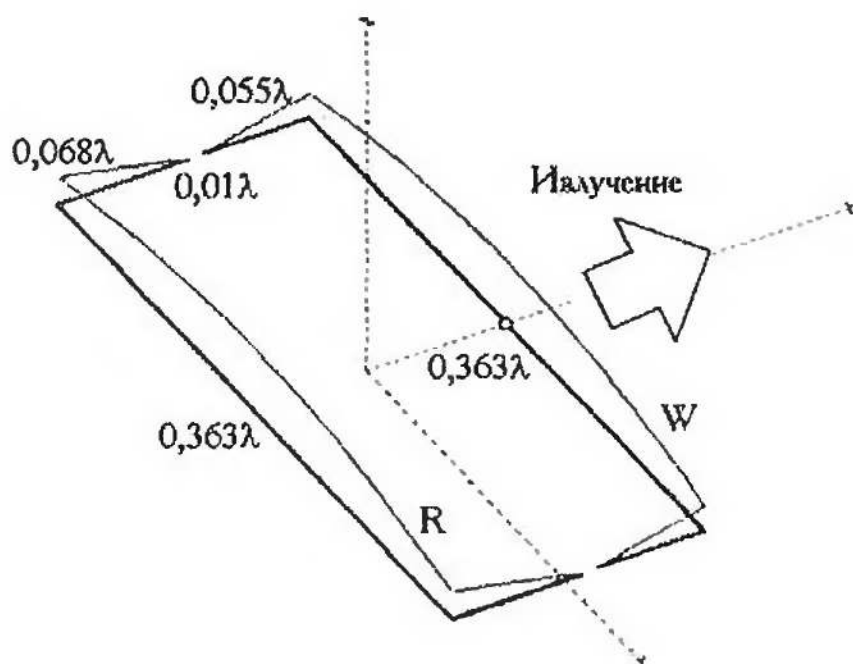


Рис. 7.3.2

- $R_a = 50$ Ом не требует согласования с кабелем;
- F/V больше чем у Уда-Яги;
- меньшие ширина антенны ($0,363\lambda$ против $0,49\lambda$) и радиус поворота;
- Более широкая полоса как по КСВ, так и по F/V . Например, в диапазоне 20 м прямоугольник Моксона даже из тонких проволочных элементов (файл ...Мохон_wire.gaa) имеет полосу 330 кГц по уровню КСВ $< 1,5$, и более 200 кГц по уровню $F/V > 20$ дБ (если элементы выполнить из трубок, то полосы будут еще шире, файл ...Мохон.gaa). Такие цифры для двухэлементной антенны Уда-Яги недостижимы;
- Усиление прямоугольника практически равно G_a Уда-Яги при настройке последней на максимальное F/V . Стоит заметить, что даже при такой настройке F/V антенна Уда-Яги будет меньше, чем у прямоугольника.

До сих пор мы говорили о прямоугольнике в свободном пространстве. Над землей же, кроме обычного колебательно-го изменения R_a с высотой, прибавляется еще одна проблема. Для обеспечения высокого F/V мало добиться точной взаимной компенсации волн от обоих элементов. Надо еще скомпенсировать (в направлении назад) отраженную от земли волну. А параметры последней зависят как от высоты антенны, так и от свойств земли.

Эта проблема относится не только к прямоугольнику, но и к любой направленной антенне, например, Уда-Яги. Любую од-

нонаправленную антенну над реальной землей надо подстраивать для компенсации еще и отраженной от земли волны.

В двухэлементной антенне Уда-Яги подстройка делается относительно несложно, изменением размера и положения пассивного элемента (п. 7.2.2.2).

В прямоугольнике же при попытке изменить общую длину элемента меняется еще и расстояние между концами вибратора и рефлектора. А это расстояние является одним из параметров, обеспечивающим правильный баланс (т. е. высокое F/B). То есть одной регулировкой общей длины элемента мы влияем сразу на два разных параметра. То же самое происходит, когда мы пытаемся подстроить вибратор для получения нулевой реактивности. Более того, чтобы получить $R_a = 50$ Ом, мы должны немного менять расстояние между серединами элементов и их длину. А при этом также меняется расстояние между концами вибратора и рефлектора.

Простая настройка прямоугольника Моксона невозможна, слишком уж все со всем связано. Трогая один из параметров, мы неизбежно влияем как минимум на два разных параметра (например, электрическую длину элемента и величину связи между концами). Поэтому простая настройка прямоугольника (чего-то покрутить и все) принципиально невозможна. Методом «тыка» и последовательных приближений можно получить низкий KСВ и хорошее усиление (G_a у прямоугольника вообще сложно заметно ухудшить), но одновременно с этим получить и высокое F/B скорее всего не удастся.

Для точной индивидуальной (под данную высоту, землю, радиус провода) настройки-расчета прямоугольника Моксона необходимы свои, оптимальные для данного случая (и поэтому отличающиеся от приведенных на рис. 7.3.2) размеры. Для вашего конкретного случая требуется примерно то же самое, что сделал W4RNL с антенной G6XN: поиск оптимального сочетания всех размеров.

Тут читатель и присвистнет: «Однако! Мне предлагают сделать ту же работу, на которую L.B. Sevik`у по его словам потребовалось немало времени и труда. И еще маленькая разница: W4RNL профессионал, а я нет. Мне практические размеры для своего случая нужны, а не исследования». Соглашусь. Да, вы не L.B. Sevik. Но есть и другая разница: W4RNL в своих исследованиях пользовался моделировщиком EZNEC3, который ни графическим интерфейсом, ни оптимизацией не отягощен (и поэтому поиск оптимума проводился ручным подбором. А у вас в руках GAL-ANA с хорошей оптимизацией. Мы можем приказать машине: «Меняй ширину ан-

тенны, расстояние между центральными частями, длины загнутых частей элементов до тех пор, пока не получится хорошая антенна».

Перевод этого приказа на понятный GAL-ANA язык записей в таблице Изменяемые параметры окна Оптимизация показан на рис. 7.3.3. Он относится к базовым файлам ...Moxon.gaa и ...Moxon_wire.gaa.

№	Элемент	Параметр	Значение	Единица	Плюс
1	Пруток	Y1	0		0.001
2	Пруток	Y2	1		
3	Провод	Y1	1		
4	Провод	Y2	-3		
5	Пруток	Y1	-1		
6	Пруток	Y2	-1		
7	Провод	Y1	1		
8	Провод	Y2	1		
9	Пруток	X1	0		0.001
10	Пруток	X2	0		
11	Провод	X1	-9		
12	Провод	X2	-9		
13	Провод	X1	0		0.001
14	Провод	X1	13		
15	Провод	X2	0		0.001
16	Провод	X2	16		

Рис. 7.3.3

Первые восемь строк таблицы это совместное изменение ширины средних частей вибратора и рефлектора. Описано как одновременное изменение всех координат Y всех четырех загнутых частей.

Строки с девятой по двенадцатую задают изменение расстояния между средними частями элементов (вибратор и рефлектор двигаются симметрично в разные стороны вдоль оси X).

Тринадцатая и четырнадцатая строки — совместное изменение длины загнутых частей рефлектора, две последние — вибратора.

Закончив заполнение таблицы Изменяемые параметры, движками устанавливаете свою цель. У меня это примерно так: движок F/B в максимум, движки Ga и KCB на 1–2 деления. Но вы можете поставить их по иному, в соответствии со своими требованиями. Запускайте оптимизацию, и ощущайте себя L.B. Sevik'ом. Недолго, примерно с минуту. Через это время вы будете иметь оптимальные размеры прямоугольника именно для ваших условий. Если какая-то из получившихся характеристик антенны не радует, просто увеличьте ее значимость в целях оптимизации (соответствующим движком), несколько снизьте остальные движки и повторите оптимизацию.

Если оптимизировать неохота, то готовые размеры проволочного прямоугольника Моксона (диапазон 14 МГц) для высот от 7 до 18 м над средней землей приведены в файлах ...Мохон_w7.gaa, ...Мохон_w8.gaa, ...Мохон_w9.gaa, ...Мохон_w10.gaa, Мохон_w12.gaa, Мохон_w15.gaa, Мохон_w18.gaa. Цифра в имени файла в данном случае означает высоту над землей в метрах.

Но все же советовал бы делать оптимизацию для каждого конкретного случая. Посмотрите на вышеупомянутую группу файлов. В одной и той же антенне при изменении высоты от $0,32$ до $0,82\lambda$ (от 7 до 18 м) размеры широкой стороны прямоугольника меняются от $0,344\lambda$ до $0,375\lambda$ (от 7,5 до 8,2 м), а расстояние между средними частями элементов — от $0,117\lambda$ до $0,128\lambda$ (от 2,55 до 2,8 м). К тому же, изменение этих размеров идет не линейно с высотой, а колебательно, в соответствии с обычными графиками влияния земли. Представьте, насколько вероятно при таком разбросе получить хорошие характеристики для вашего случая без проведения оптимизации, особенно если вы пользуетесь данными какого-либо примитивного online-калькулятора, вообще не учитывающего высоту подвеса.

Конструктивно проволочный прямоугольник Моксона выполняется на изоляционных распорках. Например, для диапазона 14 МГц можно использовать телескопические пятиметровые удочки с удаленными двумя последними секциями. Распорки крепятся хомутами на крестовине, к которой дополнительно крепятся две небольшие трубки: одна вертикально, для крепления растяжек концов распорок, другая горизонтально в направлении середины вибратора, для механического крепления к ней питающего кабеля.

Обратите особое внимание на боковые изоляторы, связывающие концы элементов. Даже небольшая дополнительная емкость и/или проводимость в этих точках изменит величину связи между элементами и смажет ваши усилия по расчету и оптимизации. Лучшее решение — гирлянда из нескольких орешковых изоляторов, связанных монолитным пластиковым шнуром (толстой леской, например). Терпимое — просто стянуть концы толстой леской. Но в этом случае возможно ощутимое изменение F/B при дожде, изморози, снеге. Плохое — толстые гигроскопичные (плетеные) веревки и/или проволока, разбитая изоляторами.

Конструкция прямоугольника Моксона из трубчатых элементов на траверсе радиолюбителями практически не применяется (она тяжелее, дороже, да и более дешевый проволоч-

ный вариант имеет удовлетворительную широкополосность). Но некоторые фирмы выпускают такие антенны. В них загнутые концы вибратора и рефлектора механически связываются пластиковой трубой. Имейте в виду, что даже несколько десятых долей пикофарады, вносимые этой трубой (ведь ее $\epsilon > 1$), ощутимо влияют на F/B.

Есть разновидность конструкции прямоугольника, в которой загнутые части являются отрезками растяжек, поддерживающие концы распорок (файлы ...Мохон_L10w.gaa, ...G3LDO.gaa).

В антеннах с П-образными элементами редко используется более двух элементов. Причина: растут конструктивные сложности. А основное преимущество П-образных элементов (дополнительная степень свободы в регулировке баланса и достижения высокого F/B) в трех- и более элементных антеннах не имеет решающего значения. Даже в простой трехэлементной антенне (например, Уда-Яги) еще одна степень свободы и так есть: регулировка размеров второго пассивного элемента (п. 7.2.3).

Тем не менее, трехэлементные антенны с П-образными элементами существуют. Удачный пример показан в файле ...3Мохон_wire.gaa. Эта проволочная антенна диапазона 20 м выполнена на крестовине из изолированных распорок размерами 7,6×7,6 м. Ее параметры типичны для трехэлементной антенны с таким расстоянием между директором и рефлектором: $G_a = 7,85 \text{ dBi}$, $F/B = 30 \text{ дБ}$ (свободное пространство), $R_a = 28 \text{ Ом}$ (питание через $\lambda/4$ трансформатор 37,5 Ом из двух кабелей по 75 Ом).

7.3.2. V-образные элементы

Если в качестве элемента использовать Inverted V, то такая антенна будет мало отличаться от обычного «волнового канала». Ведь Inverted V мало отличается от обычного диполя (п. 4.1,6), а расстояние между элементами на виде сверху остается постоянным и неизменным по всей длине элементов.

Такая конструкция неудобна для механического вращения и используется лишь в фиксированном положении. В качестве траверсы применяется трос, натянутый между двумя мачтами. Концы элементов растягиваются пластиковыми шнурами к земле.

Такие антенны часто используют на НЧ диапазонах. На рис. 7.3.4 (файл ...5el V_wire.gaa) показана пятиэлементная антенна диапазона 7 МГц с $R_a = 50 \text{ Ом}$, $F/B = 25 \text{ дБ}$ и $G_a =$

= 12,5 dBi (при высоте троса-траверсы 20 м). Вариант этой же антенны, конструкции PA2AWU показан в файле ...5el wirebeam 40mPA2AWU.gaa. При той же высоте траверсы $G_a = 13$ dBi, $F/B > 35$ дБ (причем в широком телесном угле, а не только точно назад) а $R_a = 50$ Ом. Однако в данном варианте получается узкая полоса и низкое сопротивление излучения (плата за рост G_a и F/B) и для получения $R_a = 50$ Ом пришлось использовать петлевой вибратор.

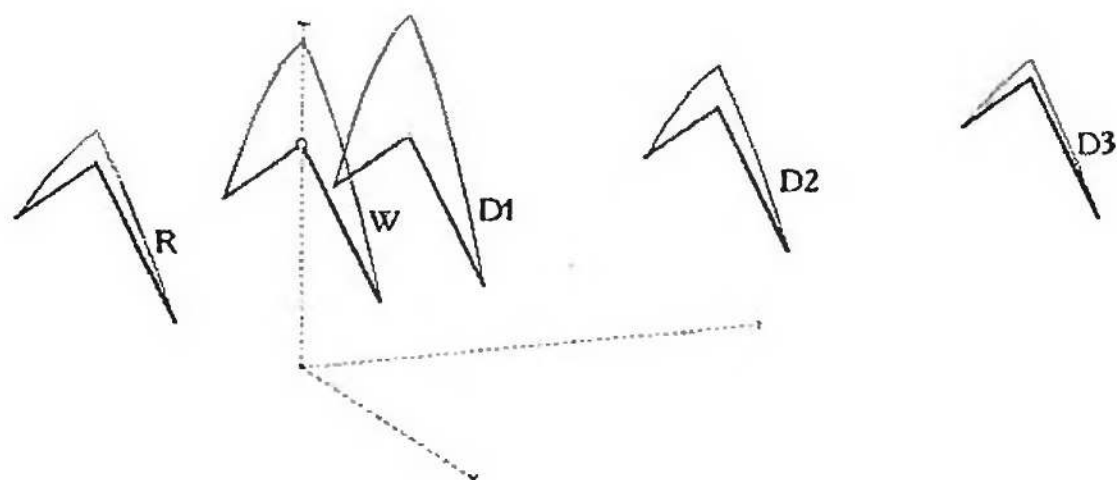


Рис. 7.3.4

Часто такой роскоши как две высокие мачты в наличии не оказывается. Смирившись с некоторым ухудшением параметров, трос-траверсу можно протянуть наклонно от одной высокой точки опоры до земли. Пример трехэлементной антенны диапазона 7 МГц с наклонной траверсой показан на рис. 7.3.5 (файл ...3el V_wire.gaa). При высоте верхней точки рефлектора 40 м G_a достигает 12 dBi, а F/B превышает 20 дБ. Питание через $\lambda/4$ трансформатор 37,5 Ом (два кабеля 75 Ом в параллель).

Для вращаемых антенн значительно больший интерес представляют случай с V-образными элементами, изогнутыми вдоль траверсы. Они не мешают вращению и позволяют уменьшить габариты антенны. Простейшая такая антенна показана на рис. 7.3.6 (файлы ...JJ_wire.gaa и ...JJ_Tap.gaa). Ее автор, Dick Bird, G4ZU назвал ее Jungle Job (или JJ).

По правилу, изложенному в п. 7.2.2.1 (про расстояния между серединами и концами элементов в плоской антенне), пассивный элемент включен рефлектором.

JJ лежит на полпути между двухэлементной антенной Уда-Яги и прямоугольником Моксона. Рефлектор V-образно изогнут, поэтому возникает дополнительная емкостная связь между концами элементов. За счет этого, точно так же как и в

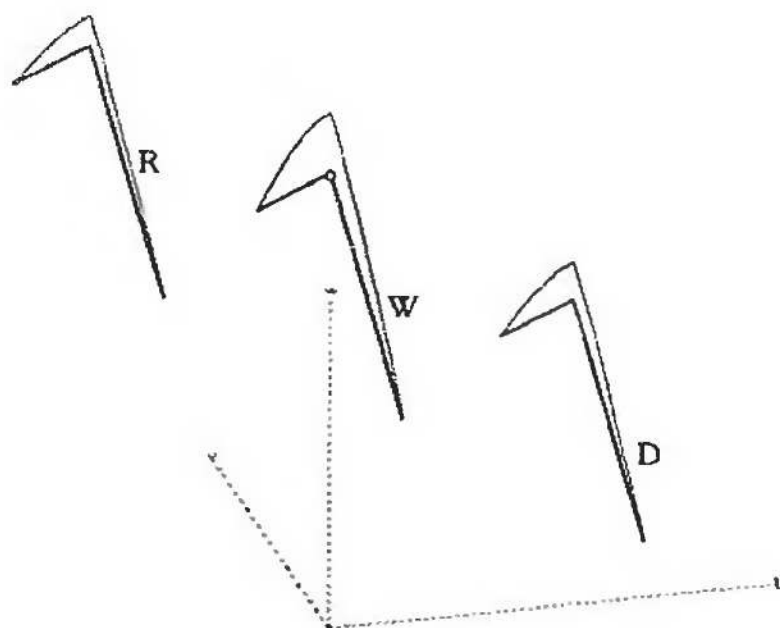


Рис. 7.3.5

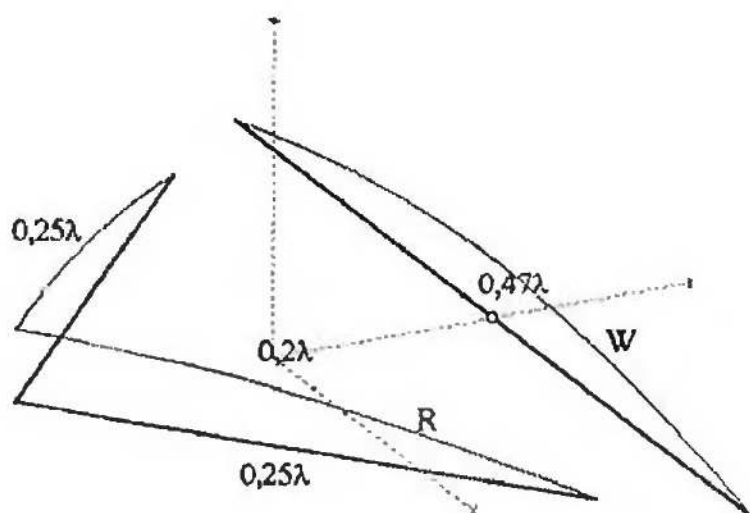


Рис. 7.3.6

прямоугольнике Моксона, появляется возможность точно сбалансировать распределение токов (т. е. получить очень высокое F/B). К сожалению, у JJ это соответствует $R_a = 70...80$ Ом (файлы ...JJ_wire.gaa и ...JJ_Tap.gaa). При снижении R_a до 50 Ом (а это вполне возможно, при уменьшении расстояния от вибратора до вершины рефлектора с $0,2\lambda$ до $0,15\lambda$) точная балансировка невозможна, и F/B снижается до 15...20 дБ (файл ...JJ50.gaa). Вопреки встречающимся утверждениям, JJ проигрывает 0,4...0,6 дБ по усилению и прямоугольнику Моксона и двухэлементной Уда-Яги.

Конструктивно JJ выполняется либо на диэлектрических распорках (целиком проволочный вариант, типа ...JJ_wire.gaa

и ...JJ50.gaa), либо трубчатый вибратор крепится на траверсе, а проволочный рефлектор растягивается к вибратору (файл ...JJ_Tap.gaa). Надо отметить, что оттяжки концов рефлектора идут не к концам вибратора, а несколько дальше. Поэтому на концах вибратора должны быть предусмотрены небольшие диэлектрические вставки (в бок или назад) для крепления оттяжек рефлектора. Если же оттяжки рефлектора привести прямо к концам вибратора, то F/B снизится на несколько децибел.

Если к JJ добавить V-образный директор, то получится трехэлементная антенна, называемая Spider (англ. «паук»). Spider показан на рис. 7.3.7. и в файлах ...Spider_wire.gaa, ...Spider_Tap.gaa, ...Spider_Ga.gaa. Третий элемент позволяет снизить R_a до 50 Ом при оптимальном балансе токов и длиной траверсы, т. е. получить высокое F/B при хорошем согласовании и полосе.

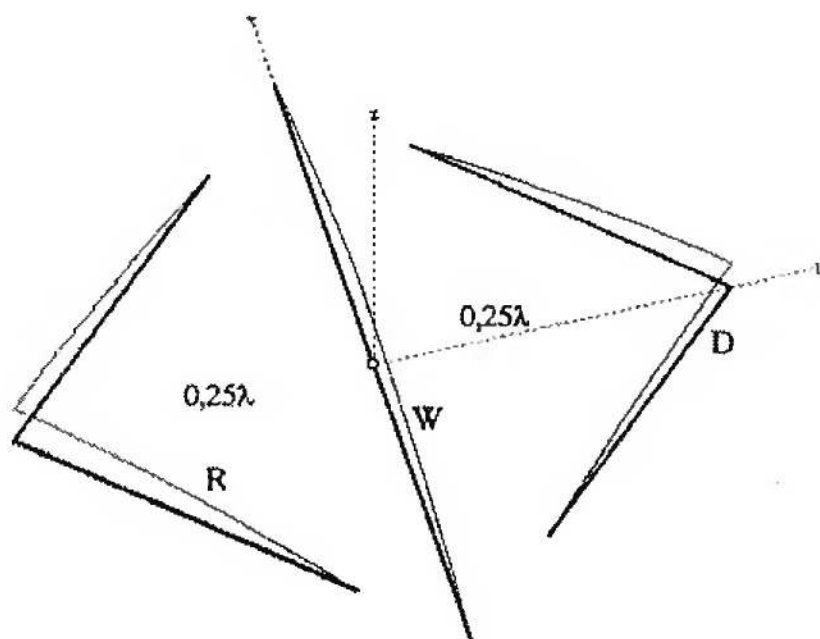


Рис. 7.3.7

Возможен конструктивный вариант и в виде траверсы с трубчатым вибратором и проволочными R и D (файл ...Spider_Tap.gaa). Однако наиболее удобен и распространен Spider, выполненный из тонкой проволоки на крестовине из четырех $\lambda/4$ диэлектрических распорок. Элементы стягивают распорки, загибая их вверх, так что получается жесткая конструкция типа зонтика. Обычно проволочный Spider настраивают на $R_a = 50$ Ом (файл ...Spider_wire.gaa). При этом получается широкая полоса, несмотря на тонкие элементы. Так антенна ...Spider_wire.gaa из проволоки диаметром 1 мм

имеет полосу более 400 кГц как по уровню КСВ $< 1,5$, так и по $F/B > 15$ дБ. Платой за широкополосность является относительно низкое для трехэлементной антенны усиление: 6,5 dBi (свободное пространство).

Для повышения усиления можно пойти обычным путем: сдвинуть резонансы пассивных элементов ближе к вибратору. Га при это возрастет более, чем на 1 дБ (до 7,6 dBi), но зато намного сужается полоса: до 100 кГц по уровню КСВ < 2 в диапазоне 14 МГц (файл ...Spider_Ga.gaa).

Если концы R и D отодвинуть подальше от вибратора, то можно получить хорошие параметры ($G_a = 6,6$ dBi, $F/B > 20$ дБ) при длине траверсы всего $0,29\lambda$.

Такая антенна, разработанная NW3Z показана на рис. 7.3.8 и в файле ...V-Yagi.gaa (диапазон 40 м). В середине траверсы 12 м закреплен трубчатый вибратор 20,2 м, на концах которого Т-образно установлены диэлектрические распорки для крепления концов проволочных директора и рефлектора.

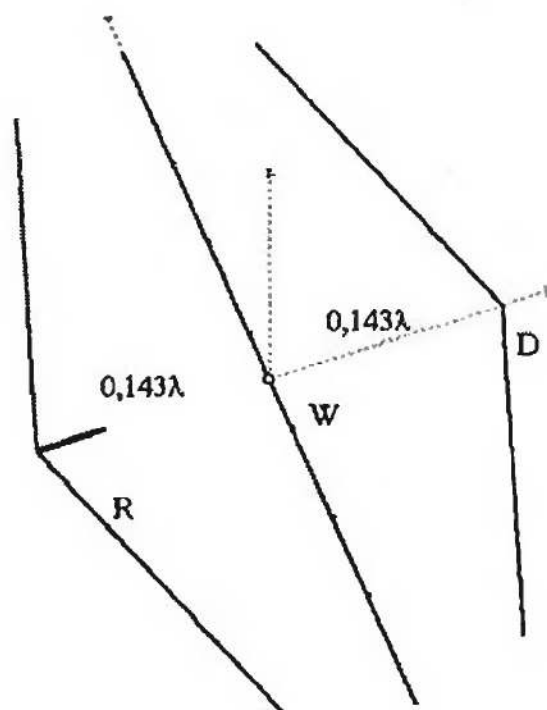


Рис. 7.3.8

Интересной особенностью этой конструкции является равенство габаритов директора и рефлектора (по $0,45\lambda$). Для получения требуемой частоты рефлектора в его середину включен короткозамкнутый шлейф. Это дает возможность мгновенно реверсировать направление излучения, просто переключая шлейфы с помощью реле. Если элемент работает директором, то шлейф отключен, а половинки элемента замкнуты. А если рефлектором — то в разрыв элемента включает-

ся шлейф. Возможность переключать излучение на 180° ценна даже на вращающейся антенне, поскольку в конструкциях такого масштаба быстрый механический поворот антенны невозможен. Подробно об антеннах с переключаемой ДН мы поговорим позднее, в разделе 7.4, а пока вернемся к вращающимся антеннам.

Если в двухэлементной Уда-Яги сделать V-образно изогнутыми вдоль траверсы оба элемента, то в зависимости от расположения вершин и направлений элементов возможны три конструкции. Лучшая из них показана на рис. 7.3.9 (файл ...VV1.gaa).

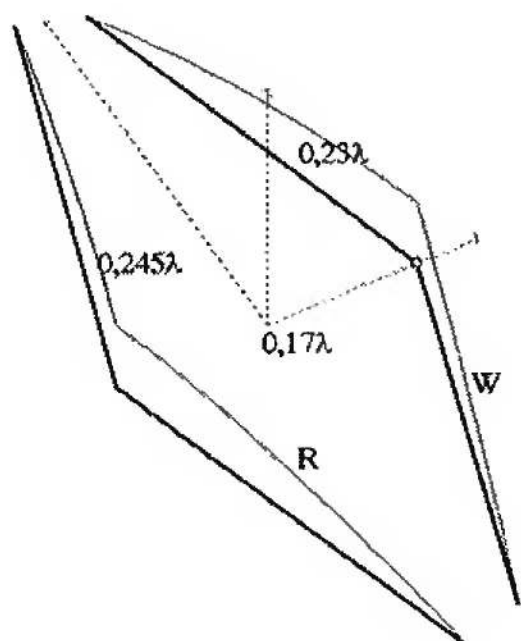


Рис. 7.3.9

Эта антенна с рефлектором (по правилу п. 7.2.2.1 использование директора тут ухудшит F/B) имеет параметры близкие к прямоугольнику Моксона, лишь немного проигрывая ему по полосе и F/B . Конструктивно антенна рис. 7.3.9 выполняется на диэлектрической крестовине, однако для нее требуются более длинные распорки, чем для прямоугольника Моксона.

Второй возможный вариант двухэлементной антенны с V-образными элементами показан на рис. 7.3.10 (файл ...VV2.gaa).

Поскольку в данном случае края элементов не сведены друг к другу, то дополнительной емкостной связи нет, и антенна работает практически так же, как и обычная двухэлементная Уда-Яги (п. 7.2.2). Лучшие результаты получаются при малой длине траверсы и включении пассивного элемента директором. Вопреки встречающемуся у радиолюбителей

мнению такое V-образное сгибание обоих элементов не увеличивает ни усиления, ни F/B. Поэтому (имея в виду конструктивные сложности и проблему с согласованием) такая конструкция применяется на практике очень редко.

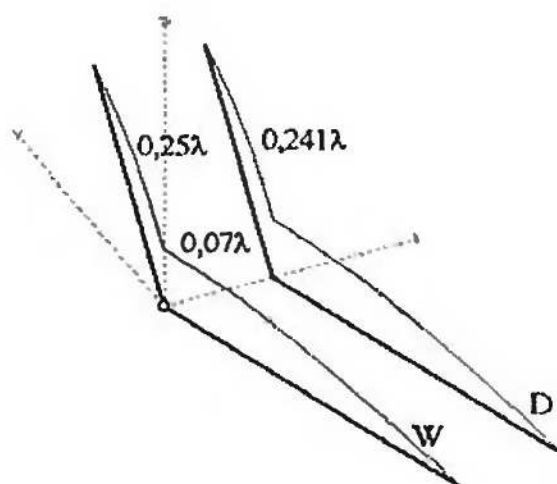


Рис. 7.3.10

Последний вариант взаимного расположения двух V-образных элементов приведен на рис. 7.3.11 (файл ...X.daa). Поскольку расстояние между краями элементов тут больше, чем между их серединами, то по правилу п. 7.2.2.1 пассивный элемент может быть только директором.

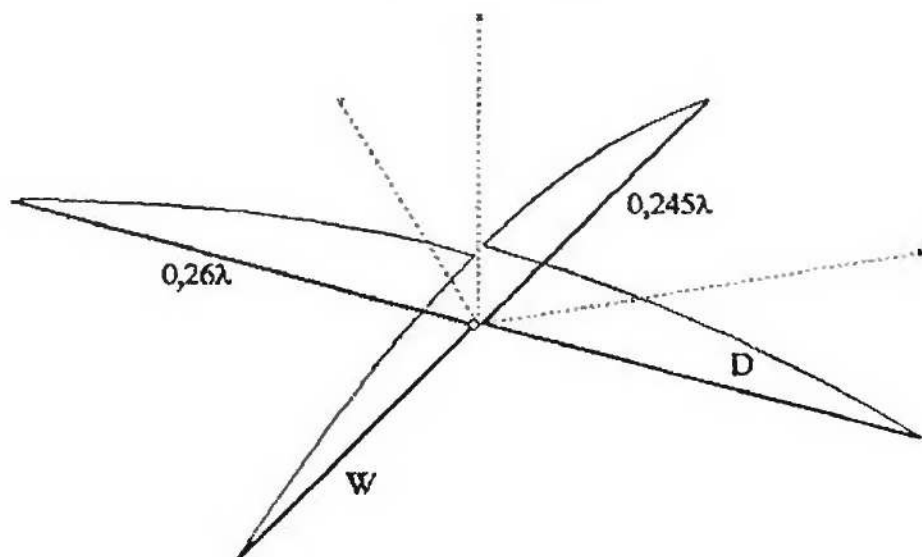


Рис. 7.3.11

Надо отметить, что при X-образной форме антенны ее элементы приходится весьма заметно (на 5...10% в зависимости от толщины элементов) удлинять, по сравнению с другими конструкциями.

Идея рис. 7.3.11 не очень удачна для вращающейся антенны, и приведена в основном для того, чтобы кто-нибудь случайно так не сделал. Нет, по усилению (5,3 dBi в свободном пространстве) эта конструкция неплоха. Привлекательной выглядит и цифра $F/B = 30$ дБ. Но это F/B в направлении точно назад. Если же мы в файле ...X.gaa повысим установки направления назад до стандартных в GAL-ANA: Азимут 120° , Элевация 60° , то обнаружим, что F/B станет очень низким, всего лишь около 5 дБ.

Причина в том, что из-за X-образного изгиба середин на ДН (рис. 7.3.12) появляются два очень больших заднебоковых лепестка под углами 120° и -120° .

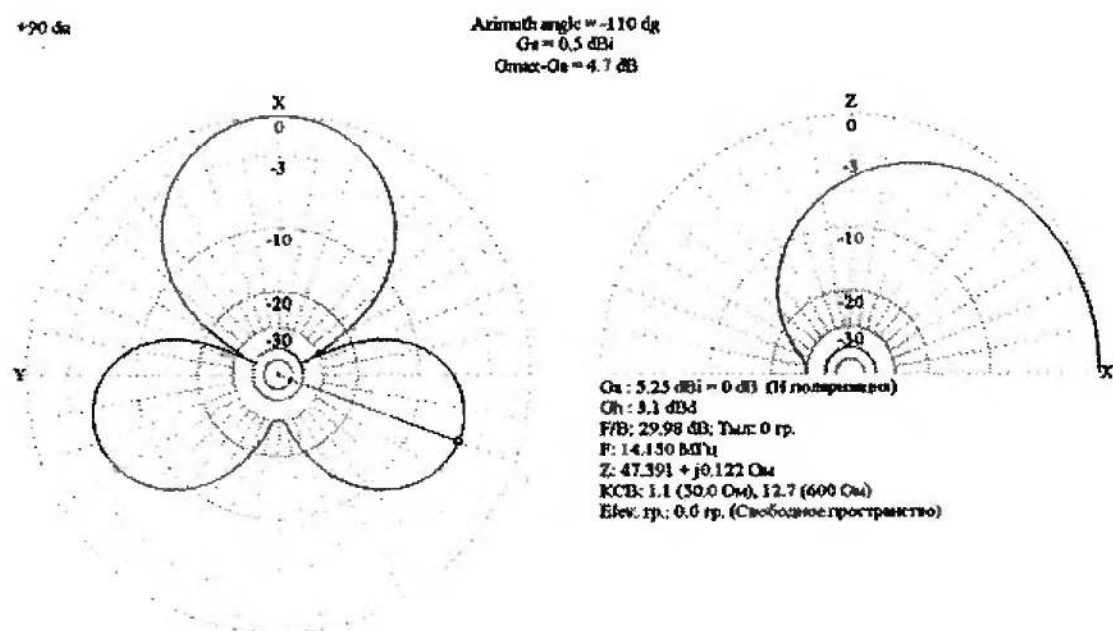


Рис. 7.3.12

Столь некрасивая форма ДН присуща не только антенне рис. 7.3.11, но и любым антеннам с X-образным расположением элементов. Этот принципиальный недостаток привел к тому, что в настоящее время подобные антенны практически не применяются как вращающиеся.

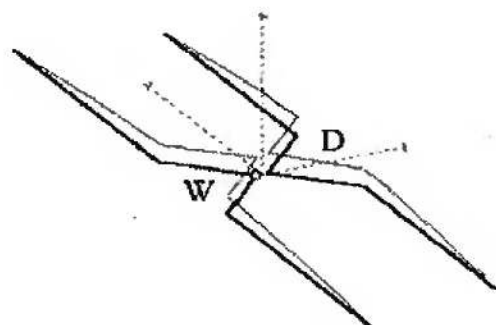


Рис. 7.3.13

Даже частичный X-образный изгиб середин элементов в обычной антенне Уда-Яги (как на рис. 7.2.13 и в файле ...X-beam.gaa) приводит к тому, что заднебоковые лепестки оказываются подавленными всего лишь на 15 дБ.

Поэтому, несмотря на конструктивные преимущества, старайтесь избегать даже частичного сведения середин элементов.

7.3.3. Элементы с изогнутыми серединами и загнутыми краями

Очевидно, что можно скомбинировать приемы, описанные в пп. 7.3.1 и 7.3.3: не только V-образно изогнуть середины элементов, но и загнуть их края. В принципе, так делают не для улучшения электрических параметров, а для того, чтобы уменьшить размеры антенны. Поэтому, если быть точным, место этому параграфу в следующей части книги, в разделе про укороченные направленные антенны. Но до него еще далеко, а в папке ...ANT\HF beams\Nonclassic Uda-Yagi\ лежит еще несколько файлов этой тематики, поэтому завершим изучение элементов сложной формы в этом разделе.

Из соображений комбинаторики возможно около полутора десятков двухэлементных антенн, отвечающих заголовку параграфа. Мы же рассмотрим только три из них. Остальные конфигурации либо неудобны конструктивно, либо проигрывают Уда-Яги более 2 дБ по Ga (не забудем, антенны этого параграфа укорочены), либо и то, и другое одновременно.

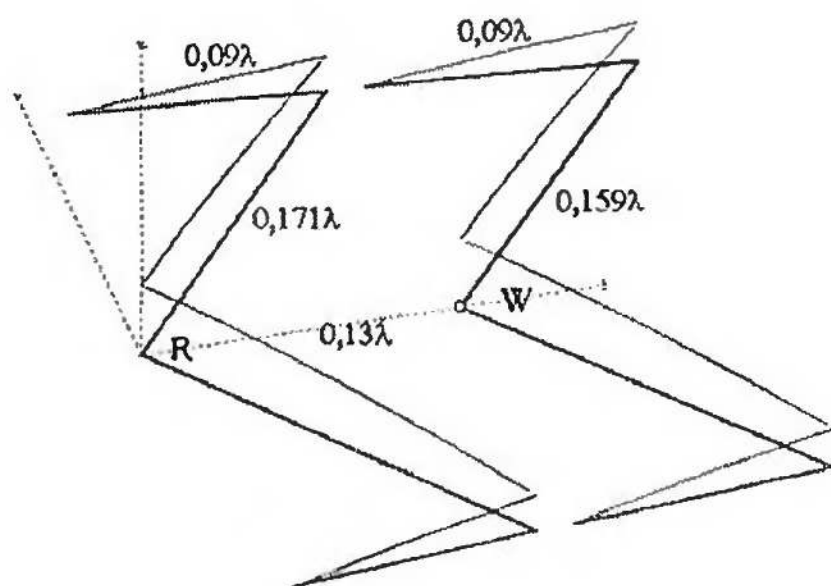


Рис. 7.3.14

На рис. 7.3.14 (файл ...DL9JFT.gaa) приведена антенна DL9JFT, которую он назвал «сигма». Это проволочная антенна, конструктивно выполняется на траверсе $0,212\lambda$, с двумя горизонтальными диэлектрическими распорками $0,3\lambda$ и $0,26\lambda$. Между концами этих распорок и траверсой растягиваются изогнутые элементы, действительно напоминающие большую греческую букву Σ .

Пассивный элемент включен рефлектором. Из-за загиба краев вибратора к рефлектору имеется дополнительная емкостная связь, как и в прямоугольнике Моксона. Но связь не чисто между концами элементов, поэтому очень высокое F/V не получается. Однако 20 дБ вполне достижимо.

Невзирая на свое укорочение, сигма-антенна реализует $G_a = 5,7$ dBi (свободное пространство, медный провод диаметром 1,6 мм), что мало уступает двухэлементной Уда-Яги (см. рис. 7.2.3).

Укорочение сказывается лишь в снижении R_a до 28 Ом (согласование $\lambda/4$ трансформатором 37,5 Ом) и сужении полосы до 300 кГц по уровню KCB < 2 (диапазон 14 МГц).

Чуть меньшее (5,4 dBi) усиление реализует антенна из двух встречных сигма-элементов, показанная на рис. 7.3.15 и в файле ...Sigma.gaa. Зато она имеет $R_a = 50$ Ом и значительно лучший KCB, который в полосе 14,0...14,35 МГц не превышает 1,3. F/V не достигает столь высоких значений, как у прямоугольника Моксона, но 20...25 дБ получить можно. Изгиб середин элементов к центру невелик, и поэтому не приводит к большим заднебоковым лепесткам, они подавлены на 20 дБ и существенно не портят общего F/V даже в широком телесном угле.

Как и предыдущая, эта антенна конструктивно выполняется на H-образной диэлектрической крестовине, но в данном случае ее размеры $0,25\lambda$ на $0,25\lambda$.

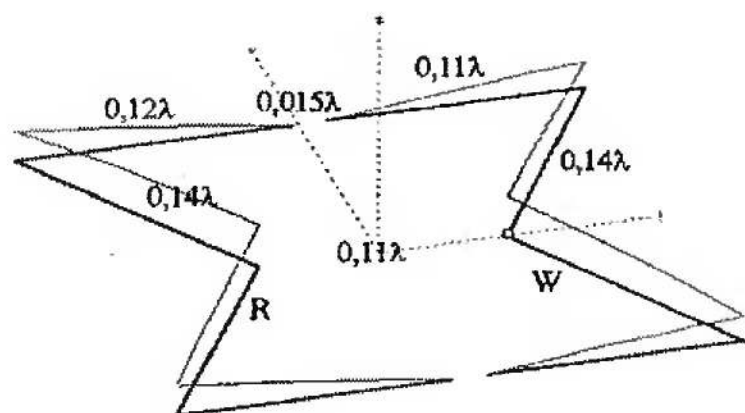


Рис. 7.3.15

Если в антенне рис. 7.3.1.5 изогнуть элементы сильнее, до сведения их середин в центре, это приводит к быстрому росту заднебоковых лепестков до уровня $-7...-10$ дБ (файлы ...w2eeu.gaa и ...Z-beam.gaa). Поэтому, несмотря на конструктивные удобства (сведенные вместе середины служат основой-крестовиной, а загнутые части — стяжками концов крестовины) такие конструкции используются редко.

Последняя в этом параграфе антенна имеет конструктивной основой шестиугольник, отчего и называется гексагональной (от лат. hexagon — шестиугольник). Она показана на рис. 7.3.16 и в файле ...Hexbeam.gaa. Элементы растянуты на шести распорках длиной $0,135\lambda$ (четыре из них металлические — середины элементов, две оставшихся — диэлектрические, идут вдоль оси Y и служат для крепления концов элементов).

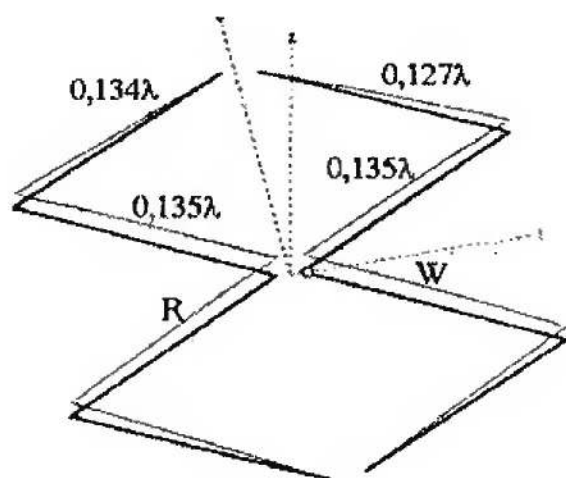


Рис. 7.3.16

Несмотря на малые размеры (антенна вписывается в круг радиусом всего $0,135\lambda$) усиление достигает 5,3 dBi (свободное пространство), а F/B в направлении точно назад > 20 дБ. За укорочение приходится платить снижением Ra до 28 Ом (согласование $\lambda/4$ трансформатором 37,5 Ом) и сужением полосы до 200 кГц по уровню F/B > 12 дБ (диапазон 14 МГц). Поскольку длина сведенных к центру середин элементов невелика, то уровень заднебоковых лепестков не превышает — 18 дБ, и не намного портит общее F/B в широком телесном угле.

7.3.4. Элементы из нерезонансных диполей

До сих пор мы использовали в качестве элементов антенны только $\lambda/2$ диполи: простые, изогнутые, изломанные. А в

этом параграфе попробуем линейные диполи иных размеров, включая нерезонансные.

Но тут возникает проблема. Ведь в антеннах с пассивными элементами требуемое распределение токов достигается за счет связи между элементами по полю: амплитуда регулируется расстоянием, фаза — длиной. Но ведь нерезонансный пассивный элемент не может принять сколь-нибудь заметный сигнал от вибратора. Он ведь сильно расстроен, т. е. требуемой амплитуды тока в нем не будет. Кроме того, из-за значительной реактивности (порождаемой той же расстройкой) набег фазы тока в нерезонансном пассивном элементе окажется чрезмерно большим, и совсем не таким, как требуется для однонаправленной ДН.

Напрашивается простое решение: оставив размеры диполя нерезонансными, электрически достроить его до резонанса, включив в середину реактивный элемент, компенсирующий собственное jX_a диполя. Именно этим мы и занимались в п. 4.1.2 для длинных диполей, и в пп. 3.7.2 и 3.7.3 для коротких.

Перед тем, как перейти к направленным антеннам из таких элементов, определимся с возможным диапазоном длин. Снизу его определяет падение усиления и полосы из-за укорочения элементов. Поскольку направленная антенна в любом случае штука немаленькая, то нет практического смысла использовать уж очень короткие элементы. Ведь затраты на мачту, траверсу, поворотное устройство будут ощутимыми в любом случае. И неразумно экономить «на спичках» (длине элементов), заметно ухудшая характеристики антенны. Поэтому нижняя практическая граница длины элемента составляет $0,25\lambda$.

Увеличивать длину диполя-элемента можно лишь до тех пор, пока его максимум ДН остается перпендикулярным его оси. Эта верхняя граница составляет (как показано в п. 3.3.1) $1,25\lambda$. С элементов такой длины и начнем.

На рис. 7.3.17 показана антенна, все три элемента которой имеют одинаковую длину, равную $1,25\lambda$ (файлы ...EDZ 28_1.gaa и ...EDZ 28.gaa).

Расстояния между диполями типичны для трехэлементной антенны (п. 7.2.3). Достройку элементов до резонанса осуществляют катушками или короткозамкнутыми шлейфами, включенными в середины.

Ими же устанавливают правильное распределение токов (проще говоря, хорошую ДН). Таким образом, при одинаковой физической длине, электрически рефлектор длиннее ди-

ректора, как и положено (шлейфы и индуктивности в них разной величины).

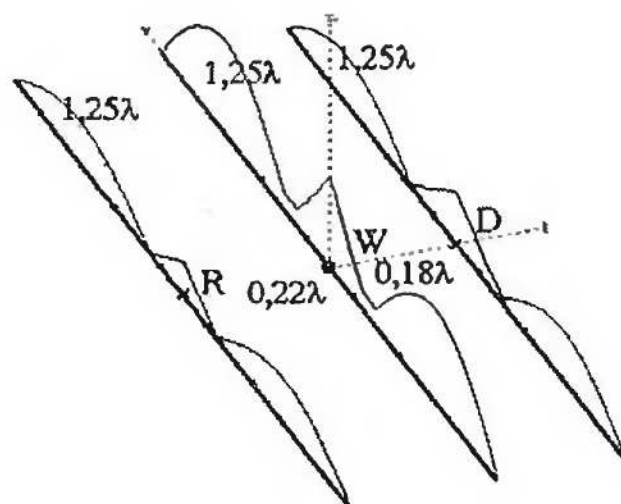


Рис. 7.3.17

При одинаковых условиях и катушках без потерь антенна рис. 7.3.17 выигрывает в G_a у обычного трехэлементного «волнового канала» (с такими же расстояниями между элементами) 2,95 дБ, т. е. ровно столько же, сколько выигрывает $1,25\lambda$ диполь у полуволнового (п. 3.3.1). На практике, из-за потерь в катушках, выигрыш антенны рис. 7.3.17 оказывается меньшим на 1...1,5 дБ, т. е. ее усиление в свободном пространстве составляет 10,8...11,3 дБи. ДН антенны рис. 7.3.17 показана на рис. 7.3.18.

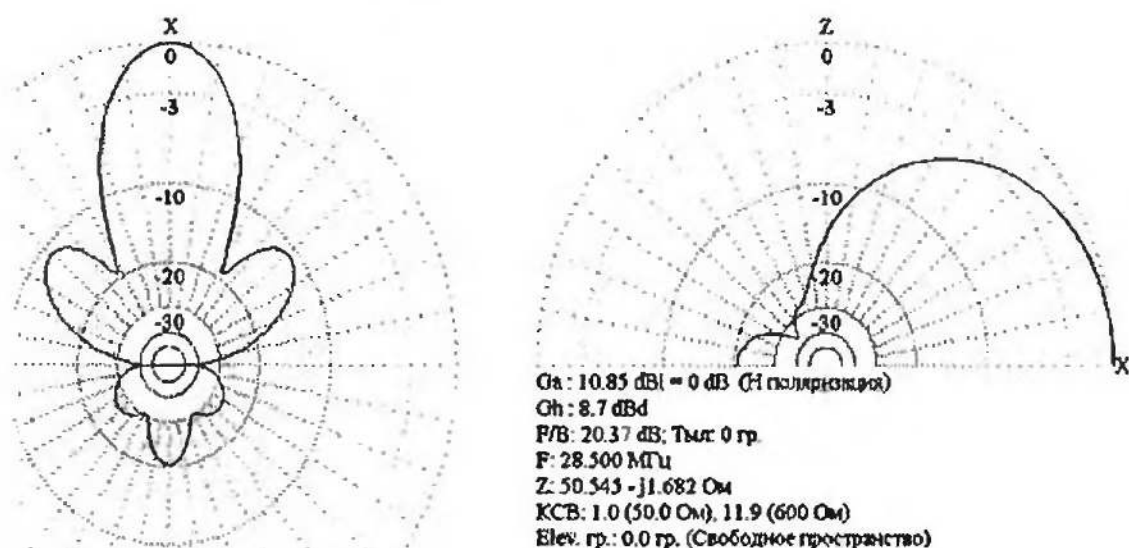


Рис. 7.3.18

Вам ничего не напоминает вид ДН на этом рисунке? Тогда посмотрите ДН2 на рис. 6.1.2 (ДН2, два коллинеарных элемента). Похоже?

Сходство это не случайное. Антенна рис. 7.3.17, по сути, представляет собой две расположенные рядом и синфазно запитанные обычные трехэлементные Уда-Яги. На распределении токов рис 7.3.17 это очевидно видно. Средние части элементов (по $0,25\lambda$) служат лишь для правильного возбуждения, а в излучении участия практически не принимают. Поняв это, можно устранить средние части в нерезонансных R и D, так, что останется пара обычных, резонансных рефлекторов и такая же пара директоров.

Получившаяся антенна показана на рис. 7.3.19 (файл ...2x3el 28.gaa). Тут уж не возникает никаких сомнений в том, что это коллинеарная система из двух обычных «волновых каналов». Плюсом такой антенны по сравнению с рис. 7.3.17 является отсутствие катушек в R и D (а, значит, и потерь в них) и связанное с этим более высокое G_a . Минусом — менее удобная настройка (надо изменять размеры всех четырех пассивных элементов).

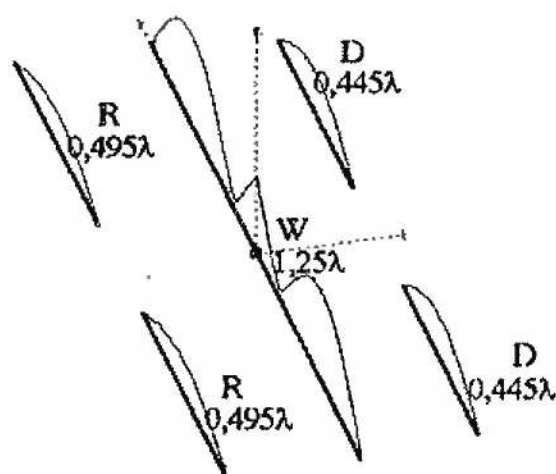


Рис. 7.3.19

Если длина элемента лежит в пределах $\lambda/2 \dots 1\lambda$, то jX_a индуктивно (п. 3.3.1) и для его компенсации в середину придется включать конденсатор. Именно такие трехэлементные антенны показаны в файлах ...E0_8_3el.gaa, ...E0_7_3el.gaa и ...E0_6_3el.gaa. Выглядят они точно так же, как и на рис. 7.3.17, но вместо катушек использованы конденсаторы, а длины элементов в каждом из файлов составляют: $0,8\lambda$, $0,7\lambda$ и $0,6\lambda$ соответственно. Эти три антенны имеют входное сопротивление 600, 300 и 75 Ом, а G_a (в свободном пространстве) 9,4 9,0 и 8,5 dBi.

Сравнив три последние цифры с G_a одиночных диполей соответствующей длины (3,24, 2,85 и 2,35 dBi) можно сделать вывод:

Усиление антенны продольного излучения с вибратором произвольной длины в качестве элемента настолько отличается от G_a «волнового канала», насколько усиление такого одиночного вибратора отличается от $G_a \lambda/2$ диполя.

Конечно, имеется в виду, что сравниваемая антенна Уда-Яги имеет такое число элементов, те же расстояния между элементами, тот же материал элементов, находится на той же высоте, а G_a одиночного вибратора измеряется в перпендикулярном ему направлении.

Из приведенного определения следует, что если применяемый диполь имеет усиление меньше, чем $\lambda/2$, то антенна продольного излучения из таких диполей проиграет Уда-Яги. Пример показан в файле ...S0_3_3el.gaa. Это трехэлементная антенна с укороченными элементами по $0,35\lambda$ и настроенными катушками в центре имеет $G_a = 8$ dBi. Поскольку антенна укорочена, то она имеет низкое $R_a = 13$ Ом и узкую полосу. Но укороченными антеннами мы всерьез займемся в следующей части. А в этом параграфе нам еще осталось рассмотреть лишь одну, но очень любопытную антенну.

Вспомним п. 3.5.10: гамма-согласование «вытягивает» настройку любого симметричного вибратора с размерами от $0,3\lambda$ до $1,25\lambda$. Иными словами, шлейф гамма-согласования вносит в нерезонансный диполь реактивность, достраивающую его до резонанса. Причем знак этой реактивности может быть как положительным (вибраторы короче $0,5\lambda$ и длиннее 1λ), так и отрицательным (диполи от $0,5\lambda$ до 1λ). А это означает, что во всех вышеупомянутых антеннах этого параграфа мы можем вместо очень неудобного реактивного элемента в центре (разрыв вибратора, хорошая изоляция от траверсы, высокое напряжение) использовать цельнометаллический вибратор (независимо на его нерезонансные размеры), со шлейфом гамма-согласования.

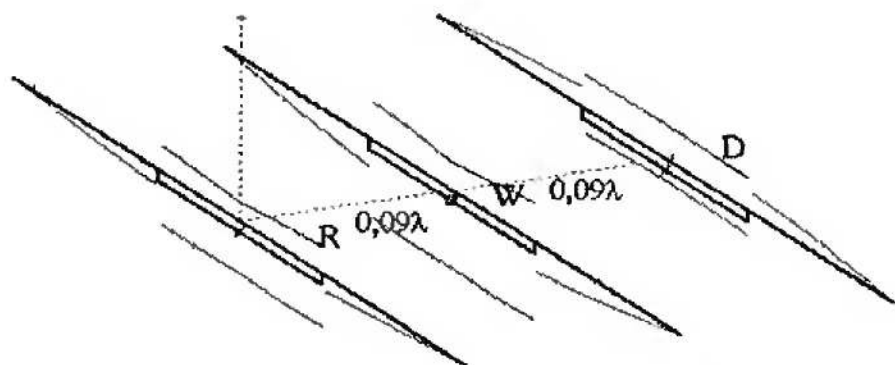


Рис. 7.3.20

Такая антенна показана на рис 7.3.20 и в файле ...Gamma14_28.gaa. Размеры всех трех элементов одинаковы: элементы по $0,4\lambda$, шлейфы гамма-согласования по $0,15\lambda$. Настройка (и ДН и согласования с кабелем) осуществляется тремя конденсаторами шлейфов. Мы еще вернемся к этой антенне в главе о многодиапазонных направленных антеннах, ибо помимо упомянутых тут она имеет еще несколько интересных и полезных свойств.

7.4. Горизонтальные антенны с переключаемой ДН

Горизонтальные антенны с переключаемой ДН. Двухэлементные антенны, переключаемые на два направления. Трехэлементные антенны, переключаемые на два направления. Многоэлементные антенны, переключаемые на два направления. Антенны, переключаемые на четыре направления.

Хорошо, когда есть возможность использовать вращающуюся антенну продольного излучения с горизонтальной поляризацией. Хорошо потому, что раз используется такая антенна, это означает:

- в данном случае горизонтальная поляризация лучше вертикальной, т. е. антенна поднята над землей как минимум на несколько десятых λ , как описано в п. 4.3.5;
- имеется поворотное устройство, которое в состоянии вращать антенну по азимуту.

Но часто направленную антенну неудобно или невозможно механически вращать (слишком тяжелая, большой радиус разворота, нет подходящего поворотного устройства, и т. п.). Или даже вращение возможно, но нам необходимо менять положение ДН на противоположное очень быстро. Например, при неустойчивом прохождении, меняющемся с короткого на длинный путь (п. 3.1.9.2) требуется часто и быстро реверсировать излучение, чего даже самый хороший редуктор сделать не в состоянии (для вращения требуется несколько десятков секунд).

Возникает очевидная мысль: раз уж нельзя механически вращать антенну, то попробуем изменять положение ее ДН, переключая что-то в неподвижной конструкции. Это можно сделать, надо лишь знать некоторые тонкости, изучением которых мы и займемся в этом разделе.

Здесь предполагается, что мы можем поднять антенну на высоту, достаточную для эффективной работы горизонтальной антенны. Но по каким-то причинам не можем ее механически вращать.

Антенны с переключаемой ДН всегда хуже вращающихся по следующим пунктам:

- невозможно точное наведение максимума излучения на произвольный азимут. Большинство антенн с переключаемой ДН позволяют менять положение главного лепестка только на 180° (два направления), и лишь некоторые — на 4 направления;
- нельзя точно навести минимум ДН на конкретную помеху, приходящую с произвольного азимута.

Если для вас эти ограничения неприемлемы, то продолжайте искать высокую мачту и мощное поворотное устройство. Но не упускайте из виду, что антенны — это искусство возможного. Лучше иметь пусть и не самую совершенную антенну, но работающую здесь и сейчас, чем сидя годами без антенны, копить силы и средства на будущую отличную антенную систему и упускать тех DX-ов и экспедиции, которые работают сегодня.

Не стоит забывать один из законов Мерфи: «Если вы используете антенну с фиксированной ДН, то все DX будут идти с иных направлений, а все помехи — попадать в главный лепесток». Хотя переключаемые антенны это способ снизить остроту этого закона, но проблемы все же остаются...

Все модели, упоминаемые в разделе 7.4, находятся в папке ...ANT\HF beams\H_Switch\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

7.4.1. Двухэлементные антенны, переключаемые на два направления

Пусть нам необходимо переключать излучение вперед и назад вдоль оси X. Чтобы это оказалось возможным, механическая конструкция (размеры элементов и их положение) должна обладать зеркальной симметрией относительно оси Y (из геометрических соображений). Также весьма полезно, чтобы антенна имела бы $R_a = 50$ Ом, чтобы не возиться с переключением еще и согласующих устройств.

Простейшей антенной отвечающей почти всем вышеизложенным требованиям является двухэлементная антенна Уда-Яги с конфигурацией R-W и расстоянием между элементами $0,15...0,225\lambda$ (под $R_a = 50$ Ом, зависит от высоты над землей

и критериев настройки, см. п. 7.2.2.3.2). Правда F/V будет низким, всего лишь около 10 дБ (рис. 7.2.4), но в данном случае это неизбежно. Но чтобы антенна стала полностью отвечать условиям переключения, надо сделать размеры вибратора и директора равными. Да, но ведь длиной пассивного элемента мы устанавливали требуемую для однонаправленного излучения фазу тока в рефлекторе, и размер рефлектора при этом не явно не совпадал с вибратором. Противоречие получается...

Разрешить его поможет то обстоятельство, что для переключения требуется одинаковая физическая длина элементов, а для однонаправленного излучения — разная электрическая длина. А менять электрическую длину не трогая физической мы уже умеем (пп. 3.5.8 и 3.7.2), для этого достаточно в пучность тока включить реактивный элемент: индуктивность (для удлинения) или емкость (для укорочения).

В данном случае рефлектор придется физически укоротить (уравнять с вибратором), поэтому в его центр надо включить индуктивность, чтобы иметь требуемую электрическую длину. Полученная антенна показана на рис. 7.4.1 и в файле ...2el_RW.gaa.

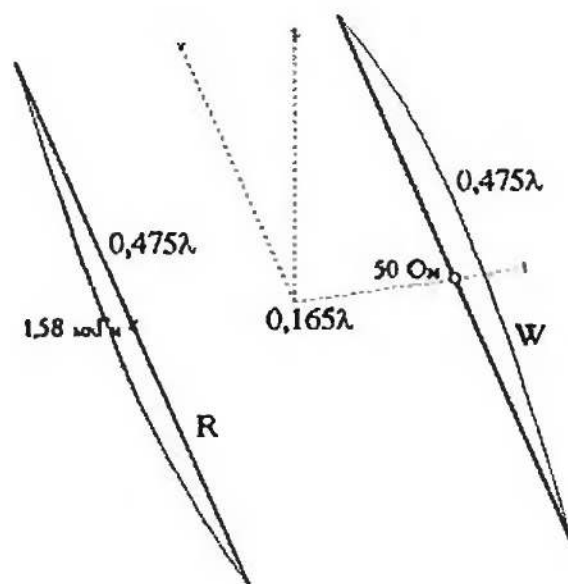


Рис. 7.4.1

Это проволочная антенна на 7,05 МГц растянутая, например, между двумя домами. Два элемента по 20,2 м разнесены на 7 м. Индуктивность 1,58 мкГн включена в элемент, работающий в данный момент рефлектором. Эту индуктивность нежелательно выполнять как сосредоточенную катушку, ведь кроме катушки, в середине элемента придется поставить еще и реле. Да привести туда два кабеля: один питания (когда

этот элемент будет включаться вибратором), второй управления реле. Сложно и неудобно все это.

Намного более разумно в качестве индуктивности использовать отрезок коаксиального кабеля. Того самого, который при работе элемента вибратором будет питающим. Рассчитать его длину поможет закладка L и C из линии, окна Сервис и Утилиты GAL-ANA. Просто выберите из списка тип используемого вами кабеля (или тип User и задайте его параметры вручную, если вашего кабеля нет в списке), укажите требуемую индуктивность в окне L (если там вместо L написано C, измените тип конца линии на противоположный в окошке **Линия на конце**) и узнайте какой длины необходим кабель.

В нашем примере при кабеле RG213 требуемые 1,58 мкГн можно получить следующими способами:

- короткозамкнутый конец, длины: 4,31 м, 18,55 м, 32,8 м и так далее (с периодом в полволны, в данном кабеле составляет 14,12 м);
- разомкнутый конец, длины: 11,43 м, 25,55 м, 39,97 м и так далее (с периодом в полволны, в данном кабеле составляет 14,12 м).

Из этих возможных длин выбираем наименьшую величину, которой хватит от элементов до точки расположения коммутатора, и рисуем полную конструкцию антенны (рис. 7.4.2.).

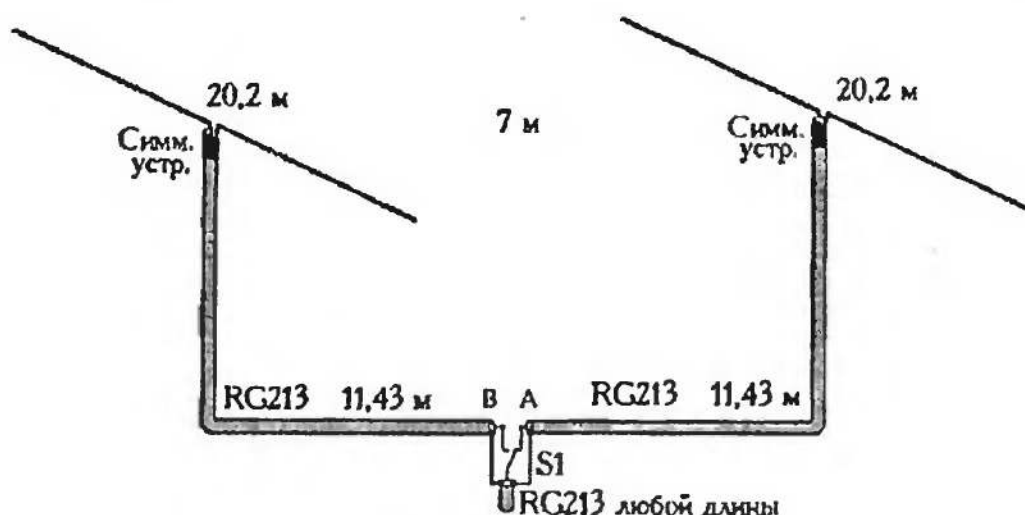


Рис. 7.4.2

Переключатель или контакты реле S1, коммутируя точки А и В, выбирает направление излучения: вперед или назад. Показанная на рис. 7.4.2 схема коммутации справедлива в том случае, если кабель пассивного элемента должен оставаться разомкнутым (т. е. для длин кабелей по 11,43 м, 25,55 м,

39,97 м в нашем примере). Если надо закорачивать нижний конец (для длин 4,31 м, 18,55 м, 32,8 м в нашем примере), то коммутация чуть усложняется, требуется вторая секция переключателя, как показано на рис. 7.4.3.



Рис. 7.4.3

Выполнение индуктивности или емкости пассивного элемента в виде отрезка кабеля, который при переключении направления становится частью питающего — это очень распространенный прием в антеннах с переключаемой ДН.

Обратите внимание, что индуктивность (или емкость) из отрезка кабеля не полностью эквивалентна обычной катушке (или конденсатору). Нет, на одной частоте совпадение полное. А вот с изменением частоты, изменяется и электрическая (в λ) длина отрезка кабеля. Поэтому реактивное сопротивление отрезка с частотой изменяется более резко, чем у обычной катушки (конденсатора). А это приводит к сужению полосы антенны, в которой используется реактивность из кабеля.

Этот эффект заметен даже если используется отрезок линии, короче $\lambda/4$ и быстро нарастает по мере увеличения длины линии (например, если коммутатор далеко от элементов и мы вынуждены использовать линии, на целое число полуволн длиннее минимально возможных).

Последняя тонкость, которую надо не забыть, проектируя переключаемые антенны с индуктивностями (емкостями) из кабеля: симметрирующие устройства (подавления тока оплетки) должны быть хорошими. Лучше, чем у одиночного элемента. Намного лучше. Чтобы понять причину, обратимся к рис. 7.4.2. В показанном положении переключателя кабель в точке питания правого элемента никаких особых требований к устройству подавления тока оплетки не предъявляется. Кабель работает на согласованную нагрузку с низкой реактивностью, поэтому антенный ток, имея путь с низким импедансом, не очень стремится попасть на внешнюю сторону оплетки. Реактивного сопротивления развязывающего дросселя 200...300 Ом вполне достаточно.

Но иная ситуация с левым кабелем. Он не согласован. В нем высокий КСВ. Реактивное сопротивление $+j70$ Ом. Поэтому ВЧ ток правой половинки рефлектора, еще подумает куда идти: во внутреннюю (между центральной жилой и внутренней стороной оплетки) реактивные $+j70$ Ом отрезка кабеля, или же попытаться поискать сравнимых по трудности путей по внешней стороне оплетки. Чтобы в данном случае отбить у тока охоту вытекать на внешнюю сторону, jX развязывающего дросселя должно быть как минимум в 10 раз выше реактивного сопротивления кабеля, т. е. > 700 Ом.

Учитывая, что оба элемента поочередно исполняют роль рефлектора, то на обоих кабелях должны стоять развязывающие дроссели с высоким jX .

Оба возможных положения ДН антенны рис. 7.4.2, подвешенной на высоте 18 м, показаны на рис. 7.4.4. Этот рисунок потребовался, чтобы ввести обозначения параметров антенн с переключаемой ДН.

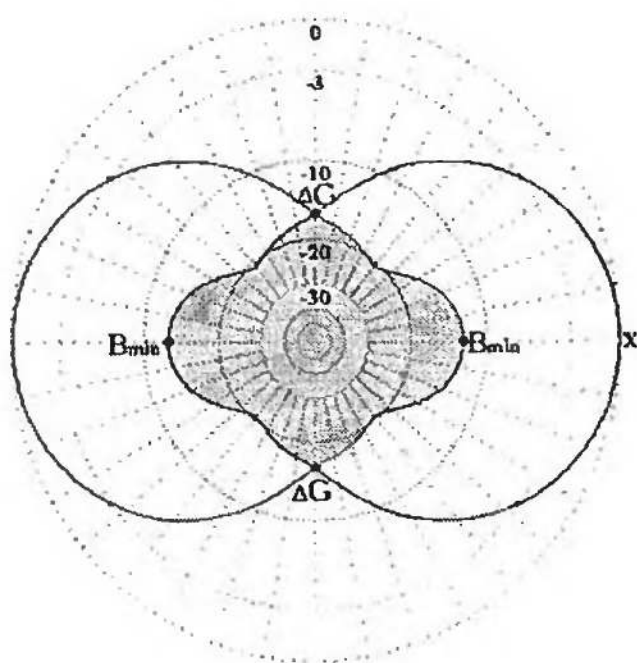


Рис. 7.4.4

Любые антенны с переключаемой ДН, помимо обычных антенных параметров, характеризуются тремя специфическими:

1. B_{\min} — минимальное достижимое ослабление помехи, приходящей с произвольного азимута. B_{\min} показывает, насколько мы можем подавить особо злобную помеху, идущую с самого неудобного направления. Граница серой зоны в центре рис. 7.4.4 показывает область ослабления. Максимальный радиус этой зоны и есть B_{\min} . Видно, что в данном

примере $V_{\min} = F/B$. Но так бывает далеко не всегда. Если бы антенна имела высокое F/B , то максимальный радиус определялся бы точками пересечения ДН. V_{\min} желательно иметь чем больше, тем лучше (не бывает слишком большого ослабления помехи), практически же $V_{\min} > 20$ дБ является очень хорошим результатом.

2. ΔG — максимальный проигрыш в децибелах в усилении для худшего азимутального угла. Проще говоря, сколько мы потеряем в сигнале, если DX по закону подлости будет идти не в одном из максимумов ДН, а с самого неудачного направления. В примере рис. 7.4.4 наиболее неудачным направлением является ось Y. Вдоль нее мы теряем целых 16 дБ, т. е. $\Delta G = -16$ дБ. Идеальным значением ΔG был бы 0 дБ. У вращаемых антенн так и есть, мы можем точно нацелить максимум ДН куда угодно. А у переключаемых, увы, потери в усилении есть. Добиться ΔG меньше 3 дБ удастся лишь в редких случаях.

3. A_n — азимутальная ширина нерабочих зон в градусах. Это суммарная ширина секторов, в которых усиление более, чем на 3 дБ меньше максимума при любом, самом удачном, положении ДН. Иными словами, A_n показывает в какой части от полного круга наша антенна не тянет на гордое звание направленной, проигрывая в этой части более 3 дБ от максимума, как бы мы ее не переключали. На рис. 7.4.4 ширина каждого из двух положений главного лепестка ДН по уровню — 3 дБ составляет 74° . Значит $A_n = 360^\circ - 74^\circ - 74^\circ = 212^\circ$, т. е. более чем в половине круга наша антенна излучает плохо.

Поскольку хорошая антенна должна иметь возможность излучать во все стороны, то желаемое значение $A_n = 0^\circ$. Но это не идеальное, а вполне реально достижимое значение. Очевидно, что если $\Delta G > -3$ дБ, то $A_n = 0^\circ$ (так как отсутствуют зоны ниже -3 дБ). Правда, сделать такую антенну непросто. Обычно $A_n < 120^\circ$ считается приемлемым значением (в 2/3 случаев антенна излучает эффективно, а 1/3 возможных направлений, увы, приходится терять).

Но вернемся к горизонтальным антеннам, переключаемым на два направления. Антенна Уда-Яги в конфигурации W-D не применяется в качестве переключаемой. Дело в том, что в этой конфигурации для $R_a = 50$ Ом требуется расстояние между элементами $0,2...0,25\lambda$ (рис. 7.2.9), а F/B при этом оказывается слишком низким, всего несколько децибел (рис. 7.2.4).

Очень хорошие результаты получаются при использовании прямоугольника Моксона. Высокое F/B и $R_a = 50$ Ом уже

имеются, остается лишь уравнивать размеры элементов и включить индуктивность в рефлектор.

Но раз размеры равны, то изменится расстояние между концами, следовательно, изменится и связь между элементами. Поэтому, для определения оптимальных размеров придется заниматься тем же самым, что и в п. 7.3.1: оптимизацией всех размеров (плюс в данном случае величины индуктивности) до получения высокого F/B и низкого KCB. Результат показан в файле ...Мохон_Sw.gaa. Размеры антенны $0,362\lambda$ на $0,119\lambda$, в рефлектор включена индуктивность $1,59 \text{ мкГн}$ (частота $7,05 \text{ МГц}$). В свободном пространстве $G_a = 5,65 \text{ дБи}$, $F/B > 50 \text{ дБ}$, $V_{\min} = 19 \text{ дБ}$, $\Delta G = -19 \text{ дБ}$, $A_n = 206^\circ$, т. е. при меньших размерах параметры лучше, чем у Уда-Яги рис. 7.4.2. Но это в свободном пространстве. А, как описано в п. 7.3.1, точная балансировка токов (т. е. получение высокого F/B) в прямоугольнике Моксона существенно зависит от отраженной от земли волны, т. е. высоты подвеса. Поэтому размеры антенны надо оптимизировать под конкретную высоту подвеса и тип земли.

Необходимые для этого записи (для файла ...Мохон_Sw15.gaa) в таблице Изменяемые параметры окна Оптимизация показаны на рис. 7.4.5.

№	Тип	Имя	Значение	Шаг
1	Элемент	1	Y	0
2	Элемент	2	Y	1
3	Настройка	1	L	0
4	Провод ПК	2	Длина (м)	0
5	Провод ПК	4	Длина (м)	4
6	Провод ПК	5	Длина (м)	4
7	Провод ПК	6	Длина (м)	4
8	Провод	1	X1	0
9	Провод	1	X2	8
10	Провод	3	X1	8
11	Провод	3	X2	8

Рис. 7.4.5

Первые две строки таблицы это совместное изменение ширины средних частей элементов.

Третья строка — настройка индуктивности рефлектора.

Строки с четвертой по седьмую задают совместное изменение длины всех четырех загнутых частей.

С восьмой по одиннадцатую — симметричное изменение расстояния между средними частями элементов.

Закончив заполнение таблицы Изменяемые параметры, устанавливаете свою цель. По окончании оптимизации вы бу-

дете иметь размеры прямоугольника именно для ваших условий. Если какая-то из получившихся характеристик антенны не радует, просто увеличьте ее значимость в целях оптимизации и повторите оптимизацию.

Если оптимизацией заниматься лень, то готовые размеры проволочного (диаметр 1,6 мм) прямоугольника Моксона на диапазон 7 МГц для высот подвеса от 15 до 23 м на средней земле приведены в файлах ...Moxon_Sw15.gaa, ...Moxon_Sw18.gaa, ...Moxon_Sw20.gaa. Цифра в имени файла в данном случае означает высоту над землей в метрах.

Но лучше все же делать оптимизацию для каждого конкретного случая.

Например, посмотрим вышеупомянутую группу файлов. При изменении высоты подвеса от 0,35 до 0,47λ (от 15 до 20 м) ширина прямоугольника меняется от 15,3 до 15,6 м, а расстояние между элементами — от 4,8 до 6 м. И к тому же, изменение размеров идет с высотой колебательно, в соответствии с обычными графиками влияния земли. Представьте, насколько вероятно при таком разбросе получить хорошее F/B для вашего случая без проведения оптимизации.

В силу симметричности и R_a близкого к 50 Ом, хорошие переключаемые на два направления горизонтальные антенны получаются из:

- встречно V-образных элементов (как на рис. 7.3.9). Модель с индуктивностью в рефлекторе и равными размерами элементов ...VV1_Sw.gaa.
- встречных сигма-элементов (как на рис. 7.3.15). Файл такой переключаемой антенны ...Sigma_Sw.gaa.

7.4.2. Трехэлементные антенны, переключаемые на два направления

Для трехэлементной антенны условие реверсирования ДН только одно: зеркальная симметрия относительно вибратора. В отличие от двухэлементной, здесь R_a нас волнует не очень, так как питающий кабель лишь один, и он постоянно подключен к вибратору, никаких сложностей с переключением СУ не понадобится.

Простейшей антенной, отвечающей этому условию является обычная трехэлементная Уда-Яги, с одинаковыми расстояниями R-W и W-D. Точнее не совсем обычная, а с одинаковыми физическими размерами рефлектора и директора. А необходимую разницу электрических размеров можно достичь несколькими способами.

Если не идет борьба за минимальные размеры R и D (например, антенна развешена между домами) и к центру каждого элемента можно подвести провода (к вибратору кабель питания, к R и D линии управления реле), то лучшим является вариант, показанный на рис. 7.4.6 и в файле ...3el_Uda_wireC.gaa.

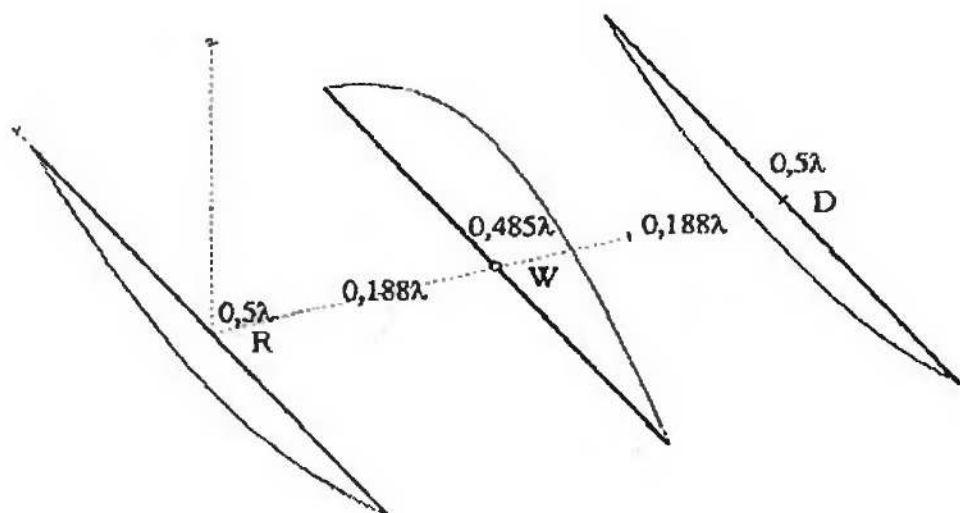


Рис. 7.4.6

Физические размеры пассивного элемента соответствуют рефлектору. Чтобы он работал как директор, в середину включают конденсатор (для диапазона 7 МГц около 100 пФ). Такое решение дает небольшую прибавку полосы и F/B, что лишний раз подтверждает правило: длинные антенны лучше коротких. Схема переключения крайне проста: в половинки каждого из пассивных элементов включены нормально-разомкнутые контактами реле, параллельно которым включен конденсатор директора.

Если пассивные элементы должны быть короче (извечная проблема с нехваткой места), то размер каждого из них делается как у директора, а рефлектор электрически «дотягивают» до резонанса катушкой (файл ...3el_Uda_wireL.gaa). Коммутация почти такая же, как и в предыдущем случае, только используются нормально-замкнутые контакты. Недостаток использования катушки (кроме небольшого снижения полосы и F/B): она больше и тяжелее конденсатора. А сильно механически нагружать середину длинного проволочного диполя — прямой путь к его скорому обрыву. По последней причине не используются реактивные элементы из отрезков коаксиального кабеля, как в двухэлементной антенне (в ней-то у нас выбора нет, в любом случае к каждому из элементов приходится вести коаксиал).

Можно полностью устранить нагрузку на средние части элементов, если питать вибратор с конца, а пассивные элементы коммутировать подключением-отключением небольшого провода с краю. Этот прием очень удобен, если концы проволочных элементов растянуты на широкую крышу дома: точки питания и переключения оказываются на краю крыши и легко доступны. Пример такой антенны на СВ участок диапазона 80 м показан на рис. 7.4.7 и в файле ...3el_Uda_80end.gaa.

Питание вибратора осуществляется с конца через СУ. При питании с конца требуется высокочастотное заземление (ВЧЗ, п. 4.1.1.). Поскольку R_a высокое, то на его фоне качество ВЧЗ может быть посредственным, это заметно ни на что не влияет. На рис. 7.4.7 в качестве ВЧЗ показаны короткие нерезонансные противовесы по $0,08\lambda$ (п. 4.1.1), но можно применять и другие ВЧЗ: от противовесов иных размеров, до использования контура заземления дома.

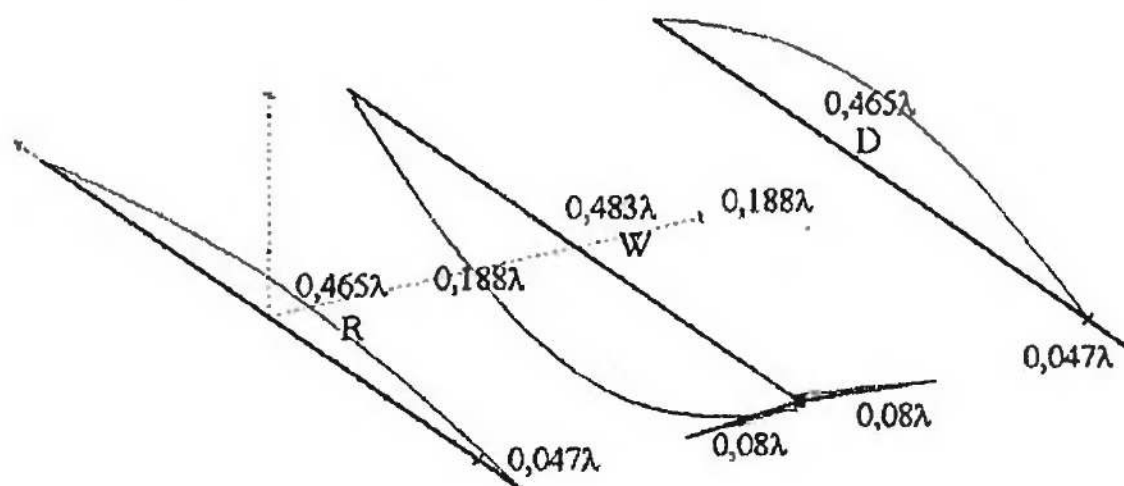


Рис. 7.4.7

Оба пассивных элемента имеют длину по 43,5 м. В четырех метрах от правого (по рис. 7.4.7) края в них установлены контакты реле (нагрузки-крестики на рис. 7.4.7). Если последние замкнуты, то работает вся длина (R), если разомкнуты — только 39,5 м (D). При такой коммутации антенна получается несколько скошенной по оси X. Соответственно, слегка «косит» и ее ДН (градусов на 5...10). Оба реле должны быть рассчитаны на высокие напряжения конца диполя (керамические с большим зазором или вакуумные).

Еще один способ переключения рефлектор-директор применяется на вращающихся антеннах, в которых необходима возможность быстрого реверсирования ДН. Это включение в рефлектор не катушки, а короткозамкнутого отрезка двухп-

роводной линии. Такую антенну мы уже рассматривали в п. 7.3.2. Она показана на рис. 7.3.8 и в файле ...\\ANT\\HF beams\\Nonclassic Uda-Yagi\\V-Yagi.gaa. На вращаемой траверсе расположены трубчатый вибратор и два отрезка двухпроводной линии с реле. Проволочные пассивные элементы V-образно растягиваются между концами траверсы и горизонтальными диэлектрическими распорками на краях вибратора.

Аналогичный прием можно применить и для переключения направлений антенны Spider (рис. 7.3.7). Пример приведен в файле ...Spider_Sw.gaa.

Переключаемые трехэлементные антенны проигрывают двухэлементным по ΔG и A_n из-за большего усиления и связанного с этим сужения ДН. Для худших направлений потеря усиления ΔG превышает 20 дБ, в нерабочие сектора A_n достигают 220...230°.

7.4.3. Многоэлементные антенны, переключаемые на два направления

Во всех рассмотренных до сих пор переключаемых антеннах все элементы использовались при работе в обоих направлениях. Но если число элементов превышает 3, такой фокус невозможен, часть элементов при работе в данном направлении работать не будут.

Если довести эту мысль до логического конца, то можно просто взять две многоэлементные антенны и направить их в противоположные стороны. Излучение назад у каждой антенны мало, поэтому влиять друг на друга они почти не будут. А переключать направления можно, выбирая кабель одной из двух антенн. Способ хорош всем, кроме повышенного расхода материалов и места.

Попробуем что-то сэкономить. Поскольку излучения назад, за рефлектор мало, то нет никакого смысла применять два рефлектора. Один, общий для обеих антенн, вполне справится. Реализация этой идеи показана на рис. 7.4.8 и в файле ...2_5wire_40.gaa.

Это две проволочные пятиэлементные антенны Уда-Яги с общим рефлектором. Влияние неработающих в данный момент директоров противоположного направления, позади рефлектора сказывается лишь в виде небольшого снижения F/B .

Можно сэкономить еще один элемент, если в центре использовать конструкцию рис. 7.4.2. По обе стороны от нее

симметрично располагаются директоры обоих направлений, точно так же, как на рис. 7.4.8.

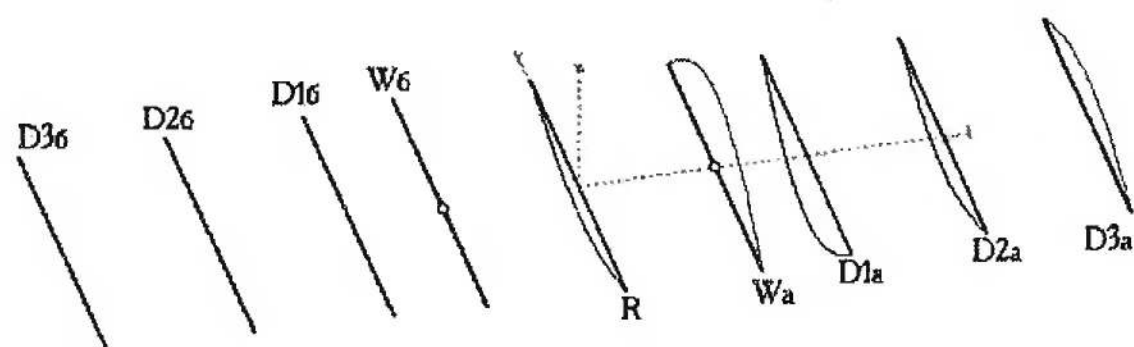


Рис. 7.4.8

ДН многоэлементных антенн узки, поэтому при переключении на два направления остаются широкие нерабочие сектора A_n достигающие $240...260^\circ$. Практически такие антенны применяются для связи с двумя диаметрально противоположными регионами, например Южная Америка/Австралия.

7.4.4. Антенны, переключаемые на четыре направления

Из простых геометрических соображений антенна, переключаемая на четыре направления, должна обладать осевой симметрией относительно центра и при повороте на угол, кратный 90° , накладываться сама на себя. Также очень желательно питание в центре, чтобы не иметь сложностей с разводкой и коммутацией системы кабелей в четыре точки, разнесенных в пространстве.

Простейшая конфигурация, отвечающая этим требованиям — X-образная (рис. 7.3.11). Да, у нее получатся весьма печальная ДН с двумя совсем плохо подавленными заднебоковыми лепестками (рис. 7.3.12). Но зато при выполнении ее в виде Inverted V (центр на мачте, лучи играют роль оттяжек) требуется всего одна мачта и два реле. Это одна из самых простых антенн с переключаемой ДН на НЧ.

Пример на SSB участок диапазона 80 м показан в файле ...Sw4_InvV.gaa. Пассивный элемент, как и положено, в X-образной конфигурации (п. 7.3.2), работает директором. $R_a = 28$ Ом (согласование $\lambda/4$ отрезком двух, параллельно включенных кабелей 75 Ом), $G_a = 4,22$ dBi (в свободном пространстве). Полоса всего лишь 40 кГц. Минимально достижимое подавление помехи мало: $V_{\min} = 8,5$ дБ. Зато потеря усиления для худшего случая невелика $\Delta G = -4$ дБ, и мала

ширина нерабочих зон $A_H = 64^\circ$. Все четыре возможных положения ДН антенны ...Sw4_InvV.gaa показаны на рис. 7.4.9. Серым цветом в середине залита зона ослабления.

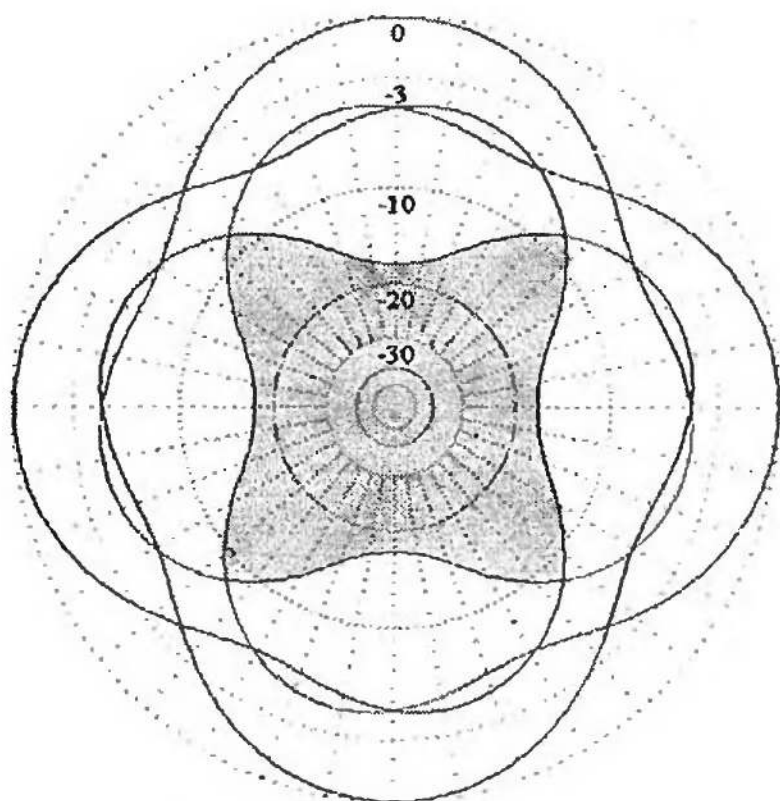


Рис. 7.4.9

Видно, что в смысле подавления помех антенна не очень хороша. $V_{\min} = 8,5$ дБ это очень мало. Зато более чем в половине круга она имеет выигрыш по усилению у одиночного Inverted V. Схема узла коммутации этой антенны показана на рис. 7.4.10.

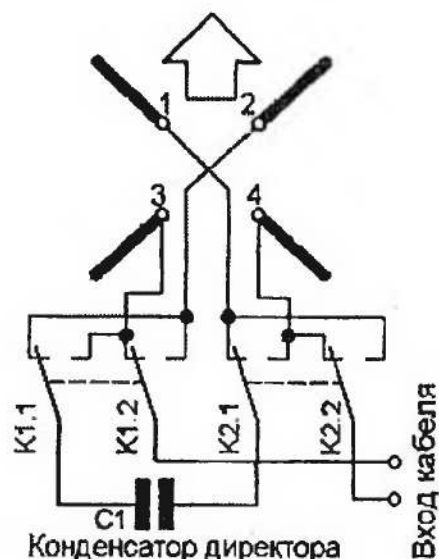


Рис. 7.4.10

В обесточенном положении реле, показанном на рисунке, излучение идет в направлении, указанном стрелкой, между проводами 1 и 2. Если включено реле K1, то между 1 и 3. При включении K2 (K1 выключено) — между 2–4. А когда включены оба реле, то между 3 и 4.

Но все же ДН рассмотренной выше антенны оставляет желать много лучшего. А можно ли сделать горизонтальную антенну, переключаемую на четыре направления с хорошей ДН? Можно.

Основой такой антенны является квадрат VK2ABQ (рис. 7.3.1), доработанный, как показано на рис. 7.4.11 (файл ...4dir.gaa).

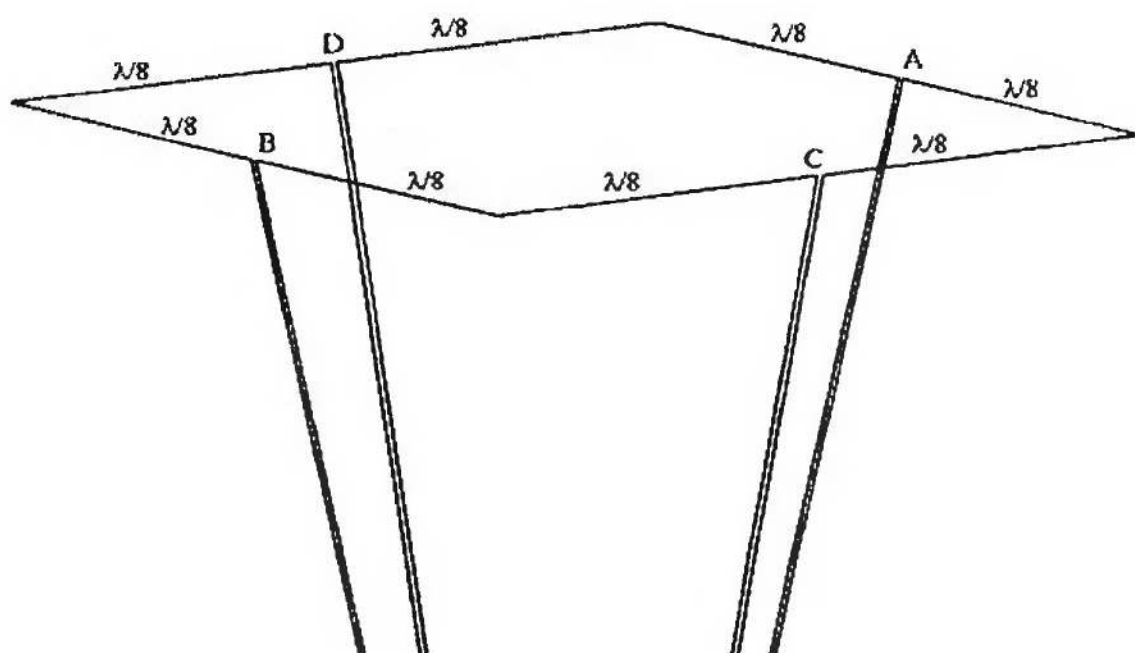


Рис. 7.4.11

Идея заключается в следующем: если мы запитаем квадрат VK2ABQ по воздушной двухпроводной линии (точка А на рис. 7.4.11), а индуктивность рефлектора подключим через другую такую же линию (точка В), то нам останется лишь добиться хорошей изоляции между концами вибратора и рефлектора (точки D и C). Постольку там из соображений осевой симметрии также включены двухпроводные линии, то остается два решения: либо $\lambda/4$ линии с КЗ на нижних концах, либо $\lambda/2$ -повторители с разрывом внизу (п. 3.2.4). Имея в виду, что высота $\lambda/4$ для горизонтальной антенны мала, остается лишь последний вариант: $\lambda/2$ линии, спускающиеся к земле из всех 4 точек (А, В, С и D). Внизу все 4 линии сходятся вместе к центру, где расположен узел коммутации, который должен обеспечивать для каждого направления схему, показанную на рис. 7.4.12.

Коммутация сложная, реле не обойдешься. Требуется хороший, галетный переключатель. Хороший не только в смысле сложности коммутации, но и электрически. На разомкнутых линиях напряжение такое же (через $\lambda/2$ повторители) как и на концах элементов, т. е. очень высокое. И переключателем сложности еще не кончатся: $R_a = 150$ Ом, поэтому узлом коммутации и коаксиальным кабелем требуется еще и СУ.

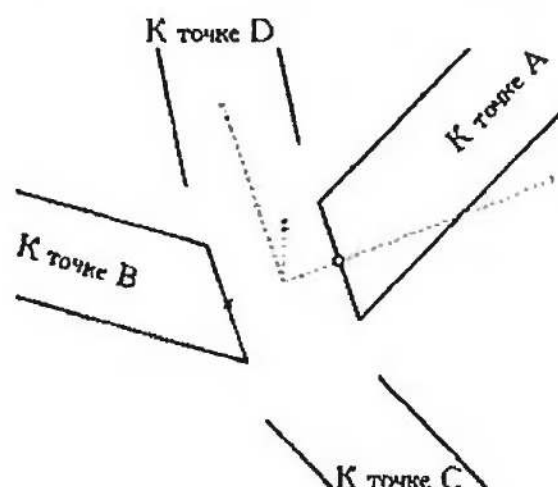


Рис. 7.4.12

Однако все сложности окупаются хорошими параметрами переключения. Взглянем на рис 7.4.13: $V_{\min} = 22$ дБ, $\Delta G = -2,8$ дБ, $A_n = 0^\circ$. Подавление помех свыше 20 дБ при отсутствии нерабочих секторов – это очень высокий результат.

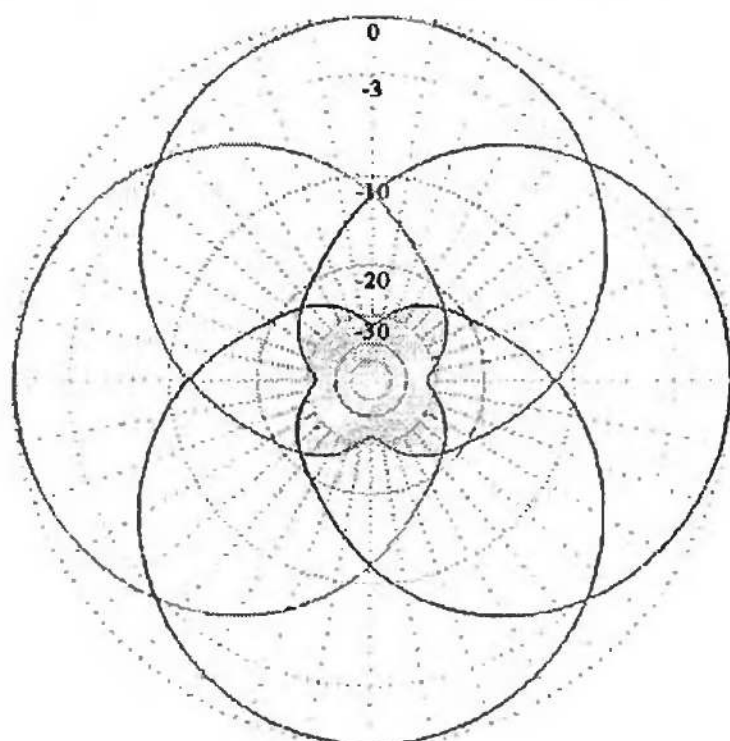


Рис. 7.4.13

7.5. Вертикальные антенны продольного излучения

*Полуволновые элементы, фиксированное направление. Полу-
волновые, с переключением на два направления. Два элемента
на одной мачте. Три элемента на одной мачте. Полуволновые, с
переключением на несколько направлений. Двухэлементные.
Трехэлементные. Четвертьволновые элементы, фиксированное
направление. Четвертьволновые с переключением на два на-
правления. Двухэлементные. Трехэлементные. Четвертьволно-
вые с переключением на несколько направлений. С заземлен-
ными элементами.*

Поднять горизонтальную антенну на большую высоту про-
блематично. Тем больше проблематично, чем ниже частота.
Всякий ли себе может позволить прочную мачту (несущую
сверху большую и тяжелую горизонтальную антенну) высотой
всего каких-нибудь $0,3...0,5\lambda$ на диапазон 80 м? А на 160 м?

Поэтому на НЧ диапазонах направленные антенны в ос-
новном выполняются вертикальными. Часто это является
единственной возможностью сделать направленную антенну с
низкими углами излучения. Ведь при реально выполнимых
высотах подвеса горизонтальная антенна на НЧ оказывается
неэффективной для DX связей (п. 4.3.5).

С ростом частоты неизменная в метрах высота растет в λ .
И, начиная с границы в несколько десятых λ (п. 4.3.5), го-
ризонтальные антенны оказываются лучше. Поэтому на ВЧ
вертикальная поляризация применяется редко и тоже, только
если жизнь вынуждает обходиться малыми высотами под-
веса.

Вертикальные направленные антенны почти никогда не
вращают из-за очевидных трудностей: на НЧ диапазонах эле-
менты большие, достают до самой земли, часто требуется
несколько систем радиалов и/или контакт с землей (грунтом).
Если требуется несколько направлений, применяют переключе-
ние ДН. Поэтому в данном разделе мы будем рассматри-
вать вместе и обычные вертикальные направленные антенны
(фиксированные или все же вращаемые), и вертикальные ан-
тенны с переключаемой ДН.

Вы уже наверняка поняли, что антенну продольного излу-
чения можно сделать, используя в качестве элементов прак-
тически любую простую антенну.

В этом разделе в качестве элементов мы будем использо-
вать вертикалы. Все, что говорилось о влиянии земли на па-
раметры простой вертикальной антенны в разделе 3.4 и пп.

4.2.1 и 4.3.5, качественно справедливо и для вертикальной направленной.

Все модели, упоминаемые в разделе 7.5, находятся в папке ...ANT\HF beams\V_Switch\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

7.5.1. Полуволновые элементы, фиксированное направление

Можно просто повернуть горизонтальную антенну Уда-Яги на 90° вокруг траверсы. В свободном пространстве такая процедура ничего не изменит, но над землей изменения будут. Точно такие же, как описано в п. 4.3.5 «V или H?»: упадет усиление, а зенитная ДН в зависимости от высоты траверсы изменится примерно так же, как показано на рис. 4.3.14.

Кстати, из соображений, описанных п. 4.3.5, следует, что если высота траверсы антенны Уда-Яги превышает $0,5...0,8\lambda$, то поворот на вертикальную поляризацию вообще не имеет смысла (исключая случаи, когда V поляризация требуется организационно, например прием телецентра, вещающего с вертикальной поляризацией, или сеть низовой УКВ связи со станциями, использующими GP).

Но вернемся на КВ. Вертикальные антенны Уда-Яги конструктивно не делаются с траверсой: неудобно. Ставить несколько мачт и использовать каждую как элемент? Дорого, слишком высокие мачты и много их надо. И опять же неудобно: внизу диполя максимум напряжения, потребуется хороший изолятор под каждой мачтой. Поэтому фиксированные вертикальные КВ антенны Уда-Яги в основном выполняют как свисающие с горизонтального троса вниз вертикальные провода. Пример показан на рис. 7.5.1 и в файле ...3el_40v.gaa.

Для такой конструкции требуется только высокий горизонтальный или слегка наклонный трос. Лучше, если он полимерный, но можно и металлический (в этом случае на верхних концах элементов требуются хорошие изоляторы). Нет проблем с опорными изоляторами, нижние концы вибраторов просто оттягиваются к земле пластиковыми растяжками. Такую антенну конструктивно неудобно питать в середине вибратора, поэтому используют питание с конца, благо R_a высокое, отчего не требуется хорошего ВЧЗ, и поверхность земли в любом случае исполнит его роль. СУ, конечно, требуется, но его настройка не представляет труда, так как оно находится на поверхности земли.

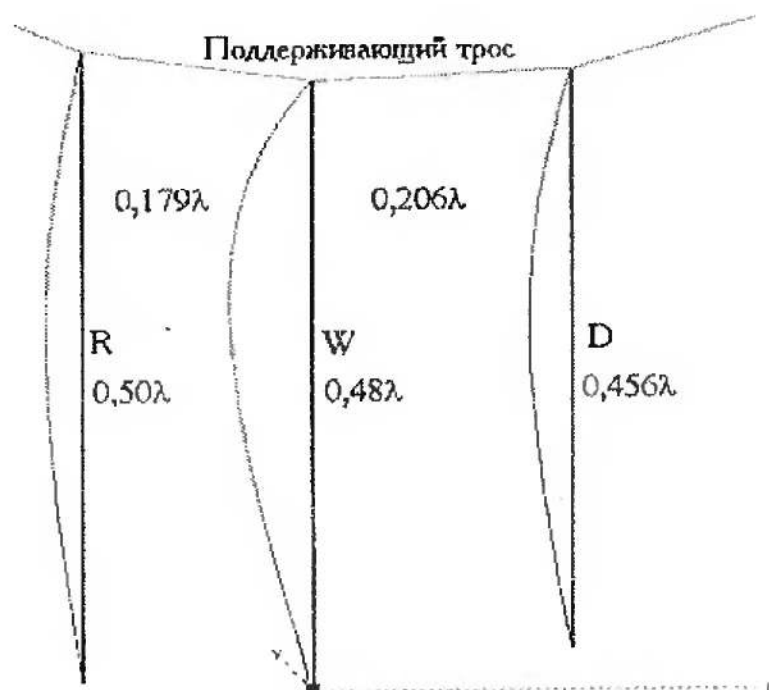


Рис. 7.5.1

Радиалы под элементами полуволновой вертикальной антенны не требуются. Ведь исходная, горизонтальная антенна Уда-Яги, которую мы повернули, не нуждалась в радиалах. Обойдется она без них и после поворота в вертикальное положение. Тем не менее, при возможности, радиалы все-таки стоит положить. Противоречия нет, по принципу работы такой антенны они действительно не требуются. Но ведь усиление любой вертикальной антенны существенно зависит от проводимости земли (раздел 3.4 и пп. 4.2.1 и 4.3.5). И грешно, имея возможность улучшить ее (особенно в ближней зоне, около элементов, где радиалами можно снизить сопротивление потерь в земле, п. 4.2.1) дополнительными проводами на земле, не воспользоваться этим.

Выигрыш в усилении вертикальной направленной антенны зависит не только от количества элементов, их настройки и расстояния, но и от качества земли. Так, антенна рис. 7.4.14 в диапазоне 7 МГц выигрывает у простого $\lambda/2$ GP (та же самая антенна, но без рефлектора и директора):

- 5,59 дБ на идеальной земле;
- 5,22 дБ на хорошей земле ($\epsilon = 30$, $\sigma = 20$ мС/м);
- 4,88 дБ на средней земле ($\epsilon = 13$, $\sigma = 5$ мС/м);
- 4,76 дБ на плохой земле ($\epsilon = 5$, $\sigma = 1$ мС/м).

Причина этой разницы: потери не только под вибратором, но и под каждым из элементов. Поэтому с ростом числа элементов G_a вертикальной антенны Уда-Яги растет медленнее, чем у горизонтальной (рис. 7.2.18).

По принципу рис. 7.5.1 можно сделать антенну с числом элементов, ограниченным только длиной имеющегося троса. При многих плюсах, конструкция рис. 7.5.1 имеет и минус: требуются две высокие ($> \lambda/2$) и весьма прочные (способные выдерживать большое боковое натяжение троса) мачты. В качестве задней (со стороны рефлектора) мачты еще можно использовать дом или строение. Но передняя мачта (в сторону которой идет излучение) должна быть малого (в λ) поперечного размера, и выполнена из материала с низкими потерями.

В общем, требуются мачты внушительных размеров, и сама собой возникает мысль, что надо бы их использовать эффективнее, например, переключая ДН антенны.

7.5.2. Полуволновые, с переключением на два направления

Для превращения антенны рис. 7.5.1 в переключаемую, проще всего использовать принцип рис. 7.4.7. Уравняем расстояния R-W и W-D, физические размеры обоих пассивных элементов сделаем равными как у рефлектора, а для переключения в директор будем отсекать небольшой отрезок провода внизу. Получившаяся антенна на диапазон 7 МГц показана в файле ...3el_40v_2s.gaa. Пассивные элементы имеют высоту по 21,25 м, снизу реле отключают куски по 1,6 м. Оба положения ДН этой антенны этой антенны показаны на рис. 7.5.2. Обратим внимание на две особенности этих ДН, свойственных всем вертикальным антеннам продольного излучения.

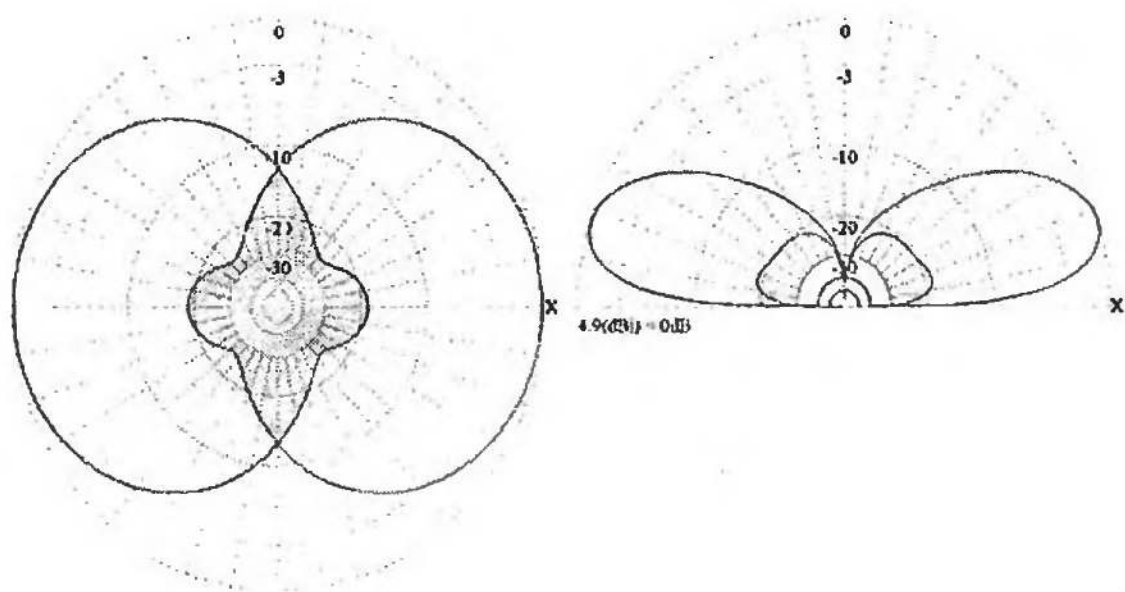


Рис. 7.5.2

Во-первых, лепесток зенитной ДН более узкий, чем для одиночного GP. Причина та же самая, по которой азимутальная ДН горизонтальной антенны Уда-Яги уже, чем у $\lambda/2$ диполя.

А вот ширина лепестка азимутальной ДН рис. 7.5.2 получилась больше, чем у этой же антенны в горизонтальном положении (рис. 7.4.7, файл ... ANT\HFbeams\H_Switch\3el_Uda_80end.gaa). 98° против 78° . Причина тут существенная. Это проявил себя один из важнейших антенных принципов:

ДН любой (не только продольного излучения, вообще любой) многоэлементной антенны (называемой еще решеткой) может быть определена как произведение диаграммы направленности одиночного элемента на так называемый множитель решетки — математическую ДН этой же антенны с изотропными элементами.

Принцип этот всеобщ, и относится к любым многоэлементным антеннам. И к уже рассмотренным в главе 6 синфазным, и ко всем антеннам продольного излучения главы 7, и к антеннам с активным питанием каждого элемента с произвольной фазой и амплитудой, о которых речь далеко впереди.

И по идее этому принципу не место в захолустном параграфе об одном из многих типов антенн. Но ведь где-то же надо было его упомянуть. Поэтому, даже если вас не интересует тема этого параграфа, то обратите внимание на этот универсальный принцип, и не забудьте его при рассмотрении всех прочих направленных антенн.

По сути, множитель решетки — это диаграмма направленности, характеризующая физику работы данного расположения и питания элементов, вне зависимости от направленных свойств последних.

Так вот, возвращаясь к антенне ...3el_40v_2s.gaa. На азимутальной ДН рис. 7.5.2 мы видим в чистом виде множитель решетки трехэлементной антенны Уда-Яги. Дело в том, что одиночный элемент (GP) в данном случае имеет круговую, единичную ДН. А на нее что ни умножай — самим собой и останется. Вот и множитель решетки остался, и мы его видим. Это его ширина составляет 98° .

Для этой же антенны, но в горизонтальном положении (файл ...ANT\HF beams\H_Switch\3el_Uda_80end.gaa) ситуация с азимутальной ДН иная. Тут одиночный элемент (горизонтальный $\lambda/2$ диполь) имеет собственную некруговую, «восьмерочную» ДН. Умножая на нее тот же самый множитель решетки (азимутальную ДН рис. 7.5.2) получаем более узкую суммарную ДН с лепестком 78° .

Практическим следствием более широкой азимутальной ДН вертикальных направленных антенн является то, что у них меньшие, чем у аналогичных горизонтальных, ширина нерабочих секторов и потери усиления. Для антенны ...3el_40v_2s.gaa $A_n = 164^\circ$, $\Delta G = -13$ дБ.

Если имеется достаточно длинный и прочный трос, то можно сделать многоэлементную переключаемую антенну по принципу рис. 7.4.8, повернув последний на 90° . Фактически, это две отдельные антенны, имеющие общий рефлектор.

Но две высокие и прочные (чтобы растянуть между ними трос) мачты в распоряжение радиолюбителя попадают редко.

7.5.2.1. Два элемента на одной мачте

Гораздо чаще приходится обходиться единственной мачтой. Будем исходить из того, что несущую конструкцию взгромоздить на вершину мачты мы не можем, только растяжки.

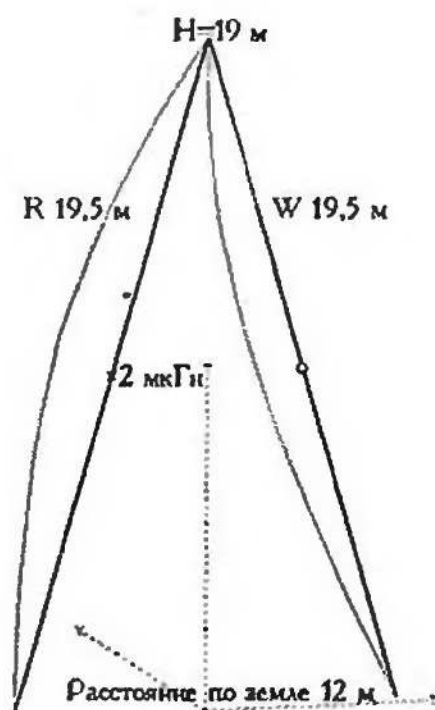


Рис. 7.5.3

Количество элементов определяется доступным пространством вокруг мачты. Если его достаточно, то антенна делается трехэлементной (мачта — вибратор, два проволочных пассивных элемента около нее R и D). Если места мало (ориентировочно $< 0,2\lambda$), то работают лишь два проволочных элемента (W-D или R-W), а мачта используется лишь как несущая конструкция. Простейший вариант такой антенны на

диапазон 7 МГц показан на рис. 7.5.3 (файл ...2el_V.gaa). В качестве элементов использованы две растяжки верхнего яруса мачты.

Эта антенна похожа на антенну рис. 7.4.1. Отличия следующие:

1. Форма. Мы вынуждены свести вместе (не соединяя электрически) верхние концы рефлектора и вибратора.

2. Не было бы счастья, да несчастье помогло. Это как раз про F/B этой антенны. В направлении точно назад оно достигает 20 дБ, чего у обычной антенны Уда-Яги с параллельными элементами в конфигурации R-W достичь нельзя (п. 7.2.2.1, рис. 7.2.4). Но в антенне рис. 7.5.3 вынужденно близко сведены верхние концы R и W. За счет этого между элементами возникает дополнительная емкостная связь, как описано в п. 7.3.1 для прямоугольника Моксона. А это (как показано в п. 7.2.2.1 и 7.3.1) позволяет точнее сбалансировать токи по элементам, вследствие чего достигается высокое F/B. В файле ...2el_V.gaa оно превышает 20 дБ. Поскольку в данной антенне из конструктивных соображений неудобно менять расстояние между сведенными концами (потребуется или распорка наверху, или надо терять часть высоты мачты, не доводя элементы доверху), то я не занимался исследованием вопроса о расстоянии, оптимальном с точки зрения F/B.

...Дело вот чем. Книга эта написана больше для практиков. Для данной антенны теоретически можно (уверен в этом) найти оптимальное сочетание размеров и расстояния для высокого F/B. Но практически это мало что даст. Это ведь не высоко подвешенная горизонтальная антенна, которая совпадает с расчетом полностью. Здесь земля рядом. А она наверняка неоднородна по структуре (разный грунт, влажность, ложбинки, бугорки). А на ней наверняка что-то растет или построено. И эти факторы слегка изменяют распределение токов. Но этого «слегка» вполне хватит, чтобы сбить точный баланс, соответствующий высокому F/B. А подстроить нечем (не лезть же наверх почти полуволновой мачты). Поэтому в моделях вертикальных антенн «выжимать» F/B более 20 дБ хотя и интересно теоретически, но малополезно практически.

3. $R_a = 112$ Ом. У вертикальных антенн близость земли повышает R_a , в отличие от горизонтальных (пп. 3.3.4 и 3.4.3). Для согласования используется $\lambda/4$ отрезок кабеля 75 Ом.

Часть этого отрезка, длиной 3,9 м используется как индуктивность рефлектора. Схема питания этой антенны показана на рис. 7.5.4.

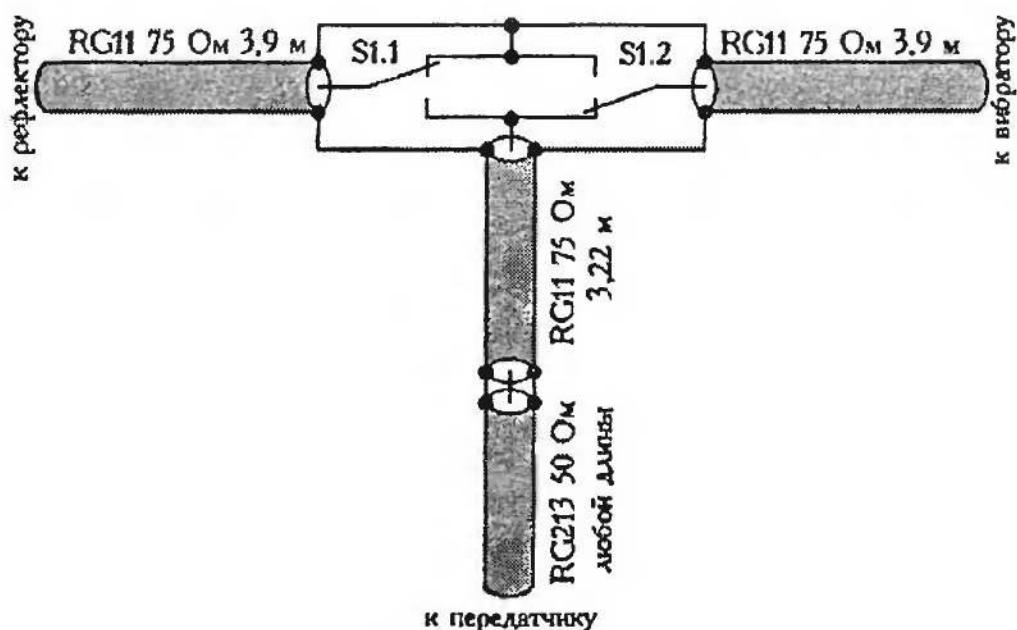


Рис. 7.5.4

Оба положения ДН показаны на рис. 7.5.5. Ширина азимутального лепестка достигает почти 170° . По изложенным в начале п. 7.5.2 причинам она ощутимо шире азимутальной ДН горизонтальной двухэлементной антенны Уда-Яги. Из-за большой ширины азимутального лепестка A_H всего 20° а $\Delta G = -4$ дБ. Но по той же причине V_{\min} лишь 4 дБ, т. е. не стоит надеяться, что эта антенна сможет сколь-нибудь заметно подавить любую помеху.

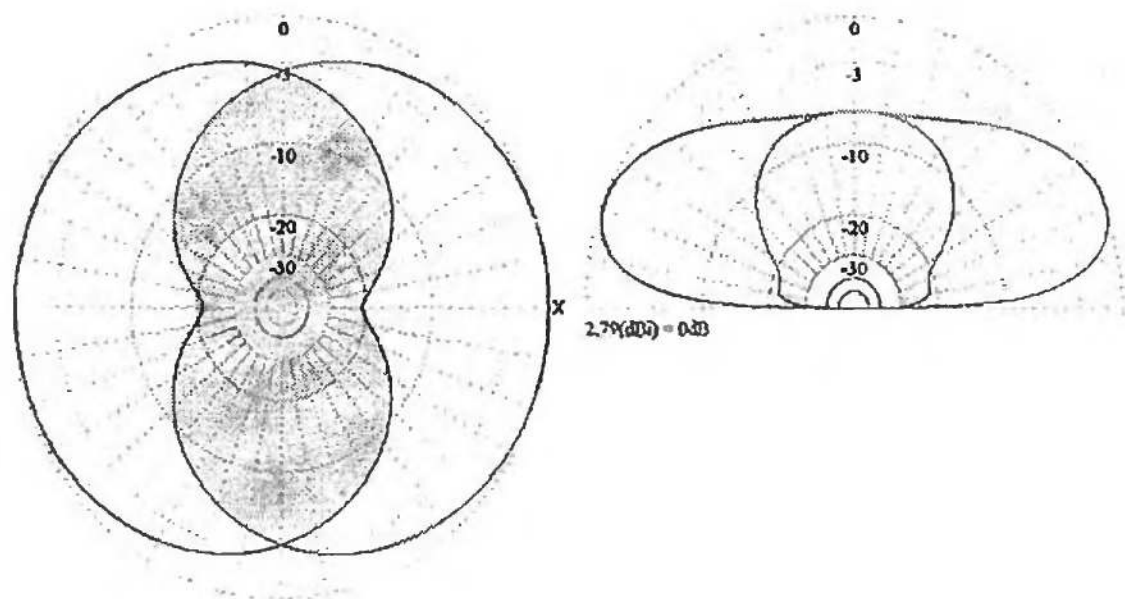


Рис. 7.5.5

Еще две возможные формы двухэлементной полуволновой вертикальной антенны на одной мачте показаны на рис. 7.5.6

(файлы ...2el_V1.gaa и ...2el_V2.gaa). Они имеют практически одинаковые характеристики: $R_a = 75 \text{ Ом}$, $F/B > 20 \text{ дБ}$, ширина азимутального лепестка 150° . ДН почти такие же, как и на рис. 7.5.5, но отличаются меньшим излучением под высокими углами к горизонту (в антенне рис. 7.5.3 его обеспечивает синфазная горизонтальная составляющая тока обоих элементов). Питание обеих антенн рис. 7.5.6 осуществляется по принципу, показанному на рис. 7.4.2.

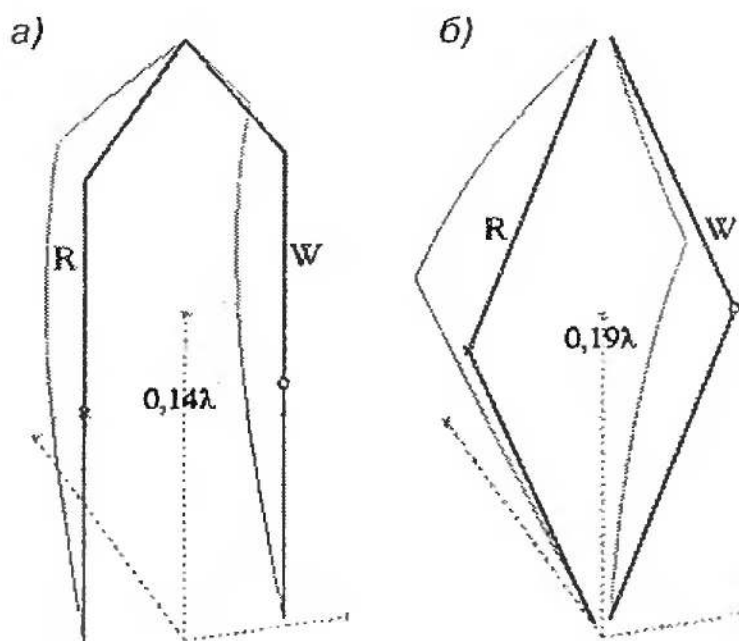


Рис. 7.5.6

7.5.2.2. Три элемента на одной мачте

Если мачта выполнена из хорошо проводящего материала и места вокруг нее достаточно, то разумно использовать ее как вибратор, а две растяжки — как директор и рефлектор. При этом удобно использовать принципы, показанные на рис. 7.4.7 и 7.5.1: переключать пассивные элементы добавлением небольшого куска провода внизу, а вибратор питать внизу. Если использовать еще и гамма-согласование (позволяющее как мы помним из п. 3.5.10 согласовать любой вибратор, кроме сильно укороченного) или омега-согласование (согласующее вообще любую антенну, п. 3.5.11), то можно использовать заземленную мачту.

Типичный пример показан на рис. 7.5.7 (файл ...3el_V.gaa). Эта трехэлементная антенна работает в диапазоне 40 м. Ее параметры: $F/B > 20 \text{ дБ}$, $R_a = 50 \text{ Ом}$ (гамма-согласование «вытягивает» заземленную мачту), $A_n = 80^\circ$ а $\Delta G = -5 \text{ дБ}$, $B_{\text{MIN}} = 5 \text{ дБ}$.

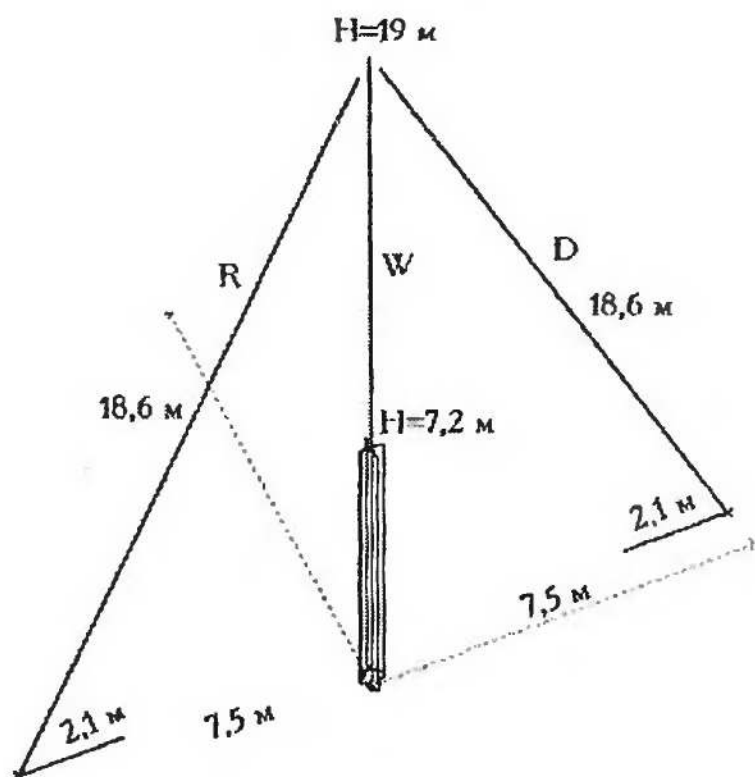


Рис. 7.5.7

Еще одна аналогичная, но на основе конфигурации рис. 7.5.6,б), антенна приведена в файле ...3el_V2.gaa. По параметрам она близка к предыдущей.

В завершение этого параграфа отмечу, что для трехэлементных антенн питание вибратора в центр и подключение реактивностей в центр пассивных элементов хотя и вполне возможно, но не используется на практике. Потому что, кроме конструктивных сложностей это ничего не дает (ну разве что, снижаются требования по напряжению к контактам реле). Ведь в данном случае (в отличие от двухэлементных, где мы обязаны подвести кабель к каждому элементу) можно сделать и питание, и переключение внизу.

7.5.3. Полуволновые, с переключением на несколько направлений

Аппетит приходит во время еды. Попробовав два направления, хочется больше. Тем более, что конструкции, описанные в пп. 7.5.2.1 и 7.5.2.2, превратить в переключаемые на четыре направления кажется несложным. Растяжек у мачты ведь четыре, достаточно использовать их все, просто делая на той же мачте по две антенны из 7.5.2.1 и 7.5.2.2, перпендикулярных относительно друг друга. Ну и отключать неработающие элементы, усложнив коммутацию.

Но это, кажущееся очевидным, решение не лучшее. Во-первых, легко сказать «отключать». Но ведь для этого надо разрывать элемент в центре (прямо или через $\lambda/4$ трансформатор), что усложняет и коммутацию, и конструкцию. Во-вторых, а зачем отключать? Не лучше попытаться использовать их для повышения усиления? Именно этим мы и займемся в двух следующих параграфах.

7.5.3.1. Двухэлементные

Здесь, как и в п. 7.5.2.1 мы считаем, что места, чтобы по-дальше отнести точки крепления растяжек, вокруг мачты мало и сама она не может быть использована в качестве вибратора (плохо проводящая, чужая, недоступна для питания точка у основания).

Возьмем антенну рис. 7.5.3 и по рецепту начала п. 7.5.3 сделаем из нее коммутируемую на четыре направления. Но элементы перпендикулярных направлений не отключим, а используем рефлекторами, как показано на рис. 7.5.8 и в файле ...2el_4V.gaa. За счет этого возрастет усиление (выигрыш невелик, около 0,5 дБ, но это лучше, чем ничего) и снизится R_a до 50 Ом. Минус только один — F/V снизилось и составляет всего 15...16 дБ. Хотя у нас получилось целых три рефлектора, но антенна все же двухэлементная. Просто три тонких рефлектора, работают как один толстый, распределенный.

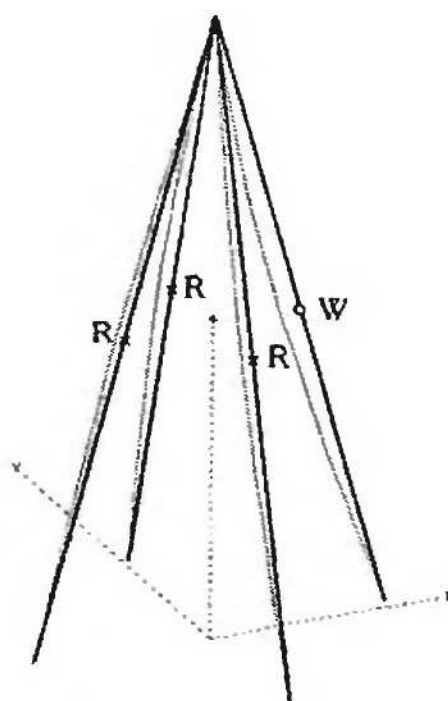


Рис. 7.5.8

ДН легко коммутируется на четыре направления. Все четыре положения ДН показаны на рис. 7.5.9. Параметры переключения: $A_H = 0^\circ$, $\Delta G = -1,5$ дБ (т. е. обслуживается весь круг с очень небольшими потерями), $B_{MIN} = 11$ дБ.

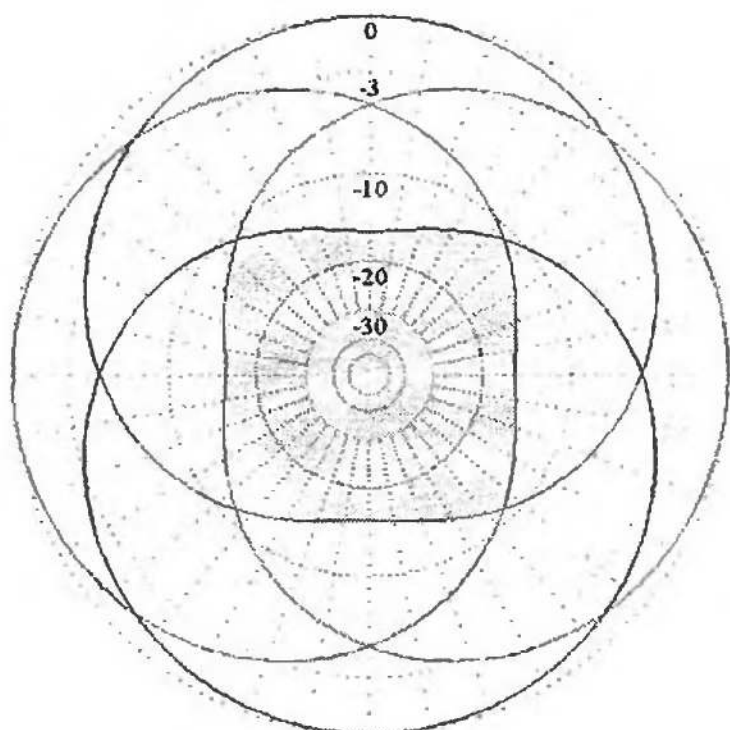


Рис. 7.5.9

Схема питания и коммутации этой антенны показана на рис. 7.5.10. Управление должно быть построено так, чтобы включалось только одно реле, требуемого направления (на рис. 7.5.10 включено реле K1).

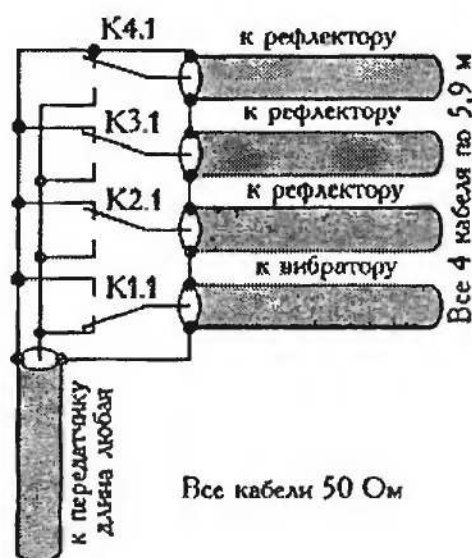


Рис. 7.5.10

При модификации этой антенны под местные условия имейте в виду, что увеличение расстояния между элементами внизу (по земле) увеличивает усиление, но ухудшает F/B.

Вариант этой же антенны на основе V-образно изогнутых элементов (как на рис. 7.5.6,б) показан в файле ...2el_4VV.gaa.

Очень интересный вариант переключаемой двухэлементной антенны можно сделать, используя в качестве основы Jungle Job (рис. 7.3.6). Для начала повернем ее вертикально. Полученная антенна хороша, но неудобна конструктивно. Чтобы поправить этот недостаток, наклоним антенну в зенитной плоскости так, чтобы верхняя половина рефлектора стала бы строго вертикальной (вибратор при этом станет наклонным). Взяв четыре таких антенны и сдвинув их вместе (верхушки всех четырех рефлекторов при этом сольются в один провод), получим конструкцию, показанную на рис. 7.5.11 (файл ... JJ_4dir.gaa).

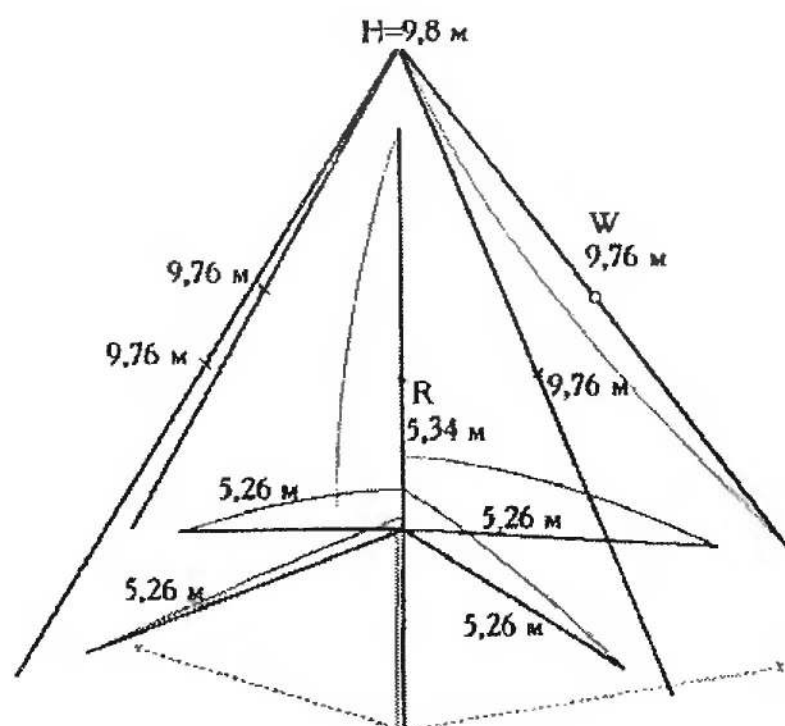


Рис. 7.5.11

Это антенна на 14 МГц, удобно размещается на заземленной мачте. Верхняя ее часть используется как половина рефлектора, общая для всех направлений. Нижними половинами (своими для каждого направления) являются отрезки растяжек нижнего яруса. Большая часть растяжек верхнего яруса используется как 4 вибратора. Но в каждом направлении используется только один, остальные отключены, разрывом в середине.

Коммутация использует то обстоятельство, что R_a около 100 Ом, поэтому питание осуществляется через $\lambda/4$ трансформатор из кабеля 75 Ом. Для отключения неработающих вибраторов нижние концы этих трансформаторов замыкаются, что дает на другом конце трансформатора (т. е. в середине вибратора) разрыв (п. 3.2.4). Схема коммутации точно повторяет рис. 7.5.10 с тем лишь изменением, что от контактов реле к вибраторам идут отрезки кабеля 75 Ом электрической длиной $\lambda/4$.

Диаграммы направленности антенны рис. 7.5.11 показаны на рис. 7.5.12. Параметры переключения: $A_{\text{н}} = 0^\circ$, $\Delta G = -0,7$ дБ (т. е. потерь усиления практически нет), $B_{\text{MIN}} = 11$ дБ.

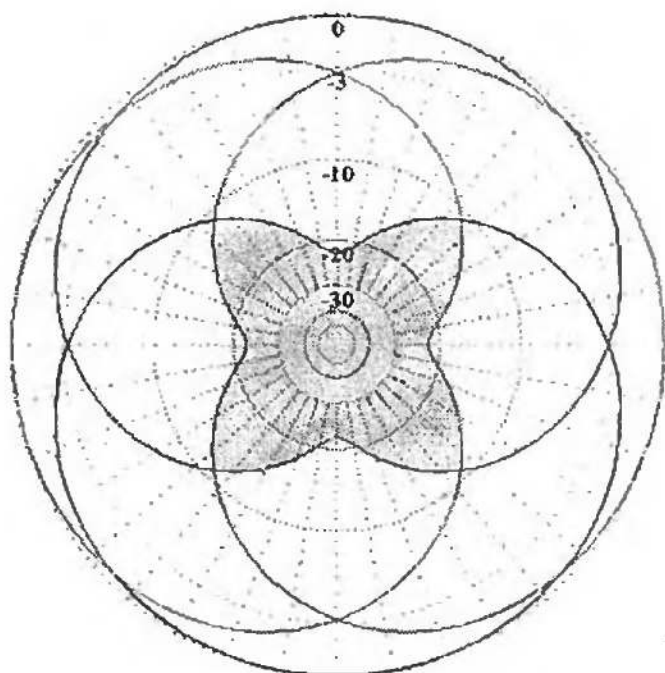


Рис. 7.5.12

7.5.3.2. Трехэлементные

Если мачта проводящая и места вокруг нее достаточно, то, объединив принципы пп. 7.5.2.2 и 7.5.3.1, можно сделать трехэлементную полуволновую антенну с коммутацией ДН на несколько направлений. Она показана на рис. 7.5.13 и в файле ...3el_8V.gaa (диапазон 7 МГц).

ДН этой антенны переключается не на четыре (как можно было бы подумать), а на восемь направлений. Четыре направления реализуются как RRR-W-D, т. е. только один из пассивных элементов включен директором (остальные — рефлекторами) и излучение идет в его направлении. А еще четыре направления как RR-W-DD, т. е. два соседних пассив-

ных элемента работают директорами. Поэтому излучение идет в направлении между директорами, т. е. сдвинуто на 45° , по сравнению с вариантом RRR-W-D. Девятое положение ДН является обзорным. Все пассивные элементы включены директорами, и антенна имеет круговую ДН, как обычный, ненаправленный GP.

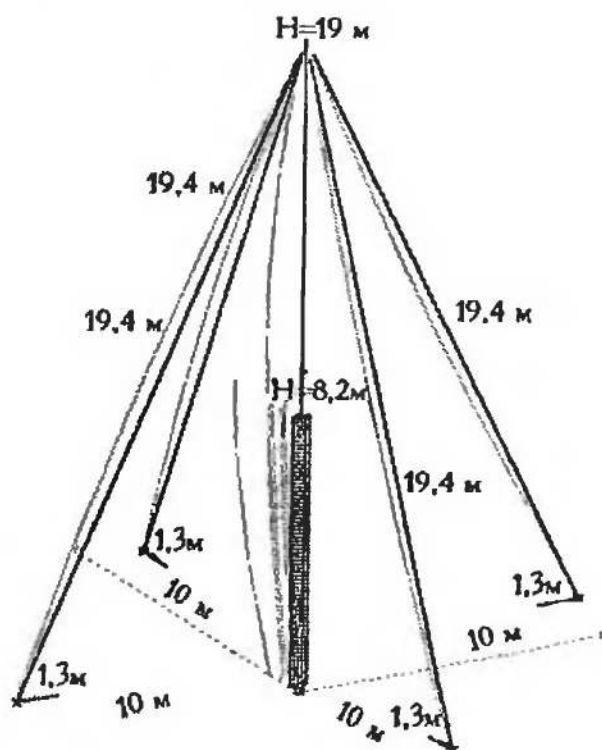


Рис. 7.5.13

Все девять возможных ДН антенны рис. 7.5.13 показаны на рис. 7.5.14, буквами «GP» отмечено обзорное положение. Параметры переключения очень хороши: $A_n = 0^\circ$, $\Delta G = -0,5$ дБ, $V_{\min} = 15$ дБ. Кроме того, на рис. 7.5.14 видно, что даже для самого неудачного направления антенна рис. 7.5.11 реализует усиление на 5,5 дБ выше, чем одиночный полуволновой GP.

Как и ее прототип (рис. 7.5.7) антенна рис. 7.5.13 питается через широкополосное (шлейф из нескольких проводов вокруг заземленной мачты) гамма-согласование. Но ничто не препятствует использовать мачту на изоляторе и LC согласующее устройство.

В антеннах типа рис. 7.5.13 V-образная конфигурация пассивных элементов (как на рис. 7.5.6,б) не применяется. В ней трудно получить коммутацию на восемь направлений, так как для хорошей ДН в этом случае боковые элементы надо полностью отключать. А для этого вводить дополнительную коммутацию, например, разрывая неработающие элементы в середине, что усложняет конструкцию.

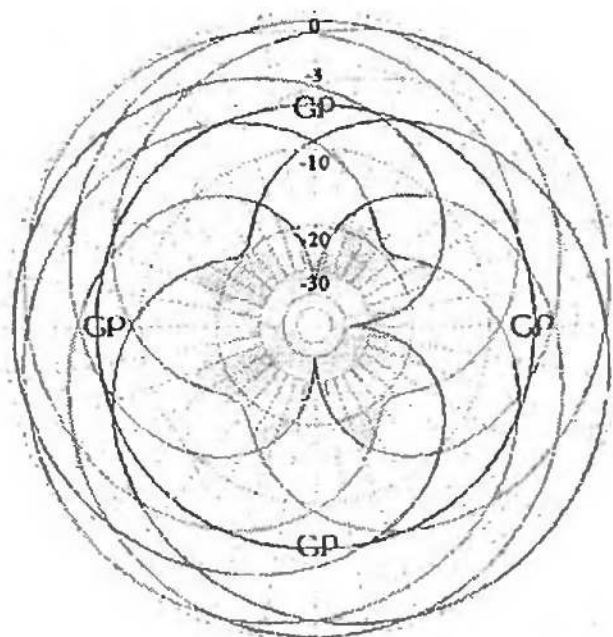


Рис. 7.5.14

В трехэлементной вертикальной полуволновой антенне питание в центре пассивных элементов на ВЧ описано в литературе, но на практике встречается редко. Тем не менее, для полноты картины приведу одну из таких антенн: файл ...3el_4VW.gaa. Это трехэлементная вертикальная с V-образными элементами. Она представляет собой две антенны ...ANT\HF beams\H_Switch\Spider_Sw.gaa поставленные вертикально, и перпендикулярно друг другу. Питание и коммутация в центрах элементов. Коммутация сложна, в каждом пассивном элементе требуется переключение на три состояния: короткое замыкание (директор), катушка (рефлектор) и разрыв (элемент не работает).

7.5.4. Четвертьволновые элементы, фиксированное направление

Все антенны, описанные в пп. 7.5.1–7.5.3, имеют общий недостаток: они очень высокие, около полуволны. Если для 7 МГц 20-метровую мачту еще можно как-то (хотя и сложно, и дорого) реализовать, то 40-метровую для 3,5 МГц почти нереально (хотя мне известны такие мачты у радиолюбителей, но это скорее исключение, подтверждающее правило). А сооружение 80-метровой высоты (диапазон 1,8 МГц) в частных условиях невозможно совершенно.

Поэтому для НЧ диапазонов высоту антенны надо уменьшать. Проще всего это сделать, используя в качестве элементов $\lambda/4$ вертикал. Вспомним, как он делается: одна поло-

вина $\lambda/2$ диполя отпиливается и ставится вертикально, а вместо второй половинки используется ВЧ-заземление (ВЧЗ), например, система радиалов или поверхность земли.

Таблица 7.5.1

СРАВНЕНИЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ И ПОЛУВОЛНОВОЙ АНТЕНН
ПРОДОЛЬНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Параметр	Антенна с $\lambda/4$ элементами	Антенна с $\lambda/2$ элементами
Усиление	Проигрывает полуволновой 1...4 дБ (п. 4.2.1). Сильно зависит от качества земли и количества и высоты местных затеняющих предметов (дома, деревья, и т. п.). Чем больше таких предметов и они выше, тем больше проигрыш	Из-за большой высоты менее критична к качеству земли и местным предметам.
Радиалы/ВЧЗ	Необходимы. Под каждым из элементов. Из-за низкого R_a (единицы ... десятки ом) как вибратора, так и пассивных элементов сопротивление заземления должно быть не более нескольких ом (см. табл. 3.4.1 и пп. 4.1.1 и 4.1.7.3). Система радиалов под каждым из элементов должна быть лучше, чем для одиночного $\lambda/4$ GP. Тем лучше, чем меньше R_a .	Не нужны, кроме совсем небольших под вибратором. R_a высокое (несколько килоом), поэтому даже если сопротивление заземления достигает сотни ом, это вполне приемлемо (пп. 4.1.1 и 4.1.7.3).
Высота мачты	В два раза меньше, чем для $\lambda/2$	В два раза больше, чем для $\lambda/4$
Требуемая площадь земли	В среднем вдвое больше, чем для $\lambda/2$. Размер участка определяют внешние (идущие наружу, а не к центру антенны) радиалы крайних элементов	В среднем вдвое меньше, чем для $\lambda/4$. Пассивные элементы не нуждаются в радиалах и их нижние концы являются границей антенны.
Полоса	Примерно вдвое ниже, чем у $\lambda/2$. Точно так же, как полоса одиночного $\lambda/4$ GP меньше полосы одиночного $\lambda/2$ GP. А чего вы еще ожидали от антенны с вдвое меньшей высотой?	

Применив описанную методику к каждому из элементов из любой антенны Уда-Яги, можно создать ее вертикальный аналог из $\lambda/4$ элементов. Перед тем, как мы плотно займемся четвертьволновыми вертикальными антеннами продольного излучения, сравним их с аналогичными полуволновыми (табл. 7.5.1).

Вывод из табл. 7.5.1 следует нерадостный: $\lambda/4$ во всем, кроме высоты мачты, хуже $\lambda/2$. Но, как вы уже давно поняли, чудес не бывает. Антенная техника не исключение. Уменьшение высоты вдвое мы вынуждены оплачивать падением остальных характеристик антенны.

Итак, вертикальная антенна продольного излучения с $\lambda/4$ элементами. Сделать ее на фиксированное направление несложно. Вариантов два.

Первый практически аналогичен рис. 7.5.1 — спустить до земли элементы с горизонтального троса. Отличия от рис. 7.5.1 лишь в том, что трос должен быть на высоте около $\lambda/4$ и под каждым из элементов придется положить хорошую систему радиалов. Для упрощения согласования и небольшого улучшения полосы и Ga вибратор лучше сделать удлиненным, с конденсатором в точке питания (пп. 3.5.8, 4.2.2). На бумаге (в файле ...L4_3el_40.gaa, это половинка от антенны рис. 7.5.1) все гладко. В реальности же выясняется, что из-за сильного снижения R_a от пассивных элементов, вибратор приходится удлинять намного, до $0,3...0,35\lambda$. А это значит, что мы выиграш в высоте троса по сравнению с полуволновой антенной рис. 7.5.1 получается не вдвое, а всего в полтора раза. Да и конструктивно неудобно иметь самый высокий элемент в середине провисающего троса.

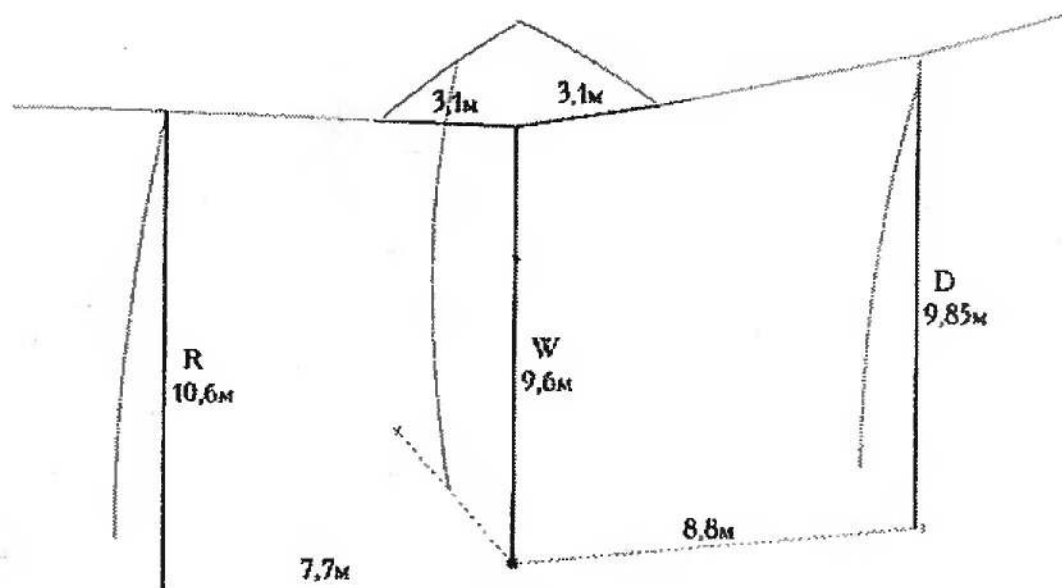


Рис. 7.5.15

Намного лучше использовать вибратор такой физической высоты, до которой провисает середина троса, а необходимую электрическую длину добрать емкостными нагрузками (ЕН) сверху. Причем использовать в качестве них участки троса. Получившаяся антенна показана на рис. 7.5.15 и в файле ...L4_3el_EN40.gaa (диапазон 7 МГц). Серым на рисунке показаны изолированные участки троса.

Второй вариант основан на использовании единственной мачты-вибратора, растяжки которой используются и как ЕН (сверху), и как пассивные элементы (снизу). Но этот вариант почти всегда применяем как переключаемый, поэтому мы рассмотрим его чуть позднее, в п. 7.5.5.2.

7.5.5 Четвертьволновые с переключением на два направления

7.5.5.1. Двухэлементные

Если используются строго вертикальные элементы (проводочные, свисающие с троса, как на рис. 7.5.15 или две мачты), то у двухэлементной $\lambda/4$ антенны хорошую ДН с приличным F/B можно получить лишь в конфигурации W-D и при довольно малом (несколько сотых λ) межэлементном расстоянии. А это, кроме узкой полосы, дает $R_a < 10$ Ом, что накладывает драконовские требования к сопротивлению заземления. Оно должно не более 1 Ома, иначе существенно снизится усиление. Но посмотрите табл. 3.4.1, что надо для сопротивления заземления 1 Ом: более сотни радиалов по $0,4\lambda$, т. е. почти невыполнимо.

Увеличение расстояния свыше $0,1\lambda$ R_a существенно не поднимает, а F/B падает намного. Если что-то вынуждает использовать именно двухэлементную W-D антенну из прямых вертикальных элементов, то единственное приемлемое решение состоит в существенном (почти в полтора раза) увеличении высоты обеих элементов для повышения R_a до 50 Ом (что снижает до обычных требования к радиалам). Появившаяся из-за этого $+jX_a$ убирается последовательным конденсатором (пп. 3.5.8 и 4.2.2).

Полученная антенна на диапазон 7 МГц показана в файле ...L4_2el_40.gaa. Это две мачты высотой по 14,5 м на расстоянии 4 м. Последовательно с каждой из мачт стоит по конденсатору 112 пФ. Схема коммутации совпадает с показанной на рис. 7.4.3, только длины кабелей от реле до элементов составляют 8,8 м.

Но все же существенное увеличение высоты — не лучший вариант. Мы-то вообще $\lambda/4$ антеннами занялись не от хорошей жизни, а от нехватки высоты мачт.

Попробуем увеличить F/B и Ra по другому. Используем конфигурацию R-W и увеличим расстояние между основаниями элементов до $0,17...0,2\lambda$. Ra при это возрастет до нескольких десятков ом. F/B при этом, конечно, рухнет. Это если элементы, как в обычной антенне Уда-Яги, параллельны друг другу. Но почему мы обязаны использовать именно такие?

Вспомним пп. 7.3.1 и 7.3.2: если оставить середины элементов на относительно большом расстоянии друг от друга, а их концы свести поближе (П-образно или V-образно), то за счет появления дополнительной емкостной связи между концами элементов появляется еще одна степень свободы в регулировке распределения токов. И, как следствие, возможность обеспечить точный баланс токов в элементах, а значит и высокое F/B. Этот прием возможен и в двухэлементной вертикальной $\lambda/4$ антенне. Сведем верхушки элементов поближе и за счет этого достигнем высокого F/B без падения Ra.

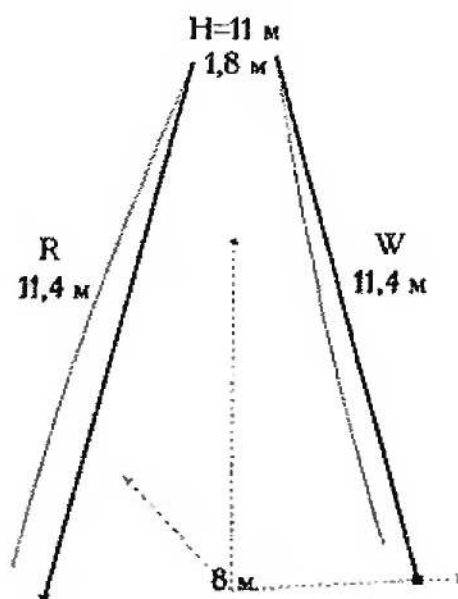


Рис. 7.5.16

Получившаяся антенна показана на рис. 7.5.16 и в файле ...L4_2eIV_40.gaa (диапазон 7 МГц). Ее F/B превышает 30 дБ. При всей внешней незатейливости проектирование такой антенны дело непростое. Требуется понимание, какие размеры на что влияют и многофакторная оптимизация в GAL-ANA. Причем второе невозможно без первого. Приведу список влияний в этой антенне:

- Рост расстояния между основаниями элементов увеличивает R_a (сильно) и G_a .
- Длина элементов влияет на R_a (слабо) и на F/V (сильно).
- Угол наклона элементов — на R_a (слабо) и на F/V (сильно).
- Расстояние между вершинами элементов — на F/V (очень сильно).
- Емкость конденсатора в основании вибратора — на jX_a (загоняет в ноль).
- Емкость конденсатора в основании рефлектора — на R_a , jX_a и F/V .

Схема коммутации этой антенне точно такая же, как и в предыдущей, отличаются лишь емкости конденсаторов (по 182 пФ) и длины кабелей от коммутатора до элементов (по 10,5 м). Параметры переключения: $A_n = 70^\circ$, $\Delta G = -4,8$ дБ, $B_{\min} = 4,8$ дБ.

Следующим логичным шагом будет применение П-образных элементов. Антенна будет выглядеть приблизительно как половинка прямоугольника Моксона (п. 7.3.1). Но именно приблизительно. Если мы просто отпилим пол-антенны рис. 7.3.2, то получим R_a около 25 Ом. Чего нам (имея в виду переключение и питание по кабелям 50 Ом) совершенно не надо. Требуется 50 Ом. Да и влияние близкой земли на F/V ощутимо. В общем, антенну придется проектировать с нуля, применив принципы оптимизации, описанные в п. 7.3.1. И не забыть, что для возможности реверсирования ДН оба элемента должны иметь одинаковые размеры.

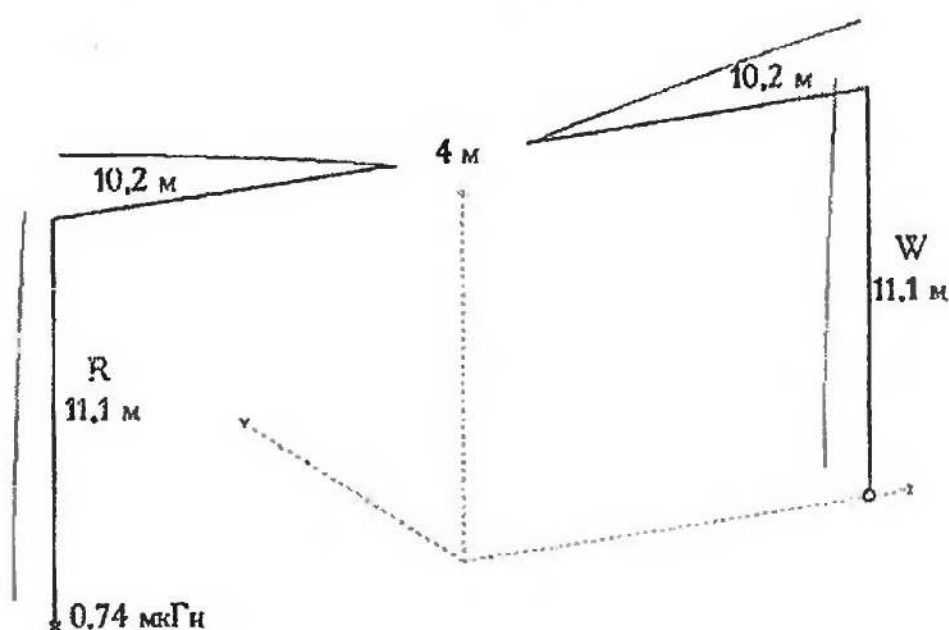


Рис. 7.5.17

Задав многофакторную оптимизацию по высоте элементов (обоих совместно), длины горизонтальных проводов (также одновременно для обоих), расстоянию между элементами и индуктивности рефлексора эту задачу можно решить.

Результат для CW участка диапазона 80 м и проволочных элементов показан на рис. 7.5.17 и в файле ...L4_2el_80.gaa. Антенна подвешена на тросе высотой чуть более 11 м, но при этом имеет довольно широкую полосу (более 100 кГц как по $KCB < 1,5$, так и по $F/B > 12$ дБ) и хорошее F/B, достигающее 30 дБ на средней частоте. Параметры переключения: $A_n = 0^\circ$, $\Delta G = -2,5$ дБ, $B_{MIN} = 2,5$ дБ.

Аналогичная антенна, но на диапазон 7 МГц и на основе двух мачт высотой по 6,8 м показана в файле ...L4_2el_40T.gaa.

Близкая по принципу работы проволочная двухэлементная антенна на SSB участок диапазона 80 м показана на рис. 7.5.18 (файл ...80_2elV.gaa). Она монтируется на одной мачте, а части растяжек верхнего яруса используются в качестве верхушек элементов.

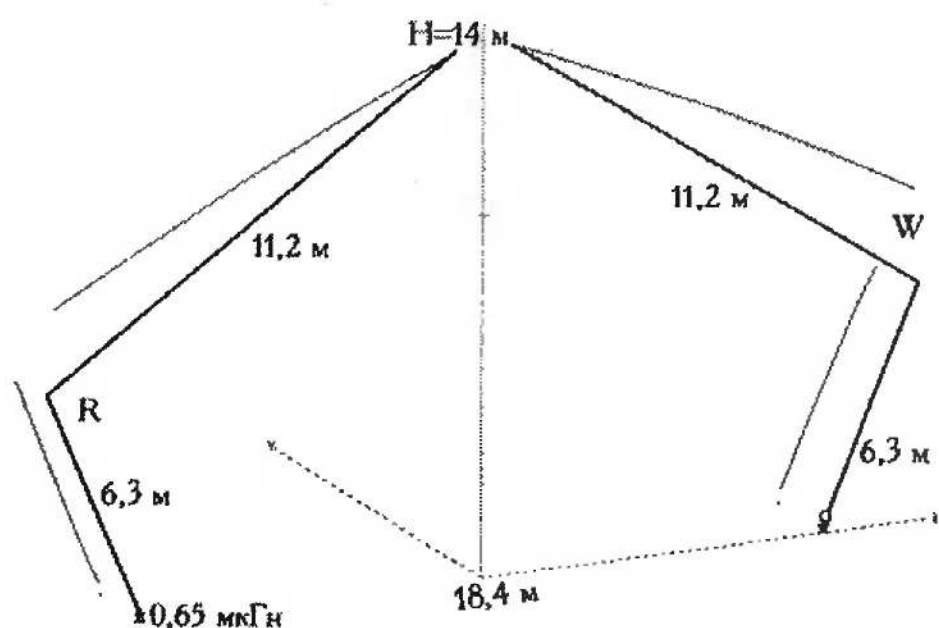


Рис. 7.5.18

Схема коммутации трех последних антенн такая же, как и на рис. 7.4.1, только длины кабеля от реле до вибраторов выбираются в соответствии с необходимой индуктивностью (в окне LC из линии GAL-ANA).

...Здесь читатель и упрекнет автора. Мол, что ж это такое? Сам же писал, что антенны с дополнительной емкостной связью между концами элементов сложны в проектировании, потому что много параметров связанных. Для горизонтальных

(того же прямоугольника Моксона) дал множество файлов для разных высот и материалов. А для вертикальных только четыре примера и все. Крутись, читатель, как хочешь. Почему бы и для вертикальных семейство примеров не дать?

Отвечаю. Дорогой читатель, в данном случае от индивидуального проектирования под свои условия никуда не деться. Ну, дам еще десяток примеров, и что? Я ведь не знаю, какую мачту вы применяете, какие растяжки, какие антенны других диапазонов и кабеля к ним идут, какая именно у вас земля. А ведь для описанных выше антенн и мачта и растяжки получаются длиной около $\lambda/4$. Конечно, точного резонанса вы не допустите. Но ведь при уровне $F/B > 20$ дБ даже очень небольшого всенаправленного излучения неучтенной растяжки или мачты вполне достаточно, чтобы ощутимо «уронить» F/B . К счастью, в антеннах с комплексной связью между элементами можно настройкой-оптимизацией скомпенсировать в направлении назад излучение не только вибратора, но и от паразитных переизлучающих конструктивных частей. Но сперва эти самые части (мачта, растяжки, соседние антенны) должны быть нарисованы в модели. В горизонтальной антенне перпендикулярная мачта и растяжки влияют мало, а вот в вертикальной, они находятся практически внутри антенны параллельно элементам, поэтому их влияние ощутимо.

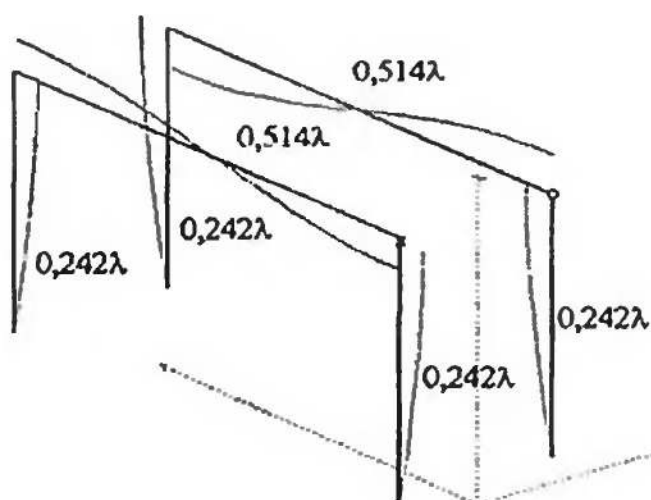


Рис. 7.5.19

Но вернемся к нашим антеннам. Последняя конструкция этого параграфа в качестве элемента использует перевернутый $\lambda/4$ GP (п. 4.2.7). И даже не один такой GP, а два включенных синфазно: П-образный элемент, показанный на рис. 5.2.9. Существенным плюсом такого элемента является то, что он выполняется на одном тресе и не требует радиа-

лов внизу и соединения с землей. Нет, ВЧЗ в этом элементе присутствует. Но сверху. Его роль выполняет $\lambda/2$ горизонтальный провод, который можно рассмотреть как два последовательно включенных $\lambda/4$ радиала. Токи в половинках этого провода противофазны, поэтому он излучает мало, что и требуется от ВЧЗ. Поставив два таких элемента, и включив в один из них индуктивность (чтоб он заработал рефлектором), получим антенну рис. 7.5.19 (файл ...2 el semi quad.gaa, диапазон 7 МГц).

При небольшой высоте нижних концов над землей (например, 1 м, как в файле ...2 el semi quad.gaa) $R_a = 50$ Ом. Реактивность рефлектора и коммутация выполняются так же, как на рис. 7.4.2, 7.4.3 (с соответствующей коррекцией длины отрезков от коммутатора до элементов под требуемую индуктивность).

Поскольку одиночный элемент антенны рис. 7.5.19 сам представляет собой два синфазных GP на расстоянии $\lambda/2$, то усиление большое, на 8 дБ лучше, чем у одиночного $\lambda/4$ GP, а азимутальная ДН относительно узка, около 70° . Соответственно, ширина нерабочих зон довольно велика, $A_n = 220^\circ$. Остальные параметры переключения: $\Delta G = -15$ дБ, $B_{\min} = 15$ дБ. Антенна также имеет неплохую полосу. Например, в диапазоне 40 м:

- 180 кГц по KCB < 1,5;
- 80 кГц по F/B > 12 дБ.

Если с высотой совсем плохо, то можно выполнить антенну, аналогичную рис. 7.5.19 со следующими размерами (файл ...80_2HS.gaa):

- высота $0,2\lambda$;
- ширина $0,6\lambda$;
- расстояние между элементами $0,11\lambda$;
- пассивный элемент включен директором.

Кроме уменьшенной высоты, других плюсов эта антенна не имеет. Неудобное $R_a = 25$ Ом (питание по двум, параллельно включенным кабелям 50 Ом), очень узкая полоса (в диапазоне 80 м всего 25 кГц по уровням KCB < 1,5 и F/B > 12 дБ), не очень высокое F/B, едва превышающее 15 дБ.

7.5.5.2. Трехэлементные

До сих пор в параграфе 7.5.5 мы не использовали мачту в качестве элемента антенны. А зря. Ведь все равно какая-то механическая точка опоры сверху есть. Пусть даже это полностью диэлектрическая или плохо проводящая мачта.

Никто ведь не мешает пустить вдоль нее несколько (для увеличения эффективного диаметра, см. пп. 3.3.1, 4.2.9) проводов и использовать их как третий элемент. Этим мы сейчас и займемся.

Очевидно, что простейшая антенна будет состоять из трех мачт-элементов с расстоянием около $0,2\lambda$ между элементами. Ясно также, что физические размеры крайних мачт будут одинаковы, а в качестве чего они работают (директора или рефлектора) будет задаваться включением конденсатора или катушки в основание.

Надо отметить, что у таких антенн при использовании вибратора резонансных размеров получается не только весьма низкое R_a (гамма-согласование бы с этим справилось), но и плохое, редко превышающее 10 дБ F/V. Обе эти беды лечатся удлинением вибратора до получения $R_a = 50$ Ом (jX_a убирается конденсатором в точке питания). F/V при этом достигает 20 дБ (файл ...L4_3el_40m.gaa). Но три отдельные мачты — это сложно и дорого.

Значительно практичнее конструкция на одной мачте, обещанная в конце п. 7.5.4. Она показана на рис. 7.5.20 и в файле ...3el GP80EH CW.gaa. Пассивные элементы выполнены как отрезки верхнего яруса растяжек. Аналогично выполнена емкостная нагрузка вибратора. Размеры пассивного элемента соответствуют директору. Для переключения в рефлектор применяется индуктивность в основании.

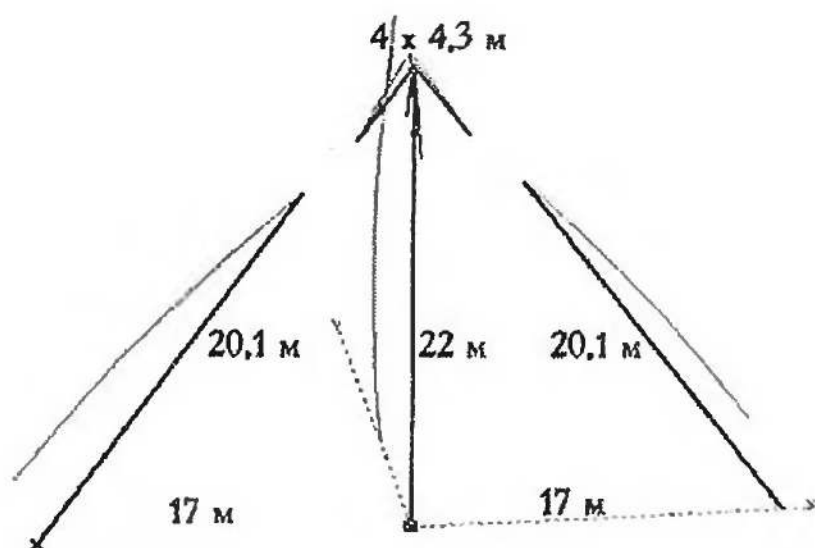


Рис. 7.5.20

Антенна рис. 7.5.20 в диапазоне 80 м имеет полосу около 90 кГц как по KCB < 1,5, так и по F/V > 12 дБ. Максимальное F/V на частоте 3,52 МГц достигает 20 дБ. Параметры пере-

ключения: $A_n = 145^\circ$, $\Delta G = -9,5$ дБ, $V_{\min} = 9,5$ дБ. Вариант этой же антенны с изогнутыми пассивными элементами (примерно как на рис. 7.5.18) показан в файле ...3el GP80EM CW.gaa.

Существенным минусом таких антенн является большой нижний горизонтальный размер. Ведь от нижних краев пассивных элементов в разные стороны должны расходиться радиалы (не забудем, своя система ВЧ заземления должна быть у каждого из трех элементов). И если для радиалов под мачтой место есть (раз его хватило на нижние концы пассивных элементов, то радиалы тоже поместятся), то под крайними элементами это почти всегда трудно, а то и вовсе невозможно из-за нехватки площади.

Поэтому желательно сделать так, чтобы нижний габарит антенны не выходил бы за пределы нижних концов пассивных элементов. Путь для этого два:

- Использовать ВЧЗ, провода которого не выходят за указанные пределы. Например, использовать в качестве ВЧЗ поверхность земли без радиалов или несимметричную систему радиалов, направленных внутрь, к мачте. Не от хорошей жизни так делают. Плохое это решение. Неважное ВЧЗ даже для одиночных $\lambda/4$ вибраторов ощутимо снижает КПД (п. 4.2.1), а уж для элементов направленной антенны с низким R_a , тем более. А односторонняя, несимметричная система радиалов греет землю и/или излучает в зенит, на что бесполезно тратится мощность передатчика и тоже снижается КПД.
- Использовать пассивные вибраторы, не нуждающиеся в ВЧЗ. Например, полуволновые. Да, но можно ли их уместить на четвертьволновой мачте? С трудом, но можно. Во-первых, сама мачта нередко несколько выше $\lambda/4$ (из соображений повышения R_a). Во-вторых, пассивные элементы идут по гипотенузе, отчего места там в 1,4 раза больше. А небольшой, мало излучающий остаток можно загнуть назад к мачте (КПД это, конечно, не прибавит, но и не ухудшит сильно, ибо токи около концов $\lambda/2$ вибратора невелики). Антенна, реализующая этот принцип, показана на рис. 7.5.21 и в файле ...3el GP80 CW.gaa (диапазон 3,5 МГц). Называется она Spitfire.

Переключение направлений осуществляется подключением-отключением крайних отрезков 4,8 м внизу пассивных элементов. Надо отметить, что излучение горизонтальных частей невелико не только потому, что там небольшие токи, но

и из-за противоположного направления тока в них. Конечно, токи в горизонтальных концах рефлектора и директора не одинаковы. Не равны и длины излучающих горизонтальных частей. Но все же происходит частичная компенсация их излучения, снижая его вредное влияние. Параметры переключения Spitfire'a рис. 7.5.21 таковы: $A_H = 110^\circ$, $\Delta G = -6,6$ дБ, $B_{MIN} = 6,6$ дБ.

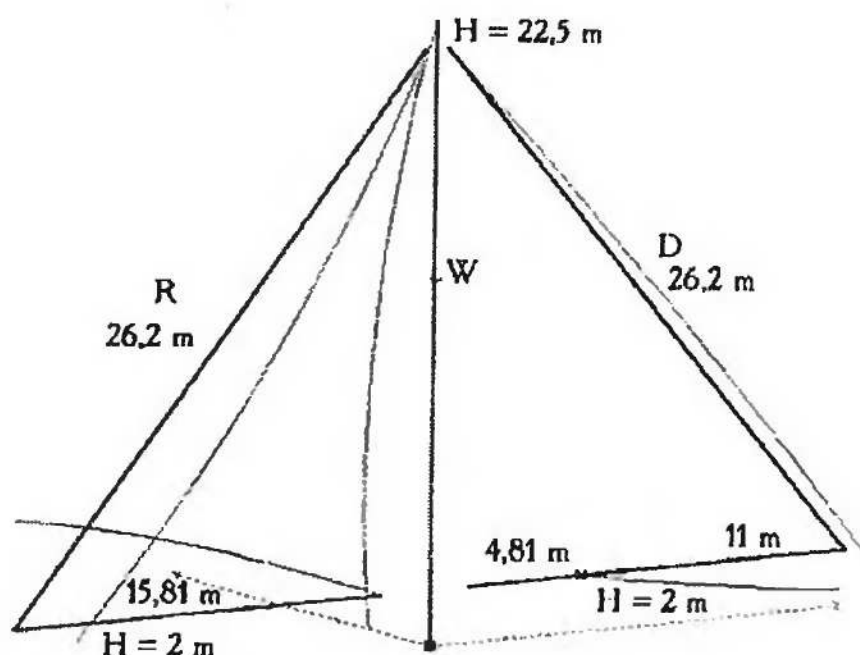


Рис. 7.5.21

Для дальнейшей экономии места в Spitfire при укладке длинных $\lambda/2$ пассивных элементов загибают их верхние части вдоль вибратора (рис. 7.5.22,а), файл ...SF80 CW.gaa). Для еще большего укорочения можно развести их нижние концы в короткую пару емкостных нагрузок (рис. 7.5.22,б), файл ...2dir swith 75m.gaa).

В последней антенне размеры пассивных элементов одинаковы. Переключение директора в рефлектор производится дополнительной катушкой перед проводами емкостных нагрузок.

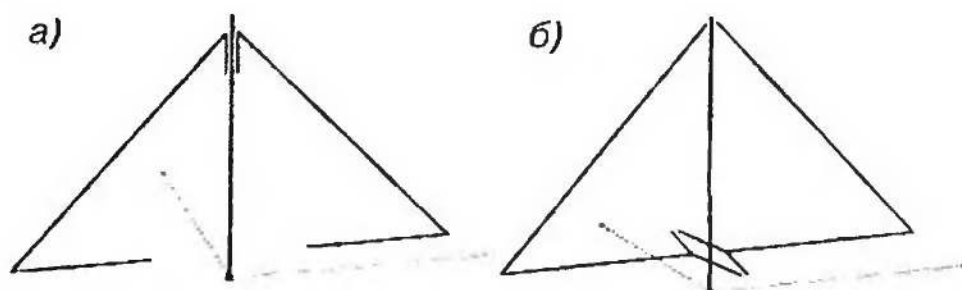


Рис. 7.5.22

7.5.6 Четвертьволновые, с переключением на несколько направлений

Не буду в очередной раз ломиться в открытую дверь и доказывать, что чем больше положений ДН, тем лучше. Просто посмотрим, какие решения существуют в этой области. Их немного, всего три.

Первое — это взять антенну рис. 7.5.16 и добавить к ней пару элементов-растяжек. Но простое копирование антенны рис. 7.5.16 невозможно. Как описано в п. 7.5.5.1 такая конфигурация для получения хорошего F/V требует сложной оптимизации по длине и расположению элементов. Получившаяся после такой оптимизации антенна показана на рис. 7.5.23 и в файле ...4_4el_40.gaa (диапазон 40 м).

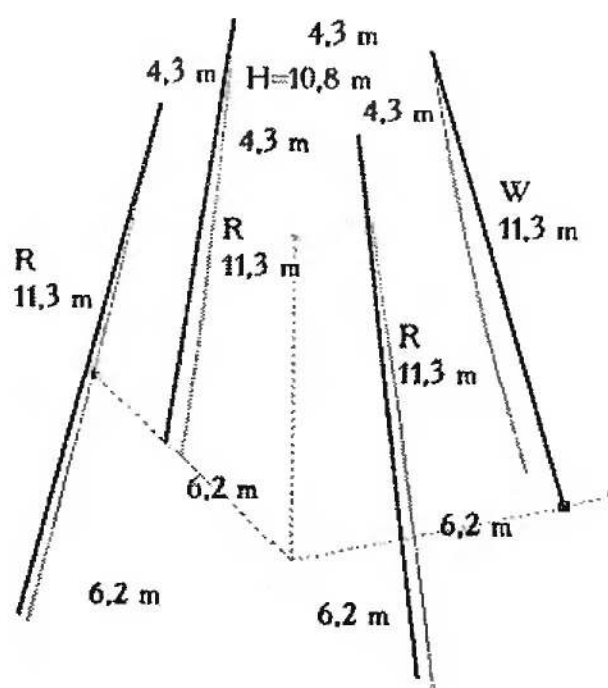


Рис. 7.5.23

Три пассивных элемента включены рефлекторами, четвертый, через последовательный конденсатор — вибратором. Довольно большое расстояние между вершинами элементов получилось в результате оптимизации. Это, конечно, не очень удобно конструктивно, зато обеспечивает высокое F/V. Все четыре положения ДН показаны на рис. 7.5.24. Параметры переключения весьма высоки: $A_H = 0^\circ$, $\Delta G = -1,4$ дБ, $V_{MIN} = 15$ дБ. Также очень хороша полоса антенны: и по уровню KCB < 2 , и по уровню F/V > 20 дБ она превышает 400 кГц в диапазоне 7 МГц.

Коммутация почти такая же, как на рис. 7.5.10, только кабели от коммутатора до элементов используются полуволно-

вые, а последовательно с каждым из нормально-разомкнутых контактов реле включены конденсаторы по 210 пФ (компенсация лишней длины вибратора).

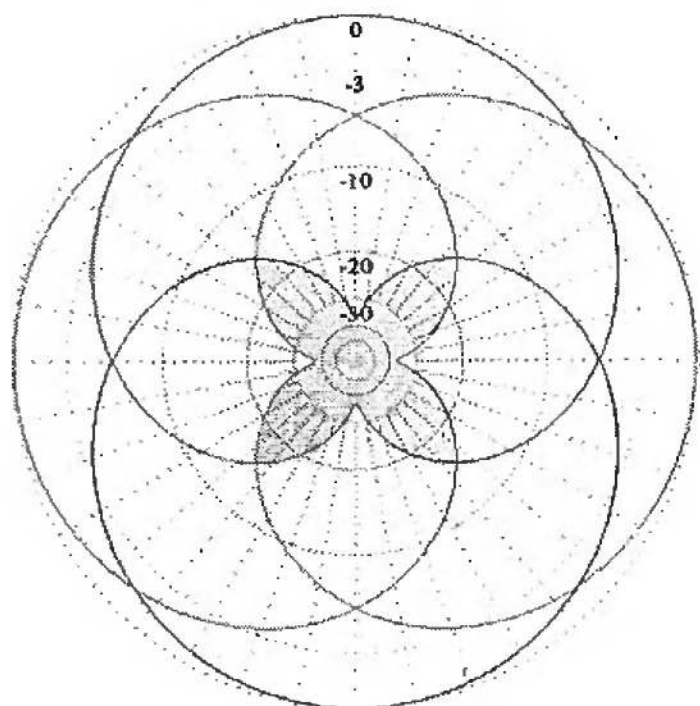


Рис. 7.5.24

Если для упрощения конструкции свести почти вместе верхние точки элементов (естественно, не соединяя их электрически), то F/V и V_{\min} снизятся до 10...12 дБ, а полоса упадет почти вдвое. Это вполне терпимые параметры, но все же при возможности стоит постараться развести концы как на рис. 7.5.23.

Второе решение создания четвертьволновой антенны, переключаемой на несколько направлений, состоит в том, что к антенне рис. 7.5.20 или аналогичной ей добавляется перпендикулярно еще одна пара растяжек-элементов. От такой антенны (точно так же, как и от ее полуволновой родственницы, рис. 7.5.13) можно получить восемь направлений. Пример показан в файле ...Switch40.gaa (диапазон 40 м) и на рис. 7.5.25. Это очень простая конструкция, пассивные элементы выполнены как части растяжек удлиненного вибратора.

Четыре направления сделаны как RRR-W-D, т. е. только один из пассивных элементов включен директором (остальные — рефлекторами) и излучение идет в его направлении. А еще четыре направления как RR-W-DD, т. е. два соседних пассивных элемента работают директорами (это показано в файле ...Switch40b.gaa). Поэтому излучение идет в направлении между директорами, т. е. сдвинуто на 45° по азимуту, в

сравнению с вариантом RRR-W-D. Девятое положение ДН является обзорным. Все пассивные элементы включены директорами (W-DDDD) и антенна имеет круговую ДН, как обычный GP.

Коммутация осуществляется под каждым из элементов. В основании пассивных элементов через нормально замкнутые контакты реле на радиалы включен конденсатор 360 пФ (элемент работает как директор). При переключении реле вместо конденсатора включается катушка около 0,4 мкГн (рефлектор).

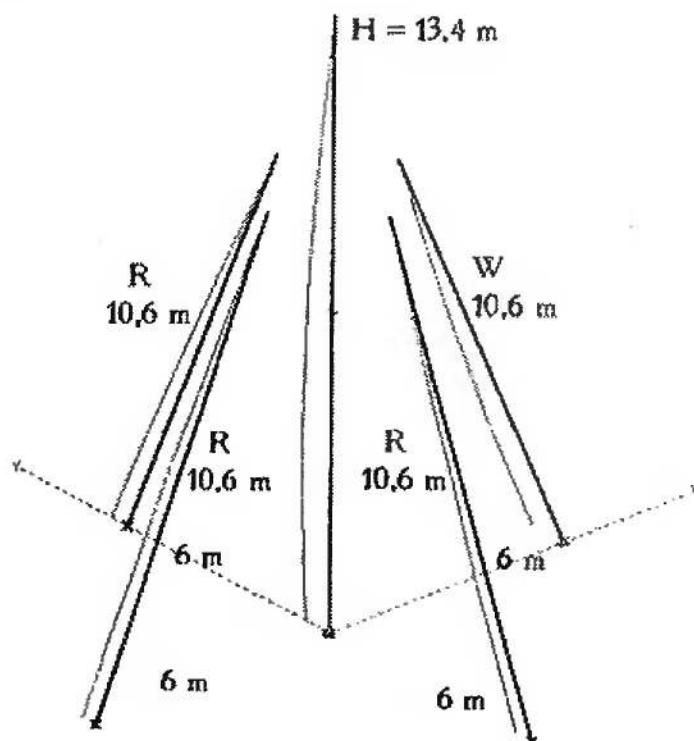


Рис. 7.5.25

В точке питания вибратора тоже требуется реле. Дело в том, что в положениях RRR-W-D (файл ...Switch40.gaa) работают три рефлектора и понижают частоту вибратора, по сравнению с положениями RR-W-DD, когда рефлекторов лишь два. Поэтому если включено одно из направлений RR-W-DD (...Switch40b.gaa) в точке питания параллельно основному должен подключаться небольшой конденсатор, компенсирующий этот уход.

Основной же конденсатор, постоянно включенный между кабелем и вибратором, компенсирует $+jX_a$ удлиненного вибратора. Большая высота вибратора ($0,315\lambda$) обеспечивает $R_a = 50 \text{ Ом}$, невзирая на влияние пассивных элементов.

Все девять возможных ДН антенны рис. 7.5.26 показаны на рис. 7.5.26. Параметры переключения очень высоки: $A_n =$

$= 0^\circ$, $\Delta G = -1$ дБ, $V_{\text{MIN}} = 18$ дБ. Даже для самого неудачного направления антенна рис. 7.5.11 реализует усиление на 5 дБ выше, чем одиночный GP. Полоса антенны по уровням KCB $< 1,5$ и $F/V > 12$ дБ превышает 200 кГц.

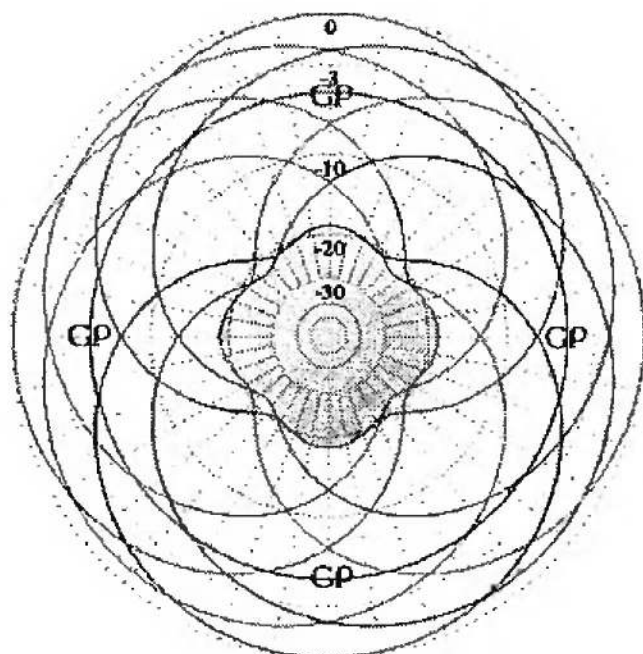


Рис. 7.5.26

Вариант этой же антенны с уменьшенной высотой мачты (на верху мачты вибратора используются распорки, которые одновременно являются и ЕН и точками крепления верхних концов пассивных элементов) показан в файле ...Switch40_3.gaa.

Еще две антенны диапазона 80 м, устроенные по такому же принципу (коммутация на четыре направления) приведены в файлах ...Switch80beam.gaa и ...3el GP.gaa.

Третье, известное мне, решение основано на применении четырех пассивных элементов в антенне Spitfire (рис. 7.5.21). Вернее, пассивных элементов-то четыре. Но два из них приходится отключать, заземляя их нижние концы. Ибо при четырех пассивных элементах получить хорошее F/V не удастся. Такая антенна показана в файле ...sf80_4dir.gaa (на SSB участок диапазона 80 м) и на рис. 7.5.27.

Антенна работает как R-W-D. Два неработающих боковых пассивных элемента расстроены. Это делается заземлением их концов (два отрезка по 2 м на рис. 7.5.27). Коммутация довольно сложна, но все коммутируемые элементы расположены невысоко и недалеко от точки питания. В горизонтальной стороне каждого из пассивных элементов имеются по 2 реле. Первое из них переключает длину с директора на

рефлектор 10,8/14,2 м (т. е. подключает кусок провода 3,4 м). Второе — заземляет конец элемента, если он не работает в данном направлении.

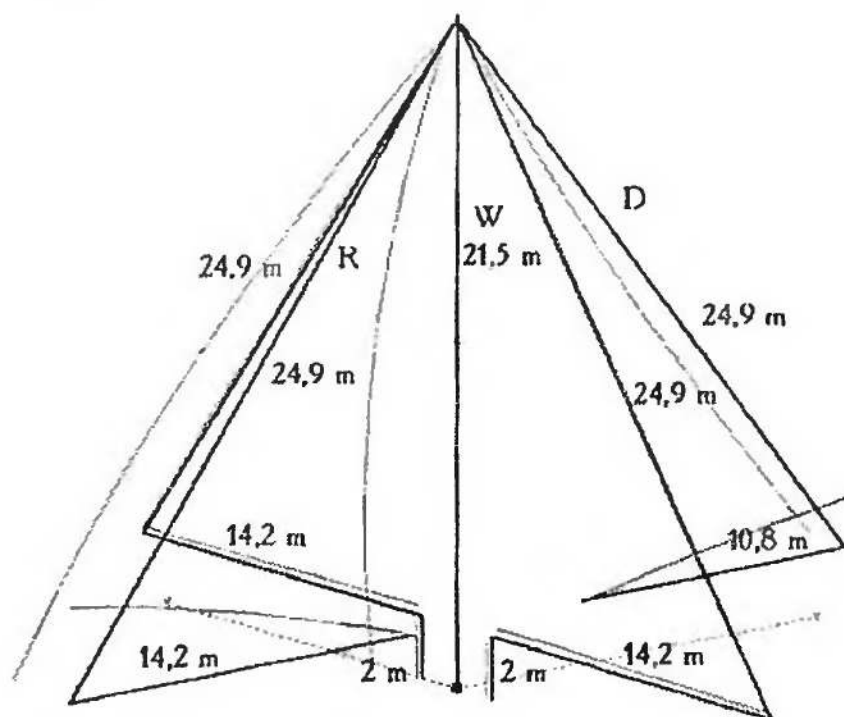


Рис. 7.5.27

Вибратор питается через последовательный конденсатор. По уровню КСВ $< 1,5$ полоса более 150 кГц, но по уровню $F/B > 12$ дБ полоса 100 кГц. На центральной частоте F/B превышает 20 дБ. Параметры переключения Spitfire'a рис. 7.5.27: $A_H = 0^\circ$, $\Delta G = -1,6$ дБ, $B_{MIN} = 14$ дБ.

В диапазоне 160 м используются похожие конструкции, но с уменьшенной до $0,2...0,22\lambda$ высотой. Но мы рассмотрим их в разделе про укороченные направленные антенны.

7.5.7. С заземленными элементами

Вертикальные направленные антенны сложны конструктивно. Это усугубляется еще и тем, что часто надо ставить мачту (а то и не одну) на изолятор.

Стоп, а так уж ли надо? Ведь в пп. 3.5.10, 3.5.11 описано, что гамма- и омега-согласования могут быть использованы с заземленным вертикалом практически любой длины.

Хорошо, заземленный вибратор мы запитаем. А что делать с пассивными элементами? В них ведь надо вносить соответствующую реактивность. Но задумаемся: раз гамма- и омега-согласования могут настроить любой вибратор, то это

означает, что они могут вносить любую реактивность. Ведь нерезонансный вибратор без внесения реактивности, достраивающей его до резонанса, не настроишь.

Таким образом гамма- и омега-согласования могут быть использованы в вертикальных антеннах продольного излучения как для питания вибратора, так и для настройки на нужные частоты пассивных элементов.

Перед тем как пролистать с начала раздел 7.5 и выбрать из него антенны, которые можно переделать на заземленные, определимся с критериями их выбора.

Нет смысла заземлять элементы, если:

- питание или переключение идет в середину элемента ($\lambda/2$ антенны). Хотя питание заземленного $\lambda/2$ вибратора гамма-согласованием иногда используют, см. например, рис. 7.5.7 и 7.5.13.
- Применяются проволочные пассивные элементы. В этом случае нижний изолятор может быть орешковым или даже просто куском полимерного шнура, что удобнее, чем гамма-согласование.

А вот если в качестве элементов используются мачты и точки питания и переключения находятся внизу, то тут гамма-согласование вне конкуренции.

Итак, листаем раздел 7.5 с начала.

Полуволновые антенны пропускаем, за исключением уже упоминавшихся рис. 7.5.7 и 7.5.13. Можно также сделать заземленным и питаемым через гамма-согласование вибратор антенны рис. 7.5.1, если что-то (например, требования грозобезопасности) заставляет его заземлить. Сделать это на основании данных п. 3.5.10 не составит никакого труда.

А вот на четвертьволновых задержимся. Начнем с антенны рис. 7.5.17, которую удобно выполнить на двух мачтах с гамма-согласованием в основании каждой из них. Получившаяся конструкция показана на рис. 7.5.28 и в файле ...G4_2el_40T.gaa (диапазон 40 м). Две заземленные трубы-мачты имеют сверху горизонтальные проволочные отрезки по 5,4 м.

Размеры обоих элементов выбраны так, чтобы при отключении (внизу) шлейфа гамма-согласования элемент работал бы рефлектором. А при подключении кабеля через последовательный настроечный конденсатор резонансная частота повышается, и элемент работает вибратором.

Схема коммутации проста: нижний конец каждой из трубок гамма-согласования идет на контакты реле. Если оно разомкнуто, элемент работает рефлектором. А если замкнуто (на конденсатор и питающий кабель) — вибратором.

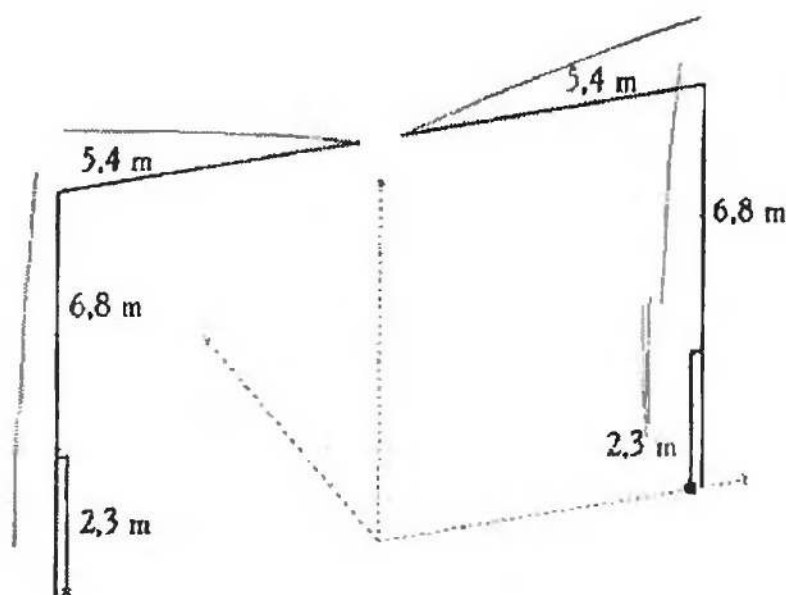


Рис. 7.5.28

Параметры антенны рис. 7.5.28 практически такие же, как и у прототипа на рис. 7.5.17. Советую обратить самое пристальное внимание на антенну рис. 7.5.28. При двух заземленных мачтах высотой всего по $0,16\lambda$ она имеет параметры хорошей двухэлементной системы.

Самое очевидное решение для трехэлементной переключаемой направленной антенны показано на рис. 7.5.29 и в файле ...G4_3el_40.gaa (диапазон 40 м). Используются три мачты высотой по 10,5 м и диаметром 30 мм. Все три шлейфа гамма-согласований также одинаковы и имеют высоту по 2 м из трубок диаметром 12 мм.

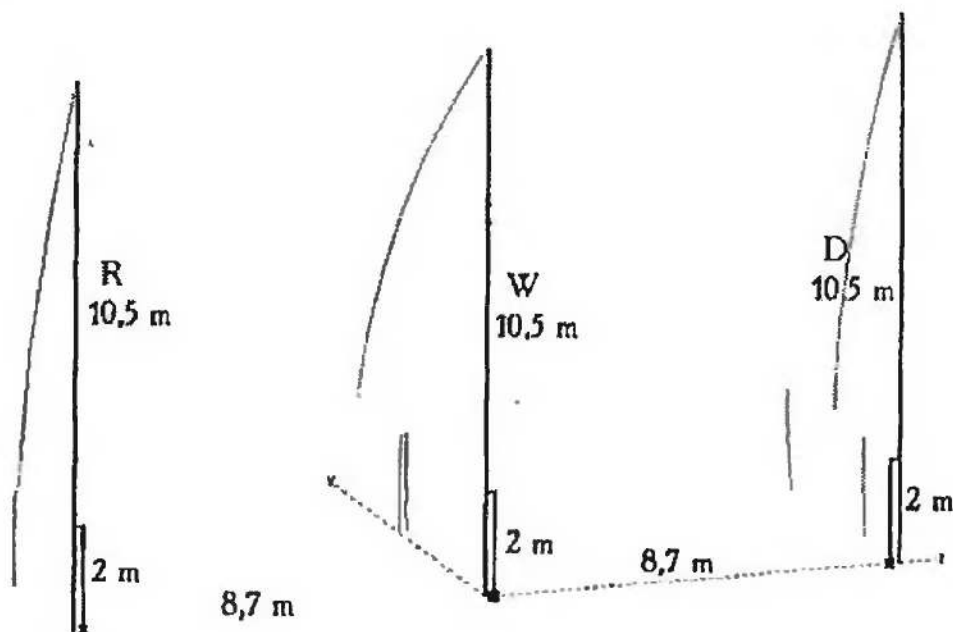


Рис. 7.5.29

Заземленная мачта 10,5 м в диапазоне 40 м работает как рефлектор. Чтобы не портить его работу, шлейф гамма-согласования внизу отключен и висит просто так, ни на что не влияя.

Для вибратора 10,5 м многовато для резонанса. Но гамма-согласование легко справляется и с нерезонансным вибратором (п. 3.5.10), выдавая внизу чистые 50 Ом.

А чтобы заставить мачту 10,5 м работать директором, шлейф гамма согласования внизу должен быть замкнут на мачту через относительно небольшой конденсатор, поднимающий резонанс длинной мачты до директора.

Схема питания очень проста: к вибратору кабель подключен постоянно. Коммутация выполнена так: нижние концы трубок гамма-согласований пассивных элементов подключены к реле, которое либо отключает трубку от всего (рефлектор), либо замыкает ее через настроечный конденсатор на основание мачты (директор).

Антенна рис. 7.5.29 имеет типичные для трехэлементной параметры: Ga примерно на 5...6 дБ выше, чем у одиночного $\lambda/4$ GP: F/B > 20 дБ, $A_1 = 158^\circ$, $\Delta G = -6,6$ дБ, $V_{\min} = 6,6$ дБ. Цифры хороши. Но высоковата цена: требуются три высокие $\lambda/4$ мачты.

Следующая антенна объединяет в себе идеи рис. 7.5.15, 7.5.28, 7.5.29 но при этом имеет всего две мачты высотой по $0,16\lambda$. Она показана в файле ...G4_3el_40T.gaa и на рис. 7.5.30. Диапазон тот же, 40 м.

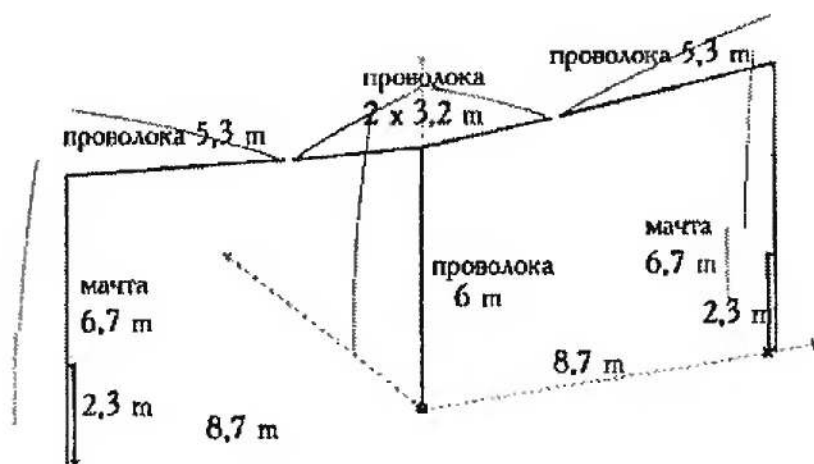


Рис. 7.5.30

Конструктивно антенна выполнена как две заземленные мачты, стянутые сверху проволочным тросом с изоляторами. Рефлектор и директор выполнены как в антенне рис. 7.5.28, а их коммутация — как в антенне рис. 7.5.29. Вибратор сделан

как в антенне рис. 7.5.15, т. е. проволочным Т-образным. Поэтому нет никакой необходимости его заземлять. Мы можем питать вибратор непосредственно, без гамма-согласования.

Несмотря на небольшую высоту и всего две мачты, антенна рис. 7.5.29 имеет хорошие параметры: G_a на 4...5 дБ выше, чем у одиночного $\lambda/4$ GP, $F/B > 20$ дБ, $A_H = 160^\circ$, $\Delta G = -12,5$ дБ, $B_{MIN} = 12,5$ дБ.

До сих пор в этом параграфе мы рассматривали антенны, полностью изготавливаемые самостоятельно, включая мачты. Как уже было сказано, в этом случае удобнее всего выбирать размеры пассивных элементов так, чтобы при отключенном шлейфе гамма-согласования они работали бы рефлекторами.

Если же мы не можем выбирать размеры мачт (например, надо использовать уже имеющиеся), то к заметному усложнению конструкции это не ведет. Отличие, собственно, лишь одно: размеры шлейфов гамма-согласований пассивных элементов выбираются так, чтобы, переключая два разных конденсатора, можно было получить резонанс элемента как ниже рабочей частоты (рефлектор), так и выше (директор). Почти не меняется даже схема коммутации. Просто в положении «рефлектор» шлейф гамма-согласования не остается свободным, а заземляется через другой конденсатор.

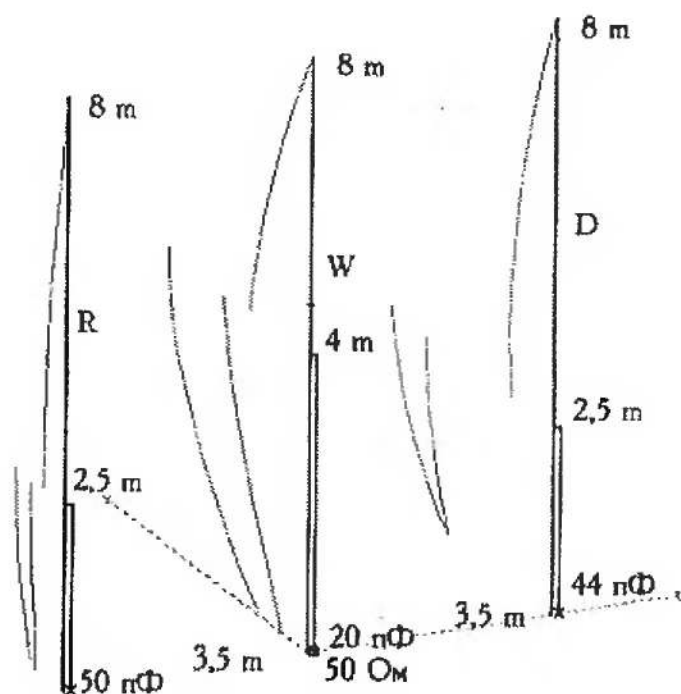


Рис. 7.5.31

Антенна, реализующая описанный принцип, показана на рис. 7.5.31 и в файле ...Vertical allee.gaa (диапазон 20 м). Эта антенна, переключаемая на два направления, была реализо-

вана на трех уже имевшихся чужих заземленных алюминиевых трубах по 8 м каждая (без дела стояли флагштоки около спортплощадки). Добавлением трех шунтов удалось сделать неплохую антенну для расположенной рядом коллективной станции с типичными для трехэлементной конструкции параметрами. Примерно такими же, как и для антенны рис. 7.5.29, только с несколько более высоким (за счет длинных $0,35\lambda$ элементов) G_a .

7.6. Рамочные антенны продольного излучения

Общие положения. Двухэлементная рамочная. F/V и G_a от расстояния между элементами. Влияние высоты подвеса на G_a , F/V и зенитный угол. Горизонтальная поляризация. Вертикальная поляризация. Настройка и согласование. Влияние расстояние между элементами на Z_a . Влияние высоты на Z_a . Способы согласования. Влияние формы. Конструкция. Что лучше «двойной квадрат» или три элемента Уда-Яги? «Двойные квадраты» нестандартной конфигурации. Трехэлементная рамочная. Влияние длины траверсы на G_a и F/V. Влияние длины траверсы на Z_a и полосу. Влияние высоты подвеса на G_a и Z_a . Трехэлементные рамочные нестандартной конфигурации. Четыре и более рамочных элемента.

В начале раздела 7.5 говорилось, что антенну продольного излучения можно сделать, используя в качестве элементов любую простую антенну. В этом разделе элементами будут рамочные антенны с периметром около 1λ , описанные в разделе 4.3. Все модели, упоминаемые в разделе 7.6, находятся в папке ...ANT\HF beams\Loops\, а если упоминается файл из другой папки, то к нему указан полный путь.

7.6.1. Общие положения

Этот раздел можно сделать очень коротким, просто соединив три следующих соображения:

1. В зависимости от формы рамки ее $G_a = 2,96...4,12$ dBi, т. е. 0,81...1,97 дБ (табл. 4.3.2).

2. Вывод параграфа 7.3.4. Он настолько важен, что повторяю его здесь:

Усиление антенны продольного излучения с вибратором произвольной длины в качестве элемента настолько отличается

Ga Уда-Яги, насколько усиление такого одиночного вибратора отличается от $G_{a \text{ N}2}$ диполя.

3. Принцип, сформулированный, в п. 7.5.2. Тоже повторю:

ДН любой (не только продольного излучения, вообще любой) многоэлементной антенны (называемой еще решеткой) может быть определена как произведение диаграммы направленности одиночного элемента на так называемый множитель решетки — математическую ДН этой же антенны с изотропными элементами.

Сложив первые два соображения, получим, что усиление многоэлементной рамочной антенны продольного излучения на 0,8...2 дБ выше, чем антенны Уда-Яги с равным числом элементов и расстояниями между ними. Таким образом, в свободном пространстве усиление ориентировочно составит:

- для двух элементов $G_a = 6,5...8$ dBi (п. 7.2.2.1);
- для трех элементов $G_a = 8,5...10$ dBi (п. 7.2.3);
- для четырех элементов $G_a = 9,5...11$ dBi (п. 7.2.4.1);
- и т. д. (см. п. 7.2.4 и рис. 7.2.18).

Из третьего соображения можно рассчитать ДН. Надо перемножить ДН одиночной рамочной антенны (рис. 4.3.2) на множитель решетки требуемой многоэлементной антенны. А где его взять? Предлагать вычислить его математическими методами не буду (сложно очень), просто приведу рисунки множителя решетки типичных двух- и трехэлементных антенн (рис. 7.6.1 и 7.6.2, соответственно). Они получены в GAL-ANA, эта программа умеет вычислять множитель решетки и выводить его в виде ДН, чем собственно, множитель решетки и является.

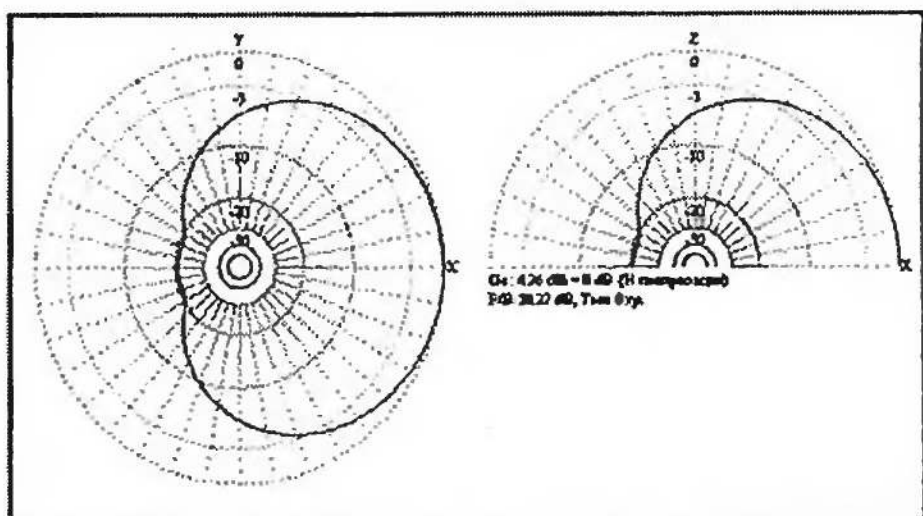


Рис. 7.6.1

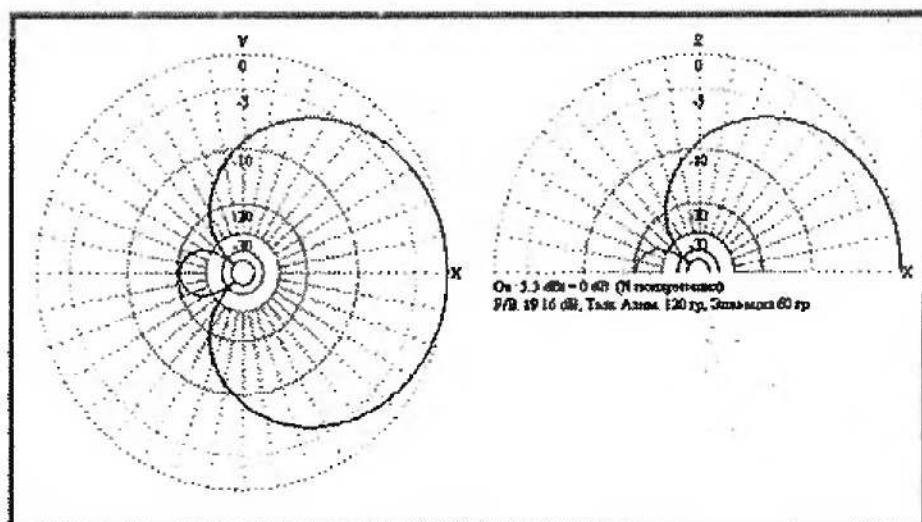


Рис. 7.6.2

Теперь надо перемножить ДН рис. 4.3.2 на ДН рис. 7.6.1 и 7.6.2. Точнее говоря, поскольку все рисунки построены по логарифмической шкале, не перемножать, а суммировать значения в dBi для каждого направления.

И не забыть, что рис. 4.3.2 построен старой версией MMANA и ось X на нем направлена вверх, а не вбок, как на рис. 7.6.1 и 7.6.2. Принцип таков:

- для азимутального угла 0° (точно вдоль оси X) на рис. 4.3.2 $G_a = 3,2$ dBi, а на рис 7.6.1 $G = 4,26$ dBi. Поэтому усиление двухэлементной рамочной антенны в этом направлении будет $3,2 + 4,26 = 7,46$ dBi.
- для азимутального угла 10° на рис. 4.3.2 $G_a = 3,0$ dBi, а на рис 7.6.1 $G = 4,0$ dBi. Поэтому усиление двухэлементной рамочной антенны в этом направлении будет $3,0 + 4,0 = 7,0$ dBi.
- ...и т. д. Повторив вышеописанную процедуру для всех азимутальных и зенитных углов, получим полную ДН нашей антенны.

Чтобы эту длинную процедуру не пришлось делать вручную, на рис. 7.6.3 и 7.6.4 показаны результаты для двух- и трехэлементной рамочных антенн, соответственно.

ДН в азимутальной плоскости получаются шире, чем у Уда-Яги, а в зенитной — уже. Это удобнее при работе в эфире.

Таким образом, еще не открыв ни одной модели многоэлементных рамочных антенн продольного излучения, мы уже с неплохой точностью знаем и их ДН, и возможные усиления.

Поляризация антенны зависит от поляризации (т. е. положения точки питания) рамки (п. 4.3.3). На ВЧ КВ диапазонах из-за большой (примерно от $\lambda/2$) высоты подвеса используются горизонтальная поляризация (т. е. питание в середину

одной из горизонтальных частей рамки), так как при этом получается лучшее усиление под низкими углами к горизонту (см. п. 4.3.5, его выводы справедливы для любых антенн).

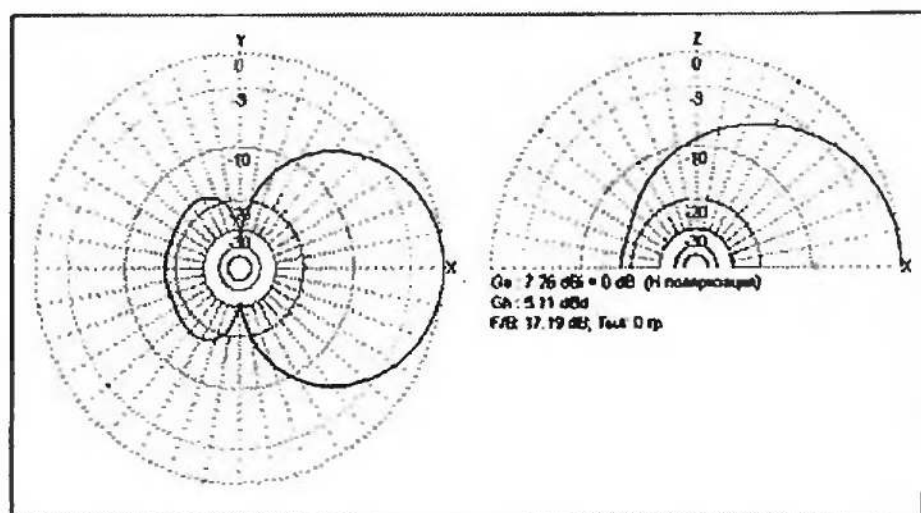


Рис. 7.6.3

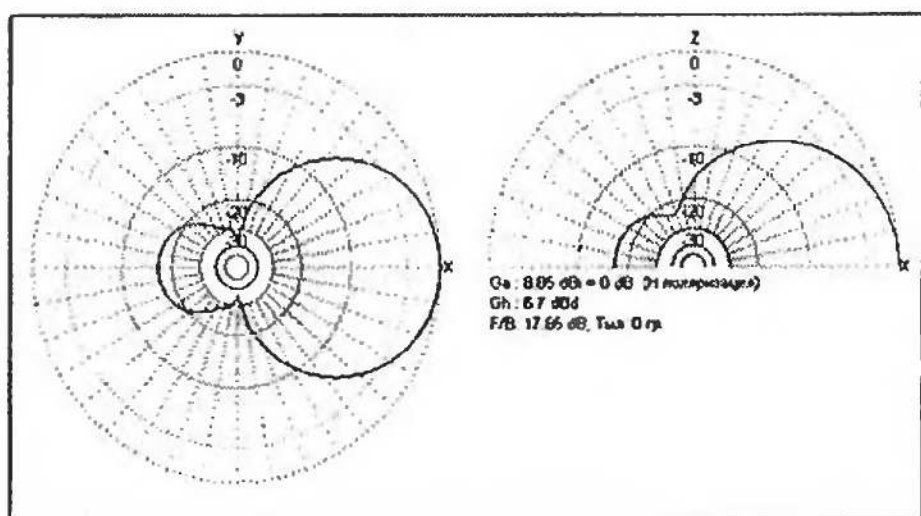


Рис. 7.6.4

На НЧ КВ диапазонах почти всегда используется вертикальная поляризация (т. е. питание в точку, отстоящую на $\lambda/4$ от точек питания для горизонтальной поляризации, п. 4.3.3). При этом получаются лучшие результаты по G_0 под низкими зенитными углами (снова внимательно читаем п. 4.3.5 и изучаем рис. 4.3.14).

Есть только два исключения, когда оправдано применение Н-поляризации для рамочных антенн на НЧ КВ диапазонах:

- несущая мачта фундаментальной (от $0,5\lambda$ и более) высоты. Понятно, что в этом случае работают те же соображения, что и для ВЧ диапазонов.

- плохая или очень плохая земля. В этом случае уже при высоте $0,2...0,3\lambda$ горизонтальная поляризация может быть лучше (смотрим все тот же базовый рис. 4.3.14). Но не стоит забывать, что высоту рамочной антенны мы считаем от ее нижнего края.

Собственно, в этом разделе остались лишь некоторые специфические вопросы многоэлементных рамок. Надо бы определиться с входным импедансом, выбором типа пассивного элемента (особенно в двухэлементной антенне), имея в виду балансировку токов для высокого F/B, влиянием длины траверсы и высоты подвеса. Ну и конечно не забудем вопрос, на котором было сломано немало копий, какая антенна все-таки лучше: Уда-Яги или «квадраты» (п. 7.6.3). Всем этим мы и займемся во всех остальных параграфах этого раздела.

7.6.2. Двухэлементная рамочная

Расположив две рамки рядом, получим простейшую и самую распространенную рамочную антенну продольного излучения. В зависимости от формы элементов называется она по-разному:

- «двойной квадрат», Cubical Quad, Qubical Quad, QQ при квадратных рамках;
- «двойной треугольник», «двойная дельта» при треугольных;
- «двойной ромб» при ромбических.

Несмотря на обилие форм и названий, это практически одинаковые антенны, лишь слегка отличающиеся Ga и Ra (соответственно форме элемента, см. п. 4.3.2). Поэтому будем их рассматривать все вместе.

7.6.2.1. F/B и Ga от расстояния между элементами

Как использовать пассивный элемент: директором или рефлектором? На первый взгляд кажется, что директором. Ведь рамка, как показано в пп. 4.3.1, 4.3.2 состоит из двух укороченных изгибом полуволновых диполей. А раз из $\lambda/2$ диполей, то казалось бы, должны действовать те же принципы, что и для двухэлементной антенны Уда-Яги. А в ней, как мы помним из п. 7.2.2, баланс токов (т. е. высокое F/B) достигается при директоре и малом (менее $0,1\lambda$) расстоянии между элементами.

Но посмотрим на типичную двухэлементную рамочную антенну (рис. 7.6.5) внимательнее. Концы обоих элементов

(вертикальные стороны рамок) параллельны друг другу. И кажется, что связь между ними должна быть токовой. Но это не так. Ведь на каждой из вертикальных сторон (Н, F, D, В на рис. 7.6.5) есть два участка, по которым ток протекает в разные стороны. А это означает взаимную компенсацию и отсутствие излучения (п. 4.3.1). Из чего следует, что токовой связи между сторонами Н и D (а также F и В) нет. А емкостная есть, для нее растекающиеся в разные стороны токи не помеха (посмотрите, например, любую из емкостных нагрузок в п. 3.7.3). Поэтому, согласно правилу п. 7.2.2.1, пассивный элемент должен быть рефлектором, а при директоре хорошего F/V не достичь.

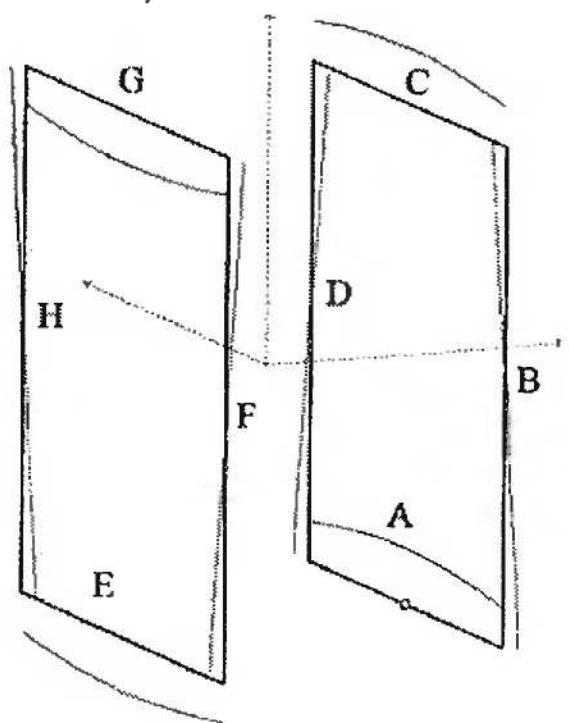


Рис. 7.6.5

Практика и моделирование подтверждают этот вывод: конфигурация W-D имеет F/V не превышающее нескольких децибел и потому не используется. Для двухэлементной рамочной антенны единственно возможной является конфигурация R-W. Ее мы и рассмотрим.

Вначале определимся, как влияет расстояние и потери в материале на усиление «двойного квадрата». Эти зависимости показаны на рис. 7.6.6 (частота 14,15 МГц, свободное пространство, настройка на максимум усиления).

Видны зависимости, аналогичные рис. 7.1.3 для двух активно питаемых диполей. Но есть разница: рис. 7.1.3 построен для довольно толстых трубок, диаметром 10 мм, а

рис. 7.6.6 для тонкой проволоки диаметром 1,6 мм. А потери усиления по сравнению с идеальным материалом почти одинаковые.

Вывод:

Двухэлементная рамочная антенна не требует столь толстых элементов, как два диполя.

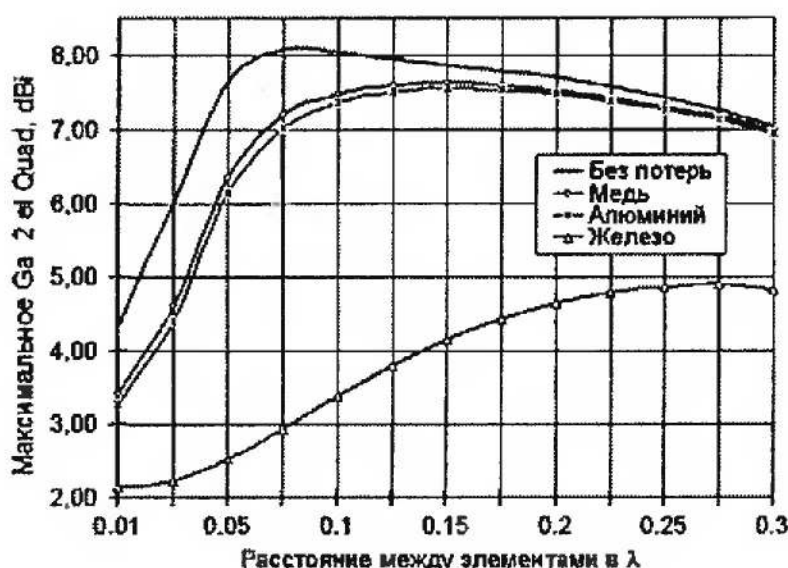


Рис. 7.6.6

Но рис 7.1.3 относится не к «волновому каналу», а к антенне с активным питанием обоих диполей. При переходе же к двухэлементной антенне Уда-Яги (рис. 7.2.2 и 7.2.4) выясняется, что, несмотря на хорошее усиление при больших (до $0,2\lambda$) длинах траверсы, применять траверсы длиннее $0,1\lambda$ неразумно из-за резкого снижения F/V. А для хорошего подавления заднего лепестка вообще бы желательно $0,06...0,08\lambda$. Но столь малая длина траверсы тянет за собой целый букет неприятностей: низкое Ra, повышенные требования к диаметру материала, узкую полосу. Посмотрим, как обстоит дело с этим у «двойного квадрата».

На рис. 7.6.7 показано, как меняется усиление «двойного квадрата» (свободное пространство, частота 14,1 МГц, материал — медная проволока диаметром 1,6 мм).

Кроме расстояния, Ga зависит еще и от настройки (т. е. размеров) рефлектора. Верхний график на рис. 7.6.6 соответствуют настройке на максимум усиления, нижний — на максимум F/V. Область между графиками показывает все промежуточные варианты настройки. В каждой точке графиков периметр рефлектора подстраивается по соответствующему критерию, а периметр вибратора до $jX_a = 0$.

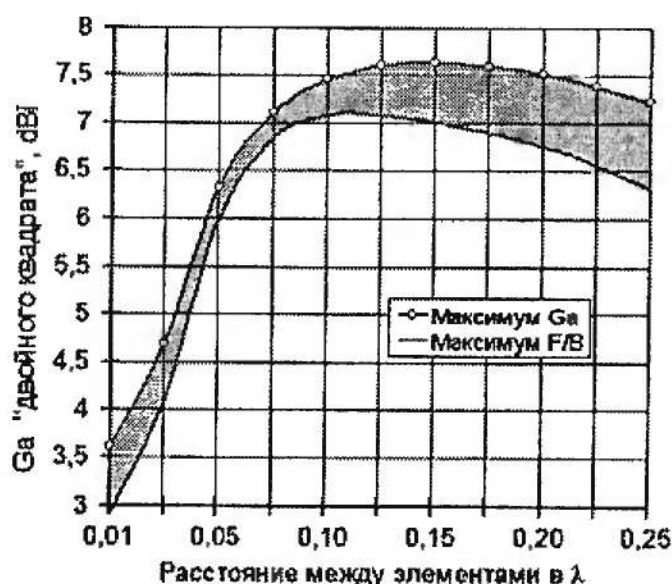


Рис. 7.6.7

Размеры элементов не указаны сознательно. Для каждого конкретного случая их легко получить в GAL-ANA (оптимизацией периметра элемента по соответствующему критерию). Но нелишне заметить, что периметр вибратора получается чуть меньше, чем для одиночной рамки (т. е. $1,00...1,03\lambda$ в зависимости от диаметра провода, см. табл. 4.3.1), а периметр рефлектора — на 2...4% больше т. е. $1,04...1,06\lambda$).

Зависимости F/B в направлении точно назад от расстояния показаны на рис. 7.6.8, который сделан по той же методике, что и рис. 7.6.7.

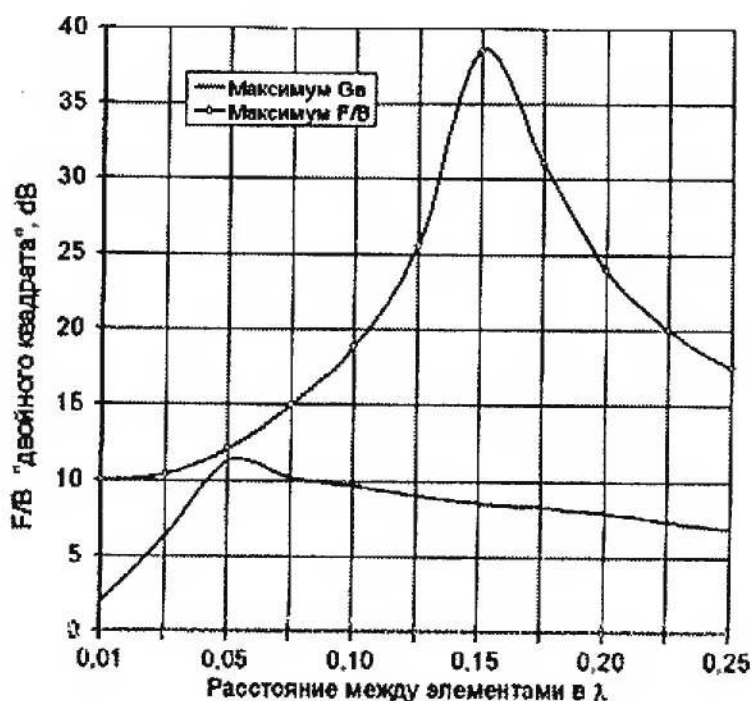


Рис. 7.6.8

Сопоставляя 7.6.7 и 7.6.8, получаем важную рекомендацию:

Разумный диапазон расстояний между элементами составляет $0,1 \dots 0,225\lambda$.

При этом достигается $G_a \approx 7,1 \dots 7,5$ dBi и F/V около 20 дБ.

Оптимальное расстояние по F/V в направлении точно назад составляет $0,157\lambda$. F/V при этом может превышать 60 дБ (файл ...2CQ20_optFB.gaa), что говорит о точной балансировке токов. Но если в качестве заднего направления мы возьмем широкий азимутальный угол (например, как при установках GAL-ANA по умолчанию **Азимут = 120 град., Зенит = 60 град.**), то оптимальное расстояние будет $0,138\lambda$, а F/V будет около 20 дБ (файл ...2CQ20_optFB120.gaa). И то, и другое расстояния почти соответствуют максимуму усиления (рис. 7.6.6).

Таким образом, в двухэлементной рамочной антенне в отличие от Уда-Яги нет противоречия в выборе расстояния между элементами по критериям G_a и F/V. При расстояниях $0,13 \dots 0,16\lambda$ (зависит от критерия настройки и угла F/V) выполняются оба условия. Ширина полосы при этом получается значительно выше, чем у двухэлементов Уда-Яги при оптимальных размерах.

7.6.2.2. Влияние высоты подвеса на G_a , F/V и зенитный угол

Как следует из пп. 7.6.1 и 7.6.2.1 усиление «двойного квадрата» примерно на 1 дБ (зависит от формы рамок и критериев настройки) выше, чем у двухэлементной Уда-Яги. Но это в свободном пространстве. Над землей же это не всегда так. Дело осложняется еще и тем, что в зависимости от положения точки питания рамочная антенна имеет разную поляризацию, т. е. по-разному взаимодействует с землей. Поэтому, во всех параграфах, где мы будем рассматривать влияние земли на направленные рамочные антенны, придется вводить дополнительное деление на подпараграфы (да, их и так много, но куда деваться) отдельно для горизонтальной и вертикальной поляризации.

7.6.2.2.1. Горизонтальная поляризация

На рис. 7.6.9 сравнивается G_a двухэлементной Уда-Яги с длиной траверсы $0,08\lambda$ (файл ...\\ANT\\HF beams\\Uda-Yagi\\2el_Uda-Yagi_opt.gaa) и «двойного квадрата» (файл ...2CQ20_

_optFB120.gaa). Обе антенны на каждой высоте подстраиваются оптимизацией GAL-ANA по критериям G_a и F/B (с одинаковой важностью обоих). На рис. 7.6.7 (и везде в дальнейшем) под реальной понимается земля с параметрами: диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 13$, проводимость $\sigma = 5$ мС/м.

Перед тем, как перейти к рис. 7.6.9 хочу отметить очень важное отличие:

В этом параграфе и далее мы считаем высоту подвеса рамочной антенны от ее геометрического центра (траверсы), а не от нижней стороны, как это было в пп. 4.3.4, 4.3.5 и 7.6.1.

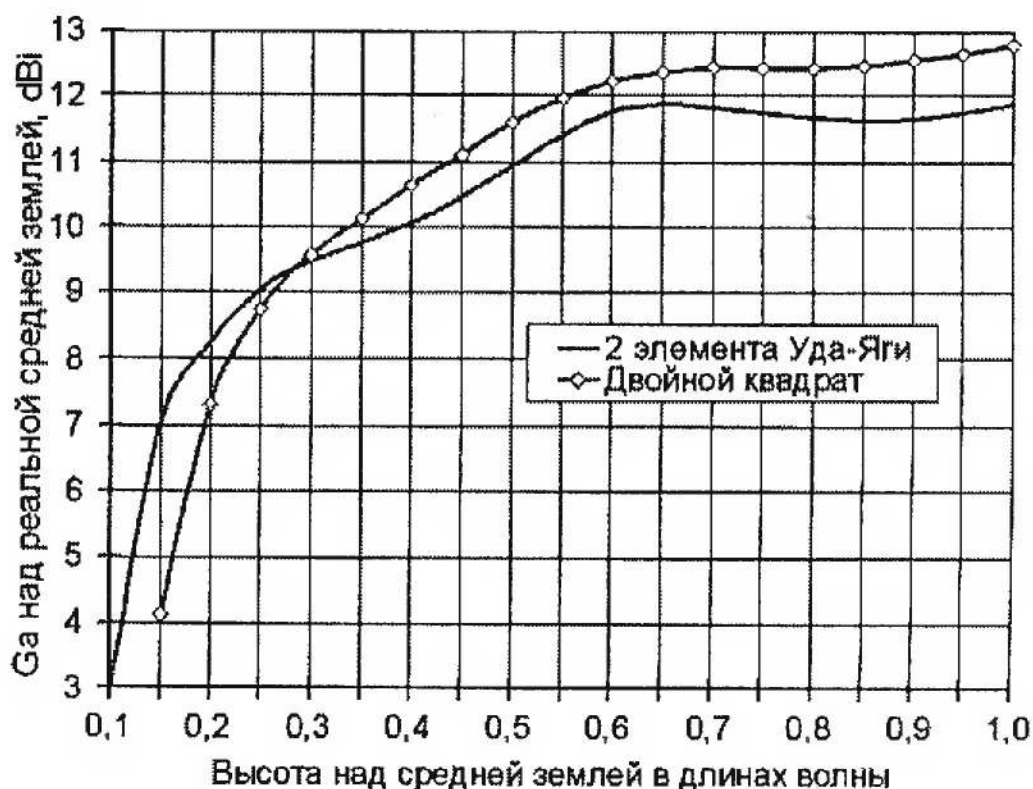


Рис. 7.6.9

Изменить точку отсчета пришлось для того, чтобы корректно сравнивать разные типы антенн.

Колебания усиления с высотой понятны — это ведь антенна с горизонтальной поляризацией, расположенная над землей (п. 3.3.3). Как обычно, при росте высоты подвеса $> 1\lambda$ колебания продолжаются с периодом $0,5\lambda$ и уменьшающейся амплитудой, затухая вблизи значения, равного G_a этой же антенны в свободном пространстве + 6 дБ (п. 3.3.3).

Намного более интересно на рис. 7.6.9 другое: на высотах менее $0,3\lambda$ «двойной квадрат» проигрывает по усилению двухэлементной Уда-Яги. Причина этого проигрыша становится понятна, когда мы вспомним, что при высоте середины квад-

рата $0,3\lambda$, его нижняя сторона будет всего в $0,3\lambda - 0,125\lambda = 0,185\lambda$ над землей. А значит, ближняя зона (у направленных антенн она больше, чем у простых, п. 7.2.3.3) касается земли и греет ее. Со всеми вытекающими последствиями в виде падения усиления.

Приводить графики зависимости F/V от высоты нет практического смысла. В отличие от антенны Уда-Яги (рис. 7.2.6) у «двойного квадрата» с длиной траверсы $0,11...0,22\lambda$ достигается F/V выше 20 (типично 25) дБ. И достигается при любой разумной высоте подвеса и критерии настройки середины между максимумами по G_a и F/V (а если только критерию F/V , то еще больше). Речь идет о F/V в направлении точно назад, установки тыла в GAL-ANA Азимут 0 град., Элевация 0 град.

По F/V «двойной квадрат» ощутимо устойчивее к влиянию земли, чем двухэлементная Уда-Яги. Причина описана в п. 7.3.3.3. Она настолько важна, что повторяю ее:

Параметры антенны тем слабее зависят от высоты и прочих дестабилизирующих факторов, чем больше элементов в антенне.

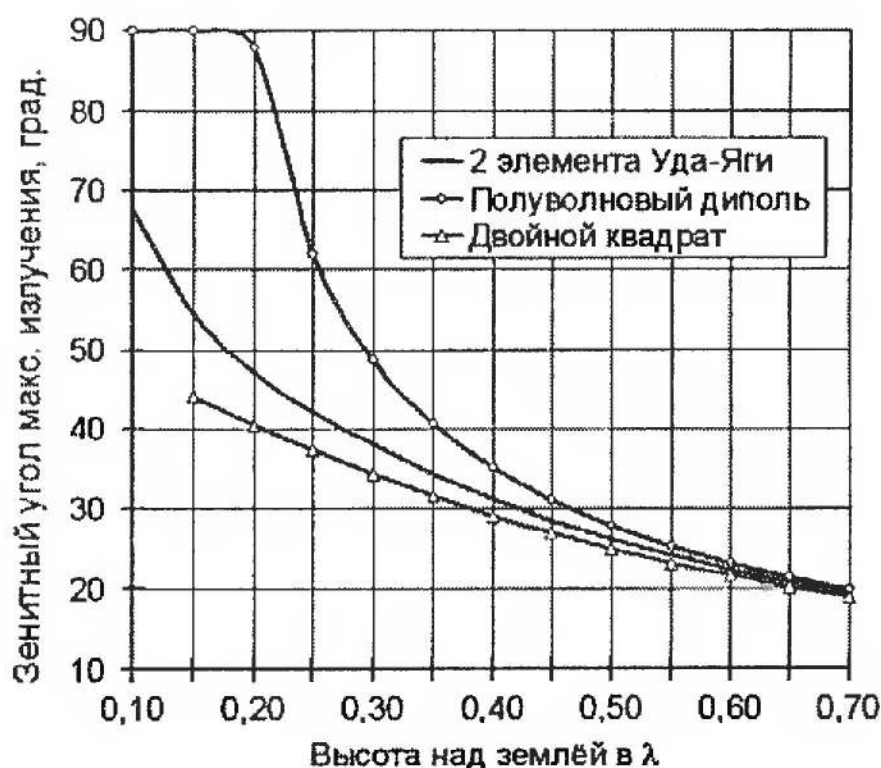


Рис. 7.6.10

Тут читатель возразит: «Но ведь в «двойном квадрате» всего два элемента. С чего ему быть стабильнее, чем два элемента Уда-Яги?» Дело обстоит не вполне так. Рамок в

«двойном квадрате» действительно две. Но вот если посчитать диполи, то их окажется 4. Ведь каждая рамка сама по себе состоит из двух диполей с загнутыми краями (п. 4.3.1). Конечно, четыре укороченных диполя «двойного квадрата» взаимодействуют по-иному, чем обычные четыре элемента антенны продольного излучения. Но все же вышеприведенное правило работает и в этом случае. Четыре загнутых диполя «двойного квадрата» более стабильны, чем два диполя двухэлементной антенны Уда-Яги.

На рис. 7.6.10 показаны зависимости максимумов зенитных углов излучения от высоты подвеса. По сути, на рис. 7.2.6 наложен соответствующий график «двойного квадрата».

Выводы из рис. 7.6.10:

- для высот $> 0,6\lambda$ зенитный угол «двойного квадрата» почти совпадает с диполем и волновым каналом. А для еще больших высот отличие совсем исчезает.
- При малых высотах «двойной квадрат» имеет более низкий угол излучения. Разница эта нарастает с уменьшением высоты.

Сочетая последний вывод с данными рис 7.6.9, получим важную практическую рекомендацию:

По усилению под низкими углами к горизонту (а не максимальному G_0) «двойной квадрат» выигрывает у двухэлементной Уда-Яги начиная от высот подвеса $0,2...0,25\lambda$,

т. е. граница весьма умеренна. Не забудем, что мы считаем высоту «двойного квадрата» от середины рамки и при $0,2\lambda$ высоты его верхний пролет будет на высоте $0,325...0,375\lambda$.

Кроме того, более низкий угол излучения может перекрыть DX трассу за меньшее число скачков, что даст дополнительный выигрыш как минимум на 10 дБ (п. 3.9.1.2). Выигрыш «двойного квадрата» на DX трассах особенно заметен на НЧ диапазонах, где высота подвеса в λ мала. Напротив, на ВЧ КВ диапазонах высота подвеса, как правило, $> 0,5\lambda$, поэтому выигрыш невелик (около 1 дБ, как на рис. 7.6.9).

7.6.2.2.2. Вертикальная поляризация

При малых высотах подвеса используется вертикальная поляризация. Не от хорошей жизни, а потому, что низко подвешенная горизонтальная антенна не имеет смысла, как средство связи с DX. Это было рассмотрено в п. 4.3.5 (не забудьте, что там высота считается от нижней точки антенны, и к ней надо прибавлять $0,125\lambda$, чтобы получить высоту, которой мы оперируем в этом разделе). А малая в длинах волны

высота подвеса почти всегда означает большую λ , т. е. низкочастотный диапазон.

Сравнение «двойного квадрата» с V поляризацией с другими вертикальными направленными антеннами показано на рис 7.6.11.

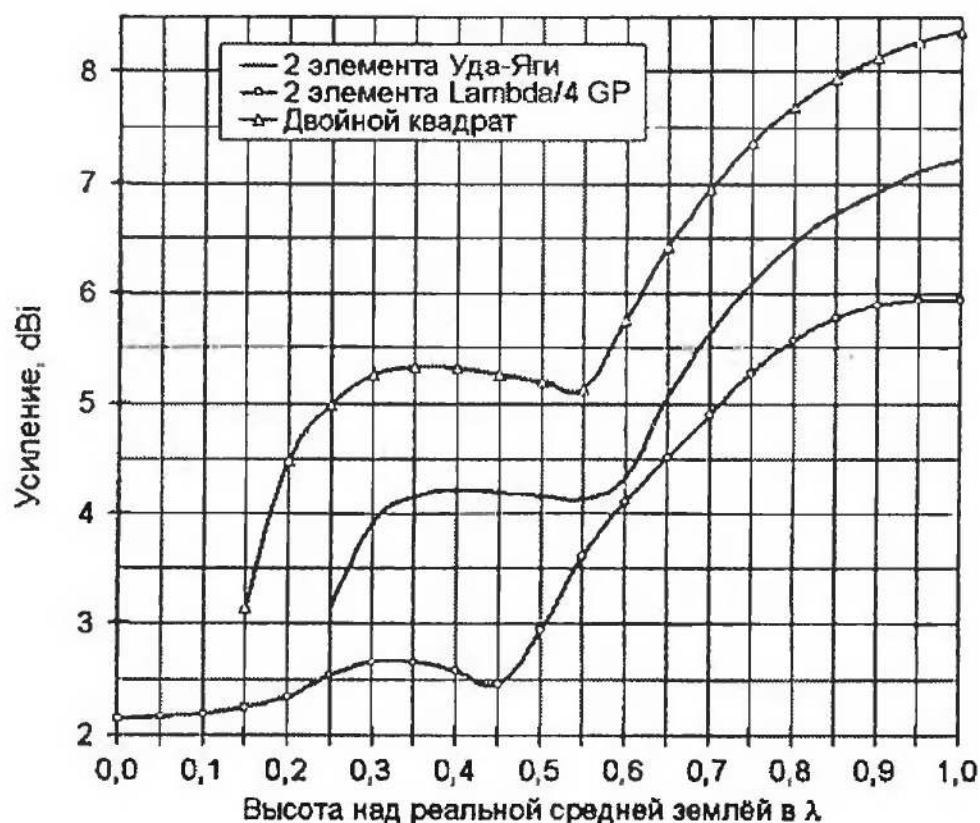


Рис. 7.6.11

Для построения рис. 7.6.11 использованы следующие файлы антенн:

- «двойной квадрат» — ...2CQ20_V.gaa, расстояние R-W около $0,14\lambda$.
- два элемента Уда-Яги — антенна, рис. 7.5.6,а и в файле ...ANT\HFbeams\V_Switch\2el_V1.gaa. Расстояние R-W около $0,14\lambda$. Обычная Уда-Яги при таком расстоянии имеет низкое F/B (п. 7.2.2.1). Но в антенне рис. 7.5.6 сведены верхние концы. За счет этого возникает дополнительная емкостная связь и достигается хорошее F/B. Выбор такой антенны для сравнения не случаен. Антенна рис. 7.5.6,а намного более практична для вертикальной поляризации, чем классические два элемента Уда-Яги.
- два элемента $\lambda/4$ GP — антенна, рис. 7.5.16 и в файле ...ANT\HFbeams\V_Switch\L4_2el_40.gaa. Это антенна из наклонных элементов с расстоянием между серединами

R-W также около $0,14\lambda$. Такая антенна, как описано в п. 7.5.5.1, имеет намного лучшие параметры, чем простые две вертикальных $\lambda/4$ GP.

На рис. 7.6.11 видно, что «двойной квадрат», выигрывает у двухэлементной Уда-Яги 2...2,5 дБ (и это при том, что QQ имеет вдвое меньший габарит по высоте). Выигрыш же «двойного квадрата» у двух элементов $\lambda/4$ GP существенно больше, и достигает 5...6 дБ. Но это только в диапазоне высот $0,25...0,45\lambda$. При меньших высотах нижний пролет «двойного квадрата» почти касается земли, отчего усиление падает.

Можно сформулировать короче:

Если вы строите двухэлементную вертикальную антенну продольного излучения, то «двойной квадрат» — оптимальный выбор.

Имея габарит по вертикали $\lambda/4$, он превосходит как равную по вертикальному размеру систему $\lambda/4$ GP, так и вдвое более высокую вертикальную антенну Уда-Яги.

На НЧ диапазонах «двойной квадрат» применяется нечасто из-за очевидных конструктивных сложностей: требуются четыре высокие точки опоры или два высоко протянутых троса. Чаще используют «двойной треугольник» (например, файл ...2el_delta_80m.gaa), обходящийся одним тросом. График его усиления от высоты идет почти также, как и для «двойного квадрата» на рис. 7.6.11, но его надо сместить:

- вниз на 0,35 дБ (Ga треугольника ниже, чем у квадрата на эту величину, см. табл. 4.3.2);
- вправо $0,02...0,03\lambda$ (вертикальный размер треугольника больше, чем у квадрата).

7.6.2.3. Настройка и согласование

Методика настройки настолько совпадает с описанной в п. 7.2.2.1 для антенны Уда-Яги, что нет смысла повторяться. Стоит лишь заметить, что у проволочного «двойного квадрата» полоса по F/B получается раза в полтора шире, чем у двухэлементной антенны Уда-Яги из труб. Причина в том, что расстояние между элементами в «двойном квадрате» примерно вдвое больше (пп. 7.6.6.1 и 7.2.2.1).

7.6.2.3.1 Влияние расстояние между элементами на Z_a

Влияние на R_a расстояния между элементами и критерия настройки ДН показано на рис. 7.6.12. Хотя при настройке расстояние между элементами, как правило, не меняют, но

еще на этапе проектирования полезно понимать, как оно влияет на R_a . Рис. 7.6.12 построен для «двойного квадрата» в свободном пространстве. При каждом расстоянии сначала настроен рефлектор по заданному критерию ДН, а затем размеры вибратора подстроены до нулевой реактивности в Z_a .

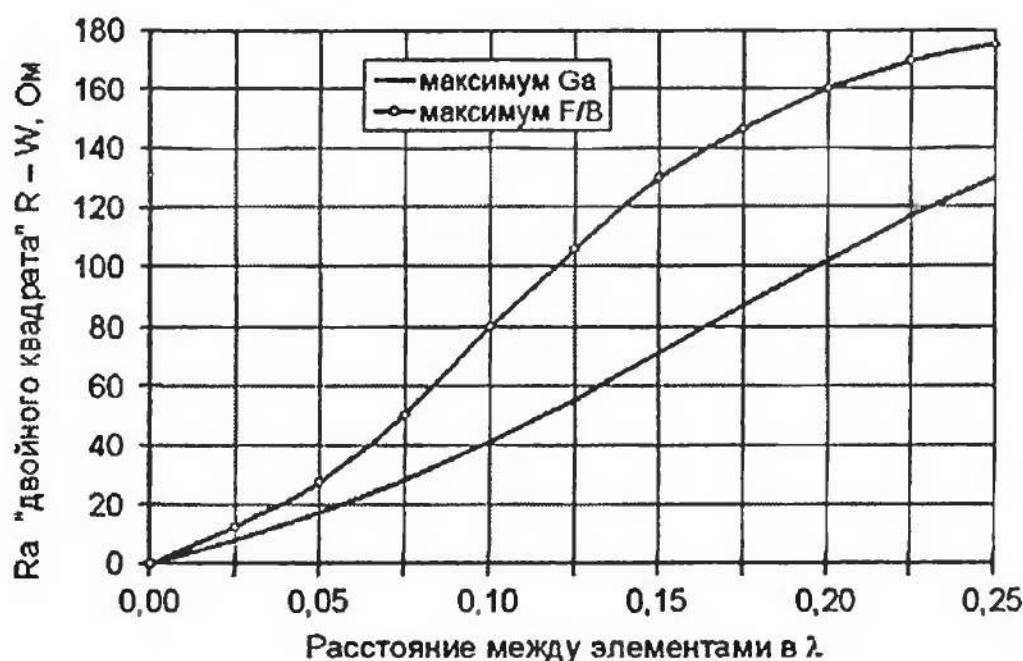


Рис. 7.6.12

На рис. 7.6.12 показаны графики для настройки по критериям максимума G_a или F/B . Если же при оптимизации используются одновременно оба этих критерия с равным весом (наиболее употребимый в практике случай), то график будет идти не посередине, а ближе к верхнему.

Из рис. 7.6.12 вытекает важный вывод:

При используемых на практике расстояниях $0,1 \dots 0,225\lambda$ (п. 7.6.2.1) и критериях настройки, R_a «двойного квадрата» превышает 50 Ом.

А как же часто встречающиеся в любительской литературе утверждения, что такую антенну можно прямо питать кабелем 50 Ом? Увы, это или выдача желаемого за действительное, или повышенный КСВ. Даже если учесть колебания R_a с высотой (чем мы займемся в следующем параграфе), то оно все равно оказывается больше 50 Ом.

7.6.2.3.2. Влияние высоты на Z_a

Хотя рис. 7.6.12 построен для свободного пространства, однако при разумных высотах подвеса земля оказывает не очень большое влияние на R_a «двойного квадрата».

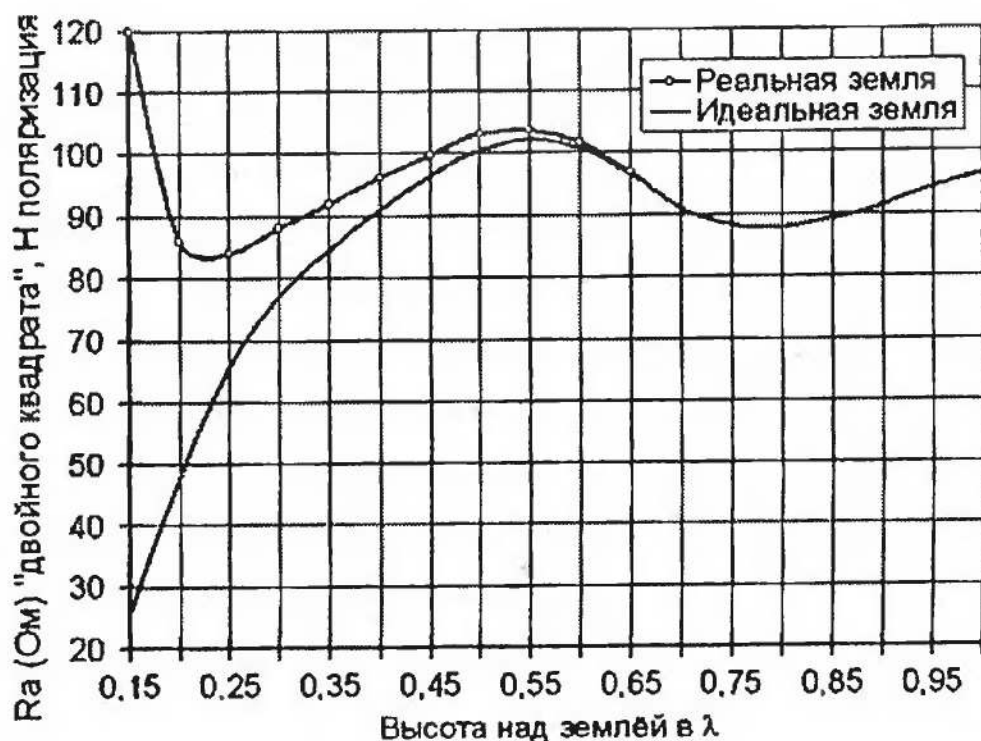


Рис. 7.6.13

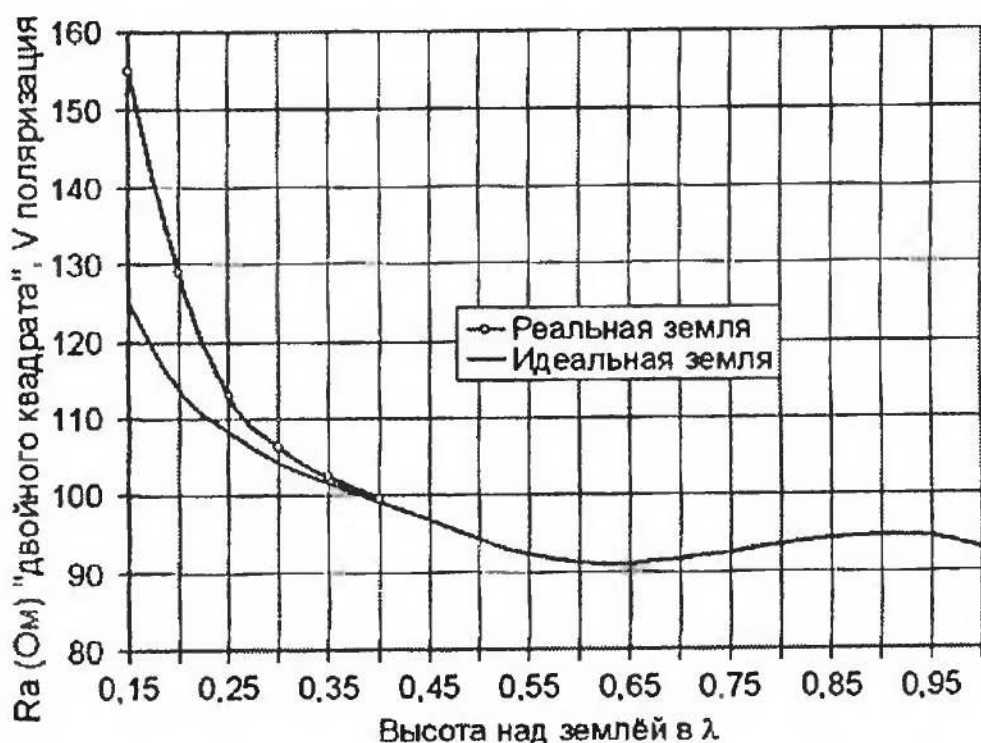


Рис. 7.6.14

На рис. 7.6.13 и 7.6.14 приведены зависимости R_a типичного «двойного квадрата» (расстояние между элементами $0,14\lambda$, критерий настройки: максимумы G_a и F/V одновременно).

Выше $0,6\lambda$ для горизонтальной поляризации и $0,4\lambda$ для вертикальной, зависимости для идеальной и реальной земли сливаются.

На рис. 7.6.13 и 7.6.14 видны, в принципе, те же зависимости, что и для одиночной рамки на рис. 4.3.6 и 4.3.8 (в главе 4 высота считается от нижнего края рамки, и чтобы получить равные шкалы высоты, к значениям на рис. 4.3.6 и 4.3.8 надо прибавлять $0,125\lambda$). Кроме шкалы высот, отличие двух пар рисунков еще и в относительном размахе графиков (отношение крайних значений к среднему). Например, в диапазоне высот $0,15...1,0\lambda$ (от центра рамки) над реальной средней землей относительный размах составит:

- для одной квадратной рамки с горизонтальной поляризацией (рис. 4.3.6) — 28%;
- для «двойного квадрата» с горизонтальной поляризацией (рис. 7.6.13) — 22%;
- для одиночного квадрата с вертикальной поляризацией (рис. 4.3.8) — 108%;
- для «двойного квадрата» с вертикальной поляризацией (рис. 7.6.13) — 65%.

Это снова проявил себя базовый принцип п. 7.2.3.4:

С ростом числа элементов антенна становится менее чувствительной к внешним дестабилизирующим воздействиям.

Из рис. 7.6.13 и 7.6.14 хорошо видно, что ни при какой высоте «двойного квадрата» питать его по кабелю 50 Ом нельзя. Следовательно, требуется согласование. Но это уже начало следующего параграфа...

7.6.2.3.3. Способы согласования

Из рис. 7.6.12–7.6.14 следует, что R_a «двойного квадрата» лежит в пределах $60...160$ Ом. Для преобразования его в 50 Ом можно применить любой из способов, описанных в разделе 3.5. Но это в теории. На практике же обнаруживаются нюансы, исключающие применение большинства способов.

Скажем, достигать согласования изменением размеров в данном случае неразумно. Для этого придется уменьшить расстояние между рамками до $0,075...0,1\lambda$ (причем, в последнем случае антенну придется настраивать по максимуму G_a и мириться с неважным F/B). Кроме того, уменьшение межэлементного расстояния снизит G_a (рис. 7.6.7).

Использовать все способы согласования, требующие навешивания чего-то дополнительного на рамку (СУ на LC, ШПТ, гамма-согласование и т. д.), неудобно конструктивно. Ведь на КВ «двойные квадраты» выполняются только из проволоки. Поэтому дополнительная механическая нагрузка на тонкий провод рамки вибратора весьма нежелательна: или надо

мудрить какую-то конструкцию для жесткого крепления точки питания, или СУ, болтаясь на проводе, довольно быстро оборвет рамку.

А что же тогда остается? Остаются СУ из последовательных отрезков кабеля (пп. 3.5.3, 3.5.4). Ведь, так или иначе, кабель питания к рамке-вибратору должен быть подведен. Но вот быть однородным он быть вовсе не обязан. Мы вполне можем набрать его из нескольких отрезков разных кабелей. А согласование последовательными отрезками линий мы уже изучали (пп. 3.5.3 и 3.5.4).

В п. 3.5.3 приведено согласование $\lambda/4$ отрезком. Используя $\lambda/4$ кусок кабеля 75 Ом, мы легко трансформируем $R_a = 112$ Ом в 50 Ом. А относительно 112 Ом все R от 80 до 160 Ом дадут $K_{СВ} < 1,4$, т. е. вполне терпимый. Поэтому, если расстояние между рамками $0,125...0,225\lambda$, и антенна расположена не очень низко (при горизонтальной поляризации), использование $\lambda/4$ трансформатора из кабеля 75 Ом является лучшим выходом.

Но если R_a заметно отличается от 112 Ом и/или требуются низкие $K_{СВ}$, то $\lambda/4$ трансформатор — не лучшее решение. Нет, сама идея остается хорошей. Но где вы возьмете кабель с требуемым волновым сопротивлением? Конечно, если исхитриться, то можно найти кабеля 53,5 Ом (некоторые из разновидностей RG58) и согласовать 57 Ом. Если очень повезет, удастся отыскать кабель 60 Ом (например, Bedea 3V60, использовался для старых компьютерных сетей) и получить 73 Ома. Но такие кабели редки. И даже они не решают проблему хорошего согласования произвольного R_a в требуемом нам диапазоне 60...160 Ом. Поэтому применим согласование двумя последовательно включенными отрезками (п. 3.5.4) и ограничимся широко распространенными кабелями 50 и 75 Ом. В табл. 7.6.1 приведены данные такого СУ для R_a от 60 до 160 Ом. Схема согласования показана на рис. 3.5.3. Но можно обойтись и без рисунка: первый отрезок (с большим Z_0) подключается к основному кабелю снижения 50 Ом, второй — между концом первого и вибратором.

Полоса такого согласования велика (несколько десятков %), и намного превосходит полосу самых широких любительских диапазонов. Поэтому суммарная полоса антенно-фидерной системы определяется только антенной.

После электрического соединения кабелей обязательно наденьте на места их стыков отрезки термоусаживающихся трубок длиной 10...15 см и обожгите их. Это обеспечит герметичность на многие годы.

Таблица 7.6.1

Rа, Ом	Первый отрезок (к основному кабелю 50 Ом)		Второй отрезок (к антенне)	
	Волновое сопротивление Z_0 , Ом	Электрическая длина, % λ	Волновое сопротивление Z_0 , Ом	Электрическая длина, % λ
60	75	3,5	50	10,6
70	75	6,7	50	8,9
80	75	9,6	50	7,4
90	75	12,6	50	5,9
100	75	16,1	50	4,2
110	75	20,6	50	2
120	100'	4,3	75	17,8
130	100	6,7	75	14,7
140	100	8,7	75	12,4
150	100	10,6	75	10,6
160	100	12,5	75	8,9

Примечание. ' — 100 Ом, это два тонких кабеля 50 Ом, расположенные параллельно. Их оплетки соединены вместе и нигде не подключены. В качестве линии используются обе центральные жилы.

В отличие от антенн Уда-Яги, в «двойном квадрате» обязательно устройство подавления синфазного тока. Рамочные антенны сами по себе неплохо его ослабляют (п. 4.3.1). Во всяком случае, в достаточной степени, чтобы даже резонансные размеры оплетки кабеля не влияли бы сколь-нибудь заметно на ДН и Z_a «двойного квадрата» (отличие начинается на уровне десятых долей %).

Тут хотел привести рисунок, аналогичный рис. 7.2.11, для сравнения ДН «двойного квадрата» с излучающим кабелем и без него. Но рисунок не получился. Вернее получились две полностью совпадающие ДН, небольшие отличия начинались лишь при уровнях ниже -30 дБ.

Но иногда устройство подавления синфазного тока оплетки желательно иметь. Например, если кабель снижения идет сквозь дом, набитый помехоизлучающей техникой, и надо исключить прием этого мусора оплеткой. Или мощность в антенне столь велика, что излучение тысячной ее доли оплеткой кабеля может привести к помехам. И/или ваша антенна

имеет настолько высокое F/B (несколько десятков дБ), что даже совсем малые сигналы принятые всенаправленной оплеткой могут его ухудшить.

Если использовать устройство подавления синфазного тока все-таки надо, то его лучше расположить не у вибратора, а в центре антенны, у поворотного устройства. Там развязывающий дроссель из кабеля (или что-то иное из раздела 3.6) можно надежно закрепить, не создавая дополнительной механической нагрузки на вибратор. А небольшой кусок кабеля от центра антенны до вибратора вполне можно оставить просто так. Его излучение-прием будут уж совсем малы.

7.6.2.4. Влияние формы

В начале п. 7.6.2 мы говорили, что форма рамки мало влияет на параметры антенны. Но все же влияет. А как мы и рассмотрим в этом параграфе.

Начнем с обычного квадрата, но повернутого на 45° вокруг траверсы, т. е. превращенного в ромб (файл ...2diamond20.gaa) и запитанного в угол. Хотя некоторые пишут о какой-то разнице между параметрами «двойного ромба» и «двойного квадрата», на самом деле ее нет. В свободном пространстве это очевидно, как ни гоняй точку питания по квадрату, и как ни крути его — ничего не изменится. Над землей же увеличение расстояния между точками с максимальным током компенсируется меньшей горизонтальной апертурой. Да так компенсируется, что практически никакой разницы не возникает. Поэтому использование ромба в качестве элемента может иметь только некоторый конструктивный смысл (ниже точка питания, меньше нижний радиус поворота антенны).

Перейдем к прямоугольным элементам. Таковые с питанием в середину длинной стороны не употребляются в многоэлементных антеннах. Причины ясны из табл. 4.3.2: падает усиление и повышается и без того высокое R_a .

Напротив, прямоугольные рамки с питанием в середину короткой стороны используются в качестве элемента, как при Н, так и при V-поляризации. И снова причины очевидны из табл. 4.3.2: растет G_a и понижается R_a , позволяя исключить СУ.

В файле ...2React_17.gaa показан «двойной прямоугольник» с Н поляризацией на диапазон 18 МГц. Отношением сторон прямоугольника 3:1, расстояние между рамками $0,14\lambda$. $R_a = 50$ Ом, что позволяет прямое питание кабелем. Недостатки такой антенны: меньшая полоса по F/B (впрочем,

в узком диапазоне 17 м это не ощущается) и большой вертикальный размер, около $0,4\lambda$.

На НЧ диапазонах в качестве элемента используют прямоугольник с V поляризацией, лежащий на длинной стороне. Пример показан в файле ...2 el React 80CW.gaa и на рис. 7.6.15.

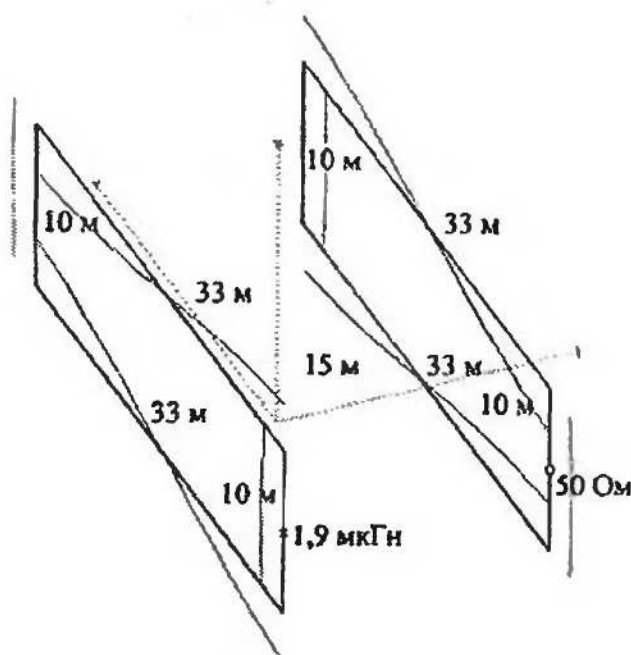


Рис. 7.6.15

Эта антенна CW участка диапазона 80 м при вертикальной стороне всего 10 м, обеспечивает прямое питание кабелем 50 Ом и $G_a \approx 5$ dBi при высоте нижней стороны над землей 3...4 м. Полоса по уровню F/V > 12 дБ не блещет, чуть ниже 40 кГц. Размеры рамок одинаковы (удобно для переключения ДН), а рефлектор настраивается индуктивностью.

Следующая форма — круг. На КВ почти не применяется из-за очевидных конструктивных сложностей: для растягивания проволоки в круг требуется множество распорок, а выгибать длинную металлическую трубу, длиной более 10 м, как-то неразумно. Тем не менее, для полноты картины посмотрим, что дают круглые элементы (файл ...2-krug-20.gaa). Ответ дает все та же табл. 4.3.2: немного возрастают G_a и R_a . Конечно, общее правило о поляризации рамок (п. 4.3.3, стр. 97) соблюдается и в этом случае. Просто на круглой рамке его отметить особенно любопытно: Н поляризация получается при питании круга точно вверху или внизу (как в файле ...2-krug-20.gaa), а V поляризация — при питании рамки в бок (переставьте в файле ...2-krug-20.gaa источник в положение w15b).

Треугольные рамки применяются часто. Их проще сделать, так как требуется меньше точек крепления проводов. Ради

конструктивных удобств терпят снижение усиления на несколько десятых децибела (табл. 4.3.2). На высокочастотных диапазонах используют Н поляризацию, т. е. питание или в средний угол (файлы ...2el_delta_20m.gaa и ...2DELTA20.gaa), или в середину горизонтальной стороны (...2el_delta_u_20m.gaa).

На НЧ диапазонах используют V поляризацию (п. 7.6.1). Для этого, как описано в п. 4.3.3, вибратор питают в точку, отстоящую на $\lambda/4$ от вершины треугольника. Если антенна подвешивается на тросе или траверсе, то применяют треугольный элемент вершиной вверх (файл ...2el_delta_80m.gaa). А если растягивается между зданиями, то вершиной вниз (...2el_delta_up_80m.gaa).

7.6.2.5. Конструкция

В разделах про антенну Уда-Яги мы не вспоминали о конструктивном исполнении. Просто потому, что оно очень простое. К несущей трубе-траверсе стандартными хомутами для поперечного крепления труб (можно найти в магазине, торгующем крепежом, стройматериалами и т. п.) фиксируются трубы-элементы (обычная антенна Уда-Яги, раздел 7.2) или диэлектрические распорки, между концами которых растягиваются проволочные элементы (некоторые антенны из раздела 7.3).

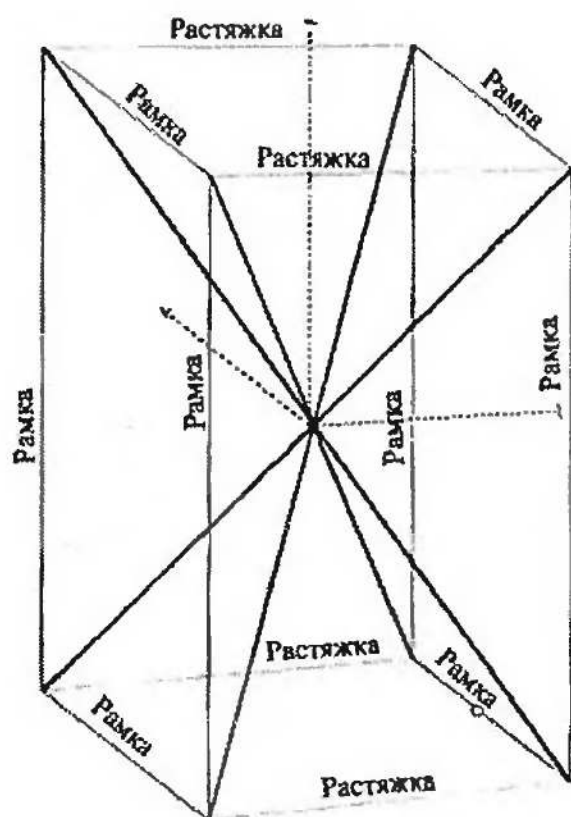


Рис. 7.6.16

Механическая конструкция «двойного квадрата» сложнее. Наиболее распространенный вариант показан на рис. 7.6.16. К углам антенны из ее геометрического центра расходится восемь диэлектрических распорок (бамбук, стеклопластик, пропитанные деревянные рейки, высушенный еловый ствол). Все углы стянуты между собой не только проводами рамок, но и четырьмя горизонтальными диэлектрическими растяжками. В результате каждый из восьми углов антенны имеет три оттяжки: две — горизонтальная и вертикальная стороны рамки, третья — горизонтальная растяжка. Получается жесткая конструкция, устойчивая к сильным ветрам.

Но, как водится, есть и недостатки. Вернее, недостаток один: очень сложный центральный элемент конструкции, в котором сходятся все восемь распорок. В русскоязычной литературе он называется «еж». Англоговорящим он больше напоминает паука. Они его так и зовут: «spider» (англ. «паук»). Типичный «еж»-«spider» показан на рис. 7.6.17.

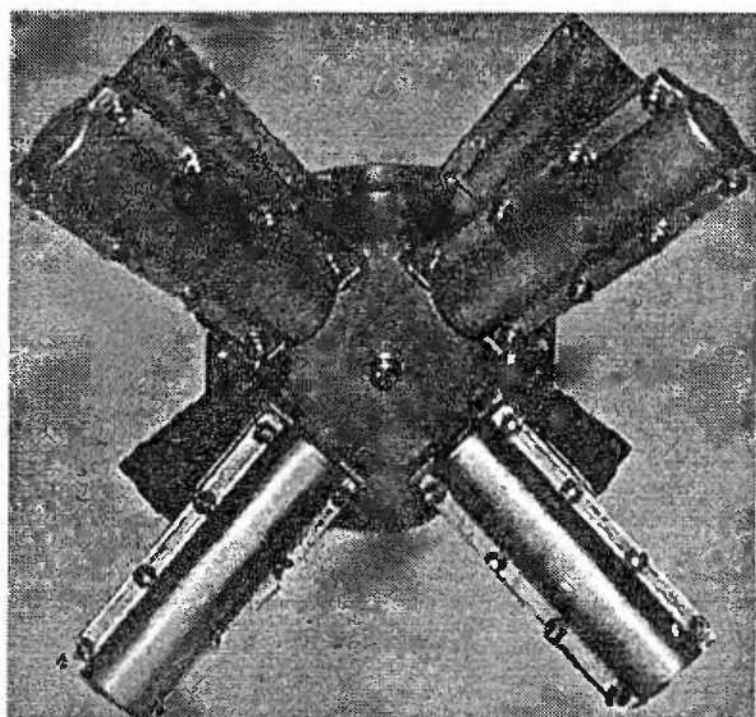


Рис. 7.6.17

Это весьма непростой в изготовлении сварной узел. Средней своей частью он одевается на вертикальную трубу поворотного устройства, а в торчащие во все стороны восемь коротких труб вставляются диэлектрические распорки. Трудностей в изготовлении «ежа» две:

1. Очень большие усилия на трубах. Длинные распорки (например, для диапазона 20 м они должны быть по 4 м) действуют как рычаг, многократно увеличивающий силу, вы-

рывающую трубы из «ежа». Поэтому и сталь «ежа», и сварка должны быть очень качественными.

2. Трубы должны быть вварены в «еж» под точными углами. Ошибка даже на пару градусов в любой плоскости приводит либо к искажению формы антенны, либо к изгибу диэлектрических распорок. Первое снижает параметры антенны, второе — ее долговечность (прочность и надежность изогнутой распорки хуже). Беда и в том, что углы эти индивидуальны для каждой антенны (зависят от формы, размеров рамок и расстояния между ними), поэтому и изготавливать «еж» приходится индивидуально. А это не улучшает ни цену, ни качество.

Другая конструкция «двойного квадрата» приведена на рис. 7.6.18. Здесь, как и в антенне Уда-Яги, используется траверса. И хотя такая конструкция требует расходов на траверсу, они вполне окупаются отсутствием проблем с изготовлением сложного «ежа». Вместо него есть две крестовины. Но с ними просто: 4 угла по 90° и все в одной плоскости. Можно и что-то готовое подобрать.

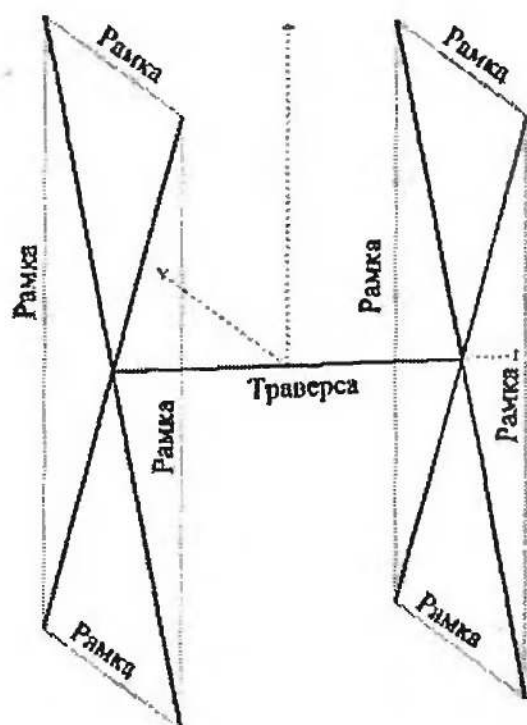


Рис. 7.6.18

В конструкции с траверсой диэлектрические распорки получаются слегка короче, чем при «еже». Но выигрыш очень невелик. Например, для диапазона 14 МГц по рис. 7.6.18 длина распорок должна быть 3,8...4 м, а по рис. 7.6.16 — 4,1...4,6 м.

При сильных ветрах имеет смысл сделать траверсу длиннее на 1...2 м и растянуть дополнительными растяжками середины распорок на концы траверсы.

Теперь поговорим о настройке. В теории звучит красиво: менять периметр рефлектора до получения требуемой ДН, а периметр вибратора до нулевой jX_a . Но тут возникает простой практический вопрос: как?

В антеннах Уда-Яги аналогичный вопрос тоже есть, но там ответы понятны: или точно моделируйте (чтобы настройка не требовалась), или используйте телескопические элементы (длину которых легко менять, выдвигая-вдвигая трубы около траверсы).

В «двойном квадрате» первая часть ответа звучит точно также: моделируйте точно, и настраивать не придется. Особенно если учесть, что полоса QQ шире, чем у Уда-Яги, и поэтому квадраты прощают больше ошибок: и моделирования, и изготовления.

Но все же случаются ситуации, когда настройка необходима. Например, низко подвешенная антенна в не учитываемом моделировщиком окружении (лифтовые будки, провода трансляции, густые высокие деревья, и т. п.) или антенна из провода в изоляции с гадательным коэффициентом укорочения. Тогда применяют решение, показанное на рис. 7.6.19 (файл ...2CQ20_stub.gaa).

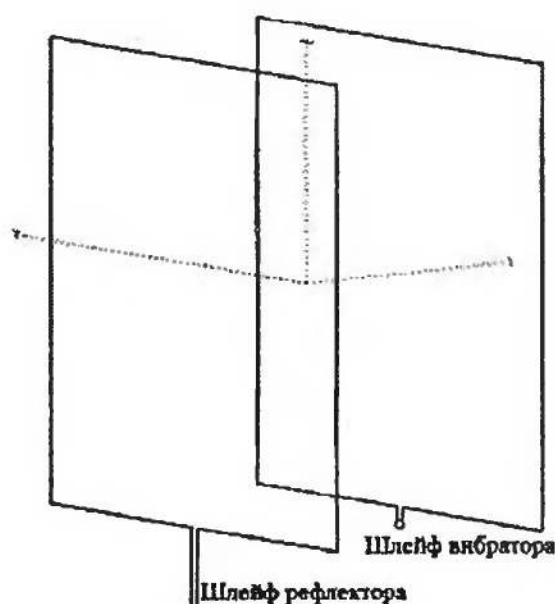


Рис. 7.6.19

Вибратор делают короче расчетного значения на 1...2%, рефлектор — равным по размерам вибратору. Необходимую электрическую длину обеспечивают шлейфами из воздушной

двухпроводной линии. Шлейфы из голого провода делают с запасом по длине (0,4...0,7 м для вибратора, 1...1,5 м для рефлектора, диапазон 14 МГц). Расстояние между проводами шлейфов обычно 3...10 см. ДН настраивают, двигая короткозамыкающую перемычку по шлейфу рефлектора. Минимум реактивности находят, перемещая точки подключения кабеля к шлейфу вибратора.

Если применение шлейфов нежелательно, их можно заменить небольшими катушками индуктивности. Пример показан в файле ...2CQ20_L.gaa. Это почти такая же антенна, как на рис. 7.6.19, только вместо шлейфов использованы катушки: 1,6 мкГн в рефлекторе и 0,22 мкГн в вибраторе. Небольшая индуктивность позволяет выполнить катушки в виде бескаркасных пружин и настраивать их растяжением-сжатием.

7.6.3. Что лучше «двойной квадрат» или три элемента Уда-Яги?

Сразу лишу интриги: нет однозначного ответа на вопрос, вынесенный в заголовок этого параграфа.

Впрочем, об этом можно догадаться, вовсе ничего не зная о параметрах антенн, а просто посмотрев на распространенность обоих вариантов. А она примерно одинакова. Следовательно, у каждой из конструкций есть свои плюсы и минусы. Их мы сейчас и подытожим.

Итак, диапазон 14 МГц, горизонтальная поляризация. Для сравнения возьмем две лучшие антенны своих классов, оптимизированные одновременно по максимумам Ga и F/B.

Антенны Уда-Яги представляет отличная конструкция (именно она имеется в виду во втором столбце табл. 7.6.2) ...ANT\HF beams\Uda-Yagi\3_20_Gamma.gaa, изготовленная из труб диаметром 30 мм, с длиной траверсы $0,338\lambda$ (7,16 м) и гамма-согласованием.

... Тут надо объясниться, почему мы берем трехэлементную Уда-Яги, а не двухэлементную. Ведь «двойной квадрат» будучи сам по себе синфазной антенной из двух двухэлементных Уда-Яги с загнутыми концами (пп. 7.6.1, 4.3.1) гарантировано выигрывает по усилению у любой двухэлементной Уда-Яги. А если вспомнить, что в двухэлементной Уда-Яги хорошее F/B можно получить лишь при малой длине траверсы (рис. 7.2.4), то ясно, что сравнение «двойного квадрата» с двухэлементной Уда-Яги будет избиением младенцев...

«Двойные квадраты» представлены антенной ...2CQ20_optFB_GA.gaa. Медная проволока диаметром 1,8 мм, рассто-

яние между элементами $0,134\lambda$ ($2,84$ м), согласование парой последовательных отрезков кабеля (п. 7.6.2.3.3), третий столбец таблицы 7.6.2.

Таблица 7.6.2

Параметр	Три элемента Уда-Яги	«Двойной квадрат»	Примечания
1. Ga в свободном пространстве	8,07 dBi	7,38 dBi	Первая неожиданность: «двойной квадрат» хуже по усилению. Но не забудем, что у сравниваемой антенны Уда-Яги в два с лишним раза длиннее траверса. Если ее укоротить до $0,22\lambda$, то усиление сравняются. А если траверсы равной длины (хотя даже в страшном сне не делают трехэлементные Уда-Яги с траверсой всего $0,134\lambda$), то квадраты существенно выигрывают по Ga
2. F/V	20 дБ	20 дБ	Примерно одинаковы в широком секторе
3. Ширина азимутальной ДН по уровню — 3 дБ	63°	73°	«Волновой канал» надо точнее нацеливать и чаще крутить. Разница, правда, невелика, но она есть
4. Ширина зенитной ДН по уровню — 3 дБ	50°	46°	«Двойной квадрат» лучше прижимает излучение к земле. Разница, опять же, невелика, но имеется. При большой высоте подвеса это мало что дает. А при малой может привести к выигрышу на 10...20 дБ при DX QSO (п. 7.6.2.2.1, рис. 7.6.10)
5. Полоса по уровню F/V 12 дБ	550 кГц	300 кГц	Второй сюрприз: антенна Уда-Яги лучше сохраняет форму ДН в полосе. Но перечитаем примечание к первому пункту. И заметим, что при траверсе $0,22\lambda$ полосы по F/V станут одинаковы. А если ужать траверсу Уда-Яги до $0,134\lambda$ то QQ выигрывает
6. Полоса по уровням КСВ 1,5 и 2	290 и 490 кГц	200 и 455 кГц	Снова удивимся: антенна Уда-Яги широкополоснее и по КСВ. Но читаем примечания к 1 и 4 пунктам. И держим в уме, что при траверсе $0,22\lambda$ полосы «волнового канала» по уровням КСВ 1,5 и 2 станут совсем никакими: 45 и 90 кГц, соответственно

Параметр	Три элемента Уда-Яги	«Двойной квадрат»	Примечания
7. Минимальная высота, когда ближняя зона не касается земли	$0,25\lambda$, рис. 7.2.14	$0,3\lambda$, рис. 7.6.9	Высота считается от центра (траверсы). QQ проигрывает потому, что при высоте центра $0,3\lambda$ нижний пролет антенны расположен на высоте $0,185\lambda$
8. Требования к устройству подавлению токов оплетки	Высокие, п. 7.2.3.4.	Может отсутст- вовать п. 7.6.2.3.3	Рамка сама по себе симметрирующее устройство (п. 4.3.1), а диполю оно необходимо (пп. 3.6.4, 7.2.3.4, рис. 7.2.17)
9. Расход материалов	Траверса 7,2 м; Элементы 30 м труб	Провод: 43 м; Распорки: 8 по 4,1 м + «еж»; или распорки по 3,9 м + траверсы 2,9 м	Набор материалов для «волнового канала» выглядит дороже. Но это зависит от цен в вашей местности, а также от материала, который вы используете в качестве распорок «двойного квадрата»
10. Радиус поворота	6,1 м	3,1 м	«Двойной квадрат» лидирует безоговорочно. Как ни укорачивай траверсу антенны Уда-Яги, ее радиус разворота не может быть меньше половины длины рефлектора, т.е. 5,3 м
11. Площадь занимаемая антенной	75 м ²	16 м ²	Выигрыш «двойного квадрата» огромен. Но не следует забывать, что его протяженность по высоте довольно велика

И хотя таблицу 7.6.2 можно сделать намного длиннее, остановимся на этом. Закономерность и так хорошо прослеживается:

1. Если вы ничем не стеснены, то правильно сделанная трехэлементная антенна Уда-Яги с длинной ($0,3...0,35\lambda$) траверсой и хорошей высотой подвеса будет лучше по всем электрическим характеристикам. Но гораздо больше по размерам.

2. Если же приходится экономить и средства, и пространство (последнее особенно), то преимущество «двойного квадрата» неоспоримо (за исключением вертикальных размеров). Антенна Уда-Яги со сравнимыми с «двойным квадратом» электрическими характеристиками имеет вдвое большие габариты в горизонтальной плоскости.

7.6.4. «Двойные квадраты» нестандартной конфигурации

В этом параграфе собраны нетипичные решения. Начнем с «двойного квадрата» из двухвитковых рамок (п. 4.3.6). Точнее, только вибратор делается двухвитковым, выполнение же рефлектора из двух витков ничего не дает. Собственно и в вибраторе от двух витков толку мало. Только R_a возрастает вчетверо (п. 4.3.6) и достигает нескольких сотен ом. Это может пригодиться, если в качестве фидера используется двухпроводная линия: воздушная (файл ...2CQ20-2turns_500.gaa, $R_a = 500$ Ом) или в пластике (файл ...2CQ20-2turns, $R_a = 300$ Ом). Других отличий, от обычного «двойного квадрата» нет.

Следующая конструкция это гибрид «двойного квадрата» и антенны Уда-Яги: вибратор — квадрат, рефлектор — $\lambda/2$ диполь (рис. 7.6.20, файл ...QuadYagi.gaa). Гибридно она и называется: Quagi.

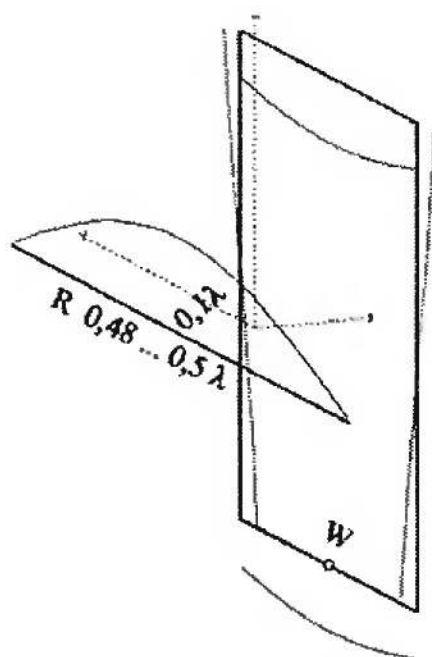


Рис. 7.6.20

В наследство от «волнового канала» этой антенне досталось малое оптимальное расстояние между элементами:

0,08...0,1 λ . От «двойного квадрата» осталось повышенное $R_a = 50...60$ Ом и включение пассивного элемента рефлектором. Усиление Quagi составляет 6,3...6,8 dBi в свободном пространстве. Это больше, чем у двухэлементной Уда-Яги, но меньше, чем у «двойного квадрата». Та же история и с полосой Quagi.

Вибратор Quagi можно выполнить и в форме ромба (файл ...QuadYagiG). На параметры антенны это влияет мало.

Следующая антенна называется X-квадрат (рис. 7.6.21, файл ...XQ10.gaa). Имя происходит от разговорного сокращения полного английского наименования expanded (расширенный) quad. А расширенный он потому, что сторона каждой из рамок вдвое больше, чем у обычного «двойного квадрата».

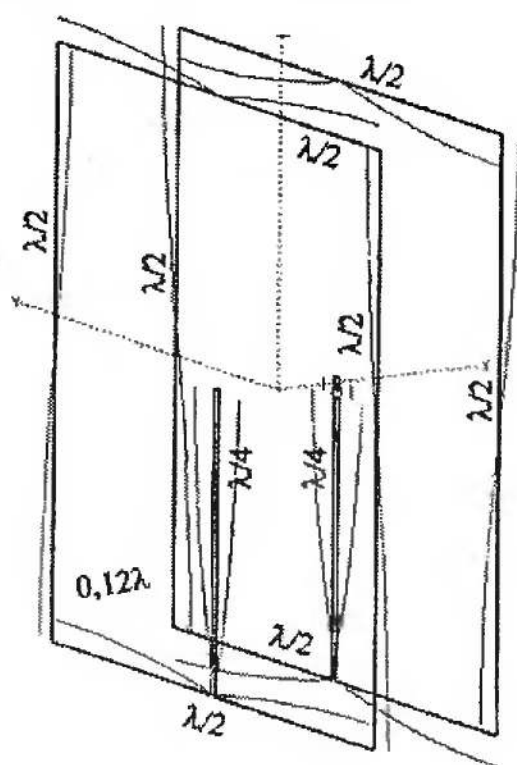


Рис. 7.6.21

Рамки антенны рис. 7.6.21 не являются замкнутыми квадратами. Каждая из верхних горизонтальных сторон в середине разорвана хорошим изолятором (там максимум напряжения, см. распределение токов на рис. 7.6.21). Максимумы напряжения и в серединах нижних горизонтальных сторон. Поэтому там в рефлектор включен короткозамкнутый $\lambda/4$ отрезок (настройка рефлектора), а в вибратор — согласование на таком же отрезке.

Токи в половинках вертикальных сторон противофазны, поэтому эти стороны не принимают участия в излучении, как и в простом «двойном квадрате».

Обе пары горизонтальных сторон с некоторой натяжкой можно рассмотреть как две двухэлементных Уда-Яги. Хотя распределение тока в каждой из горизонтальных сторон вывернуто наизнанку по сравнению с обычным, дипольным (максимум тока не в середине, а на краях), тем не менее, площадь под током одинакова, и параметры получаются сходными. Исходя из этого, усиление Х-квадрата можно оценить как G_a двухэлементной Уда-Яги +3 дБ за счет второго этажа, т. е. около 10 dBi. Моделирование подтверждает эту оценку. Крупный недостаток Х-квадрата — его узкая полоса. Так, в диапазоне 28 МГц она лишь едва превышает 300 кГц по уровню KCB < 2.

Переходим к составным рамкам в качестве элемента. Из двух рамок рис. 4.3.16 тоже можно сделать двухэлементную антенну. Результат показан в файле ...2x2quad10.gaa. Эта антенна, в наследство от своего базового элемента (рис. 4.3.16) получила более высокие G_a (на 1 дБ) и R_a (вдвое), чем обычный «двойной квадрат». Но даже это не способствовало ее применению, так как если использовать в качестве элемента *hentenn*'у (рис. 4.3.17), то при меньших габаритах получается большее усиление.

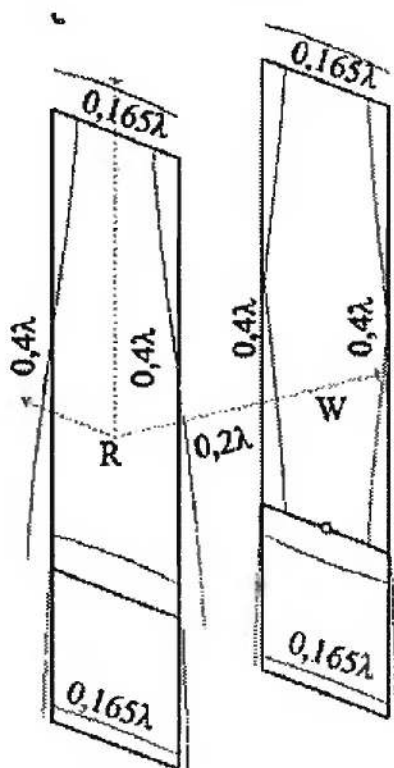


Рис. 7.6.22

Двухэлементная *henna* показана на рис. 7.6.22 и в файле ...2el_ _Henna.gaa. В отличие от всех предыдущих антенн, описанных в этом параграфе (которые являются скорее

экзотикой, и почти не делаются на практике), двухэлементная hentenna применяется нередко. Особенно в диапазонах 28 и 50 МГц, где вертикальный размер $\lambda/2$ не является серьезным препятствием.

При малых горизонтальных размерах hentenna обеспечивает высокое Ga (8...9 dBi в свободном пространстве) и широкую полосу. Например, антенна ...2el_Hentenna.gaa в диапазоне 28 МГц имеет полосу 0,9 МГц по уровню KCB < 1,5 и более 700 кГц по уровню KCB < 1,2.

7.6.5. Трехэлементная рамочная

7.6.5.1. Влияние длины траверсы на Ga и F/B

Логичный шаг — прибавить к «двойному квадрату» директор с периметром на 2...5% меньшим, чем у вибратора, и получить антенну «тройной квадрат» (файлы ...3elQuad15.gaa, ...3elQuad20.gaa). Это, конечно, приведет к возрастанию усиления. Насколько?

В антенне Уда-Яги введение третьего элемента дает выигрыш по усилению в 2...2,7 дБ (зависит от критерия настройки и потерь в материале антенны, см. рис. 7.2.2, 7.2.12, 7.2.14, 7.2.18). Меньшая величина соответствует настройке на максимум F/B, большая — на максимум Ga.

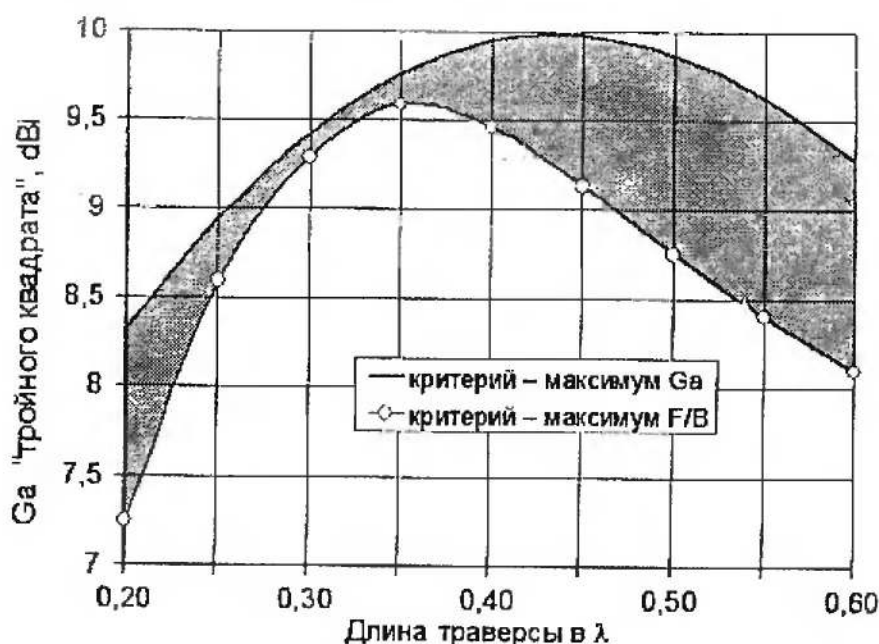


Рис. 7.6.23

Зависимость Ga «тройного квадрата» от длины траверсы и критериев настройки показана на рис. 7.6.23 (диапазон

21 МГц, медная проволока диаметром 2 мм, свободное пространство). При построении этого рисунка принято, что для каждой заданной длины траверсы GAL-ANA автоматически ищет оптимальные межэлементные расстояния и размеры элементов по заданным критериям. Серая зона между графиками настройки на максимум Ga и на максимум F/V перекрывает все возможные промежуточные настройки.

Сравним рис. 7.6.23 с рис. 7.6.7 (Ga «двойного квадрата»). Отличие 1,7...2,4 дБ, т. е. чуть меньше, чем у Уда-Яги. Причина этой разницы кроется в механизме дополнительной связи концов элементов, описанном в п. 7.6.2.1. В случае рамок эта связь емкостная. Она сдвигает ток так, что делает элемент чуть лучшим рефлектором (именно поэтому «двойной квадрат» только R-W). А значит, в случае директора эта же связь, пытаясь сделать элемент чуть лучшим рефлектором, сделает его чуть худшим директором. И снизит Ga «тройного квадрата» на те самые несколько десятых децибела.

О F/V «тройного квадрата» подробно говорить не будем. Достаточно отметить, что:

- больше 20 дБ можно получить всегда;
- точно так же, как и для трехэлементной Уда-Яги (п. 7.2.3) получить хорошее подавление излучения назад можно в достаточно большом диапазоне длин траверсы. Причина в том, что балансная компенсация излучения назад осуществляется полями не двух, а трех элементов. То есть точный баланс регулируется не двумя, а четырьмя параметрами (периметры R и D и два расстояния до них). Такое количество степеней свободы настройки усложняет проектирование, но обеспечивает получение высокого F/V при любых разумных длинах траверсы и высоте подвеса.

Из рис. 7.6.23 следует, что оптимальная (и по Ga и по F/V) длина траверсы «тройного квадрата» лежит в пределах $0,3...0,55\lambda$. При более коротких траверсах усиление падает по физике работы. А при более длинных нам самим придется заметно ухудшить Ga при настройке, чтобы получить приличное F/V (взгляните, как резко расширяется серая зона на рис. 7.6.23 при траверсах длиннее $0,4\lambda$).

7.6.5.2. Влияние длины траверсы на Za и полосу

Физически, длина траверсы на Za и полосу влияет так же, как описано в п. 7.2.3.2 про трехэлементную Уда-Яги. Но в цифрах отличие есть.

На рис. 7.6.24. показано влияние на R_a длины траверсы и критериев настройки. Этот рисунок построен по обычной методике графиков R_a : в каждой точке сначала настроена ДН по заданному критерию, затем размеры вибратора подстроены до нулевой реактивности.

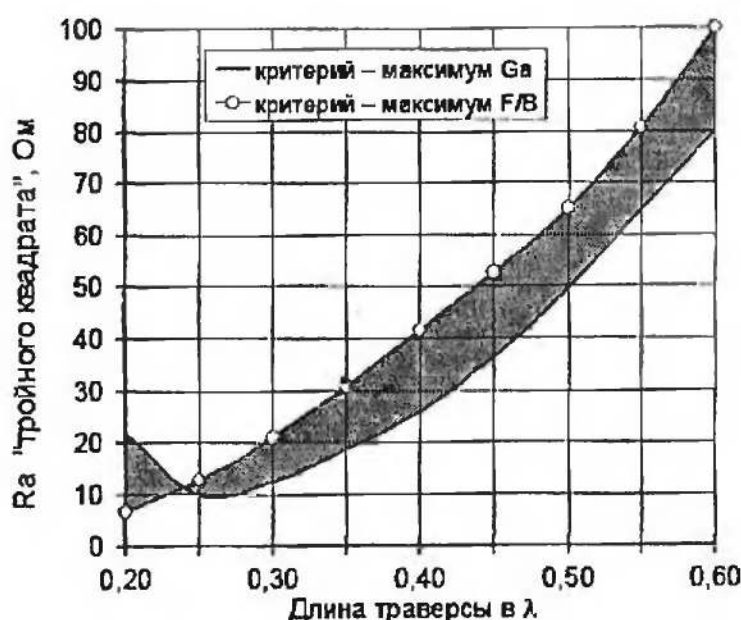


Рис. 7.6.24

Загиб вверх графика максимума G_a при малых длинах объясняется вот чем. Когда мы укорачиваем траверсу, начиная с больших длин, то сопротивление излучения, естественно, падает. И, начиная примерно с $0,25\lambda$, оно становится меньше 10 Ом (настройка по максимуму G_a). На фоне столь низкого $R_{изл}$ на сопротивлении потерь в тонком поводе рамок выделяется заметная часть мощности. Следовательно, падает КПД и G_a . Поэтому при очень коротких траверсах оптимизация придвигает вибратор почти вплотную к директору и сильно расстраивает последний, приближая свойства антенны к двухэлементной. От этого и растет R_a . На практике же столь короткие «тройные квадраты» не используются.

При траверсе разумной длины, R_a получается близким к 50 Ом при длинах $0,38...0,52\lambda$. Эти границы (более узкие, чем в предыдущем параграфе) и есть оптимальная длина траверсы «тройного квадрата» по R_a , G_a и F/B . Отмечу, что этот оптимум относится только к случаю, если вы хотите получить высокое (> 9 dBi в свободном пространстве) усиление при хорошем F/B и прямом питании кабелем 50 Ом. Полоса при этом получается 1...1,2% по уровню KCB $< 1,5$ и 1,7...2% по уровню KCB < 2 .

Полоса зависит от длины траверсы абсолютно прозрачно: чем длиннее, тем шире. Но на полосу еще сильно влияет настройка пассивных элементов. Тоже вполне предсказуемо: чем длиннее рефлектор и короче директор, тем шире полоса (п. 7.2.3.2). Конечно, при этом падает усиление. Почти до уровня «двойного квадрата». Но зато можно получить очень низкий KCB в большой полосе. Например, антенна ...3elQuad15_WB.gaa при траверсе всего $0,28\lambda$ имеет полосу 3% по уровню KCB $< 1,5$ (а во всем диапазоне 21 МГц KCB не превышает 1,3). Но оплачивается это снижением Ga до 7,7 dBi, т. е. как у оптимального «двойного квадрата». Но у QQ при том же усилении полоса будет существенно меньше, всего около 1,1% по уровню KCB $< 1,5$.

При проектировании и настройке квадратов, точно так же, как и в антенне Уда-Яги, мы можем выбирать либо настройку на полное усиление (но полоса при этом получится узкая), либо на широкую полосу (но заплатить за это придется потерей усиления на 1...2 дБ).

Чтобы не выделять настройку «тройного квадрата» в отдельный параграф, здесь же упомяну, что она почти исключительно осуществляется шлейфами, аналогично рис. 7.6.19. Используется два подхода:

1. Все три рамки делают одинаковыми, периметром как у директора или чуть короче ($0,96...0,98\lambda$). Во все три элемента (включая вибратор) вставляют удлиняющие шлейфы. В директоре и рефлекторе они короткозамкнуты, в вибраторе шлейф подключен к кабелю. Пример показан в файле ...3el Quad+sl.gaa. Недостатки этого способа: все рамки укорочены, что снижает усиление на несколько десятых децибела.

2. Все три рамки делаются одинаковыми и периметром как у вибратора ($1,01...1,03\lambda$). В директор вместо шлейфа включается настроенный конденсатор, а в рефлектор — шлейф. Усиление в этом варианте выше чем у обычного «тройного квадрата» на 0,1...0,15 дБ (так как директор физически удлинен).

Рассматривая влияние длины траверсы, сознательно не привожу расстояний R-W и W-D (т. е. не указываю положение вибратора на траверсе). Положение вибратора при заданной длине траверсы зависит от критериев проектирования антенны. Если нужен максимум усиления, то вибратор смещается ближе к рефлектору, если максимум F/B и широкая полоса — к директору.

Точный ответ для каждого конкретного случая легко получить в GAL-ANA в режиме автоматической оптимизации рас-

стояний R-W (или W-D) и размеров элементов по желаемым критериям. Если в критерии входит и требование широкой полосы, то в окне оптимизации укажите несколько частот в пределах требуемой полосы.

7.6.5.3. Влияние высоты подвеса на Ga и Za

Физически высота влияет на «тройной квадрата» так же, как и на QQ. Разница лишь в цифрах.

Для Ga «тройного квадрата» с горизонтальной поляризацией цифры приведены на рис. 7.6.25. На этом же рисунке повторены графики «двойного квадрата» (с рис. 7.6.9) и трехэлементной антенны Уда-Яги (с рис. 7.2.14).

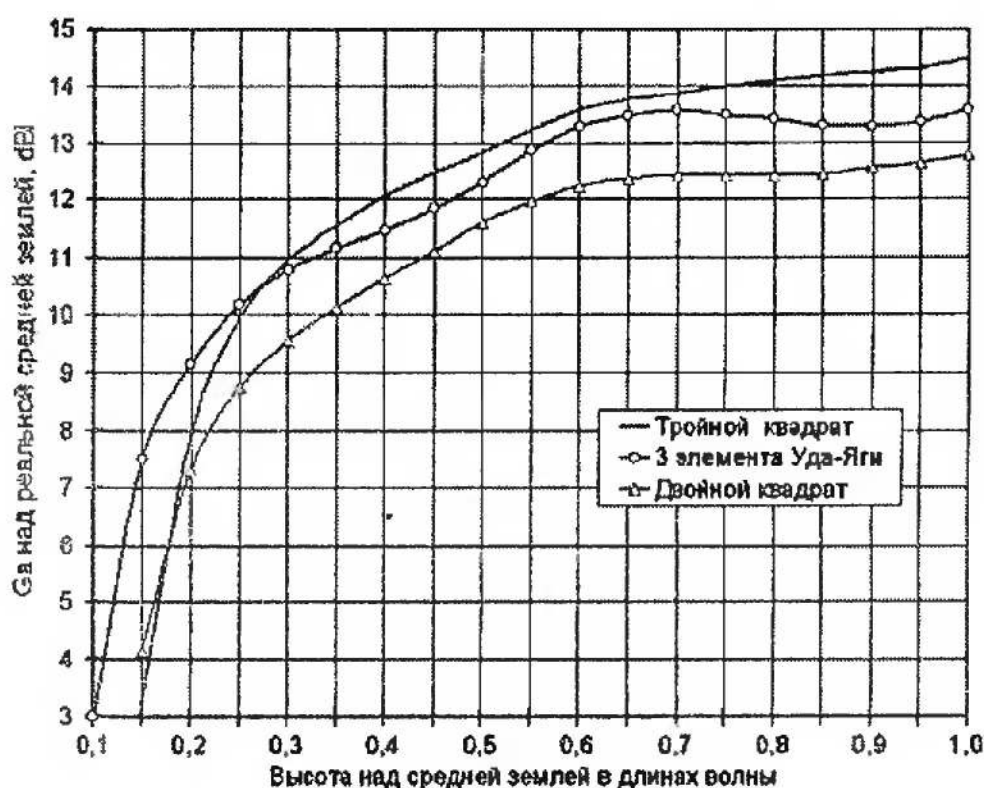


Рис. 7.6.25

Из рис. 7.6.25 следует несколько важных выводов:

1. На большой высоте усиление «тройного квадрата» выше, чем у QQ примерно на 2 дБ. Точнее говоря, эта величина зависит от размеров и критериев настройки обеих антенн и колеблется в пределах 1,7...2,4 дБ.

2. До $0,5\lambda$ рост высоты дает больший эффект, чем увеличение числа элементов. Например, получить $G_a = 10$ дБи можно двумя способами: расположив «тройной квадрат» на высоте $0,25\lambda$ или «двойной квадрат» на высоте $0,45\lambda$.

3. Ближняя зона «тройного квадрата» больше, чем у QQ . Ее размер в направлении земли составляет примерно $0,25...0,3\lambda$ (высота начала падения графика «тройного квадрата»). Это проявление общего принципа, упоминавшегося в п. 7.2.3.3: размер ближней зоны растет вместе с усилением, т.е. с ростом числа элементов.

4. До высоты $0,7\lambda$ применение «тройного квадрата» дает лишь очень небольшой (до $0,5$ дБ) выигрыш по сравнению с трехэлементной антенной Уда-Яги.

Графики усиления «тройного квадрата» с вертикальной поляризацией (...3elQuad80CW.gaa) в зависимости от высоты над землей приведены на рис. 7.6.26.

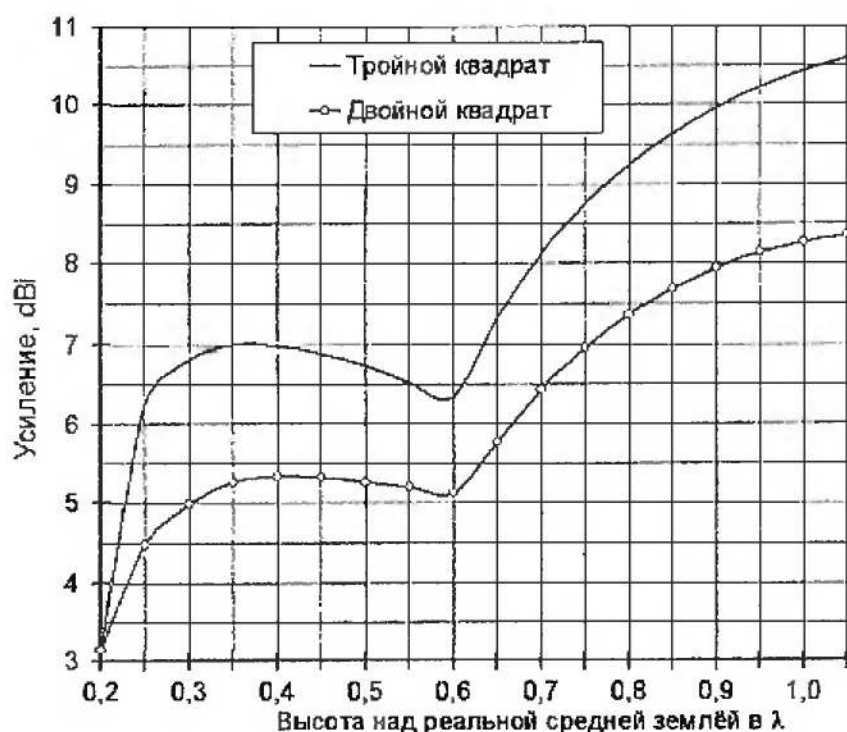


Рис. 7.6.26

Там же повторены графики «двойного квадрата» (с рис. 7.6.11). Видна та же закономерность, что и для горизонтальной поляризации: не надо опускать середину «тройного квадрата» ниже $\lambda/4$ из-за резкого падения усиления (касание ближней зоны земли).

На НЧ диапазонах для вертикальной поляризации в основном используются треугольные элементы (файл ...3elV_Delta40.gaa).

За «тройного квадрата» зависит от высоты примерно так же, как и За «двойного квадрата» (п. 7.6.2.3.2, рис. 7.6.13 и 7.6.14). Отличия состоят лишь в следующем:

- для тройного квадрата величина, вокруг которой затухают графики с ростом высоты не 90 Ом, а меньше. Она определяется Z_0 этой же антенны в свободном пространстве (рис. 7.6.24).
- Размах графиков примерно в полтора раза меньше. Это проявление одного из фундаментальных принципов, сформулированного в п. 7.2.3.4: с ростом числа элементов антенна становится менее чувствительной к внешним дестабилизирующим воздействиям. К влиянию земли, в том числе.

7.6.6. Трехэлементные рамочные нестандартной конфигурации

Вопреки названию параграфа начнем со вполне стандартных решений. Ясно, что в качестве элемента можно использовать не только квадрат, но и ромб (файл ...3diamond20.gaa), и треугольник (файлы ...3elDelta20.gaa и ...3elV_Delta40.gaa), и круг (...3-krug-20.gaa). Влияние формы невелико, и в принципе такое же, как описано в п. 7.6.2.4.

Можно использовать и более сложные рамки в качестве элемента. Например, любую двухэлементную антенну из п. 7.6.4 можно успешно превратить в трехэлементную. Но на практике этого с двухвитковыми рамками и с X-квадратами (рис. 7.6.21) никто и никогда не делает. Ибо конструктивные сложности не оправдывают получаемого эффекта.

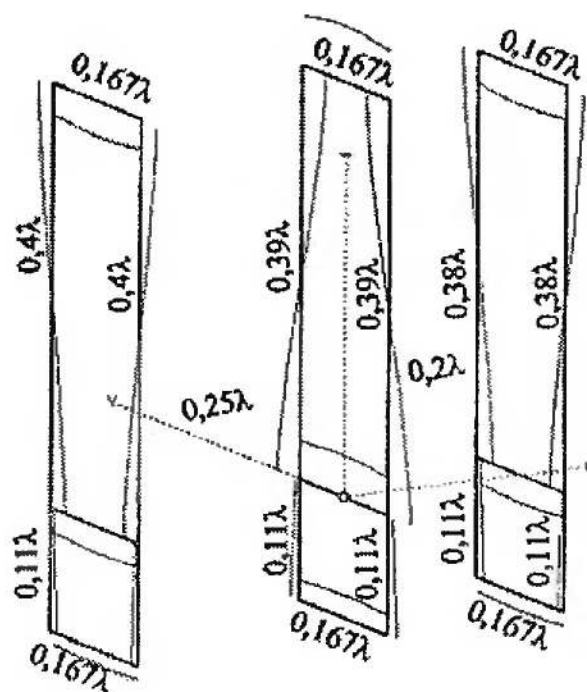


Рис. 7.6.27

Трехэлементная Quagi (на основе рис. 7.6.20, с добавлением диполя-директора) на практике иногда используется. Но в лишь как переключаемая антенна. Поэтому рассмотрим ее позже, в разделе 7.7, посвященном таким антеннам.

Напротив, трехэлементная Hentenna (рис. 7.6.27 и файл ...3hent.gaa) применяется очень широко. Настолько, что в диапазоне 50 МГц это одна из наиболее распространенных антенн.

Минус у нее лишь один: довольно большая высота, около $\lambda/2$, что ограничивает применение верхними КВ диапазонами.

Все остальное — сплошные плюсы: высокое $G_a = 10,6 \dots 11$ dBi (соответствует примерно пятиэлементному «волновому каналу»), $R_a = 50$ Ом, малые горизонтальные габариты ($0,17 \times 0,45\lambda$). Полоса не столь широка, как у двухэлементной hentenn'ы (п. 7.6.4), около 1% по уровню КСВ < 2 .

Настройка трехэлементной hentenn'ы очень проста: движением средних перемычек. При смещении их вверх резонансная частота элемента повышается, вниз — понижается.

7.6.7. Четыре и более рамочных элемента

Большая часть сказанного в п. 7.2.4 про многоэлементные антенны Уда-Яги справедлива и для многоэлементных рамочных антенн. Выводы:

1. *Степеней свободы в настройке много. Даже в четырехэлементной их уже 7 (4 размера элемента и 3 межэлементных расстояния) и их количество быстро растет с ростом числа элементов. Поэтому возможно множество разных конструкций с вполне приличными и близкими параметрами.*

2. *При любых разумных критериях оптимизации, усиление растет при совместном увеличении числа элементов и длины траверсы. Удлинение траверсы без роста числа элементов дает эффект лишь до определенного расстояния между элементами. При дальнейшем удлинении траверсы ДН антенны «рассыпается» и G_a падает. В многоэлементных квадратах расстояние между директорами не превышает $0,5\lambda$, а типично лежит в пределах $0,18\lambda \dots 0,3\lambda$ (исключая расстояние от вибратора до первого директора, которое для расширения полосы может быть очень малым, всего несколько % λ). Рост числа элементов при неизменной длине траверсы дает эффект лишь до определенного их числа. Частое расположение элементов полезно для расширения полосы, но не поднимает G_a .*

3. Точно так же, как и в «волновых каналах» в многоэлементных квадратах полоса и усиление — антагонисты. Мы можем получить либо высокое усиление при узкой полосе, либо расширить полосу, пожертвовав усилением.

Аналогично антеннам Уда-Яги работает эмпирическое правило:

Широкополосный многоэлементный квадрат имеет такое же усиление, как антенна на 1–2 элемента меньшая, но настроенная на максимальное усиление.

Но полоса первой антенны будет в несколько раз шире.

На рис. 7.6.28 показано как зависит усиление многоэлементных квадратов от числа элементов (критерий настройки — максимум усиления и F/B одновременно, полоса узкая, длина траверсы растет соответственно числу элементов).

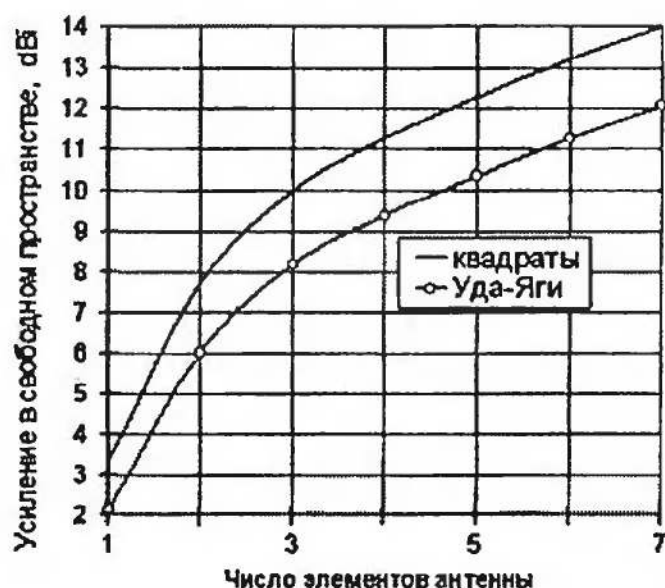


Рис. 7.6.28

Из графиков рис. 7.6.28 видны две зависимости. Первая совершенно тривиальна: при равном числе элементов многоэлементный квадрат выигрывает у «волнового канала».

Вторая не так проста: этот выигрыш слегка зависит от числа элементов (по крайней мере, до четырех). А это вроде бы не совпадает с написанным в п. 7.6.1 о множителе решетки. Но на самом деле противоречия нет.

В п. 7.6.1 мы имели в виду разные антенны, но с траверсами одинаковой длины. Однако, это не выполняется на практике при малом числе элементов «волнового канала» и квадратов, отчего и получается разница.

	Имя файла	Ga, dBi	BW, % KCB<2	BW, % KCB<1,5	Диап., МГц	R, м	W, м
1	3elQuad15_WB.gaa	7,5	5,2	2,23	21,2	15,12	14,44
2	3elQuad15.gaa	9,4	1,9	0,9	21,2	14,96	14,4
3	4 el 15quadWB.gaa	10,1	2,32	1,84	21,15	15,04	14,56
4	5el_15quad_WB.gaa	10,9	2,05	1,06	21,15	15,04	14,56
5	4el_15quad.gaa	11,3	1,3	0,65	21,15	15,00	14,46
6	4 el 20quad.gaa	11,4	1,2	0,6	14,15	22,32	21,52
7	6el_15quad_WB.gaa	11,5	2,04	1,04	21,15	15,12	14,64
8	5el_15quad.gaa	12,2	1,42	0,75	21,15	14,88	14,56
9	6el_15quad.gaa	13,2	1,08	0,5	21,15	14,88	14,56

В табл. 7.6.3 сведены параметры и размеры трех- шести- элементных квадратов с горизонтальной поляризацией. Строки в таблице расставлены по возрастанию Ga. Все антенны находятся в свободном пространстве и имеют Ra = 50 Ом. В качестве размера элементов указан периметр.

Из таблицы видно, что четырех и более элементные квадраты, настроенные на узкую полосу (строки 5, 6, 8 и 9), применять на KB неразумно из-за малой полосы (чуть более 1%). Ну разве что на узких WARC диапазонах, или только для CW (или SSB) части остальных KB диапазонов.

Поэтому почти всегда используют квадраты, настроенные на широкую полосу (строки 3, 4, 7 и 9 в табл. 7.6.3). Отмечу, что из-за более частого расположения элементов они имеют примерно в полтора раза более короткую траверсу, чем узкополосные с максимальным усилением и таким же количеством элементов.

Применяются многоэлементные квадраты и с вертикальной поляризацией. Но исключительно как фиксированные (файл ...4delta40VP.gaa), или переключаемые антенны (следующий раздел).

Пересчет моделей на другую частоту и/или радиус провода делается точно так же, как описано в п. 7.2.5 (задачи А и Г).

Конструктивно многоэлементные квадраты выполняются только на траверсах с распорками (аналогично рис. 7.6.18).

Таблица 7.6.3

D1, м	D2, м	D3, м	D4, м	W-R, м	W-D1, м	D1-D2, м	D2-D3, м	D3-D4, м	Ради- ус, мм
12,48	—	—	—	2	2	—	—	—	0,8
14,0	—	—	—	2,53	3,37	—	—	—	0,8
14,24	14,16	—	—	2,51	1,4	2,81	—	—	0,8
14,24	14,44	14,16	—	3,27	1,31	3,02	2,87	—	0,8
14,37	14,29	—	—	2,81	4,39	3,39	—	—	0,8
21,36	21,24	—	—	4,2	6,34	5,26	—	—	0,8
14,16	13,12	14,16	14,2	3,96	1,2	2,99	2,83	2,83	0,8
14,16	14,28	14,4	—	3,66	3,42	6,77	2,33	—	0,8
14,32	14,04	14,16	14,24	4,13	3,58	3,52	3,56	4,29	0,8

7.7. Рамочные антенны с переключаемой ДН

*«Двойной квадрат», переключаемый на два направления.
«Тройной квадрат», переключаемый на два направления. Много-
элементные, переключаемые на два направления. Рамочные, с
переключением на четыре направления.*

Все модели, упоминаемые в разделе 7.7, находятся в папке ...ANT\HF beams\Loops\Switch.

7.7.1. «Двойной квадрат», переключаемый на два направления

Для начала хорошо бы перечитать п. 7.4.1. Ибо почти все, что там говорилось про переключаемые на два направления двухэлементные Уда-Яги, справедливо и для переключаемых «двойных квадратов». За исключением следующих моментов:

1. $R_a = 50$ Ом в QQ соответствует хорошему F/B (рис. 7.6.8), поэтому и у переключаемого «двойного квадрата» F/B будет достаточно высоким, в отличие от двухэлементной антенны Уда-Яги п. 7.4.1.

2. Гораздо меньшие требования к устройству подавления синфазных токов. Вплоть до его отсутствия.

Все остальное (выбор равных размеров элементов, способ питания и коммутации — рис. 7.4.2, 7.4.3) совпадает.

Самый простой горизонтально поляризованный «двойной квадрат», переключаемый на два направления показан в файле ...2CQ20.gaa (диапазон 14 МГц). Он отличается от вращаемого QQ только одинаковым размером рамок и меньшим ($0,09\lambda$) расстоянием между ними (необходимо для $R_a = 50$ Ом), что приводит к небольшому снижению G_a (см. рис. 7.6.7). Индуктивность рефлектора (1,3 мкГн) выполнена как короткозамкнутый отрезок кабеля 50 Ом длиной около 2,5 м. Параметры переключения не очень высоки (впрочем, как и у большинства антенн с двумя направлениями): $V_{\min} = \Delta G = 15,7$ дБ, $A_n = 204^\circ$.

Но переключаемый «двойной квадрат» с горизонтальной поляризацией применяется редко. Ведь при Н поляризации его надо поднимать довольно высоко (п. 7.6.1). А раз мы смогли это сделать, то по-видимому антенна не очень большая, и трудности по ее вращению скорее всего преодолимы.

Напротив, если антенна велика настолько, что вращать ее невозможно (НЧ КВ диапазоны), это значит, что высоко поднять ее вряд ли удастся. Следовательно, остается только вертикальная поляризация (п. 7.6.1).

Конечно, можно повернуть набок предыдущую антенну и пересчитать ее на другой диапазон. Возможный результат для диапазона 7 МГц показан в файле ...2VQ40.gaa. Но, так как при небольшой высоте подвеса R_a вертикально поляризованного «двойного квадрата» растет (рис. 7.6.14), то для возврата его к 50 Ом приходится еще больше уменьшать до $0,07...0,08\lambda$ и без того небольшое расстояние между рамками. А это, кроме дальнейшего снижения G_a (п. 7.6.2.1), еще и сужает полосу.

Использование треугольных рамок (более практичных на НЧ) проблему не меняет: меньшее R_a треугольников компенсируется их меньшим G_a (файл ...2el_delta80sw.gaa, диапазон 3,5 МГц). Параметры переключения: $V_{\min} = \Delta G = 9,1$ дБ, $A_n = 172^\circ$.

Есть еще один способ. Он состоит в использовании линии питания не 50, а 300 Ом. Такое R_a достигается в двухэлементной рамочной антенне с вертикальной поляризацией при увеличенном ($0,22...0,3\lambda$, см рис. 7.6.12 и 7.6.14) расстоянии между элементами и не очень большой высоте подвеса. При таком расстоянии G_a несколько ниже максимального (рис. 7.6.7), но зато получается очень широкая полоса. Например, в диапазоне

80 м КСВ на краях не превышает 1,5 (файл ...2el_delta80.gaa). Антенна питается так: от обоих элементов идут двухпроводные линии в пластике 300 Ом, электрической длиной примерно по $0,3\lambda$ (точное значение не очень критично). На этом расстоянии устанавливается коммутатор. В нем к линии рефлектора подключается КПЕ (после трансформации отрезком линии, у рефлектора получается требуемое индуктивное сопротивление), а к линии вибратора трансформатор 1 : 6 и далее обычный кабель снижения 50 Ом. Настройка антенны и (если требуется) перестройка по диапазону осуществляются вращением КПЕ. Параметры переключения: $V_{\text{MIN}} = \Delta G = 4,6$ дБ, $A_n = 79^\circ$, т. е. лепестки довольно широкие.

В двухэлементной антенне нет смысла сводить вверх друг к другу вершины треугольных рамок (т. е. использовать одну мачту и наклонные рамки). Достичь балансировки токов, требуемой для хорошей ДН, в этом случае не удастся. F/V такой антенны падает тем сильнее, чем ближе друг к другу вершины элементов.

В двух предыдущих антеннах мы получали требуемое R_a изменением расстояния между элементами. И в обоих случаях оно не было оптимальным по усилению и F/V: при 50 Ом — слишком мало, при 300 Ом — слишком велико.

Для достижения максимального G_a идут иным путем. Межэлементное расстояние делают оптимальным (как в обычном «двойном квадрате», около $0,17\lambda$, рис. 7.6.7), а R_a понижают до 50 Ом использованием прямоугольных рамок, запитанных в середину короткой стороны. Это показано на рис. 7.6.15 и в файле ...2 el React 80CW.gaa (диапазон 3,5 МГц). Такая антенна выигрывает как у ...2el_delta80sw.gaa, так и у ...2el_delta80.gaa более 1 дБ по усилению, при вдвое меньшей высоте верхней точки (всего лишь $0,15\lambda$). По полосе такая (рис. 7.6.15) антенна в два с лишним раза выигрывает у более короткой ...2el_delta80sw.gaa, и столько же проигрывает более длинной ...2el_delta80.gaa. Параметры переключения: $V_{\text{MIN}} = \Delta G = 14,4$ дБ, $A_n = 212^\circ$ (из-за большой ширины антенны азимутальная ДН сжата сильнее, чем у обычных рамок).

7.7.2. «Тройной квадрат», переключаемый на два направления

Справедливо почти все то же, что и для трехэлементной переключаемой антенны Уда-Яги (п. 7.4.2). Поскольку линия питания постоянно подключена к вибратору, нет проблем с подгонкой R_a как у двухэлементных антенн.

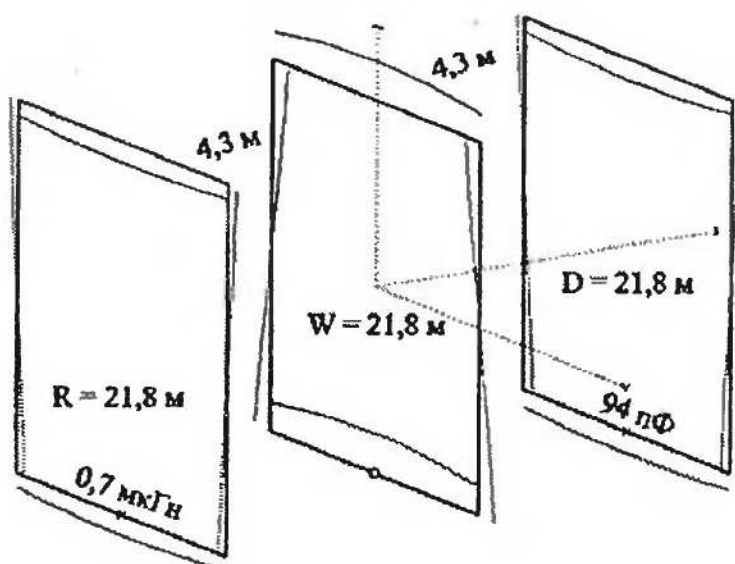


Рис. 7.7.1

Из соображений симметрии необходимы равные расстояния $R-D$ и $R-W$ и одинаковые физические периметры рефлектора и директора.

Удобно сделать R , W и D равных размеров, и в пассивные элементы включить реле, выбирающее конденсатор или катушку, в зависимости от того, директором или рефлектором должен быть этот элемент. Пример такой антенны на диапазон 14 МГц показан в файле `...3el_Quad20sw.gaa` и на рис. 7.7.1.

Иногда делают периметры R и D равными директору. Если элемент работает директором, реле просто замыкает его концы, а если рефлектором — включается катушка или короткозамкнутый настроечный шлейф (файл `...3el_Quad20sw1.gaa`).

Можно выполнить пассивные элементы и с периметром рефлектора. При замыкании реле концов рамки элемент становится рефлектором, а при работе директором включается настроечный конденсатор (файл `...3el_Quad20sw2.gaa`).

Параметры все трех антенн примерно одинаковы: $B_{\min} = \Delta G \approx 18$ дБ, $A_n \approx 226^\circ$.

Во всех вышеприведенных антеннах вместо квадратных элементов можно использовать треугольные (файл `...3el_Delta20sw.gaa`). Это несколько проще конструктивно, так как требует только одного высоко натянутого троса, а не двух, как для квадратов. Правда, простота эта оплачивается либо необходимостью подвешивать трос выше (примерно на $0,04\lambda$), либо увеличением зенитного угла при равной высоте (так как центр антенны оказывается несколько ниже).

Если же доступна лишь одна точка подвеса вверху, то можно сделать трехэлементную Quagi (п. 7.6.4, рис. 7.6.20).

Такая конструкция на диапазон 40 м показана на рис. 7.7.2 и в файле ...3el40 quagi.gaa.

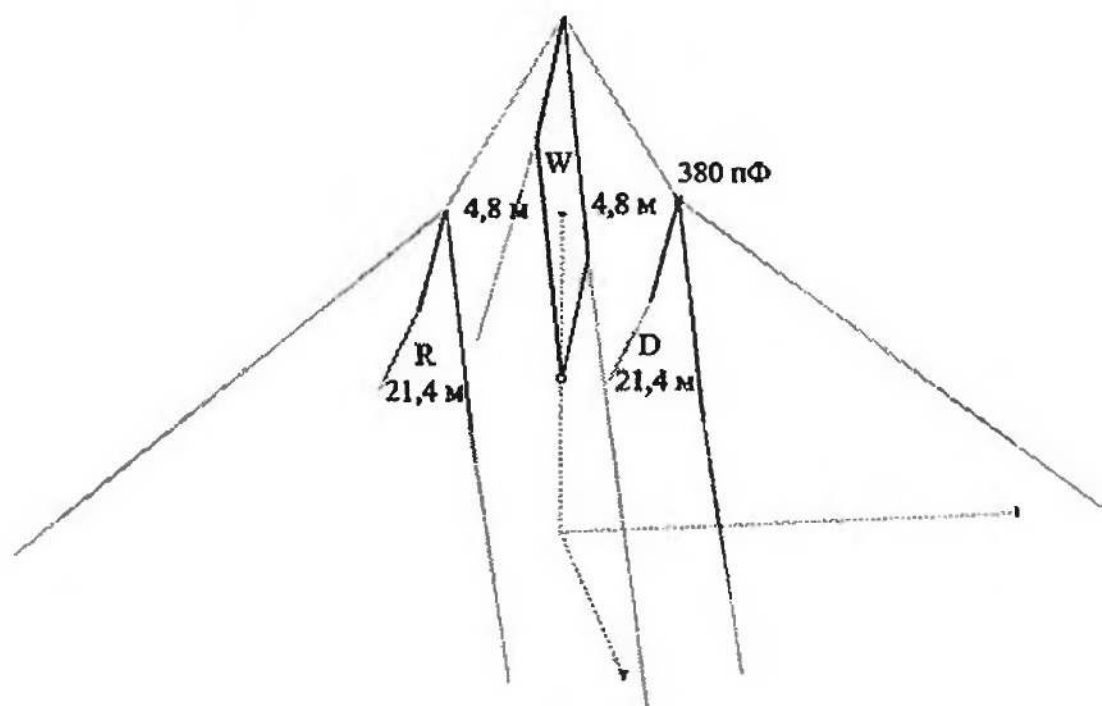


Рис. 7.7.2

Вибратор представляет собой обычный квадратный ромб. Пассивные элементы выполнены как $\lambda/2$ диполи Inverted V. Их физические размеры соответствуют рефлектору. В элемент, работающий директором, включается настроечный конденсатор. Вся антенна растягивается на одной мачте (изрядной высоты, от $0,5\lambda$). Изолированные растяжки показаны на рис. 7.7.2 серыми линиями.

Если же подъем антенны на большую высоту невозможен, то (как и всегда в таком случае) применяют вертикальную поляризацию. У трехэлементной рамочной антенны с V поляризацией R_a под влиянием земли возрастает не столь сильно, как в двухэлементной. Поэтому можно достичь $R_a = 50$ Ом без дополнительных ухищрений.

Трехэлементный треугольник с вертикальной поляризацией и переключением направлений, аналогично рис. 7.7.1 показан в файле ...3el delta80.gaa и на рис. 7.7.3. (диапазон 3,5 МГц).

В отличие от «двойного треугольника» у трехэлементной антенны с вертикальной поляризацией можно свести близко друг к другу верхние точки треугольников. Большее, чем у двухэлементной антенны, число регулировок распределения токов (два периметра и два расстояния) позволяет получить высокое F/B. Такая антенна на диапазон 3,5 МГц показана на рис. 7.7.4 и в файле ...3el slope_delta80.gaa.

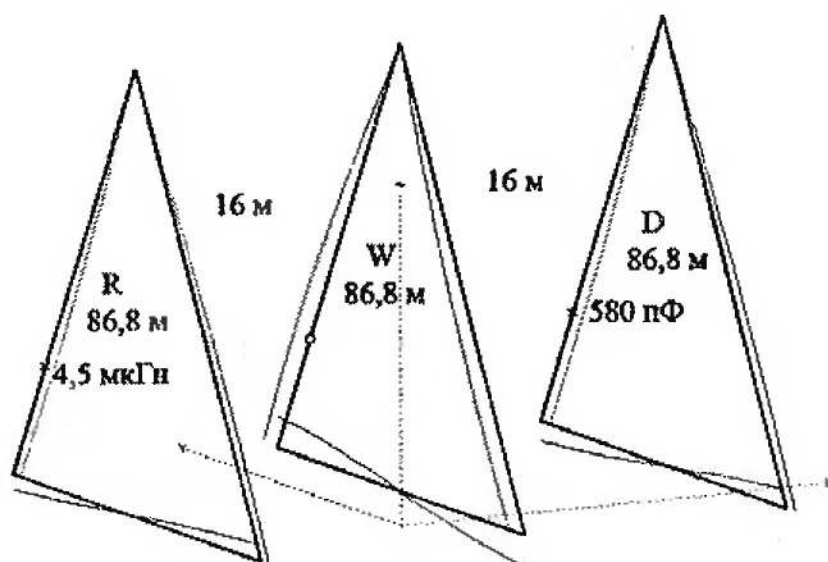


Рис. 7.7.3

Отношение F/V превышает 20 дБ, что говорит о довольно точной балансировке токов. Усиление получается на 1 дБ меньше, чем у антенны рис. 7.7.3, но это вполне разумная плата за одну мачту вместо двух.

Отмету, что в антенне рис. 7.7.4 не надо очень близко сводить рамки вверху. При совсем малых расстояниях между вершинами F/V все-таки ухудшится. Оставьте зазор хотя бы в 1...2 метра (имеется в виду диапазон 3,5 МГц, для других пересчитайте соответственно).

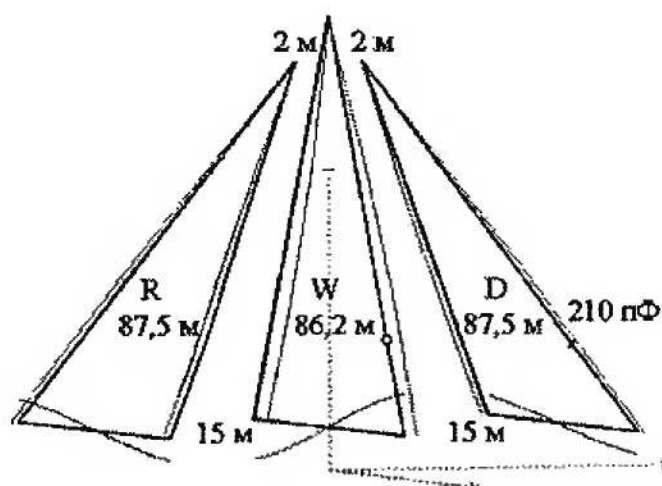


Рис. 7.7.4

7.7.3. Многоэлементные, переключаемые на два направления

И опять, начнем с того, что перечитаем соответствующий параграф об антеннах Уда-Яги (п. 7.4.3). Ибо и для много-

элементных рамочных антенн используются те же самые решения. Для темы, обозначенной в заголовке этого параграфа, их всего два.

Первое: взять две антенны, направить их в диаметрально противоположные стороны, и сдвинуть так, чтобы их рефлекторы совпали, т. е. остался бы один, общий рефлектор. Переключение направления осуществляется выбором кабеля одного из двух вибраторов. Для четырех треугольников в одном направлении реализация этой идеи показана в файле ...4elDelta 40m.gaa и на рис. 7.7.5.

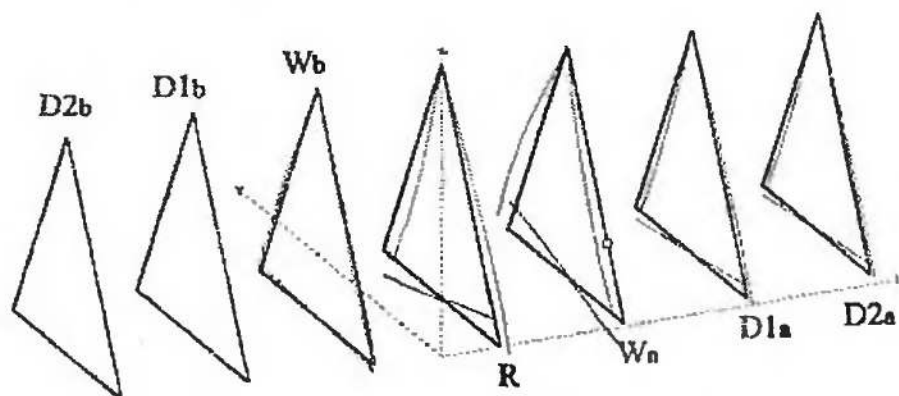


Рис. 7.7.5

Другая аналогичная антенна с большей длиной и усилением показана в файле ...4delta40VP.gaa.

Подобные антенны нередко используются, как временные, на contest, например. При всей внешней сложности антенна довольно просто и быстро разворачивается. Требуются две прочные мачты (или имеющихся на местности столба, дерева и т. п.), между которыми растягивается несущий трос с предварительно закрепленными на нем роликами флажтоковых механизмов. Настройка особых сложностей не представляет. В самом деле, в многоэлементной антенне трудно существенно ухудшить G_a и F/V даже при ощутимых промахх в размерах пассивных элементов. Поэтому достаточно лишь подстроить периметры вибраторов до нулевой jX , и (если полученное F/V не радует) периметр рефлектора по максимуму подавления назад.

Если же антенна устанавливается постоянно, то лучше применить другое решение. Оно сложнее в настройке, но зато при тех же параметрах требуется меньше места и расхода материала. Идея в том, чтобы сэкономить один элемент, используя в центре конструкцию, описанную в п. 7.7.1. Пример такой конструкции показан в файле ...4el_Delta_m.gaa и на рис. 7.7.6.

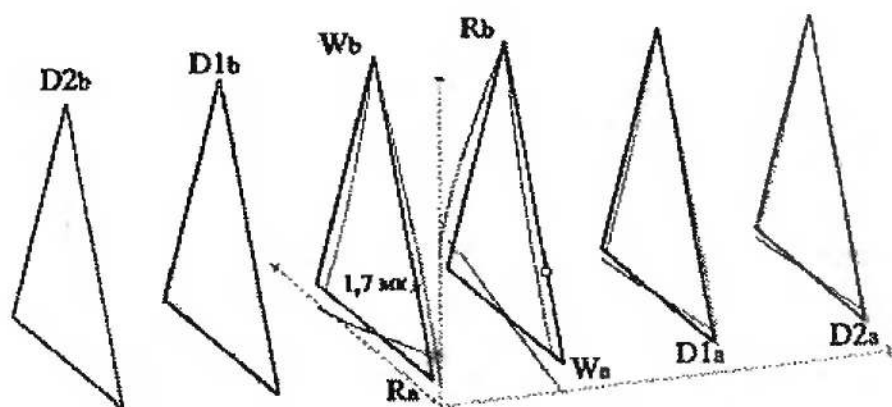


Рис. 7.7.6

По сути, к переключаемому на два направления «двойному треугольнику» с обеих сторон добавлены директоры соответствующих направлений.

Схема коммутации направлений показана на рис. 7.7.7. Индуктивности рефлекторов (по $1,7 \text{ мкГн}$) выполнены как короткозамкнутые отрезки коаксиального кабеля 50 Ом RG213 длиной по 4,5 м. Расстояние между вибратором и рефлектором составляет 6 м, поэтому этих отрезков с запасом хватает, чтобы подключить обе рамки.

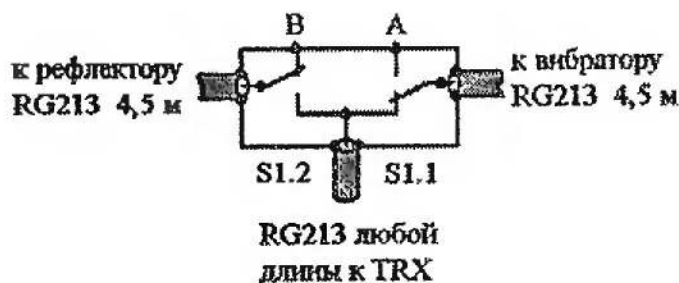


Рис. 7.7.7

Понятно, что обе антенны рис.7.7.5 и 7.7.6 можно при необходимости (например, нехватке места) превратить в непереключаемые, с фиксированной ДН. Для этого достаточно просто выбросить директоры неиспользуемого направления.

В завершение параграфа замечу, что крайне нежелательно питать такие антенны в угол (это относится не только к антеннам этого параграфа, но и ко всем треугольным рамкам с вертикальной поляризацией).

При питании треугольника в точку, соответствующую вертикальной поляризации (п. 4.3.3), токи в половинках нижней горизонтальной стороны одинаковы и противофазны (это хорошо видно на рис. 7.7.3–7.7.6.) А, следовательно, почти ничего не излучают. Точно так же, как в противовесах GP. И точно так же эти токи не излучают, поэтому нижнюю сторону

можно опускать совсем близко к земле. Без опасений, что излучение (отсутствующее) пойдет на нагрев грунта, снижая КПД и усиление антенны.

Если же опустить точку питания в угол, то распределение токов в половинках нижней, горизонтальной стороны уже не будет симметричным. Следовательно, эта сторона будет излучать. Излучать плохо. Что хорошего может излучить горизонтальный провод, низко расположенный над землей? Только в зенит и в землю. Большая часть излученной им мощности пойдет на бесполезный обогрев грунта, ухудшая G_a . Например, если в антенне ...4elDelta 40m.gaa (рис. 7.7.4) мы сместим точку питания в угол, то G_a снизится на 0,6 дБ, а максимум зенитного угла поднимется с 18° до 21° .

7.7.4. Рамочные с переключением на четыре направления

Ясно, что рецепт п. 7.4.4 (о том, что антенна, переключаемая на четыре направления, должна обладать осевой симметрией относительно центра и при повороте на угол, кратный 90° , накладываться сама на себя) справедлив и для рамочных антенн.

Чтобы сделать по этому рецепту рамочную антенну, переключаемую на четыре направления, достаточно взять половинку любой рамки и прокрутить ее вокруг вертикальной оси. Если вращать половинку квадрата, то получится антенна, показанная на рис. 7.7.8.

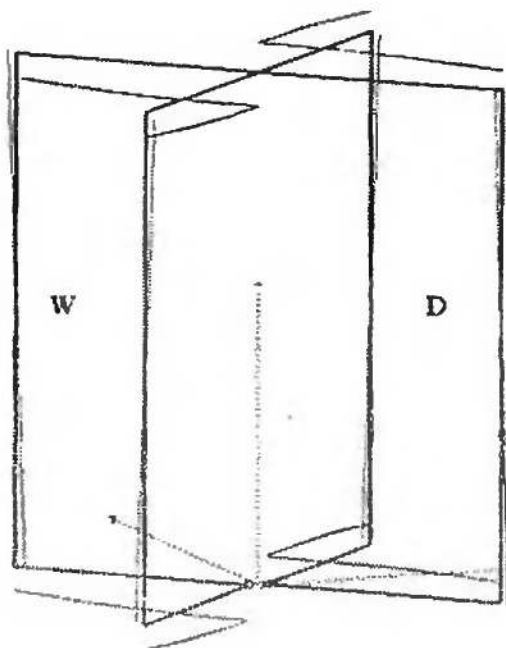


Рис. 7.7.8

Под именами «птичьей клетки» или «двойного квадрата» G4ZU она многократно описана в любительской литературе. Увы, большинство этих описаний неверны.

Во-первых, о ней пишут как о вращаемой. В принципе, вращать-то ее можно. Но нет смысла. «Птичья клетка» по сути, состоит из двух этажей укороченных изгибом Х-образных антенн Уда-Яги (рис. 7.3.11). И ДН имеет соответствующую (рис. 7.3.12), с двумя очень большими задне-боковыми лепестками (под углами 120° и -120°), подавленными всего лишь на несколько децибел. Крутить антенну с такой ДН неразумно, лучше уж чуть усложнить конструкцию и сделать обычный «двойной квадрат». Короче говоря, никто «птичью клетку» не вращает.

Во-вторых, пассивный элемент описан рефлектором. Это ошибка, при Х-образной конфигурации, пассивный элемент может быть только директором (п. 7.3.2).

В-третьих, в большинстве описаний неверно указаны размеры: дескать, вертикальные части по $\lambda/4$, а горизонтальные по $\lambda/8$. Это теория, упрощенная настолько, что не имеет ничего общего с практикой. На самом деле периметр вибратора составляет $1,08...1,1\lambda$, т. е. существенно больше, чем у обычного «двойного квадрата». Причин этому две:

1. В изогнутых антеннах (а в данном случае рамка V-образно согнута посередине вдоль вертикальной оси) общая длина провода должна быть больше, чем в прямых (п. 3.7.4.).

2. Близко расположенный директор «утягивает» за собой вверх резонанс вибратора, поэтому его для компенсации приходится удлинять.

Разобравшись с ошибками, приступим к изучению этой антенны. Итак, это «двойной квадрат» с V-образно изогнутыми посередине вдоль вертикальной оси элементами. Пассивный элемент работает директором. Да, ДН получается печальной (см. форму на рис. 7.3.12), но зато достигается высокое усиление (чуть выше 6 dBi в свободном пространстве) и возможность простой коммутации на четыре направления.

Для обеспечения возможности коммутации сделано следующее:

- все четыре провода наверху соединены. На антенну это практически не влияет, так как там максимум тока, а, следовательно, минимальное напряжение.
- Размеры всех четырех полумрамков одинаковы, а директор настраивается конденсатором.

Теперь о размерах. Если в каждой полумрамке вертикальные стороны вдвое длиннее горизонтальных, то Ra такой ан-

тенны будет около 40 Ом в свободном пространстве (файл ...G4ZU_14.gaa). А если учесть влияние близкой земли (мы помним, переключаемые антенны делаются не от хорошей жизни, а из-за нехватки сил и средств, значит, мачта явно не будет высокой), то становится ясно, что KCB на резонансе получится высоковатым, 1,3...1,5.

Чтобы увеличить Ra до 50 Ом пользуются стандартным приемом: рамку делают ниже и шире. Для антенны с резонансом 14,15 МГц (файл ...G4ZU_m 14.gaa) вертикальные провода должны быть по 4,96 м, горизонтальные — по 3,28 м.

Схема коммутатора в точности совпадает с рис. 7.4.10. В диапазоне 14 МГц конденсатор директора 130...150 пФ (настраивается по максимуму F/B). Параметры переключения невысоки (взгляните на рис. 7.4.9 и сразу поймете почему): $B_{\text{MIN}} = \Delta G \approx 9$ дБ, $A_H \approx 128^\circ$. Другой минус — не очень широкая полоса. Например, у антенны файла ...G4ZU_m 14.gaa полоса составляет около 260 кГц (и по уровню KCB < 2, и по уровню F/B > 12 дБ).

Есть и третий минус — сложная конструкция наверху мачты. Нужны или длинные горизонтальные трубы-распорки, или наклонные диэлектрические распорки и половинка «ежа» (рис. 7.6.17).

Упростить верхушку можно, применив в качестве основы половинку ромба. Результат показан на рис. 7.7.9 и в файле ... Diamond Quad14.gaa (диапазон все тот же, 14 МГц).

Эта антенна построена на тех же принципах, и имеет те же параметры, что и «птичья клетка». Но зато верхние провода являются отрезками верхнего яруса растяжек мачты.

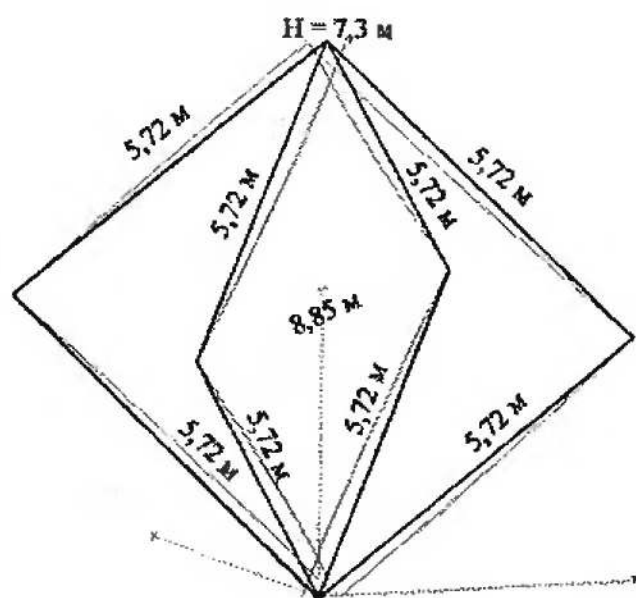


Рис. 7.7.9

Для обеспечения $R_a = 50$ Ом высота антенны меньше ее ширины (7,5 м против 8,85 м). Недостаток конструкции рис. 7.7.9 — требуется относить нижние концы растяжек довольно далеко от мачты. Например, если основание антенны рис. 7.7.9 приподнято над землей всего на 5 м, то для растяжки должны крепиться в углы квадрата 30×30 м. Это означает, что на крыше многоэтажного дома антенна не поместится (на типовых крышах с шириной 11...14 м можно по диагоналям вписать квадрат со стороной максимум 14...18 м).

Если же сделать антенну более узкой (уменьшить диагонали и, соответственно увеличить высоту), то места потребуется меньше. Но при этом упадет как R_a (потребуется согласование), так и без того небольшая полоса.

Снижать площадь под растяжки уменьшением высоты основания антенны хотя и можно, но нежелательно. Поляризация у нас горизонтальная, а 5 м это и так всего лишь $\lambda/4$.

Вывод: антенна рис. 7.7.9 требует хотя и одной, но высокой мачты, и может быть размещена на узких крышах только для диапазонов от 21 МГц и выше.

Почти вдвое меньше площади под растяжки требует треугольная антенна, показанная на рис. 7.7.10 и в файле ...G4ZU_delta.gaa. Правда, она имеет на 0,2 дБ меньшее усиление и хуже работает при малых ($< \lambda/4$) высотах основания над землей. ДН, периметр рамок и параметры переключения антенн рис. 7.7.9 и 7.7.10 почти такие же, как и у «птичьей клетки».

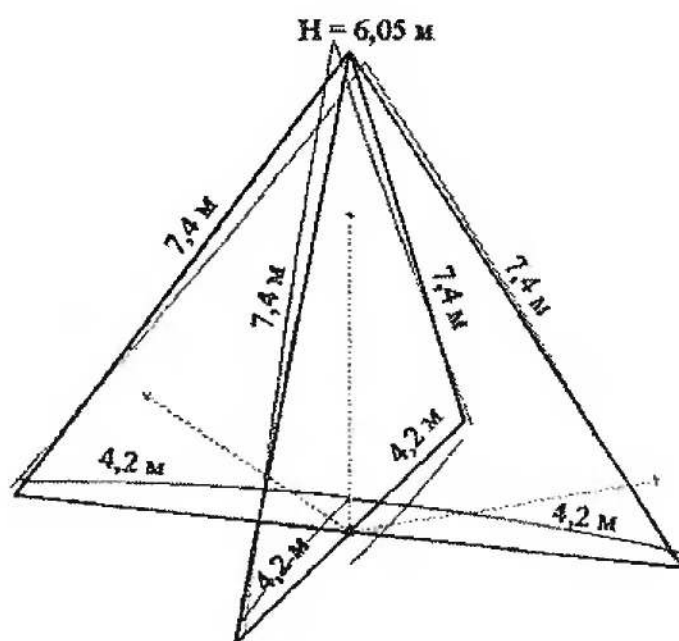


Рис. 7.7.10

В завершение хотел бы заметить, что невозможно создать антенны с V поляризацией по описанному в этом параграфе принципу. При попытке соединить вверху точки максимума напряжений (а у V рамок эти точки вверху) работа антенны полностью нарушается, и ДН перестает быть направленной.