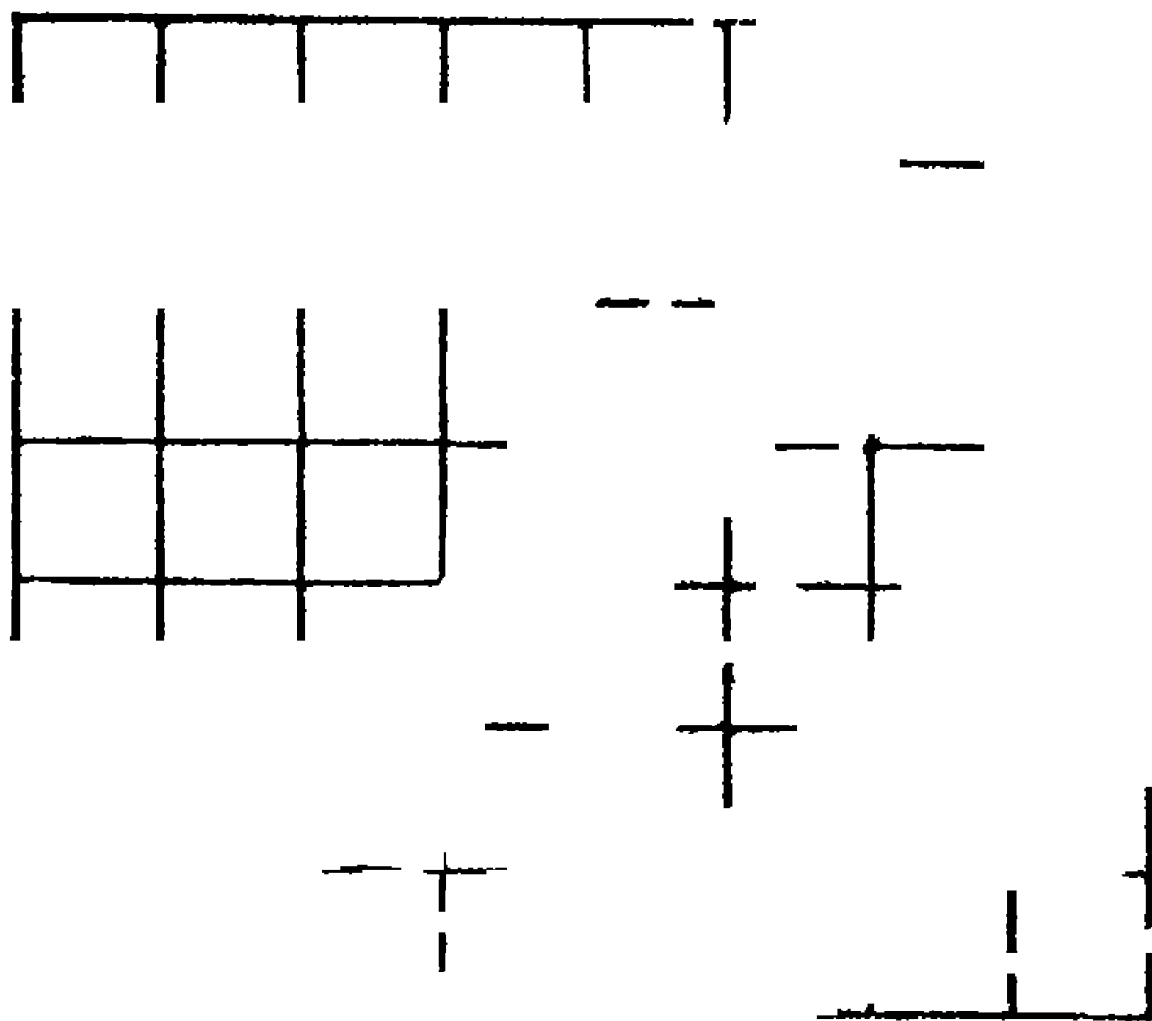


Д. Л. МАТТЕЙ - Л. ЯНГ - Е. М. Т. ДЖОНС



ФИЛЬТРЫ СВЧ
СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ
И ЦЕПИ СВЯЗИ

MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES

GEORGE L. MATTHAEI

*Professor of Electrical Engineering
University of California, Santa Barbara,
Formerly at Stanford Research Institute*

LEO YOUNG

*Head, Microwave Techniques Program
Electromagnetic Techniques Laboratory
Stanford Research Institute*

E. M. T. JONES

*Director of Engineering, TRG - West,
Formerly at Stanford Research Institute*

M c G R A W - H I L L B O O K C O M P A N Y
New York San Francisco Toronto London

ФИЛЬТРЫ СВЧ, СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ И ЦЕПИ СВЯЗИ, Т. 2

Д. Л. МАТТЕИ, Л. ЯНГ, Е. М. Т. ДЖОНС

ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
ПОД ОБЩЕЙ РЕДАКЦИЕЙ

Л. В. АЛЕКСЕЕВА и Ф. В. КУШНИРА

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1972

УДК 621.372

Фильтры свч, согласующие цепи и цепи связи, т. 2

Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т.

Перевод с английского под общей редакцией

Л. В. Алексеева и Ф. В. Кушнера

Год выпуска 1971

Книга (т. 1, вышедший в 1971 г., и т. 2) посвящена вопросам проектирования фильтров свч и других пассивных устройств свч диапазона (направленных фильтров и ответвителей, согласующих цепей, цепей связи и т. д.).

В ней представлены основные понятия, методы расчета и сведения справочного характера (в виде таблиц и графиков), необходимые при проектировании устройств свч диапазона. Изложена теория, на которой основаны методы расчета, приводимые в книге.

Книга предназначена для научных работников и инженеров-проектировщиков, занимающихся вопросами техники свч, а также аспирантов и студентов соответствующих вузов.

Таблиц 31, иллюстраций 313, библи. 177.

3-4-1
16-72

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава 9. Полоснопропускающие фильтры (широкополосные и узкополосные фильтры, состоящие из передающих линий с реактивными неоднородностями)

9.01. Введение	9
9.02. Ступенчатые фильтры и фильтры с инверторами сопротивлений	10
9.03. Синхронно настроенные полуволновые фильтры с реактивными связями	15
9.04. Узкополосные полуволновые фильтры	18
9.05. Практическая реализация реактивных связей	21
9.06. Некоторые типовые расчеты фильтров псевдоверхних частот	25
9.07. Экспериментальный широкополосный волноводный фильтр	28
9.08. Расчет при заданных границах полосы и затухании в полосе пропускания	30
9.09. Примеры расчетов фильтров со средними и широкими полосами пропускания	38
9.10. Вывод расчетных соотношений для определения уменьшения и искажения полосы пропускания	44
9.11. Оптимизация сопротивлений линий	48
9.12. Четвертьволновые фильтры с реактивными связями	54
Литература	58

Глава 10. Полоснопропускающие фильтры (полоснопропускающие фильтры и фильтры псевдоверхних частот, состоящие из линий и шлейфов или из решеток параллельно связанным линиям)

10.01. Типы фильтров и методы их расчета	60
10.02. Фильтры с параллельно связанными полуволновыми резонаторами	62
10.03. Фильтры с параллельными и последовательными шлейфами длиной $\lambda_0/4$	69
10.04. Фильтры с полуволновыми шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями	78
10.05. Фильтры с параллельными и последовательными шлейфами	82
10.06. Фильтры на встречных стержнях с узкой или средней полосой пропускания	86
10.07. Широкополосные фильтры на встречных стержнях	97
10.08. Вывод расчетных формул для фильтров с параллельно связанными резонаторами и со шлейфами	102

10.09. Вывод расчетных формул для фильтров на встречных стержнях	109
10.10. Выбор функций преобразования	114
Литература	116

Глава 11. Особые приемы, облегчающие создание полоснопропускающих фильтров на связанных резонаторах, согласующих цепей и цепей задержки

11.01. Введение	117
11.02. Измерение добротностей Q_u , Q_e и Q_L резонатора, нагруженного с одного конца	117
11.03. Измерения параметров одиночных резонаторов, нагруженных с обеих сторон	124
11.04. Испытания симметричных пар резонаторов	127
11.05. Настройка многорезонаторных полоснопропускающих фильтров	130
11.06. Расчет потерь рассеяния на средней частоте полоснопропускающих фильтров	135
11.07. Расчет узкополосных фильтров с минимальными потерями в середине полосы пропускания и заданным затуханием в полосе заграждения	137
11.08. Расчет полосовых согласующих цепей с помощью методов, изложенных в гл. 8	141
11.09. Расчет полосовых согласующих цепей с помощью методов, изложенных в гл. 10	157
11.10. Расчет широкополосных цепей связи для усилителей с отрицательным сопротивлением	169
11.11. Полоснопропускающие фильтры с временной задержкой	174
Литература	176

Глава 12. Полоснозапирающие фильтры

12.01. Введение	178
12.02. Переход от прототипов нижних частот к полоснозапирающим фильтрам на сосредоточенных элементах	179
12.03. Влияние потерь рассеяния на характеристики полоснозапирающих фильтров	183
12.04. Приближенный метод расчета полоснозапирающих свч фильтров с очень узкими полосами заграждения	184
12.05. Практическая реализация резонаторов полоснозапирающих фильтров с узкой полосой заграждения	188
12.06. Экспериментальная регуляровка связей и настройка резонаторов полоснозапирающего фильтра	191
12.07. Пример расчета полосового полоснозапирающего фильтра с узкой полосой заграждения	194
12.08. Расчет волноводного полоснозапирающего фильтра с узкой полосой заграждения	198
12.09. Точный метод расчета полоснозапирающих фильтров с широкой и узкой полосой заграждения	204
12.10. Примеры, иллюстрирующие методику расчета фильтров на основе формул, приведенных в § 12.09	214
Литература	219

Глава 13. Направленные ответвители на связанных передающих линиях с волной ТЕМ и шлейфные направленные ответвители

13.01. Введение	220
13.02. Расчетные соотношения для односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ	222
13.03. Расчетные соотношения для трехсекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ	224
13.04. Соотношения для направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ, состоящих из пяти и более секций	231

13.05. Типичные конструкции односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ при среднем значении переходного затухания порядка 3 дБ	234
13.06. Типичные конструкции односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ и слабой связью	240
13.07. Вывод расчетных формул для односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ	241
13.08. Схемы четвертьволновых фильтров-прототипов для направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ	244
13.09. Некоторые общие соотношения для шлейфных ответвителей	247
13.10. Периодические шлейфные ответвители	253
13.11. Характеристики синхронных шлейфных ответвителей	256
13.12. Таблицы ямитансов для синхронных шлейфных ответвителей	261
13.13. Примеры, иллюстрирующие методику расчета синхронных шлейфных ответвителей	270
1.14. Расчет экспериментального волноводного шлейфного ответвителя	273
Литература	278

Глава 14. Направленные фильтры для разделения каналов и кольцевые резонаторы бегущей волны

14.01. Введение	280
14.02. Волноводные направленные фильтры	283
14.03. Направленные фильтры с полуволновыми и одноволновыми полосковыми резонаторами	298
14.04. Направленный фильтр с петлевыми резонаторами бегущей волны	301
14.05. Кольцевой резонатор бегущей волны	305
14.06. Вывод расчетных формул для волноводных направленных фильтров	308
14.07. Вывод формул для расчета направленных фильтров с петлевыми резонаторами и для кольцевого резонатора бегущей волны	312
14.08. Вывод формул для расчета направленных фильтров с полуволновыми и одноволновыми полосковыми резонаторами	315
Литература	317

Глава 15. Фильтры на большую мощность

15.01. Введение и общие положения	318
15.02. Допустимая мощность в различных линиях передачи	323
15.03. Теоретическое определение допустимой импульсной мощности для фильтров с непосредственной связью	333
15.04. Перестраиваемый узкополосный фильтр на большую мощность с колебанием TE_{011}	343
15.05. Вафельные фильтры на большую мощность	358
15.06. Волноводные фильтры с поглощением	369
15.07. Коаксальные фильтры с поглощением	373
Литература	375

Глава 16. Расчет мультиплексоров

16.01. Введение	380
16.02. Мультиплексеры, в которых используются направленные фильтры	381
16.03. Мультиплексеры с защитными полосами между каналами, использующие узкополосные фильтры отражающего типа	383
16.04. Мультиплексеры со смежными полосами пропускания	387
16.05. Дуплексеры со смежными полосами пропускания	401
Литература	409

Глава 17. Фильтры СВЧ с механической и магнитной перестройкой	
17.01. Введение	411
17.02. Теория идеальных перестраиваемых полоснопропускающих фильтров	415
17.03. Коаксиальные полоснопропускающие фильтры с механической перестройкой	421
17.04. Волноводные полоснопропускающие фильтры с механической перестройкой	427
17.05. Свойства ферромагнитных резонаторов	432
17.06. Определение кристаллических осей сферических ферромагнитных резонаторов	444
17.07. Основные принципы расчета полоснопропускающих фильтров с магнитной перестройкой и колебаниями типа TEM на входе и на выходе	446
17.08. Результаты разработок некоторых опытных полоснопропускающих фильтров с магнитной перестройкой, имеющих полосковые входы и выходы	458
17.09. Волноводные полоснопропускающие фильтры с магнитной перестройкой	468
17.10. Направленные фильтры с магнитной перестройкой, обладающие свойствами циркулятора	472
17.11. Полоснозапирающие фильтры с магнитной перестройкой	477
Литература	482
Предметный указатель	484

Глава 9

ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

(ШИРОКОПОЛОСНЫЕ И УЗКОПОЛОСНЫЕ ФИЛЬТРЫ, СОСТОЯЩИЕ ИЗ ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЙ С РЕАКТИВНЫМИ НЕОДНОРОДНОСТЯМИ)

9.01. Введение

Рассматриваемые в данной главе методы расчета полоснопропускающих фильтров основаны на использовании четвертьволнового трансформатора-прототипа, т. е. цепи-прототипа, в виде четвертьволнового трансформатора (см. гл. 6). Эти методы применяются при расчете полоснопропускающих фильтров с резонаторами из отрезков передающих линий, связанными последовательными емкостями или параллельными индуктивностями. Расчеты могут производиться как для узких, так и для очень широких полос, таких, что рассчитанные фильтры могут применяться в качестве фильтров верхних частот. Фильтры этих общих типов рассмотрены в §§ 8.05—8.08, однако там методика расчета трактуется применительно к узким и средним полосам пропускания. Здесь же используется другой подход, обеспечивающий необходимую точность для более широких полос и меньших уровней пульсаций чебышевской характеристики.

В § 9.02 введено понятие четвертьволнового трансформатора-прототипа, а в § 9.03 приведены основные расчетные соотношения для синхронно настроенных фильтров. В § 9.04 исследуются узкополосные фильтры с позиций излагаемой методики и показана связь с фильтром-прототипом нижних частот на сосредоточенных параметрах, использованным в расчетной методике гл. 8.

Как удалось установить, указанные методы расчета узкополосных фильтров обеспечивают достаточную точность при относительной ширине полосы примерно до 20% или более (ср. с § 8.01) при условии, что пульсации ксв в полосе достаточно велики: они должны превышать величину $1 + (2w)^2$, где w — относительная ширина полосы узкополосного фильтра, рассчитываемого из прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами.

Начиная с § 9.05 и далее, рассматривается преимущественно расчет широкополосных фильтров и фильтров псевдосверхних частот, для которых в основном и предназначена методика расчета, основанная на использовании четвертьволнового трансформатора-прототипа.

§ 9.05 посвящен вопросам реализации реактивных неоднородностей (для фильтров с любой шириной полосы). В § 9.06 приводятся некоторые примеры типовых расчетов, которые могут быть использованы при проектировании фильтров, пропускающих верхние частоты, а в § 9.07 даны экспериментальные результаты.

Основы теории и расчетные данные представлены в §§ 9.08—9.11. Наконец, в § 9.12 кратко рассматриваются четвертьволновые фильтры с реактивными связями.

Всюду в данной главе используется нормированная частота j/f_0 , равная отношению частоты f к частоте синхронной настройки f_0 . Для волноводных фильтров таким понятием нормированной частоты служит величина λ_{g0}/λ_g — отношение длины волны в волноводе на частоте синхронной настройки λ_{g0} к длине волны в волноводе λ_g (в § 9.07 в качестве примера описан экспериментальный волноводный фильтр).

9.02. Ступенчатые фильтры и фильтры с инверторами сопротивлений

Ступенчатые фильтры (четвертьволновые трансформаторы и полуволновые фильтры) были рассмотрены в гл. 6. В этом параграфе показана их эквивалентность фильтрам с инверторами сопротивлений. Кроме того, материал данного параграфа является вводным к последующему расчету широкополосных полуволновых фильтров с реактивными связями.

Перепад сопротивлений, или проводимостей (рис. 9.02.1а), может быть всегда заменен инвертором сопротивлений, или проводимостей (рис. 9.02.1 б и в), без изменения характеристики фильтра при соответствующей нагрузке на входных и выходных зажимах. Таким образом, две цепи, представленные на рис. 9.02.1, полностью эквивалентны, что является отправной точкой при расчете фильтров¹⁾. В гл. 8 наиболее естественным было применение инверторов сопротивлений или проводимостей (рис. 9.02.1 б и в) для преобразования прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами (см. гл. 4) в фильтр из отрезков передающей линии. В этой главе удобнее применить ступенчатые фильтры для непосредственного использования расчетных данных гл. 6.

Ступенчатый фильтр преобразуется в фильтр с реактивными

¹⁾ Имеется в виду эквивалентность с точки зрения передачи мощности; фазовые характеристики передачи цепей могут отличаться на величину, кратную 90° (прим. ред.).

связями, если заменить каждый перепад сопротивлений реактивным сопротивлением, обладающим тем же квс, и так расположить реактивные сопротивления, чтобы получить синхронную настройку (см. § 9.03). Квс ступенек обычно будет определяться по данным гл. 6. Для узкополосных фильтров могут быть ис-

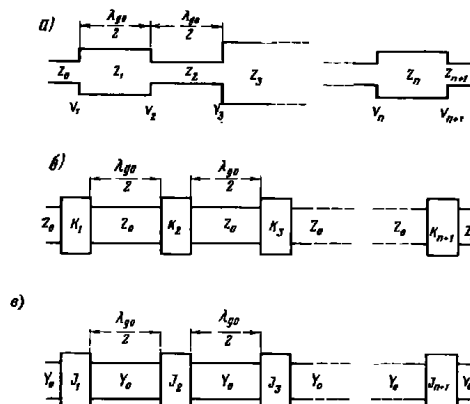


Рис. 9.02.1. Полуволновый фильтр со ступенчатым изменением волновых сопротивлений (а) и эквивалентные ему фильтры с идеальными инверторами сопротивлений (б) и проводимостей (в):

$$V_i = \frac{Z_i}{Z_{i-1}} \text{ или } \frac{Z_{i-1}}{Z_i} > 1 \text{ — квс ступеньки (можно использовать проводимости } Y_i = 1/Z_i); K_i = \frac{Z_0}{\sqrt{V_i}} \text{ — параметр инвертора сопротивлений; } J_i = \frac{Y_0}{\sqrt{V_i}} \text{ — параметр инвертора проводимостей}$$

пользованы ф-лы (6.09.2). Они эквивалентны ф-лам (8.05.1) — (8.05.9) для нормированных параметров инверторов $K_i, j+1/Z_0$ (что можно показать с помощью рис. 9.02.1). Эквивалентные цепи инверторов сопротивлений, применяемые для расчета узкополосных фильтров, были приведены в § 8.03. Здесь же мы будем использовать только цепи с параллельной индуктивностью (см. рис. 8.03.1 в) и с последовательной емкостью (см. рис. 8.03.2 г).

Важное отличие между методами гл. 8 и 9 заключается в том, что исходной цепью или цепью-прототипом в этой главе является одна из цепей на рис. 9.02.1 (синтез которых проведен точ-

по), тогда как в гл. 8 точный синтез проводится для схемы прототипа нижних частот, рассмотренного в гл. 4, т. е. для более отдаленной от реального фильтра ступени расчета. Так, например, цепи на рис. 9.02.1 б, в, содержащие идеальные инверторы, не обеспечили бы точно ожидаемой характеристики, если бы они были рассчитаны с помощью методов гл. 8 (хотя расхождение оказалось бы весьма небольшим для узких и средних полос). В то

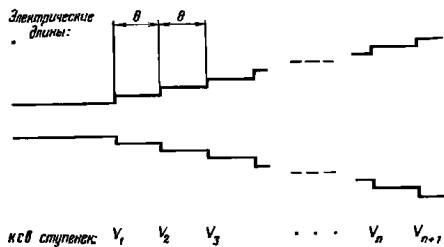


Рис. 9.02.2. Схема четвертьволнового трансформатора, используемого как цепь-прототип.

Произведение $V_1 V_2 \dots V_{n+1} = R$ равно отношению волновых сопротивлений выходной и входной линий. Все электрические длины θ равны 90° на частоте синхронной настройки, которая является также средней частотой.

же время характеристики передачи цепей на рис. 9.02.1 б, в идентичны характеристике передачи полуволнового фильтра, изображенного на рис. 9.02.1 а.

Другое важное отличие от предыдущей главы заключается в детальном исследовании частотной зависимости реактивных неоднородностей (параллельных индуктивностей или последовательных емкостей). Частотная зависимость неоднородностей приводит к увеличению искажений характеристики фильтра (т. е. к изменению ширины полосы пропускания и затухания в полосе запырания) с расширением диапазона частот. Эти зависимости могут не учитываться при расчете узкополосных фильтров, что значительно упрощает процесс расчета. Однако для фильтров с большей шириной полосы пропускания важно заранее знать искажения их характеристик.

Четвертьволновый трансформатор и связанная с ним система обозначений приведены на рис. 9.02.2. На рис. 9.02.3 изображены максимально плоская и чебышевская характеристики четвертьволнового трансформатора. Тесно связан с четвертьволновым трансформатором полуволновый ступенчатый фильтр (§ 6.03), приведенный на рис. 9.02.4. Его характеристики, показанные на рис. 9.02.5, подобны характеристикам четвертьволнового трансформатора (см. рис. 9.02.3) Если перепады сопротивлений или к.св соединений

$V_i (i=1, 2, \dots, n+1)$ для четвертьволнового трансформатора и ступенчатого полуволнового фильтра одинаковы, то характеристики второго могут быть получены из характеристики первого путем линейного изменения масштаба частотной оси; при этом полоса ступенчатого полуволнового фильтра станет равной половине полосы четвертьволнового трансформатора.

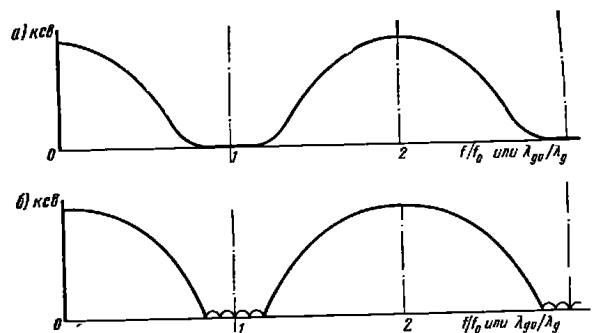


Рис. 9.02.3. Характеристики четвертьволновых трансформаторов: а — максимально плоская; б — чебышевская

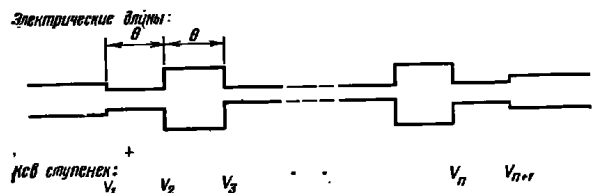


Рис. 9.02.4. Схема ступенчатого полуволнового фильтра, используемого как цепь-прототип.

Произведение $V_1 V_2 \dots V_{n+1} = R$ определяет максимальное затухание. Все электрические длины θ равны 180° на частоте синхронной настройки, которая является также средней частотой.

Параметр R снова определяется как произведение к.св неоднородностей соединений [ср. с равенством (6.03.4)]:

$$R = V_1 V_2 \dots V_{n+1}. \quad (9.02.1)$$

Если относительная ширина полосы ω меньше, чем 20%, и если в соответствии с равенством (6.09.1)

$$R \gg \left(\frac{1}{w}\right)^n, \quad (9.02.2)$$

то фильтр можно считать узкополосным; этот случай рассмотрен в § 9.04.

Четвертьволновый трансформатор-прототип пригоден для расчета фильтров с реактивными связями, ширина полосы которых может быть очень большой. Однако при этом появляются некоторые ограничения (не имеющие места при расчете узкополосных фильтров), которые следует с самого начала проанализировать. В основном они возникают из-за того, что невозможно преобразо-

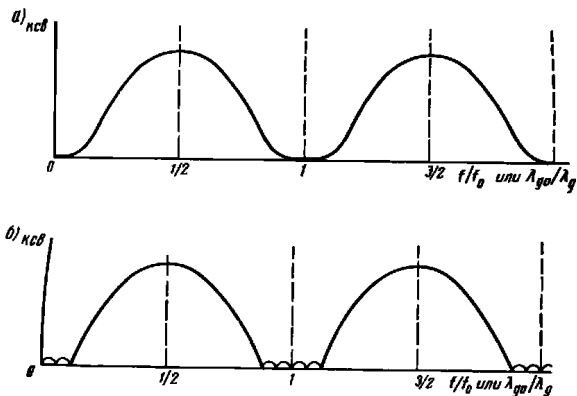


Рис. 9.02.5. Характеристики ступенчатых полуволновых фильтров: а — максимально плоская; б — чебышевская.

вать данную характеристику фильтра в характеристику соответствующего трансформатора-прототипа в пределах больших полос с помощью простых преобразований или протабулированных функций. Вместо этого приходится использовать частотные зависимости реактивных связей и с учетом их видоизменить известную характеристику четвертьволнового трансформатора, приблизив ее к требуемой характеристике рассматриваемого фильтра (см. рис. 9.02.1) в широких частотных диапазонах.

Таким образом, с помощью графиков можно быстро рассчитать основные характеристики фильтра, используя характеристики трансформатора, но не наоборот, как было бы более желательно. Поэтому в случае широкополосных систем, когда изменение реактивной связи в пределах полосы пропускания довольно значительно, необходимо сначала выбрать прототип, а затем сра-

внять ожидаемую характеристику фильтра с заданной характеристикой. Если они не совпадают достаточно близко, нужно тот же процесс повторить с другим прототипом.

Расчетные графики позволяют быстро произвести оценку характеристик, что делает этот метод гибким и практичным. Большинство таких графиков приведено в § 9.08.

9.03. Синхронно настроенные полуволновые фильтры с реактивными связями

Полоснопропускающие фильтры двух типов, показанных на рис. 9.03.1, легко реализуются на практике и поэтому очень важны. Обе схемы дуальны: первая (рис. 9.03.1 а) состоит из ряда

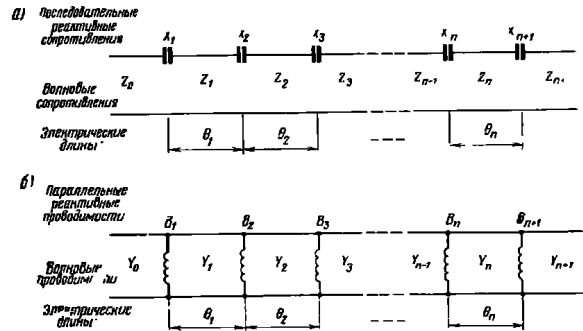


Рис. 9.03.1. Схемы полуволновых фильтров с реактивными связями: а — с последовательно включенными емкостями; б — с параллельно включенными индуктивностями.

$$X_i = \frac{-1}{\omega C_i} = \frac{-1}{B_{i-1, i}}; B_i = \frac{-1}{\omega L_i} = \frac{-1}{X_{i-1, i}}, \quad (i = 1, 2, \dots, n+1)$$

последовательных емкостей, чередующихся с отрезками передающих линий, вторая (рис. 9.03.1 б) — из ряда параллельных индуктивностей, также чередующихся с отрезками передающих линий. Фильтры на рис. 9.03.1 будем называть *полуволновыми* фильтрами с реактивными связями, так как длины всех отрезков линий между реактивными сопротивлениями становятся приблизительно равными (или кратными) половине длины волны по мере ослабления связей. Каждый отрезок линии между неоднородностями представляет собой резонатор, так что фильтры на рис. 9.03.1 имеют n резонаторов. Заметим, что последовательные элементы на рис. 9.03.1а предполагаются обязательно емкостного характера, т. е. их проводимости должны быть положительными и

прямо пропорциональными частоте. Аналогично параллельные элементы на рис. 9.03.1 б предполагаются индуктивного характера, т. е. их реактивные сопротивления должны быть положительными и прямо пропорциональными частоте. Если используется линия передачи с дисперсией, то соответственно необходимо частоту заменить на величину, обратную длине волны в волноводе.

Все описываемые в этой главе фильтры являются синхронно настроенными согласно определению в § 6.01, т. е. все неоднородности в них распределены таким образом, что отраженные волны от любых двух соседних неоднородностей сфазированы так, чтобы получить их максимальное подавление на некоторой фиксированной частоте (частоте синхронной настройки) в полосе пропускания. На указанной частоте этот фильтр полностью эквивалентен полуволновому ступенчатому фильтру (см. § 6.03), и квс i -й реактивной неоднородности равен квс V_i i -го перепада сопротивлений полуволнового фильтра [1, 2].

На рис. 9.03.1 а показаны волновые сопротивления для фильтра с последовательными реактивными связями, а на рис. 9.03.1 б — волновые проводимости для фильтра с параллельными реактивными связями. Обозначим соответственно:

$$h_i = \frac{Z_i}{Z_{i-1}} \quad \text{или} \quad \frac{Y_i}{Y_{i-1}}; \quad (9.03.1)$$

$$u_i = \frac{X_i}{Z_{i-1}} \quad \text{или} \quad \frac{B_i}{Y_{i-1}}. \quad (9.03.2)$$

Чаще всего $h_i=1$, что наиболее удобно с конструктивной точки зрения. Иногда для выполнения определенных электрических или конструктивных требований можно сделать некоторые значения h_i отличными от единицы (например, если потребуется устройство, объединяющее в себе функции фильтра и трансформатора сопротивлений, вместо каскадного включения фильтра и отдельного трансформатора). В некоторых случаях более рациональный подбор величин h_i может обеспечить заметное улучшение характеристики (см. § 9.11).

Величины u_i фильтра с реактивными связями определяются по квс V_i ступенчатого фильтра (см. гл. 6) и отношениям h_i из выражения

$$u_i = \sqrt{\left(V_i + \frac{1}{V_i}\right)h_i - (1+h_i^2)}. \quad (9.03.3)$$

На рис. 9.03.2 построены кривые, вычисленные с помощью этого выражения. Обычно наиболее удобно выбрать $h_i=1$ (т. е. все Z_i или Y_i равны), тогда выражение (9.03.3) упрощается:

$$u_i = \sqrt{V_i - \frac{1}{V_i}}. \quad (9.03.4)$$

Расстояния θ_i на рис. 9.03.1 определяются следующим образом [1, 2]. На рис. 9.03.3 приведена неоднородность фильтра с по-

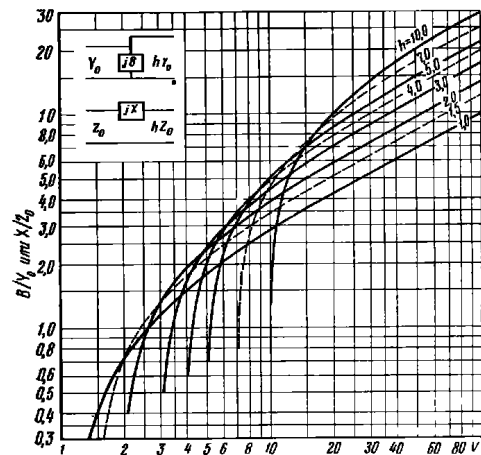


Рис. 9.03.2. График параллельной проводимости (или последовательного сопротивления) в функции квс неоднородности V для нескольких значений отношений волновых проводимостей (или сопротивлений) h

следовательными реактивными связями¹⁾. Это соединение представляет i -ю неоднородность фильтра на рис. 9.03.1. Если коэффициенты отражения от этой неоднородности в двух референсных плоскостях, показанных на рисунке, должны быть чисто мнимыми величинами [1, 2], то следует выбрать:

$$\psi_i' = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{u_i^2 + h_i^2 - 1}{2u_i} \right); \quad (9.03.5)$$

$$\psi_i'' = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{u_i^2 + 1 - h_i^2}{2h_i u_i} \right). \quad (9.03.6)$$

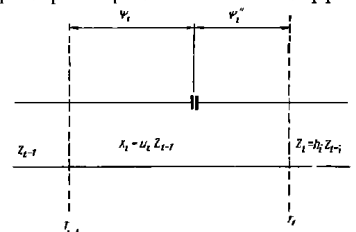


Рис. 9.03.3. Связь двух линий с различными волновыми сопротивлениями с помощью последовательной реактивности.

T_{i-1}, T_i — референсные плоскости с каждой стороны, в которых коэффициент отражения от неоднородности чисто мнимый

¹⁾ Аналогичные обозначения применяются и для фильтра с параллельными реактивными связями, но при замене Z на Y и X на B .

Расстояния θ_i (в радианах) определяются из выражения

$$\theta_i = \frac{\pi}{2} + \psi_i^* + \psi_{i+1}^* \quad (9.03.7)$$

При $h_i = 1$ ф-лы (9.03.5) и (9.03.6) приводятся к виду¹⁾

$$\psi_i^* = \psi_i^* = \psi_i = \frac{1}{2} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{u_i}{2} \right) \quad (9.03.8)$$

и тогда

$$\begin{aligned} \theta_i &= \frac{\pi}{2} + \psi_i + \psi_{i+1} = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \left[\operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{u_i}{2} \right) + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{u_{i+1}}{2} \right) \right] = \\ &= \pi - \frac{1}{2} \left[\operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{2}{u_i} \right) + \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{2}{u_{i+1}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (9.03.9)$$

9.04. Узкополосные полуволновые фильтры

Хотя материал данной главы в основном относится к широкополосным фильтрам, проиллюстрируем методику расчета на более простом примере узкополосного фильтра.

Если перепады сопротивлений узкополосного (см. § 9.01) ступенчатого полуволнового фильтра (см. § 6.03) заменить реактивными сопротивлениями, обладающими теми же квс и фильтр снова синхронно настроить (см. § 9.03), то изменение его характеристик в области полосы пропускания и вблизи нее окажется очень небольшим. Все формулы, необходимые для такого преобразования, были приведены в § 9.03. Несмотря на то, что нет необходимости сохранять одинаковыми волновые сопротивления (или проводимости) линий, целесообразно задаться условием равенства всех Z_i или Y_i .

Для узкополосных фильтров прототипами могут служить как четвертьволновые трансформаторы, так и фильтры нижних частот с сосредоточенными параметрами, и переход от любого из этих прототипов к реальному фильтру одинаково удобен. Выбор прототипа зависит от того:

1) какой из прототипов позволит получить фильтр, лучше удовлетворяющий расчетным требованиям;

2) какой из прототипов обеспечивает более простой расчет. Исходя из первого условия, лучше использовать четвертьволновый трансформатор (однако для узкополосных фильтров разница в точности обычно незначительна); исходя же из второго условия, лучше использовать фильтр нижних частот с сосредоточенными параметрами. Причина такого различия заключается в том, что для расчета фильтра нижних частот из n элементов (см. гл. 4) существуют удобные точные формулы, тогда как числовой расчет трансформатора, требующий большой арифметической точ-

ности, становится удобным только в тех случаях, когда решения уже протабулированы (см. гл. 6).

Фильтр нижних частот с сосредоточенными параметрами (см. гл. 4) может служить в качестве прототипа для узкополосного полуволнового ступенчатого фильтра. Формулы (6.09.2) при подстановке $\omega_g = 2\omega$ приводятся к виду

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_{n+1} = \frac{2}{\pi} \frac{g_0 g_1 \omega_1'}{\omega} \\ V_i &= \frac{4}{\pi^2} \frac{\omega_1'^2}{\omega^2} g_{i-1} g_i \quad \text{при } 2 \leq i \leq n \end{aligned} \right\} \quad (9.04.1)$$

где ω — относительная ширина полосы полуволнового фильтра. Параметр ω_1' является граничной частотой фильтра-прототипа нижних частот. Затем вычисляются реактивные сопротивления с помощью выражений (9.03.3) или (9.03.4), а длины линий — по ф-лам (9.03.5) — (9.03.9). При этом предполагается, что прототип нижних частот будет симметричным или антисимметричным (см. § 4.05) и величины элементов прототипов с максимально плоской или чебышевской характеристиками можно определить из § 4.05.

Пример. Рассчитать полуволновый фильтр с реактивными связями, с квс лучшим, чем 1,10, в пределах 10%-ной полосы пропускания и с затуханием не менее 25 дБ на частоте выше средней частоты полосы пропускания на 10% (т. е. отстоящей от средней частоты полосы в два раза дальше, чем граничная частота).

Этот фильтр может считаться узкополосным и проектироваться на основе прототипа нижних частот (см. § 4.05), так как величина квс=1,10 превосходит величину $1 + (2\omega) = 1,04$ (см. § 9.01).

Теперь необходимо определить минимальное число резонаторов, при котором заданные требования удовлетворяются. Выбирая четвертьволновый трансформатор с относительной шириной полосы $\omega_g = 0,20$ (так как $\omega = 0,10$) и с $V_r = 1,10$, получим затухание 24,5 дБ на частоте, отстоящей от средней частоты полосы в два раза дальше, чем граничная частота, при $n=5$ и 35,5 дБ при $n=6$. Так как затухание фильтра на указанной частоте будет несколько меньше, чем расчетное, то пяти резонаторов, разумеется, недостаточно. Тогда возьмем $n=6$. Как будет показано ниже в § 9.08, затухание в полосе заграждения узкополосного полуволнового фильтра с реактивными связями на рис. 9.03.1 отличается от затухания узкополосного ступенчатого полуволнового фильтра, описанного в § 6.09, приблизительно на величину

$$\Delta L_A = 20(n+1) \operatorname{I}g \left(\frac{f_0}{f} \right), \quad \text{дБ}, \quad (9.04.2)$$

где f/f_0 — нормированная частота. Величину ΔL_A нужно прибавить к затуханию ступенчатого фильтра, чтобы получить затухание фильтра с реактивными связями.

¹⁾ Эти формулы эквивалентны выражениям (8.05.5) и (8.06.5).

Вычислим затухание фильтра на частоте $f/f_0=1,10$. Используя выражение (9.04.2), при $n=6$ получаем

$$\Delta L_A - 20 \times 7 \times \lg(1,1) = -5,8 \text{ дб}, \quad (9.04.3)$$

откуда следует, что затухание этого фильтра на 5,8 дб меньше затухания полуволнового ступенчатого фильтра на частоте $f=1,1 f_0$, т. е. равно $35,5 - 5,8 = 29,7 \text{ дб}$. Полученная величина превышает заданную (25 дб), что подтверждает правильность сделанного выбора числа резонаторов ($n=6$). Значения квс неоднородностей даны в выражении (6.09.4). Взяв фильтр с параллельными индуктивными связями, изображенный на рис. 9.03.1, получаем при условии, что все Y_i равны Y_0 , следующие значения проводимостей:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_7}{Y_0} &= -1,780 \\ \frac{B_2}{Y_0} = \frac{B_6}{Y_0} &= -6,405 \\ \frac{B_3}{Y_0} = \frac{B_5}{Y_0} &= -9,544 \\ \frac{B_4}{Y_0} &= -10,154 \end{aligned} \right\} \quad (9.04.4)$$

и из ф-лы (9.03.9)

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_6 &= 147,16^\circ \\ \theta_2 = \theta_5 &= 165,41^\circ \\ \theta_3 = \theta_4 &= 168,51^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.04.5)$$

Рассчитанные характеристики этого и ступенчатого полуволнового фильтров приведены на рис. 9.04.1. Напомним, что ступенчатый полуволновый фильтр имеет те же характеристики, что и четвертьволновый трансформатор, за исключением линейного изменения частотной шкалы в два раза.

Как видно из рисунка, границы полосы пропускания фильтра и его прототипа очень хорошо совпадают, а их максимумы пульсаций внутри полос пропускания приблизительно равны.

Пульсации квс в полосе пропускания оказались очень близкими к значению 1,10. Расчет самого четвертьволнового трансформатора здесь является приближенным. Поэтому величины пульсаций [пунктирная кривая в верхней части (рис. 9.04.1)] несколько отличаются друг от друга¹⁾. Искажение характеристики фильтра на рисунке может быть вызвано, во-первых, несовершенством характеристики четвертьволнового трансформатора (поисклюку он был рассчитан приближенно с помощью цепи с со-

редоточенными параметрами) и, во-вторых, дальнейшим приближением, которое использовалось при получении из этого трансформатора фильтра с его неравными длинами линий и частотнозависимыми связями.

Что касается несовершенства характеристики четвертьволнового трансформатора, то из рис. 9.04.1 ясно, что возможность ее улучшения весьма мала. Дальнейшее улучшение рабочей характеристики фильтра можно было бы осуществить подбором волновых сопротивлений линий (см. § 9.11), что однако привело бы к весьма незначительному ее улучшению. Поэтому подобный подбор в данном примере не проводился.

Затухание фильтра на частоте $f/f_0=1,1$, полученное из выражения (9.04.2), равно 29,7 дб. Это значение отмечено кружком на рис. 9.04.1, который хорошо совпадает с рассчитанной кривой затухания (сплошная линия); другие точки, найденные с помощью выражения (9.04.2), также достаточно хорошо с ней совпадают.

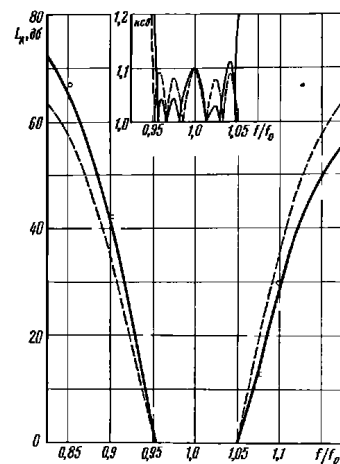


Рис. 9.04.1. Характеристики шестирезонаторного фильтра и его прототипа (ступенчатого полуволнового фильтра-прототипа).

Сплошной линией показана характеристика полуволнового фильтра с реактивными связями; пунктиром — характеристика ступенчатого полуволнового фильтра-прототипа

9.05. Практическая реализация реактивных связей

Последовательные емкости [4]. Последовательную емкостную связь можно легко осуществить в коаксиальной или полосковой линии разрывом внутреннего проводника, как показано на рис. 9.05.1. Величина зазора регулируется для получения нужной емкости. При использовании воздушного диэлектрика у фильтров с последовательными емкостными связями создаются меньшие потери рассеяния, чем у фильтров, использующих параллельные индуктивные штыри или диафрагмы (они рассмотрены ниже). Это объясняется тем, что диссипативные потери в штырях или диафрагмах выше.

Величина зазора, которая обеспечивает нужную связь, может быть определена либо экспериментально, либо теоретически. Экс-

¹⁾ Трансформатор был рассчитан из прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами (см. первый пример в § 6.09).

периментальное определение осуществляется следующим образом. Требуемый квс каждой неоднородности равен, по определению, квс соединения соответствующей ступени трансформатора-прото-

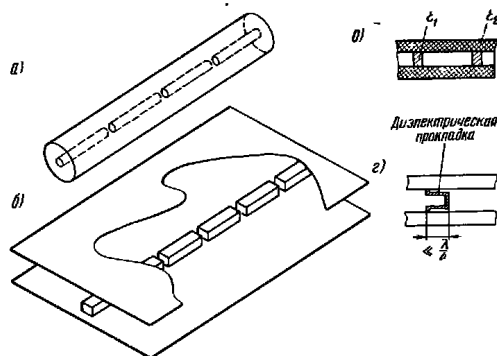


Рис. 9.05.1. Реализация полуволновых фильтров с последовательными емкостными связями: а — коаксиальный вариант; б — полосковый вариант; в — и г — последовательные емкости в коаксиальной линии

типа. Кривая зависимости квс от величины зазора может быть найдена с помощью непосредственных измерений или измерением затухания, или резонансным методом с использованием двух одинаковых зазоров и при измерении ширины полосы на уровне 3 дБ. Затем строят кривую для конкретной линии передачи на синхронной частоте полосы пропускания. Искомые величины зазоров определяются из этой кривой.

В общем случае вычисление емкости зазора для произвольной формы сечения представляет значительную трудность. Однако можно получить две приближенные формулы для круглого проводника внутри круглого внешнего проводника (см. рис. 9.05.1).

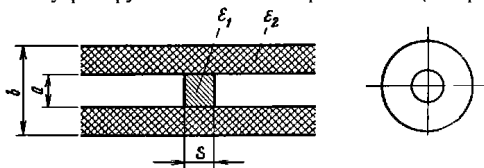


Рис. 9.05.2. Последовательный емкостный зазор в коаксиальной линии:

а — диаметр внутреннего проводника; б — диаметр наружного проводника; s — величина зазора; ε₁, ε₂ — относительные диэлектрические проницаемости материалов

— 22 —

Первая приближенная формула находится следующим образом. Пусть внутренний диаметр внешней трубки равен b см, диаметр concentрического внутреннего проводника — a см, а величина зазора — s см, (рис. 9.05.2). Тогда из приближенной формулы, приводимой Маркувицем [5], которая справедлива при $(b-a) < \lambda$, $s \ll \lambda$ и $s \ll (b-a)$, где λ — длина волны в свободном пространстве, имеем

$$C = C_p + C_f \quad (9.05.1)$$

Здесь

$$C_p = 0,0694 \frac{\epsilon_1 a^2}{s}, \text{ пф} \quad (9.05.2)$$

является плоскопараллельной емкостью;

$$C_f = 0,0884 \epsilon_2 a \ln \frac{b-a}{s}, \text{ пф} \quad (9.05.3)$$

представляет краевую емкость, а ϵ_1 и ϵ_2 — относительные диэлектрические проницаемости материалов (см. рис. 9.05.2). Формулы (9.05.2) и (9.05.3) приведены также в единицах системы MKS в работе Янга [4].

Вторая, более точная (но все-таки приближенная), оценка емкости, показанной на рис. 9.05.2, может быть получена [6] с помощью рис. 5.05.9. Для этого по кривой для $t/b=0$ определяется величина $\Delta C/\epsilon$ при той же величине s/b (см. рис. 9.05.2) по оси абсцисс. Величина ϵ на рис. 5.05.9 будет абсолютной диэлектрической проницаемостью ϵ_2 диэлектрика на рис. 9.05.2. Затем емкость находят по ф-лам (9.05.1) и (9.05.2), при этом ф-ла (9.05.3) заменяется выражением

$$C_f = 0,139 \epsilon_2 a \left(\frac{\Delta C}{\epsilon} \right)_G, \text{ пф} \quad (9.05.4)$$

где величина $(\Delta C/\epsilon)_G$ равна величине $\Delta C/\epsilon$ на рис. 5.05.9. Обе ф-лы (9.05.3) и (9.05.4) дают, однако, заниженное значение емкости. При $(a/b) < 0,1$ указанные приближенные формулы для полной емкости C совпадают с точностью до 5%.

Числовые данные для полосковой линии с прямоугольным внутренним проводником, имеющим поперечное сечение $0,467 \times 0,317$ см, приведены на рис. 8.05.2.

Пример. Определим емкость зазора в коаксиальной линии (см. рис. 9.05.2), размеры которой равны $b=1,46$ см, $a=0,635$ см, $s=0,0635$ см. Относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика в зазоре равна $\epsilon_1=2,0$, а между проводниками — $\epsilon_2=2,5$. Найдем нормированное реактивное сопротивление на частоте 1,3 ГГц. По ф-ле (9.05.2) получаем

$$C_p = 0,882 \text{ пф} \quad (9.05.5)$$

и из ф-лы (9.05.3)

$$C_f = 0,371 \text{ пф} \quad (9.05.6)$$

— 23 —

Таким образом, полная емкость равна

$$C = C_p + C_f = 1,253 \text{ пф.} \quad (9.05.7)$$

Волновое сопротивление линии

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} \ln \frac{b}{a} = 31,6 \text{ ом} \quad (9.05.8)$$

и, следовательно, нормированное реактивное сопротивление на частоте 1,3 Гц равняется

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{10^{12}}{2\pi \times 1300 \times 10^6 \times 1,253 \times 31,6} = 3,08. \quad (9.05.9)$$

Как видно из выражений (9.05.5) и (9.05.6), примерно три десятых полной емкости обусловлены краевыми полями. По мере того как зазор уменьшается, емкости C_p и C_f увеличиваются, но в этом увеличении полной емкости основную роль играет емкость C_p , которая растет быстрее.

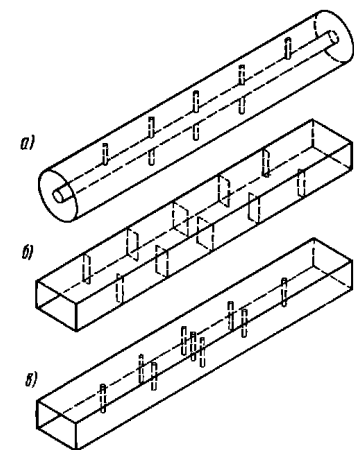


Рис. 9.05.3. Реализация полуволновых фильтров с параллельными индуктивными связями:
а — коаксиальный вариант; б и в — волноводные варианты

Параллельные индуктивности. Параллельные индуктивные связи могут быть легко реализованы в коаксиальной линии, полосковой линии и в волноводе. Некоторые из наиболее распространен-

ных структур приведены на рис. 9.05.3. Числовые данные для них были приведены в § 8.06, и ниже дается несколько ссылок на них.

Пока неоднородности имеют малую толщину в осевом направлении, их реактивные сопротивления почти прямо пропорциональны частоте или обратно пропорциональны длине волны в волноводе с дисперсией. Короткозамкнутые шлейфы также ведут себя как индуктивности, когда их длины значительно меньше четверти длины волны. Однако эквивалентная цепь шлейфа не будет простой параллельной индуктивностью, так как положения референсных плоскостей Т-образного соединения и коэффициент связи изменяются с частотой, и шлейф поэтому может быть аппроксимирован одной индуктивностью только в ограниченной полосе частот.

Для одного, двух и четырех штырей в коаксиальной линии, показанной на рис. 9.05.3а и линии с одним (а), двумя (б) и с четырьмя (в) круглыми индуктивными стержнями

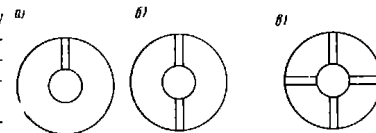


Рис. 9.05.4. Поперечное сечение коаксиальной линии с одним (а), двумя (б) и с четырьмя (в) круглыми индуктивными стержнями

Для одного, двух и четырех штырей в коаксиальной линии, показанной на рис. 9.05.3а и линии с одним (а), двумя (б) и с четырьмя (в) круглыми индуктивными стержнями

соотношения [12, 13]. Данные для параллельных индуктивных диафрагм (рис. 9.05.3б) и одного центрального штыря в волноводе приведены на рис. 8.06.2. Как показано на рис. 9.05.3в, иногда в волноводах применяются двойные симметрично расположенные штыри [14], тройные равноотнесенные штыри [15] и даже более трех равноотнесенных штырей [16]. Данные для полосковых параллельных индуктивных шлейфов приведены на рис. 8.08.2.

Поскольку все эти неоднородности могут быть представлены параллельными индуктивностями, т. е. положительными реактивными сопротивлениями, величины которых прямо пропорциональны частоте или обратно пропорциональны длине волны в волноводе, то приводимые здесь расчетные данные применимы вплоть до весьма широких полос.

9.06. Некоторые типовые расчеты фильтров псевдоверхних частот

Очень часто требуется рассчитать фильтр верхних частот с емкостными связями типа, показанного на рис. 9.03.1. Фактически он будет полоснопропускающим фильтром. Однако для больших полос верхняя полоса заграждения как бы исчезает, поскольку последовательные реактивные сопротивления быстро уменьшаются с увеличением частоты. Поэтому такой фильтр можно назвать *фильтром псевдоверхних частот*. Раньше его обычно рассчитывали с помощью метода характеристических параметров (см. гл. 3),

причем этот расчет часто приводил к увеличению всплесков затухания частотной характеристики в полосе пропускания вблизи граничной частоты (нижняя граница полосы), однако предпочтительней оказывается равнопульсирующая характеристика. Систематизированная методика расчета для широкополосных фильтров с равнопульсирующей характеристикой приводится ниже в данной главе.

Относительная ширина полосы w для фильтров без дисперсии определяется, как и в гл. 6, с помощью выражения

$$w = 2 \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \quad (9.06.1)$$

или

$$w = 2 \left(\frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \right), \quad (9.06.2)$$

где f_1 и f_2 — нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания, а λ_1 и λ_2 — соответствующие длины волн. Для фильтров с дисперсией в ф-лу (9.06.2) должна быть подставлена длина волны в волноводе, тогда

$$w = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right). \quad (9.06.)$$

Расчет восьмirezонаторного фильтра (т. е. для $n=8$) с величиной пульсаций в полосе пропускания 0,1 дБ и относительной шириной полосы 0,85 приведен в последнем примере § 9.09 (относительная ширина полосы 0,85 соответствует $f_2/f_1=2,5$). Нормированные последовательные реактивные сопротивления этого фильтра X_i/Z_0 (или реактивные проводимости B_i/Y_0) оказались равными $-0,2998; -0,4495; -0,613; -0,700; -0,725; -0,700; -0,613; -0,4495; -0,2998$. Так как три центральных элемента получились почти одинаковыми, то соответствующие величины было удобно принять равными 0,710. Характеристики нескольких фильтров с нормированными последовательными реактивными сопротивлениями (или последовательными проводимостями), равными $-0,2998; -0,4495; -0,613; -0,710; -0,710; \dots; -0,710; -0,613; -0,4495; -0,2998$, были затем рассчитаны на вычислительной машине. Так как по условию все Z_i одинаковы, то по ф-ле (9.03.9) отрезки линии получились равными 100, 60; 104, 85; 108, 29; 109,54 ...; 109,54; 108,29; 104,85 и 100,60 электрическим градусам. Когда используются восемь или более резонаторов из отрезков линий, причем у трех или более центральных резонаторов параметры одинаковы, то фильтр может рассматриваться как периодическая структура с тремя (вместо обычного одного) согласующими резонаторами на каждом конце. Характеристики пяти таких фильтров, содержащих 8, 9, 10, 12 и 15 резонаторов, приведены на рис. 9.06.1 и 9.06.2. Как видно из рисунков, рассчитанная характеристика почти удовлетворяет заданным требо-

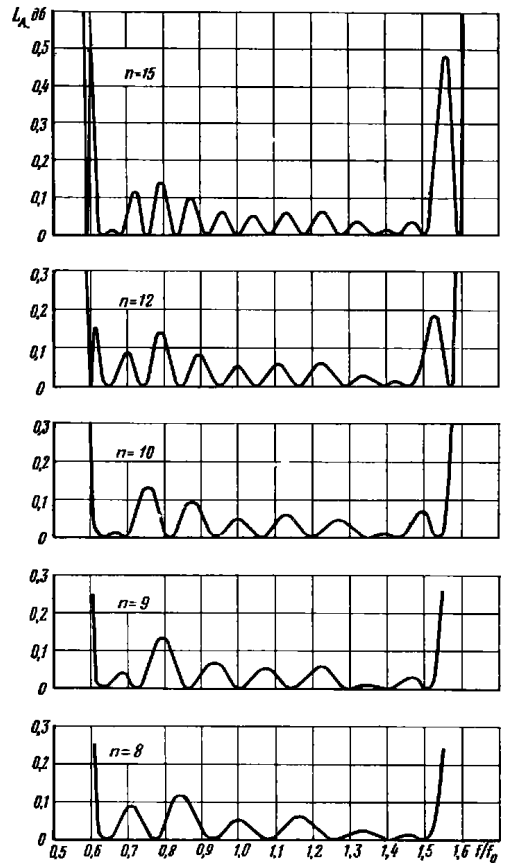


Рис. 9.06.1. Характеристики пяти фильтров псевдоверных частот в полосе пропускания

ваниям: только в случае фильтра с пятнадцатью резонаторами (который содержит десять одинаковых реактивных сопротивлений связи) величина пульсаций значительно превышает 0,1 дБ вблизи границ полосы пропускания (см. рис. 9.06.1).

Крутизна скатов (избирательность) улучшается с увеличением числа резонаторов; из рис. 9.06.2 следует, что избирательность возрастает приблизительно на одинаковое число децибел при добавлении одного резонатора. Так как верхняя полоса загираания

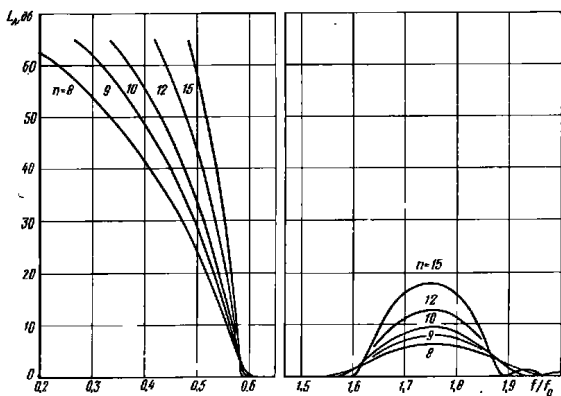


Рис. 9.06.2. Характеристики пяти фильтров псевдоверхних частот (иллюстрирующие их поведение в полосах загираания).

в данном случае не используется, то эти фильтры находят применение скорее как фильтры верхних частот, а не как полосно-пропускающие.

9.07. Экспериментальный широкополосный волноводный фильтр

Для проверки характеристики описанного в предыдущем параграфе фильтра псевдоверхних частот был сконструирован волноводный, шестирезонаторный фильтр на основе расчетных данных восьмirezонаторного фильтра (см. § 9.09). Так как все центральные резонаторы здесь удалены, то шестирезонаторная конструкция оказывается наименьшей возможной структурой из группы периодических фильтров с тремя согласующими резонаторами на каждом конце. Три параллельные реактивные проводимости на каждом конце фильтра, единственная параллельная реактивная проводимость в центре и длины линий были оставлены без изменений.

Конструкция этого волноводного фильтра показана на рис. 9.07.1. Для нее использован волновод $WR=137$ (внутреннее сечение $3,48 \times 1,58$ см); нижняя граничная частота фильтра выбрана рав-

ной 5,4 Гц (что значительно выше критической частоты волновода 4,3 Гц). Верхняя граничная частота равна 9,0 Гц, а расчетная средняя частота — 6,8 Гц. Параллельные реактивные проводимости реализуются с помощью симметричных диафрагм толщиной 0,051 см, которые рассчитаны по графикам, приведенным на рис. 8.06.2б.

Толщина диафрагм была учтена путем экспериментальной подгонки, а именно: размер окна d (см. 8.06.2) увеличен на 0,051 см (на величину, равную толщине диафрагмы). Известно, что параллельная реактивная проводимость диафрагмы в волноводе не является точно линейной функцией длины волны в нем, поэтому индуктивности диафрагм не могут рассматриваться как постоянные величины, независимые от частоты. Так как наиболее важной частотой фильтра верхних частот является ниж-

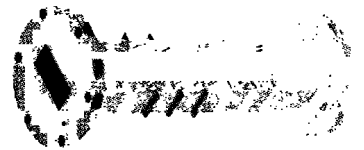


Рис. 9.07.1. Экспериментальный волноводный фильтр для работы в С-диапазоне. С-диапазон охватывает частоты от 5,85 до 8,2 Гц

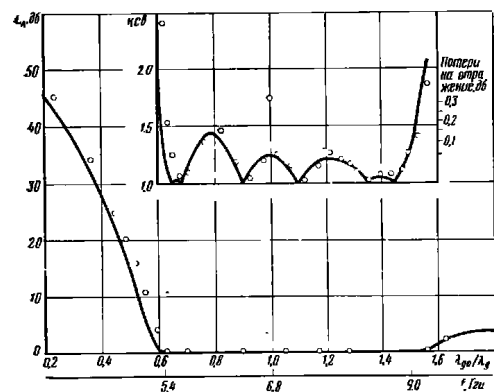


Рис. 9.07.2. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (кружки) характеристики шестирезонаторного опытного фильтра, предназначенного для работы в С-диапазоне.

Критическая частота волновода $f_c = 4,3$ Гц

ная граничная частота, то было обеспечено условие равенства реактивных величин проводимостей диафрагм с расчетными проводимостями на частоте 5,4 Гц (нижняя граница полосы или частота среза), а не 6,8 Гц (середина полосы). Затем была рассчитана характеристика фильтра с помощью кривых, приведенных на рис. 8.06.2 б, из которых получены числовые значения параллельных реактивных проводимостей на каждой частоте. В результате оказалось, что различие в характеристиках фильтра, основанного на данных рис. 8.06.2 б, и фильтра, в котором индуктивности диафрагм считаются постоянными (т. е. реактивная проводимость прямо пропорциональна длине волны в волноводе), очень трудно обнаружить экспериментально. Поэтому был сделан вывод, что диафрагмы вполне можно было бы рассчитывать на средней частоте полосы.

Ширина диафрагм экспериментального шестирезонаторного фильтра (считая от одного его конца в направлении к центру) соответственно равна 2,61; 2,43; 2,28 и 2,21 см, а длины резонаторов в том же порядке — 1,59; 1,66 и 1,715 см. Данные измерений внешнего затухания и квс приведены на рис. 9.07.2. Хотя экспериментальные значения в основном хорошо совпадают с рассчитанной кривой¹⁾, все же заметен незначительный сдвиг в область высоких частот. Это может быть обусловлено, в частности, тем, что длина резонаторов была измерена между осями диафрагм без учета их толщины, равной 0,051 см.

9.08. Расчет при заданных границах полосы и затухании в полосе зашумления

Типичные характеристики четвертьволнового трансформатора и полученного из него фильтра с реактивными связями приведены на рис. 9.08.1. Трансформатор-прототип имеет симметричную частотную характеристику (пунктирная линия). Обозначая ее граничные частоты полосы пропускания через f'_1 и f'_2 , находим, что частота синхронной настройки (см. § 9.03) будет также среднеарифметической или центральной частотой:

$$f_0 = \frac{f'_1 + f'_2}{2}. \quad (9.08.1)$$

Характеристика симметрична относительно частоты f_0 . Когда перепад сопротивления трансформатора (см. гл. 6) заменяются последовательными емкостями или параллельными индуктивностями, то характеристика оказывается иной (сплошная линия). Следует отметить следующие основные изменения характеристики:

¹⁾ Расчетная кривая построена для постоянной индуктивности, т. е. в предположении, что проводимость прямо пропорциональна длине волны в волноводе.

1) ширина полосы уменьшилась (для узких полос это единственно важное изменение);

2) нижняя граничная частота сдвинулась (от f'_1 до f_1) больше, чем верхняя (от f'_2 до f_2). Если у трансформатора и фильтра одинаковая синхронная частота f_0 , то новая средняя частота (оп-

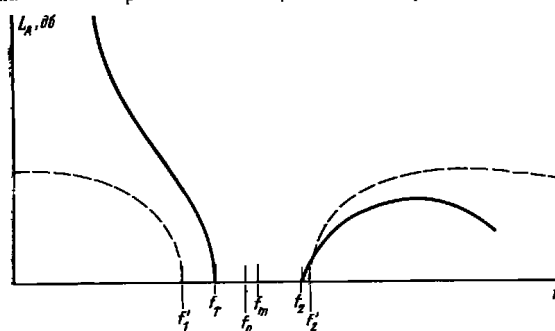


Рис. 9.08.1. Характеристики полуволнового фильтра с реактивными связями (сплошная линия) и четвертьволнового трансформатора (пунктир), имеющих одинаковые значения частот синхронной настройки и квс неоднородностей.

Частота синхронной настройки $f_0 = \frac{1}{2} (f'_1 + f'_2)$; средняя частота полосы пропускания фильтра $f_m = \frac{1}{2} (f_1 + f_2)$.

ределяемая как среднее арифметическое частот f_1 и f_2)

$$f_m = \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (9.08.2)$$

будет больше f_0 — частоты синхронной настройки. Кроме того, кривые в верхней полосе зашумления пересекаются, и характеристика не симметрична относительно частоты f_m ;

3) амплитуда пульсаций в полосе пропускания фильтра с чебышевской характеристикой почти не изменилась (на рис. 9.08.1 это не показано).

Уменьшение ширины полосы. Будем определять относительную ширину полосы пропускания w этого фильтра обычным образом:

$$w = \frac{f_2 - f_1}{f_m}. \quad (9.08.3)$$

Относительная ширина полосы w_q трансформатора равна

$$w_q = \frac{f'_2 - f'_1}{f_0}. \quad (9.08.4)$$

Тогда коэффициент уменьшения полосы пропускания равен

$$\beta = \frac{w}{w_0} \quad (9.08.5)$$

Он может быть найден с помощью графиков на рис. 9.08.2, построенных в функции от величины R , которая равна отношению (большому единицы) выходного сопротивления к входному для трансформатора-прототипа. Для узкополосных фильтров полоса пропускания по частотной шкале почти симметрична и, таким образом, ширина полосы определяет также ее границы (для узкополосных фильтров величина β приближается к 0,5, как в примере § 9.04). Для широкополосных фильтров уменьшение ширины полосы

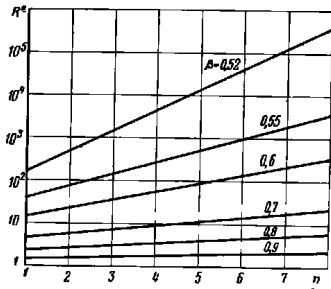


Рис. 9.08.2. График коэффициента уменьшения полосы β в функции числа резонаторов n и произведения квс неоднородностей R

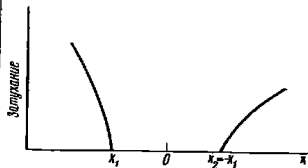


Рис. 9.08.3. Преобразование частотной переменной для получения приблизительно симметричной характеристики

$$x = \frac{\Delta f}{(f/f_0)^\alpha} = \frac{f - f_0}{(f/f_0)^{\alpha-1}}$$

не характеризует всего явления, и поэтому следует рассматривать отдельно смещение каждой граничной частоты. Это сейчас и будет показано.

Искажение полосы пропускания. Как будет видно из § 9.10, характеристика оказывается почти симметричной, если рассматривать ее как функцию не частоты, а переменной

$$x = \frac{\Delta f}{(f/f_0)^\alpha} = \frac{f - f_0}{(f/f_0)^{\alpha-1}} \quad (9.08.6)$$

(см. рис. 9.08.3). Там же показано, что для фильтров с высокой избирательностью (фильтров, соответствующих большому отношению R выходного сопротивления трансформатора к входному) показатель степени α приблизительно равен

— 32 —

$$\alpha \approx 1 + \frac{1}{n} \quad (R \gg 1). \quad (9.08.7)$$

где n — число секций трансформатора или число резонаторов фильтра.

Следует заметить, что случай $\alpha \approx 1$, соответствующий большому значению n , приводит к симметричной характеристике в функции от длины волны. Это было отмечено Коном [3], который исходил из других соображений.

Когда R приближается к единице, α стремится к нулю для синхронно настроенных фильтров (см. гл. 6) при всех значениях n безотносительно от частотных зависимостей связей. Таким образом, любая из кривых, приведенных на рис. 9.08.4, должна прохо-

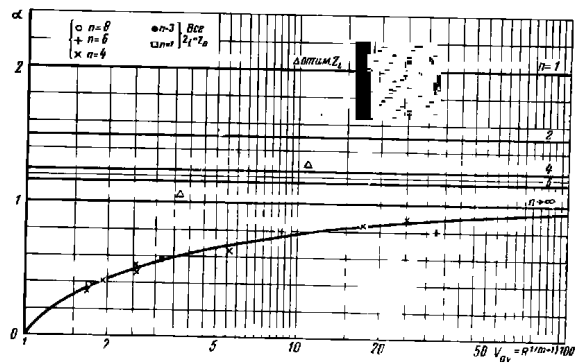


Рис. 9.08.4. График коэффициента искажения полосы α в функции среднего значения квс неоднородности V_{av} . График получен путем соединения плавной кривой расчетных точек для сорокадвяти частных случаев

дить через начало координат. Аналогично выражение (9.08.7) определяет асимптоты для этих кривых. Выражение (9.08.6) может стать точным для двух граничных частот полосы f_1 и f_2 , если определить α как

$$\alpha = \frac{\lg(\Delta f_2/\Delta f_1)}{\lg(f_2/f_1)} \quad (9.08.8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_2 &= f_2 - f_0 \\ \Delta f_1 &= f_2 - f_1 \end{aligned} \right\} \quad (9.08.9)$$

2-476

— 33 —

Выражение (9.08.8) далее будет использоваться в качестве определения параметра α . Он был найден таким способом для четырнадцати совершенно различных фильтров с рассчитанными характеристиками. Эти фильтры имели число резонаторов $n=3-8$, а у одного из фильтров был только один резонатор ($n=1$); полосы пропускания изменялись от узких (10%) до средних и широких (85%). Четырнадцать указанных точек приведены на рис. 9.08.4, где построен график для параметров α в функции среднего значения ксв неоднородности

$$V_{av} = R^{1/(n+1)}, \quad (9.08.10)$$

причем одиннадцать точек могут быть объединены плавной кривой, проходящей через них или весьма близко к ним. Три остальные точки относятся к следующим случаям: одна точка соответствует фильтру с $n=1$ (см. § 9.10); из выражения (9.08.7) получаем $\alpha \approx 2$, что как раз имеет место в данном случае. Другие две точки, показанные треугольниками, соответствуют фильтрам с неодинаковыми волновыми сопротивлениями отрезков линий, которые будут рассматриваться в § 9.11.

Таким образом, приходим к заключению, что кривая на рис. 9.08.4 может быть использована для определения коэффициента искажения полосы пропускания α для фильтров с одинаковыми сопротивлениями и с числом резонаторов n больше трех.

Из выражений (9.08.8) и (9.08.9) находим, что частотное смещение $f_m - f_0$ определяется следующим образом:

$$\delta = \frac{f_m - f_0}{f_m} = \frac{\Delta f_2 - \Delta f_1}{2 f_m} = \left(\frac{A-1}{A+1} \right) \frac{\omega}{2}, \quad (9.08.11)$$

где

$$\lg A = \lg(\Delta f_2 / \Delta f_1) = \alpha \lg(f_2 / f_1) = \alpha \lg\left(\frac{2+\omega}{2-\omega}\right)$$

Эта формула будет точной, когда выражение (9.08.8) рассматривается в качестве определения, что и было сейчас сделано.

С помощью ф-лы (9.08.11) построены графики (рис. 9.08.5), показывающие зависимость частотного смещения $(f_m - f_0)/f_m$ от относительной ширины полосы пропускания ω для различных значений параметра α [когда $\alpha=0$, смещение $(f_m - f_0)$ тоже равно нулю].

На этом заканчивается рассмотрение влияния замены перепада сопротивлений реактивными элементами на положение границ полосы пропускания. Теперь рассмотрим, как такая замена влияет на затухание в полосе запертия.

Затухание в полосе запертия. Здесь будет изложена простая методика для оценки крутизны скатов характеристики фильтра. Допущенные приближения позволяют довольно точно произвести такую оценку в пределах большей части характеристики полосы пропускания, а также после первого максимума затухания в верхней полосе запертия; на практике, однако, эти ограничения не очень существенны. Получаемую точность иллюстрируют различные примеры в §§ 9.09 и 9.11.

пускания, а также после первого максимума затухания в верхней полосе запертия; на практике, однако, эти ограничения не очень существенны. Получаемую точность иллюстрируют различные примеры в §§ 9.09 и 9.11.

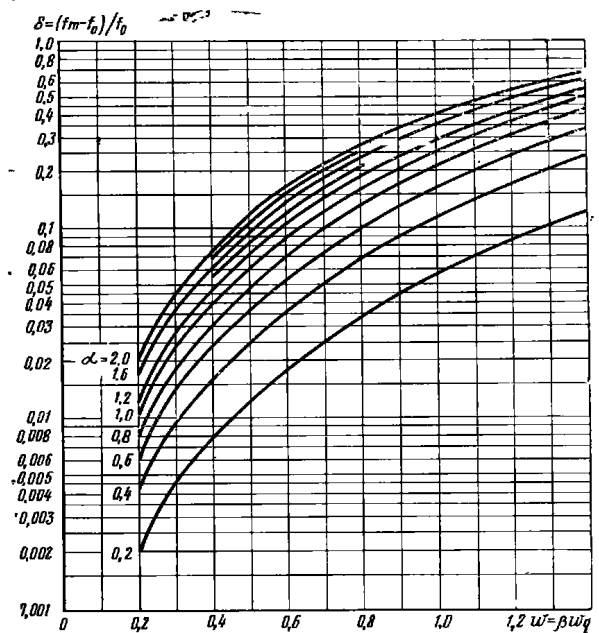


Рис. 9.08.5. График относительного смещения средней частоты от синхронной частоты δ в функции относительной полосы ω для нескольких значений α .

Избыточные потери \mathcal{L} ступенчатого полуволнового фильтра описываются ф-лой (см. § 6.03)

$$\mathcal{L} = \frac{P_m}{P_L} - 1 = \frac{(R-1)^2}{4R} \frac{T_n^2(\sin \theta / \mu_0)}{T_n^2(1/\mu_0)}, \quad (9.08.12)$$

где R — произведение ксв неоднородностей:

$$R = V_1 V_2 V_3 \dots V_{n+1}. \quad (9.08.13)$$

Здесь T_n — Чебышевский полином n -го порядка, а μ_0 — постоянная величина (см. § 6.02), равная

$$\mu_0 = \sin\left(\frac{\pi \omega_0}{4}\right). \quad (9.08.14)$$

Характеристика фильтра с реактивными элементами также определяется ф-лой (9.08.12). Только при этом R уже более не является постоянной величиной, так как V_i будут функциями частоты вследствие частотной зависимости реактивных проводимостей (или реактивных сопротивлений). Отсюда на любой частоте f для фильтра с параллельными реактивными проводимостями, приведенного на рис. 9.03.1 б, получаем следующее выражение для V_i , когда все сопротивления линий одинаковы:

$$V_i(f) = \frac{|4 + (B_i/Y_0)^2 (f_0/f)^2|^{1/2} + (B_i/Y_0) (f_0/f)}{|4 + (B_i/Y_0)^2 (f_0/f)^2|^{1/2} - (B_i/Y_0) (f_0/f)}. \quad (9.08.15)$$

Заметим, что для фильтра с последовательными реактивными сопротивлениями на рис. 9.03.1а вместо B_i/Y_0 надо подставить X_i/Z_0 .

Для достаточно больших значений V_i и B_i ф-ла (9.08.15) приводит к приближенному равенству

$$V_i(f) \approx (B_i f_0/f)^2. \quad (9.08.16)$$

Это равенство выполняется с точностью до 20% при $|B| > 3$, до 8% при $|B| > 5$, до 2% при $|B| > 7$ и до 1% при $|B| > 8$. Для меньших значений $|B|$ можно пользоваться ф-лой (9.08.15). Численное решение ур-ния (9.08.15) для $f=f_0$ представлено в виде кривой, отмеченной $h=1$ на рис. 9.03.2.

Затухание фильтра в обеих полосах загираания можно просто и довольно точно оценить, исходя из известного затухания трансформатора-прототипа. Согласно выражению (9.08.16) величина R является функцией частоты и, следовательно, приближенно можно написать:

$$R \sim (f/f_0)^{2(n+1)}, \quad (9.08.17)$$

а согласно выражению (9.08.12) затухание необходимо умножить на этот же коэффициент, когда R велико [если некоторые из значений V_i малы, то должна быть использована более точная ф-ла (9.08.15), а не выражение (9.08.16)].

Таким образом, чтобы оценить затухание фильтра на заданной частоте, не слишком близкой к границе полосы пропускания, можно сначала найти затухание трансформатора в децибелах на соответствующей частоте и затем добавить к этой величине $20(n+1) \lg(f/f_0)$ дБ, как уже было ранее установлено ф-лой (9.04.2).

Под соответствующей частотой здесь понимается частота f' характеристики четвертьволнового трансформатора (см. рис. 9.08.1), которая получается из линейного пересчета частотной шкалы:

$$\frac{\Delta f'}{\Delta f'_1} = \frac{\Delta f}{\Delta f_1} \quad (9.08.18)$$

или

$$\frac{\Delta f'_2}{\Delta f'_2} = \frac{\Delta f}{\Delta f_2} \quad (9.08.19)$$

в зависимости от того, находится ли частота f ниже первой граничной частоты f_1 или выше второй граничной частоты f_2 .

Следовательно, затухание в полосе загираания фильтра может быть довольно точно оценено по характеристике трансформатора-прототипа. Однако чаще должна решаться обратная задача. В этом случае в число задаваемых величин может быть включено затухание в полосе загираания фильтра на некоторой частоте и, например, величина пульсаций в полосе пропускания, а также ширина полосы. Нужно найти минимальное число резонаторов n , обеспечивающее требуемые характеристики. Такая задача может быть строго решена только для прототипа (см. гл. 6). Чтобы определить число резонаторов n полуволнового фильтра с реактивными связями, которое необходимо для получения заданных: величины пульсаций в полосе пропускания, ширины полосы и избирательности (затухания в полосе загираания), приходится повторять решение задачи несколько раз, каждый раз задаваясь новым значением n до тех пор, пока характеристики фильтра не удовлетворяют заданным требованиям. При возможности использования выражений (9.08.17) и (9.04.2) задача решается быстрее, как было показано в примере § 9.04. В остальных случаях необходимо использовать выражения (9.08.13) и (9.08.15), причем численное решение упрощается с помощью графика, приведенного на рис. 9.03.2. Обычно нет необходимости искать решение для всех V_i и достаточно решить задачу только для одного среднего значения ксв неоднородности V_{av} , определяемого выражением (9.08.10). Это экономит время при выполнении расчетов. Такой метод применен в последнем примере следующего параграфа.

На этом заканчивается изложение материала, необходимого для выбора трансформаторов-прототипов, из которых можно получить фильтры с заданными характеристиками. Теперь кратко изложим методику расчета.

1. На основании заданных требований выбирается четвертьволновый трансформатор-прототип, из которого можно получить фильтр с характеристикой, близкой к заданной, при этом у выбранного трансформатора величина пульсаций в полосе пропускания должна быть равна величине пульсаций, задаваемой для фильтра.

2. Из рис. 9.08.2 определяется величина β и вычисляется величина $\omega = \beta \omega_0$. Если полученное значение ω не равно заданному, то нужно повторить вычисления с другим трансформатором, имеющим другую ширину полосы ω_0 . Этот процесс повторяется до тех пор, пока значение ω не станет равным заданному.

3. Из рис. 9.08.4 определяется величина α , а затем из рис. 9.08.5 — величина $\delta = (f_m - f_0)/f_m$.

Если значение разности $f_m - f_0$ настолько мало, что им можно пренебречь (как обычно имеет место для фильтров с шириной полосы меньше 10%), то последующие пункты 4 и 5 можно исключить.

4. Если же величина $f_m - f_0$ велика, то находим f_0 из выражения

$$f_0 = (1 - \delta) f_m \quad (9.08.20)$$

Мы получили синхронную частоту, которая также будет и средней частотой полосы пропускания трансформатора.

5. Далее определяются верхняя и нижняя граничные частоты:

$$\left. \begin{aligned} f_2 &= f_m \left(1 + \frac{\omega}{2} \right) = f_0 \left(\frac{1 + \omega/2}{1 - \delta} \right) \\ f_1 &= f_m \left(1 - \frac{\omega}{2} \right) = f_0 \left(\frac{1 - \omega/2}{1 - \delta} \right) \end{aligned} \right\} \quad (9.08.21)$$

6. Величины реактивных сопротивлений или реактивных проводимостей и расстояния между ними определяются по ф-лам (9.03.1) — (9.03.9) на синхронной частоте f_0 .

9.09. Примеры расчетов фильтров со средними и широкими полосами пропускания

В этом параграфе приведены два примера, иллюстрирующие расчет фильтров со средней (20%) и с большой (85%) шириной полосы. Типы рассчитываемых фильтров показаны на рис. 9.03.1. Далее для оценки точности используемого метода расчета сравниваются ожидаемые и полученные характеристики.

Фильтр с шириной полосы 20%. Требуется рассчитать фильтр с четырьмя резонаторами и с квс лучшим, чем 1,10, в пределах заданной 20%-ной полосы.

Имеем: $n=4$, $\omega=0,20$, $V_r=1,10$.

Здесь $V_r=1,10$ меньше, чем величина $1 + (2\omega)^2 = 1,16$, но отличие весьма незначительно; согласно § 9.01 это соответствует граничному случаю, когда прототип нижних частот хотя и не обеспечивает достаточной точности, но еще допускается возможность его использования. С помощью ф-л (9.04.1) и (9.03.4) получаем¹⁾:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_3}{Y_0} &= -0,842 \\ \frac{B_2}{Y_0} = \frac{B_4}{Y_0} &= -2,607 \\ \frac{B_5}{Y_0} &= -3,758 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.1)$$

¹⁾ Эти результаты можно было бы получить и с помощью выражений (8.06.1) — (8.06.5) при $\omega_k = \omega$ и $X_{1, j+1}/Z_0 = Y_0/B_{j+1}$.

$$\text{при} \quad \left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_4 &= 127,67^\circ \\ \theta_2 = \theta_3 &= 147,24^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.09.2)$$

что также соответствует четвертьволновому трансформатору или полуволновому фильтру со значениями V_i :

$$\left. \begin{aligned} V_1 = V_4 &= 2,27 \\ V_2 = V_3 &= 8,67 \\ V_5 &= 16,07 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.3)$$

Произведение $R = V_1 V_2 V_3 \dots V_n$ равно 6215, только в десять раз больше величины $(1/\omega)^n = (1/0,2)^4 = 625$, и это еще раз подтверждает, что рассматриваемый пример является граничным случаем [см. выражение (9.02.2) и § 6.09].

Полученные характеристики фильтра, определяемые выражениями (9.09.1) и (9.09.2), и характеристики ступенчатого полуволнового фильтра, определяемые выражением (9.09.3), приведены на рис. 9.09.1. Ни одна из характеристик не отвечает полностью заданным требованиям, так как условие узкополосности [см. выражение (9.02.2)] не удовлетворяется достаточно хорошо.

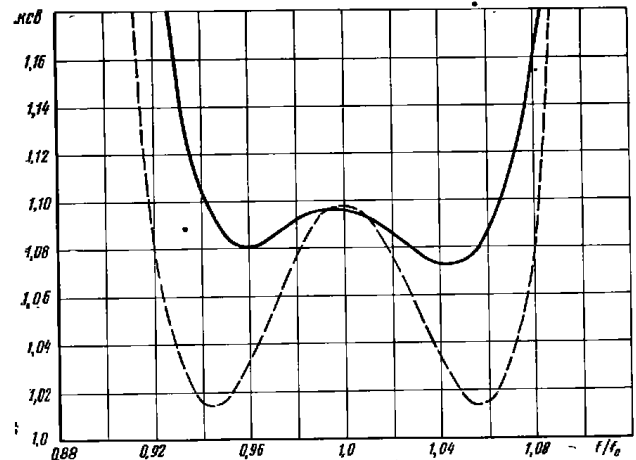


Рис. 9.09.1. Характеристики четырехрезонаторного полуволнового фильтра с реактивными связями (сплошная линия) и его ступенчатого полуволнового фильтра-прототипа (пунктир). Как фильтр, так и его прототип рассчитаны на основе чебышевского прототипа нижних частот с сосредоточенными постоянными

Произведем новый расчет четвертьволнового трансформатора-прототипа или ступенчатого полуволнового фильтра, получим фильтр с реактивными связями уже из четвертьволнового трансформатора-прототипа. Выбирая $n=4$, $w_2=0,40$, $V_r=1,10$, что в соответствии с табл. 6.02.1 дает $R=5625$, получим:

$$\left. \begin{aligned} V_1 = V_5 = 2,398 \\ V_2 = V_4 = 8,45 \\ V_3 = 13,71 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.4)$$

Казалось бы, что найденные ксв мало отличаются от значений, определяемых выражением (9.09.3), однако эти отличия приводят к преобразованию характеристики, показанной пунктирной линией на рис. 9.09.1, в равнопультвирующую для прототипа и к значительному улучшению характеристики фильтра.

Из рис. 9.08.2 для $n=4$ и $R=5625$ получаем $\beta=0,52$, так что ширина полосы фильтра с реактивными связями должна быть равна $w = \beta w_q = 0,52 \times 0,40 = 0,208$. Из рис. 9.08.4 для значения

$$V_{av} = R^{1/(n+1)} = (5625)^{1/5} = 5,65 \quad (9.09.5)$$

определяем величину $a=0,65$. Тогда из рис. 9.08.5 получаем, $\delta = 0,0064$. Затем из выражения (9.08.21) находим

$$\left. \begin{aligned} f_2 = 1,110 f_0 \\ f_1 = 0,902 f_0 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.6)$$

где f_0 — синхронная частота.

Для фильтра с реактивными связями, полученного из прототипа со значениями ксв, приведенными в выражении (9.09.4), вычисляем реактивные проводимости по ф-лам (9.03.4) и (9.03.9), в которых предполагается $h_i=1$:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_5}{Y_0} = -0,902 \\ \frac{B_2}{Y_0} = \frac{B_4}{Y_0} = -2,563 \\ \frac{B_3}{Y_0} = -3,436 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.7)$$

Электрические длины равны

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_5 = 128,15^\circ \\ \theta_2 = \theta_4 = 145,92^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.09.8)$$

Характеристика ступенчатого полуволнового фильтра-прототипа, соответствующая точным расчетным значениям ксв для чебышевского трансформатора, определяемым выражением (9.09.4), показана пунктирной линией на рис. 9.09.2, а характеристика соответствующего фильтра с реактивными связями — сплошной линией. Как видно из рисунка, характеристика фильтра с реактивными

связями значительно улучшилась. Значительно улучшилась также и характеристика ступенчатого полуволнового фильтра по сравнению с характеристикой, рассчитанной по первой методике (с использованием прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами). У полученной характеристики фильтра $f_1=0,909 f_0$ (ср. с ожидаемой величиной $0,902 f_0$) и $f_2=1,103 f_0$ (ср. с ожидаемой величиной $1,110 f_0$). Относительная ширина по-

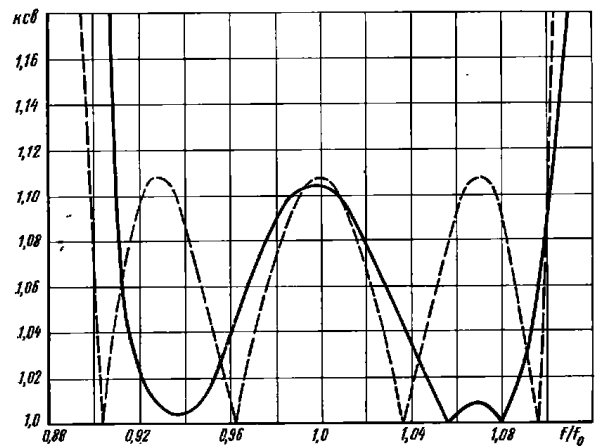


Рис. 9.09.2. Характеристики четырехрезонаторного полуволнового фильтра с реактивными связями (сплошная линия) и его ступенчатого полуволнового фильтра-прототипа с равными пультвирами (пунктир).

лосы w равна $0,193$ (ср. с ожидаемой величиной $0,208$), а относительное частотное смещение $\delta = (f_m - f_0)/f_m = 0,006$ (т. е. равно ожидаемой величине).

Сравнивая сплошную кривую с пунктирной на рис. 9.09.2, видим, что возможно дальнейшее улучшение характеристики. Основное расхождение между ожидаемой и полученной характеристиками заключается в размерах полос (ширина полосы на $1,5\%$ меньше ожидаемой величины). Причина этого заключается в различии частотных зависимостей резонаторов (отрезков линий). Такое различие типично для фильтров, в которых некоторые из ксв неоднородностей приблизительно равны двум, а другие заметно отличаются от этой величины [см выражения (9.09.4)]. Причина этого будет объяснена в § 9.10, а рассмотрение данного примера — продолжено в § 9.11, где показано, что частотная зависимость

отрезков может быть скомпенсирована путем оптимизации сопротивлений линии (вместо приравнивания их друг к другу). Это обычно приводит к почти равнопульсирующей характеристике с несколько большей шириной полосы.

Фильтры с шириной полосы 85%. Необходимо рассчитать фильтр псевдоверхних частот из восьми звеньев так, чтобы отношение граничных частот полосы пропускания f_2/f_1 было приблизительно равно 2,5:1 и затухание в полосе пропускания (потери на отражение) было меньше 0,1 дБ.

Так как $f_2/f_1 = 2,5$, то

$$w = 2 \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right) \approx 0,85. \quad (9.09.9)$$

Рассчитаем четвертьволновый трансформатор-прототип с помощью модифицированной теории первого приближения (см. § 6.07), задаваясь $w_0 = 1,40$ и величиной пульсаций затухания в полосе пропускания 0,2 дБ (этот приближенный метод всегда дает несколько меньшую ширину полосы и несколько меньшую величину пульсаций, чем задано). Имеем:

$$\left. \begin{aligned} V_1 = V_9 &= 1,348 \\ V_2 = V_8 &= 1,561 \\ V_3 = V_7 &= 1,829 \\ V_4 = V_6 &= 1,985 \\ V_5 &= 2,034 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.10)$$

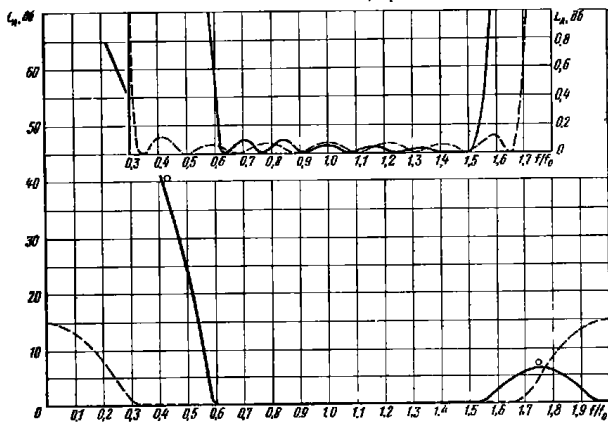


Рис. 9.09.3. Характеристики восьмirezонаторного полуволнового фильтра с реактивными связями (сплошная линия) и его четвертьволнового трансформатора-прототипа (пунктир).

Рассчитанная характеристика прототипа показана пунктирной линией на рис. 9.09.3. Из рисунка видно, что затухание в полосе пропускания меньше 0,12 дБ будет в пределах 135%-ной ширины полосы ($w_0 = 1,35$). Отношение R выходного сопротивления четвертьволнового трансформатора к входному равно

$$R = V_1 V_2 \dots V_9 = 118,4. \quad (9.09.11)$$

Из рис. 9.08.2 коэффициент уменьшения ширины полосы получается равным $\beta = 0,63$, и ожидаемая относительная ширина полосы пропускания фильтра поэтому будет $w = \beta w_0 = 0,85$, что равно заданной величине.

Из рис. 9.08.4 также можно найти, что для $V_{av} = (118,4)^{1/8} = 1,70$ $\alpha = 0,36$. Тогда из рис. 9.08.5 получаем $\delta = 0,06$ и из выражения (9.08.21) находим:

$$\left. \begin{aligned} f_2 &= 1,52 f_0 \\ f_1 &= 0,61 f_0 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.12)$$

Для фильтра с реактивными связями, получаемого из прототипа со значениями квс, приведенными в выражении (9.09.10), с помощью формул § 9.03 при $h_i = 1$ находим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_9}{Y_0} &= -0,2998 \\ \frac{B_2}{Y_0} = \frac{B_8}{Y_0} &= -0,4495 \\ \frac{B_3}{Y_0} = \frac{B_7}{Y_0} &= -0,613 \\ \frac{B_4}{Y_0} = \frac{B_6}{Y_0} &= -0,700 \\ \frac{B_5}{Y_0} &= -0,725 \end{aligned} \right\} \quad (9.09.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_9 &= 100,60^\circ \\ \theta_2 = \theta_8 &= 104,85^\circ \\ \theta_3 = \theta_7 &= 108,17^\circ \\ \theta_4 = \theta_6 &= 109,61^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.09.14)$$

Полученная характеристика фильтра показана сплошной линией на рис. 9.09.3. Из рисунка видно, что затухание в полосе пропускания всюду меньше 0,1 дБ и относительная ширина полосы w равна 0,85; граничные частоты полосы равны $f_2 = 1,53$ и $f_1 = 0,62$, а относительное смещение между средней и синхронной частотами равно 0,075; все эти величины весьма близки к ожидаемым.

Затухание в полосе заграждения было определено на двух частотах, как показано в § 9.08, причем в расчете были использованы графики на рис. 9.03.2, полученные на основе ф-лы (9.08.15). Со-

ответствующие две точки показаны кружками на рис. 9.09.3, и они располагаются довольно близко к кривой, рассчитанной с помощью вычислительной машины.

Этот фильтр был использован для получения «типовых» фильтров псевдоверхних частот в § 9.06. Три почти одинаковых центральных элемента (0,700; 0,725; 0,700) усреднены и приняты равными 0,710. Указанный усредненный элемент затем периодически повторялся (см. § 9.06). Полученные в результате характеристики приведены на рис. 9.06.1 и 9.06.2.

9.10. Вывод расчетных соотношений для определения уменьшения и искажения полосы пропускания

Выше были изложены основные идеи по преобразованию четвертьволнового трансформатора-прототипа в фильтр с реактивными элементами, причем расчетная методика и численные данные приводились в основном без доказательств. Рассмотрим их теперь более подробно.

Уменьшение ширины полосы. Частотная характеристика [1, 2] (и, следовательно, ширина полосы) фильтров с реактивными элементами связи (см. рис. 9.03.1) сильно зависит от углов ψ' и ψ'' (см. рис. 9.03.3), которые представляют собой электрические расстояния между реактивными сопротивлениями связи и двумя референсными плоскостями с чисто мнимыми коэффициентами отражения. С увеличением частоты обе плоскости приближаются к реактивному сопротивлению. Это объясняется тем, что при заданной электрической длине с ростом частоты уменьшается физическая длина, и, во-вторых, тем, что электрические длины ψ' и ψ'' также не остаются постоянными, а уменьшаются по мере увеличения частоты при параллельных индуктивностях (или последовательных емкостях), так как реактивная проводимость (или сопротивление) последних уменьшается с частотой. Смещение референсных плоскостей количественно измеряется двумя параметрами d' и d'' .

$$d' = \frac{4}{\pi} \left[\psi' - \frac{d \psi'}{d(f/f_0)} \right]_{f=f_0}; \quad (9.10.1)$$

$$d'' = \frac{4}{\pi} \left[\psi'' - \frac{d \psi''}{d(f/f_0)} \right]_{f=f_0}, \quad (9.10.2)$$

где первый член в квадратных скобках обусловлен первой причиной, а второй член — второй причиной. Параметры d' и d'' определяют скорость смещения референсных плоскостей, представленных на рис. 9.03.3, в функции частоты по сравнению со скоростью изменения физической длины отрезка линии с электрической длиной в 45° . Расстояния θ_i (см. рис. 9.03.1) между реактивными сопротивлениями определяются на средней частоте полосы пропускания из выражения (9.03.7). Они, таким образом, всегда больше 90° и, следовательно, увеличиваются с частотой

быстрее, чем четвертьволновый отрезок линии. Поэтому ширина полосы фильтра всегда в β раз меньше ширины полосы соответствующего четвертьволнового трансформатора-прототипа. Коэффициент уменьшения ширины полосы β_i , относящийся к i -му резонатору или звену линии, определяется из выражения

$$\frac{1}{\beta_i} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{d \theta_i}{d(f/f_0)} \right]_{f=f_0} = 1 + \frac{d'_i + d''_{i+1}}{2}. \quad (9.10.3)$$

Если бы все β_i , определяемые из этого выражения, были одинаковы для данного фильтра, то его ширина полосы была бы равна

$$w = \beta w_q, \quad (9.10.4)$$

где w_q — ширина полосы четвертьволнового трансформатора. Поскольку обычно не все β_i равны друг другу, в выражении (9.10.4) нужно вместо β подставить наименьший из коэффициентов β_i , так как ширину полосы пропускания определяет наиболее зависящий от частоты резонатор.

Для одновременного анализа двух фильтров — одного с последовательными сопротивлениями связи и другого с параллельными проводимостями связи (см. рис. 9.03.1) — будем использовать термин иммитанс вместо сопротивления для первого из них (см. рис. 9.03.1а) или вместо проводимости для второго (см. рис. 9.03.1б). Когда иммитансы всех линий равны, то $d'_i = d''_i$, а когда не равны, то $d'_i \neq d''_i$. Большая величина d_i соответствует ψ_i в линии с меньшим иммитансом (рис. 9.10.1, сплошные линии). На-

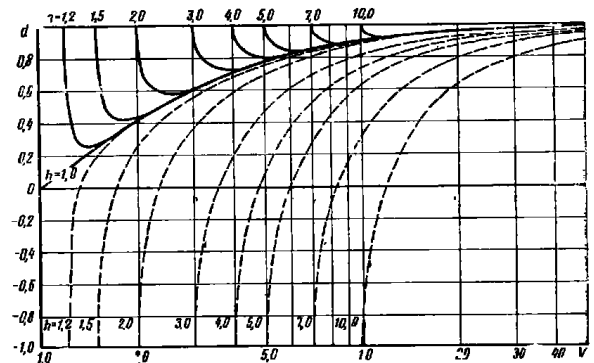


Рис. 9.10.1. График для определения частотных зависимостей отдельных резонаторов в небольших частотных диапазонах.

Сплошной линией показана величина d в линии с меньшим иммитансом; пунктирной — в линии с большим иммитансом; V — коэффициент неоднородности

оборот, меньшая величина d_i соответствует φ_i в линии с большим иммитансом (пунктирные линии).

Кривые на рис. 9.10.1 рассчитаны для бесконечно малых по ширине полос в соответствии с выражениями (9.10.1) и (9.10.2). Кривые, приведенные на рис. 9.10.2, рассчитаны для нескольких конечных по ширине полос при замене дифференциальных чле-

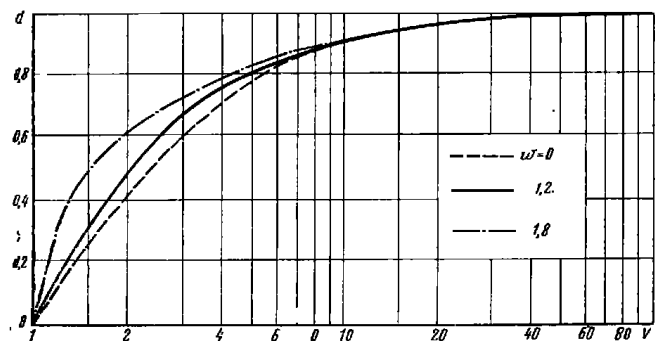


Рис. 9.10.2. График для определения частотных зависимостей отдельных резонаторов при различных относительных полосах w и при одинаковых волновых сопротивлениях

нов в указанных выражениях отношениями конечных разностей; на этом рисунке показаны кривые только для фильтров из отрезков линий с равными иммитансами ($h_i=1$).

Следует отметить, что график на рис. 9.08.2 был получен [1] с помощью кривой для $h=1$ на рис. 9.10.1, аналогичной кривой для $w=0$ на рис. 9.10.2. Кривые на рис. 9.08.2 дали довольно точные значения полос для всех рассмотренных фильтров. Наименьшая точность относится к фильтрам с большим разбросом значений β_i . Согласно выражению (9.10.3) и рис. 9.10.1 или 9.10.2 это имеет место, когда кв части неоднородностей фильтра приблизительно равны двум (на данном участке в соответствии с указанными рисунками параметр d может значительно изменяться в любом направлении), а для других неоднородностей того же фильтра кв заметно отличается от двух. В этом случае целесообразно оптимизировать волновые сопротивления линий (см. § 9.11).

Искажение полосы пропускания. Выше было отмечено различие между синхронной частотой f_0 и средней (среднеарифметическим значением f_1 и f_2) частотой f_m . Так как часть полосы пропускания, лежащая выше синхронной частоты, больше, чем часть по-

лосы ниже этой частоты, то f_m всегда больше f_0 . Такое явление возникает вследствие уменьшения кв неоднородностей при увеличении частоты, когда используются последовательные емкости или параллельные индуктивности. Количественно его можно оценить следующим образом.

Для избыточных потерь выше уже приводилась ф-ла (9.08.12). Рассмотрим теперь случай больших значений R , для которых справедливо неравенство (6.09.1). Наибольший член полинома Чебышева при достаточном заходе в полосу загираания представляет собой $\sin \theta/\mu_0$ в наивысшей степени. Тогда ф-ла (9.08.12) приводится к виду

$$\xi = \frac{P_m}{P_L} - 1 \approx \text{const} \frac{\sin^{2n} \theta}{(f/f_0)^{2(n+1)}} \quad (9.10.5)$$

или

$$\xi \approx \text{const} \left[\frac{\Delta f}{(f/f_0)^{1+1/n}} \right]^{2n} \quad (9.10.6)$$

где $\Delta f = f - f_0$. Мы получили доказательства результата, зафиксированного в выражениях (9.08.6) и (9.08.7): при больших n и больших R показатель степени (f/f_0) уменьшается до единицы, приводя к более симметричной характеристике в функции длины волны (а не частоты). В качестве числового примера мы рассмотрели здесь однорезонаторный фильтр ($n=1$), и из выражения (9.08.8) получили величину α . Характеристика этого фильтра ($n=1$, $R=\infty$) приведена на рис. 9.10.3. Было найдено, что значение α

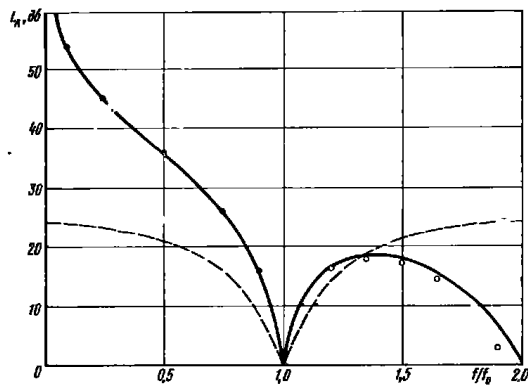


Рис. 9.10.3. Характеристики однорезонаторного полуволнового фильтра с реактивными связями (сплошная линия) и его четверть-волнового трансформатора-прототипа (пунктир)

равно 1,97 (для удобства границы полосы определялись на уровне 14 дБ); это близко к величине $1+1/n=2,0$, которая требуется при $n=1$. Соответствующая точка отмечена квадратиком на рис. 9.08.4.

Точки, помеченные кружками на рис. 9.10.3, вычислены с помощью приближенного выражения (9.04.2) и характеристики прототипа. Снова заметим, что описанный метод дает превосходные результаты.

Таким образом, замена частотной переменной функцией вида $\Delta f/(f/f_0)^n$ обоснована приведенными соображениями. Развитие этого вопроса изложено в § 9.08.

9.11. Оптимизация сопротивлений линий

В предыдущем параграфе отмечалось, что различные секции из отрезков линий для одного фильтра дают разные коэффициенты уменьшения ширины полосы пропускания β_i , так как величины d_i'' , d_i' меняются от резонатора к резонатору. До сих пор рассматривались примеры фильтров только с одинаковыми сопротивлениями линий, когда все Z_i равны Z_0 . При получении параметров неоднородностей принималось, что ксв неоднородности всегда равняется соответствующему ксв ступени трансформатора-прототипа. Этот ксв может быть получен в фильтре путем бесконечного числа комбинаций реактивных сопротивлений с перепаями сопротивлений, так как требуемый ксв неоднородности определяется двумя параметрами h и u (см. рис. 9.03.3). Следовательно, если V_i задано, а h_i выбрано, то X_i или B_i определяются из выражений (9.03.2) и (9.03.3). Задача теперь заключается в выборе такого значения h_i при заданной величине V_i , чтобы все β_i были одинаковы. Это можно легко осуществить с помощью рис. 9.10.1 и лучше всего иллюстрируется на примере.

Пример. Задан фильтр с 20%-ной шириной полосы и с оптимизированными сопротивлениями линий. Требуется улучшить его характеристику, определяемую выражениями (9.09.7) и (9.09.8) и показанную сплошной линией на рис. 9.09.2.

Из выражения (9.09.4) видно, что V_i колеблется приблизительно в пределах от 2 до 14. Таким образом, резонаторы будут значительно отличаться друг от друга по параметру β_i и следует ожидать заметного отклонения от равнопультсирующей формы характеристики.

В этом примере у фильтра четыре резонатора. Ксв неоднородностей на концах каждого из двух центральных резонаторов (второго и третьего) составляет согласно выражениям (9.09.4) соответственно 8,45 и 13,71. Оставляя прежними волновые проводимости линий, образующих все четыре резонатора, находим из рис. 9.10.1, что $d_2''=0,88$ (при $h=1$, $V=8,45$) и $d_3''=0,93$ (при $h=1$, $V=13,71$), так что для обоих центральных резонаторов будет справедливо следующее соотношение:

$$\frac{d_2'' + d_3''}{2} = \frac{d_3'' + d_4''}{2} = 0,905. \quad (9.11.1)$$

Если бы также сохранить прежними входную и выходную проводимости так, чтобы $h=1$ как для первой, так и для последней неоднородности, то при $V=2,398$ [выражение (9.09.4)] получилось бы $d_1''=0,50$, что значительно отличается от другого значения величины d . Так как $d_2''=d_2'=0,88$, то отсюда $(d_1'' + d_2'')/2 = 0,69$ для внешних резонаторов, что заметно отличается от значения 0,905 для центральных резонаторов. Это приводит к относительно плохой форме характеристики на рис. 9.09.2. Для получения величины $(d_1'' + d_2'')/2$, равной 0,905, как у центральных резонаторов, требуется, чтобы $d_1''=d_3''=0,93$. Тогда из рис. 9.10.1 определяем величину h . Точка пересечения горизонтальной линии для $d=0,93$ с вертикальной линией для $V=2,398$ дает $h=2,38$.

Далее рассчитываем параметры фильтра:

$$\frac{Y_1}{Y_0} = \frac{Y_2}{Y_0} = \frac{Y_3}{Y_0} = \frac{Y_4}{Y_0} = \frac{1}{2,38} = 0,4202; \quad (9.11.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_3}{Y_0} &= -0,7895 \\ \frac{B_2}{Y_1} = \frac{B_4}{Y_1} &= -2,564 \\ \frac{B_3}{Y_1} &= -3,433 \end{aligned} \right\}; \quad (9.11.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_3 &= 158,74^\circ \\ \theta_2 = \theta_4 &= 145,92^\circ \end{aligned} \right\}; \quad (9.11.4)$$

Ожидаемая ширина полосы равна

$$\omega = \beta \omega_0 = 0,40/1,905 = 0,210. \quad (9.11.5)$$

Вид такого фильтра с параллельными индуктивными диафрагмами в волноводе или с последовательными емкостными зазорами в полосковой линии показан на рис. 9.11.1.

Вычисленная характеристика этого фильтра показана сплошной линией (кривая C) на рис. 9.11.2. Там же для сравнения приведена первоначальная характеристика (кривая A), полученная из прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами с помощью ф-л (9.04.1) и (9.03.4). На рисунке показана также характеристика фильтра (кривая B), полученная на основе того же трансформатора прототипа, что и для случая C, но с *одинаковыми* сопротивлениями линий (все $h_i=1$, см. § 9.09). Как можно видеть, после оптимизации сопротивлений линий получилась почти равнопультсирующая характеристика. Ее ширина поло-

сы равна 21,8%, т. е. незначительно больше ожидаемой величины 21,0%.

Коэффициент искажения полосы пропускания α , полученный с помощью ф-лы (9.08.8), равен 1,33 и на рис. 9.08.4 показан вверху треугольником. Эта точка лежит вне рассчитанной кривой для фильтров из линий с одинаковыми сопротивлениями. Улучшение ширины полосы в основном происходит вследствие увеличения верхней граничной частоты полосы (см. рис. 9.11.2), что вызывает увеличение коэффициента α .

Возможное объяснение указанного факта заклю-

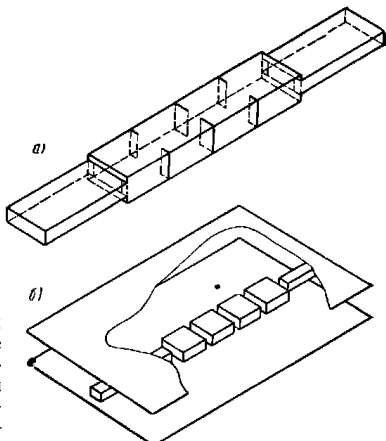


Рис. 9.11.1. Фильтры, в которых изменяются сопротивления линий: а — волноводный; б — полосковый

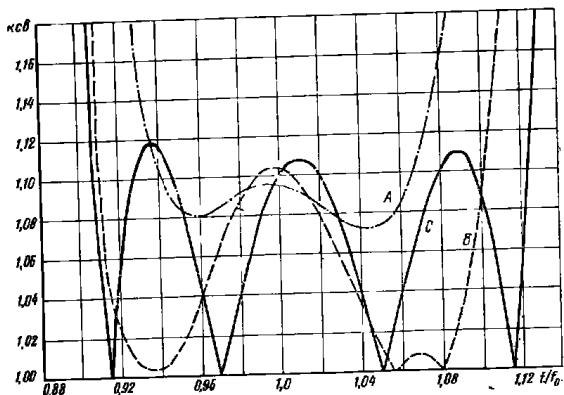


Рис. 9.11.2. Характеристики трех фильтров в области полосы пропускания, рассчитанных на одни и те же условия. А — фильтр, рассчитанный на основе LC-прототипа; В и С — фильтры, рассчитанные на основе четвертьволнового трансформатора-прототипа (В — с одинаковыми Z_0 , С — с оптимальными Z_0)

чается в том, что ксв V_1 и V_6 преимущественно определяются перепадом сопротивлений, который не зависит от частоты, тогда как другие ксв (V_2, V_3 и V_4) определяются реактивными сопротивлениями, которые уменьшаются с возрастанием частоты. Ввиду этого в области верхних частот фильтр превращается в широкополосную систему, перемещая таким образом верхнюю граничную частоту полосы пропускания еще дальше вверх. Обратное явление (V_1 увеличивается) имеет место для частот ниже середины полосы; здесь частично снижается улучшение по ширине полосы, вызванное тем, что все β_i сделаны равными друг другу, ввиду чего нижняя граничная частота полосы смещается меньше. Следовательно, согласно выражению (9.08.8) α увеличивается.

Характеристики двух фильтров в полосе пропускания и заграждения, рассчитанные из одного и того же четвертьволнового трансформатора-прототипа, приведены на рис. 9.11.3. На этом же ри-

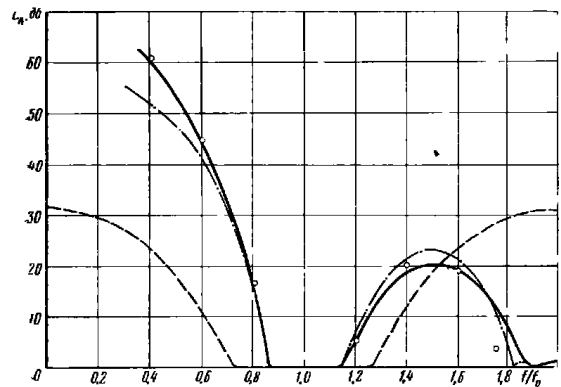


Рис. 9.11.3. Характеристики, иллюстрирующие поведение в полосах заграждения четвертьволнового трансформатора-прототипа, и двух фильтров (В и С на рис. 9.11.2), полученных на его основе. Сплошной линией показана характеристика фильтра с одинаковыми волновыми сопротивлениями секций; штрих-пунктирной — фильтра с оптимальными значениями волновых сопротивлений; пунктирной — четвертьволнового трансформатора-прототипа

сунке показана и характеристика самого трансформатора. Точки, отмеченные кружками, были вычислены для фильтра с одинаковыми сопротивлениями линий (кривая В на рис. 9.11.2) по методу, описанному в § 9.08.

Пример. Задан фильтр с шириной полосы 30%. Так как он рассчитан аналогично предыдущему, то приведем лишь окончатель-

ные результаты. Расчет основан на чебышевском трансформаторе-прототипе со следующими параметрами:

$$n = 4; R = 100; w_0 = 0,6. \quad (9.11.6)$$

Величина пульсаций ксв=1,07, что дает

$$V_1 = V_5 = 1,538; V_2 = V_4 = 3,111; V_3 = 4,368. \quad (9.11.7)$$

После преобразования в фильтр с реактивными связями и с одинаковыми сопротивлениями линий получаем параметры реактивностей и длины отрезков линий:

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_2}{Y_0} &= -0,4335 \\ \frac{B_2}{Y_0} = \frac{B_4}{Y_0} &= -1,1971 \\ \frac{B_3}{Y_0} &= -1,6115 \end{aligned} \right\} \quad (9.11.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_4 &= 111,57^\circ \\ \theta_2 = \theta_3 &= 124,88^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.11.9)$$

Этот пример был выбран потому, что для него характерен заметный разброс значений V_i относительно 2. При таких V_i и всех Z_i , равных Z_0 , из рис. 9.10.1 получаем, что значения d сильно меняются (примерно от 0,25 до 0,75) и следует ожидать, что вследствие различия частотной зависимости отдельных элементов форма характеристики будет плохой. Это подтверждается рис. 9.11.4, на котором кривая *A* представляет собой характеристику фильтра, рассчитанную на вычислительной машине. Ширина полосы у нее составляет 30,7%, а не 34,7%, как ожидалось.

С целью оптимизации сопротивлений линий из рис. 9.10.1 определяем $h = 1,5$ для окончных связей и получаем:

$$\frac{Y_1}{Y_0} = \frac{Y_2}{Y_0} = \frac{Y_3}{Y_0} = \frac{Y_4}{Y_0} = \frac{1}{1,5} = 0,6667; \quad (9.11.10)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_5}{Y_0} &= -0,1198 \\ \frac{B_2}{Y_1} = \frac{B_4}{Y_1} &= -1,1971 \\ \frac{B_3}{Y_1} &= -1,6115 \end{aligned} \right\} \quad (9.11.11)$$

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 = \theta_4 &= 142,62^\circ \\ \theta_2 = \theta_3 &= 124,88^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.11.12)$$

Вид этого фильтра снова будет таким, как показано на рис. 9.11.1. Рассчитанная характеристика фильтра приведена на рис. 9.11.4 (кривая *B*). Она также почти равнопульсирующая, и ши-

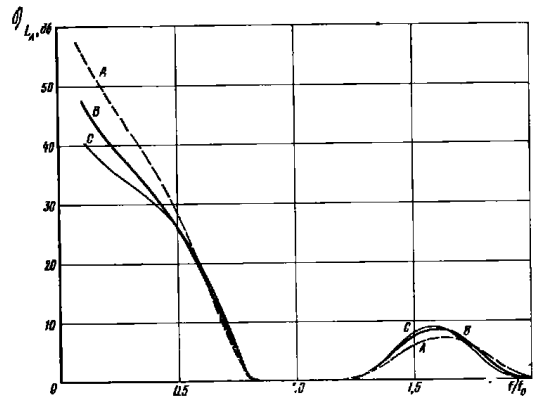
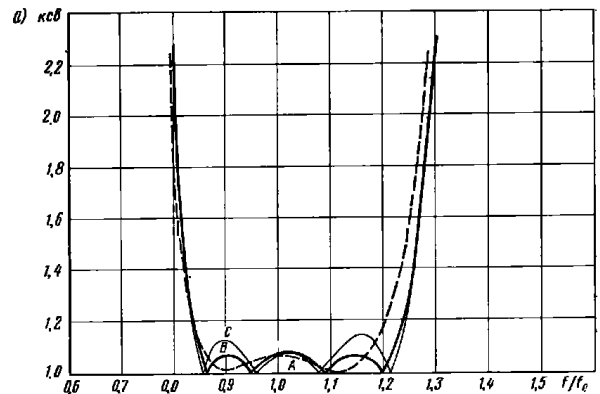


Рис. 9.11.4. Характеристики трех фильтров, рассчитанных на 30%-ную полосу:

a — в области полосы пропускания; *b* — в полосах заграждения.
A — фильтр с одинаковыми сопротивлениями; *B* — фильтр с оптимальными сопротивлениями; *C* — фильтр с оконечными связями ступенчатого типа

рина полосы равна 36,2%, что незначительно больше ожидаемой величины 35,8%. Улучшение по ширине полосы оказывается наибольшим на участке, расположенном выше середины полосы. Возможное объяснение этого факта приводилось в предыдущем при-

мере. Коэффициент α равен 1,07 и показан треугольником в нижней части рис. 9.08.4.

Значение ксв оконечных связей, равное 1,538, в основном определяется перепадом сопротивлений, равным 1,50, и только небольшая часть обуславливается нормированной реактивной проводимостью, равной 0,1198. Так как основная часть ксв $V_1 = V_5 = 1,538$ обуславливается перепадом сопротивлений 1,5:1, то представляет практический интерес исследовать, что произойдет с характеристикой, если устранить реактивные проводимости B_1 и B_5 , а перепад сопротивлений увеличить до 1,538:1 для получения требуемых значений V_1 и V_5 . В результате имеем:

$$\frac{Y_1}{Y_0} = \frac{Y_3}{Y_0} = \frac{Y_5}{Y_0} = \frac{Y_4}{Y_0} = \frac{1}{1,538} = 0,6502; \quad (9.11.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_1}{Y_0} = \frac{B_5}{Y_0} &= 0 \\ \frac{B_2}{Y_1} = \frac{B_4}{Y_1} &= -1,1971 \end{aligned} \right\}; \quad (9.11.14)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_3}{Y_1} &= -1,6115 \\ \theta_1 = \theta_4 &= 150,45^\circ \\ \theta_2 = \theta_5 &= 124,88^\circ \end{aligned} \right\} \quad (9.11.15)$$

Полученная характеристика рассмотренного фильтра показана на рис. 9.11.4 (кривая С). Она хуже оптимальной характеристики: максимальное отражение в полосе пропускания почти удвоилось, а пульсации больше не равны. Тем не менее эта характеристика лучше, чем у фильтра с одинаковыми сопротивлениями линий (кривая А).

Характеристики в полосах пропускания и заграждения всех трех фильтров показаны на рис. 9.11.4. Такое их соотношение и ожидалось, поскольку оконечные связи фильтра А имеют наибольшие емкости, а оконечные связи фильтра С их не имеют вовсе.

9.12. Четвертьволновые фильтры с реактивными связями

Схема четвертьволнового фильтра с реактивными связями, показанная на рис. 9.12.1, уже была описана в § 8.08, где ее расчет произведен на основе прототипа нижних частот с сосредоточенными параметрами. Метод гл. 8 справедлив вплоть до 20%-ной ширины полосы для полуволновых фильтров с реактивными связями и до 40%-ной полосы для четвертьволновых фильтров с реактивными связями (относительная ширина полосы последних примерно в 2 раза больше, чем у полуволновых фильтров, если ксв неоднородностей у тех и у других одинаковы).

Расстояния между элементами четвертьволнового фильтра на синхронной частоте меньше точно на четверть длины волны, чем

для полуволнового фильтра с реактивными связями (см. рис. 9.03.1), имеющего такие же ксв неоднородностей. Таким образом, они могут быть определены с помощью выражения (9.03.7) или (9.03.9). Последовательные реактивные сопротивления и параллельные реактивные проводимости определяются из ксв перепадов сопротивлений четвертьволнового трансформатора-прототипа.

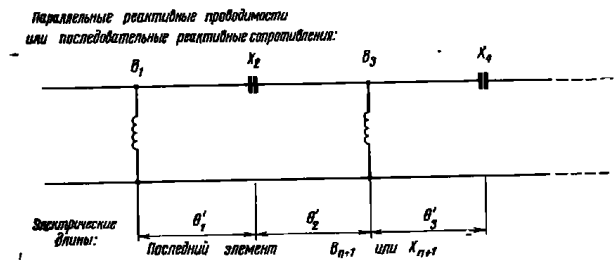


Рис. 9.12.1. Четвертьволновый фильтр с реактивными связями

с помощью выражений (9.03.3) или (9.03.4). Величины d' и d'' могут быть найдены по графику на рис. 9.10.1, но новый коэффициент увеличения или уменьшения полосы пропускания β' определяется соотношением

$$\frac{1}{\beta'_1} = \frac{d'_i + d'_{i+1}}{2}, \quad (9.12.1)$$

а не выражением (9.10.3). Коэффициент уменьшения полосы β' для четвертьволнового фильтра с реактивными связями может быть также получен из рис. 9.08.2, если подставить

$$\beta' = \frac{1}{\frac{1}{\beta} - 1} = \frac{\beta}{1 - \beta}, \quad (9.12.2)$$

и, следовательно, можно ожидать, что он больше единицы. Это согласуется с тем фактом, что расстояние между неоднородностями на синхронной частоте меньше четверти длины волны и, значит, можно ожидать, что ширина полосы фильтра будет больше, чем ширина полосы его четвертьволнового трансформатора-прототипа.

Однако, так как общий отрезок линии длиной 90 электрических градусов (на синхронной частоте) был удален из каждого объемного резонатора, то оставшиеся отрезки линий отличаются друг от друга относительно больше, чем прежде. Поэтому следует ожидать меньшей полосы, чем та, которая получается из вы-

ражения (9.12.2) и рис. 9.08.2. Указанное отличие особенно будет проявляться при сильных связях, когда для малых последовательных реактивных сопротивлений или параллельных реактивных проводимостей получаются очень небольшие расстояния между неоднородностями (намного меньше 90°). Тогда небольшая абсолютная разница между длинами резонаторов может привести к большой относительной разнице. Применение предыдущего метода в этом случае приводит ко все менее и менее точным результатам, по мере того как связи становятся сильнее (что обычно означает увеличение ширины полосы).

Теперь преобразуем два полуволновых фильтра с реактивными связями (узкополосный и широкополосный) в четвертьволновые фильтры с реактивными связями. Параметры этих фильтров получаются путем следующих подстановок:

$$\frac{B_1}{Y_0} \rightarrow \frac{B_1}{Y_0}; \quad \frac{B_2}{Y_0} \rightarrow \frac{X_2}{Z_0};$$

$$\frac{B_3}{Y_0} \rightarrow \frac{B_3}{Y_0}; \quad \frac{B_4}{Y_0} \rightarrow \frac{X_4}{Z_0}$$
(9.12.3)

и т. д. и

$$\theta_i - \frac{\pi}{2} \rightarrow \theta'_i$$
(9.12.4)

(т. е. все промежутки уменьшаются на 90°). Числовые значения поэтому приводиться не будут.

Пример. Задан фильтр с 20%-й шириной полосы. Требуется спроектировать такой четвертьволновый фильтр с реактивными связями, чтобы ксв в пределах данной полосы пропускания был лучше, чем 1,10, и чтобы затухание было, по меньшей мере, 22 дБ на частоте, расположенной выше середины полосы на 20% (т. е. на частоте в два раза дальше требуемой границы полосы)

Четвертьволновый фильтр с достаточно малой шириной полосы пропускания должен иметь в два раза большую относительную полосу, чем полуволновый фильтр с теми же ксв неоднородностей. Поэтому требуемый четвертьволновый фильтр с реактивными связями и полуволновый фильтр с реактивными связями, описанный в § 9.04, будут получены из одного и того же трансформатора-прототипа при условии, что для заданной крутизны скачков требуется то же число резонаторов. Заданное затухание на частоте, отстоящей от центра полосы в два раза дальше граничной частоты, в примере § 9.04 равнялось 25 дБ, а в настоящем примере — только 22 дБ. Здесь следует ожидать меньшего затухания, так как согласно соотношению (9.08.17) величина R уменьшается на коэффициент $(1,2)^{14}$, а не $(1,1)^{14}$, как прежде. Следовательно, можно снова принять число резонаторов n равным 6.

Характеристика этого фильтра в полосе пропускания показана на рис. 9.12.2. Его ширина полосы почти в два раза (19,1%

по сравнению с 9,7%) больше ширины полосы полуволнового фильтра с реактивными связями, характеристика которого приведена на том же рисунке для сравнения. Этого следовало ожидать. Ухудшение формы характеристики может быть объяснено относительно большими различиями в частотных зависимостях отрезков линий. Затухание на частоте $f/f_0=1,2$ определяется с помощью ф-лы (9.04.2). Сначала вычислим

$$(f/f_0)^{2(n+1)} = (1,2)^{14} = 12,8, \quad (9.12.5)$$

а затем, подставив эту величину в ф-лу (9.04.2), получаем, что затухание рассматриваемого фильтра на 11,1 дБ меньше затухания четвертьволнового трансформатора на частоте $(f/f_0)=1,2$ или затухания ступенчатого полуволнового фильтра на частоте $f/f_0=1,1$, которые были равны 35,5 дБ (см. § 9.04). Ожидаемое затухание на частоте $f/f_0=1,2$ должно быть равно $35,5 - 11,1 = 24,4$ дБ. Эта точка, отмеченная кружком на рис. 9.12.3, лежит почти точно на рассчитанной кривой.

Характеристика в полосе заграждения также показана на этом рисунке. Заметим, что первая паразитная полоса пропускания оказывается на третьей гармонике, следующая — на пятой и т. д.

Пример. Задан фильтр верхних частот. Расчет его основной полосы которого была равна 85%. Относительно рассматриваемого фильтра трудно сказать что-либо заранее; его характеристика

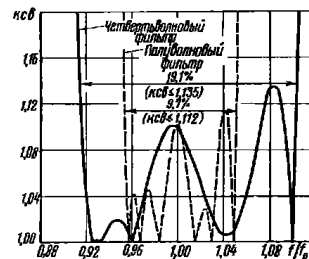


Рис. 9.12.2. Характеристики фильтров с реактивными связями в области полосы пропускания

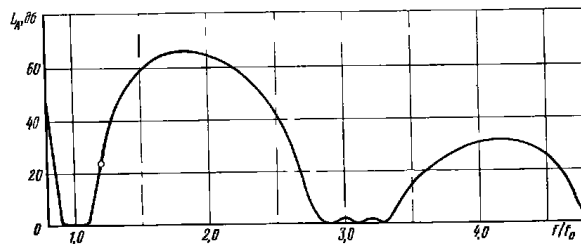


Рис. 9.12.3. Характеристики четвертьволнового фильтра с реактивными связями (в области полос заграждения)

показана на рис. 9.12.4. Сравним этот рисунок с рис. 9.09.3 для полуволнового фильтра с реактивными связями. Длина отрезков между элементами теперь лежит между 10° и 20° , что почти приводит к фильтру верхних частот с сосредоточенными параметрами. Действительно, поведение этого фильтра на низкочастотном участке можно наиболее просто оценить, рассматривая его как

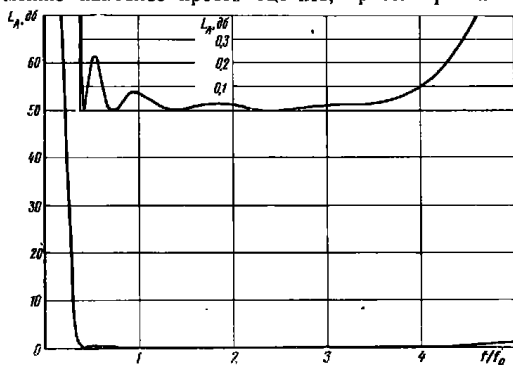


Рис. 9.12.4. Характеристика четвертьволнового фильтра верхних частот

фильтр с сосредоточенными параметрами. Нижняя граничная частота, нормированная к частоте синхронной настройки и определяемая на основе ф-лы $1/\sqrt{LC}$, близка к среднегеометрическому значению величин в выражении (9.09.13). Фактическая граничная частота, нормированная к частоте синхронной настройки, лежит между 0,4 и 0,5 согласно рис. 9.12.4, тогда как среднегеометрическое значение чисел в выражении (9.09.13) равно 0,51.

С увеличением частоты первая полоса заграждения возникает, когда расстояние между элементами равно примерно 90° . При расстояниях между реактивностями порядка 10° – 20° на частоте синхронной настройки такую полосу заграждения следовало бы ожидать на частоте примерно в 6 раз выше частоты синхронной настройки. Пик затухания определяется произведением всех квс неоднородностей на этой частоте (что дает выходной квс 2,6), и поэтому он не должен достигать 1 дБ. Все сказанное подтверждается рис. 9.12.4 в пределах диапазона частот, для которого построен данный график.

Литература

1. Matthaei G. L. and Young Leo. Microwave Filters and Coupling Structures, Quarterly Progress Report 5, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398. Stanford Research Institute, Menlo Park, California (April 1962).

2. Young Leo. The Quarter-Wave Transformer Prototype Circuit, IRE Trans. PGMTT-8, pp. 483–489 (September 1960).

3. Cobb S. B. Direct-Coupled-Resonator Filters, Proc. IRE 45, pp. 187–196 (February 1957). См. также p. 880, June 1957 — обсуждение частотной зависимости элементов связи.

4. Young Leo. The Practical Realization of Series-Capacitive Couplings for Microwave Filters, The Microwave Journal 5, No. 12, pp. 79–81 (December 1962).

5*. Marcuvitz N. Waveguide Handbook, MIT Rad. Lab. Series Vol. 10, p. 178 (McGraw-Hill Book Co., Inc., New York City, 1951).

Справочник по волноводам, пер. с англ., под ред. Я. Н. Фельда, «Советское радио», 1952.

6. Getsinger W. J. Coupled Rectangular Bars Between Parallel Plates, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 65–72 (January 1962).

7. Harvard University, Radio Research Laboratory, Very High Frequency Techniques, Vol. 2, Chapter 26 and 27. (McGraw-Hill Book Company, Inc., New York City, 1947).

8*. Ragan G. L. Microwave Transmission, MIT Rad. Lab. Series Vol. 9, p. 641 (McGraw-Hill Book Co., Inc., New York City, 1948).

Линии передачи сантиметровых волн, пер. с англ., под ред. Г. А. Ремеса, «Советское радио», 1951.

9. Torgow E. N. Microwave Filters, Electro-Technology 67, pp. 90–96 (April 1961).

10. Matthaei G. L. Design of Wide-Band (and Narrow-Band) Band-Pass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis, IRE Trans. PGMTT-8, pp. 580–593 (November 1960).

11. Bostick Glin. Design Procedure for Coaxial, High-Pass Filters, Electronic Design, 8, pp. 66–69 (April 1960).

12. Smith H. Design of Symmetrical Bandpass Filters, Electronic Design (Microwaves Section), Vol. 10, pp. 40–43 (12 April 1962). Замечание: эти данные применимы только для 50-омной линии.

13. Muehe C. E. The Inductive Susceptance of Round Metal Posts Mounted in Coaxial Line, Group Report 4p-32, MIT Lincoln Laboratory (5 November 1958).

14. Gruenberg H. Symmetrically Placed Inductive Posts in Rectangular Waveguide, Canadian Journal of Physics 30, pp. 211–217 (1952).

15. Graven G and Lewin P. Design of Microwave filters with Quarter-Wave Couplings, Proc. IRE, (London), Vol. 103B, pp. 173–177 (March 1956).

16. Simon J. C. and Broussaud G. Les Filter Passe-Bande, en hyperfréquence, Annales de Radioélectricité, Vol. 3, pp. 3–19 (1953).

17. Young Leo and Schiffman B. M. A Useful High-Pass Filter Design, The Microwave Journal 6, No. 2, pp. 78–80, (February 1963).

18. Young Leo. Direct Coupled Cavity Filters for Wide and Narrow Bandwidths, IEEE Trans. PGMTT-11, pp. 162–178 (May 1963).

Глава 10

ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

(ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ И ФИЛЬТРЫ ПСЕВДОВЕРХНИХ ЧАСТОТ, СОСТОЯЩИЕ ИЗ ЛИНИЙ И ШЛЕЙФОВ ИЛИ ИЗ РЕШЕТОК ПАРАЛЛЕЛЬНО СВЯЗАННЫХ ЛИНИЙ)

10.01. Типы фильтров и методы их расчета

В § 8.01 приводилось краткое описание типов фильтров, рассматриваемых в этой главе, и были указаны их преимущества и недостатки по сравнению с другими типами полоснопропускающих фильтров, описанных в гл. 8, 9 и 10. Некоторые из рассматриваемых здесь широкополосных фильтров можно также использовать в качестве фильтров свч, пропускающих верхние частоты.

Методы расчета, изложенные в данной главе, подобно методам гл. 8, основаны на использовании прототипа нижних частот на сосредоточенных параметрах, рассмотренного в гл. 4. Хотя методы гл. 8 сравнительно просты и достаточно гибки, все же они привязаны к различным параметрам фильтра на средней частоте полосы пропускания. Поэтому полученные расчетные выражения оказываются точными только для фильтров с узкой и средней шириной полосы.

При расчете по методам этой главы задаются различные параметры фильтра как на средней частоте, так и на граничных частотах полосы пропускания. Поэтому они дают хорошие результаты при расчете как узкополосных, так и широкополосных систем. Для вывода формул мы будем использовать весьма общий метод (в смысле возможности его применения). Однако для большинства широкополосных фильтров, состоящих из линий с сосредоточенными реактивными сопротивлениями связи (таких, как фильтры в гл. 9), указанный обобщенный метод приводит к системе уравнений в виде комбинаций трансцендентных и алгебраических функций, решение которой весьма трудоемко. В таких случаях проще решение, основанное на ступенчатых трансформаторах-прототипах (см. гл. 9). Вместе с тем во многих случаях для фильтров, состоящих из линий и шлейфов или из решеток парал-

— 60 —

лельных линий, этот же метод приводит к уравнениям, которыми достаточно легко пользоваться при расчете.

С помощью фильтра-прототипа нижних частот, характеристика которого показана на рис. 10.01.1а, и методов данной главы можно получить полоснопропускающий фильтр, примерная характеристика которого приведена на рис. 10.01.1б. У большинства

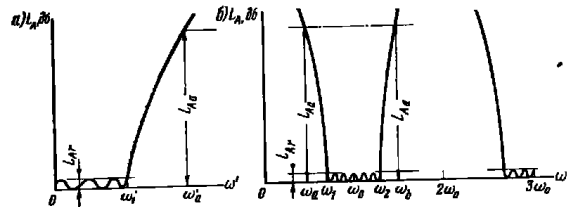


Рис. 10.01.1. Характеристики фильтра прототипа нижних частот (а) и соответствующего ему полоснопропускающего фильтра (б)

фильтров, рассматриваемых здесь, будут иметься дополнительные полосы пропускания с центральными частотами $3\omega_0$, $5\omega_0$ и т. д., а у некоторых (отмеченных далее), если они недостаточно хорошо настроены, кроме того, — паразитные полосы пропускания на частотах $2\omega_0$, $4\omega_0$ и т. д. Относительная ширина полосы пропускания полоснопропускающего фильтра

$$\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (10.01.1)$$

выбирается по желанию проектировщика. Так же, как и в гл. 8, для оценки крутизны характеристики полоснопропускающего фильтра используется приближенное частотное преобразование

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = F(\omega, \omega/\omega_0), \quad (10.01.2)$$

где частоты со штрихом относятся к рис. 10.01.1а, а частоты без штриха — к рис. 10.01.1б. Функция $F(\omega, \omega/\omega_0)$ различна для различных типов фильтров. Для частот ω полоснопропускающего фильтра и его прототипа ω' , которые удовлетворяют этому преобразованию, затухание будет одинаковым. Следовательно, с помощью такого преобразования можно перейти от характеристик затухания прототипа нижних частот на рис. 4.03.2 и 4.03.4 к соответствующим характеристикам полоснопропускающего фильтра. Читателям, знакомым с указанной методикой, рекомендуем обратиться к примеру, приведенному в § 8.04.

— 61 —

10.02. Фильтры с параллельно связанными полуволновыми резонаторами

На рис. 10.02.1а показан полосковый фильтр с n параллельно связанными резонаторами, короткозамкнутыми на обоих концах, длина которых равна половине длины волны на средней частоте полосы. Можно считать, что фильтр состоит из $n-1$ параллельно

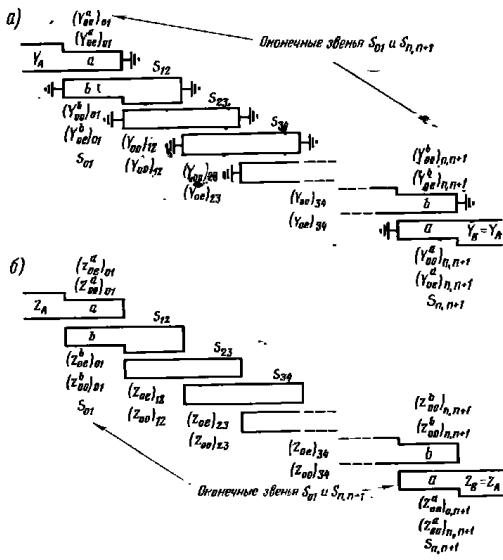


Рис. 10.02.1. Две формы фильтров с параллельно связанными полуволновыми резонаторами. В оконечных звеньях S_{01} и $S_{n,n-1}$ могут использоваться линии неодинаковой ширины

связанных звеньев $S_{n,n-1}$ длиной, равной четверти длины волны в среде распространения на средней частоте полосы пропускания. Фильтр с резонаторами, разомкнутыми на концах (рис. 10.02.1б), дуален первому (см. рис. 10.02.1а). Оба фильтра могут иметь идентичные характеристики передачи, так что основой для выбора желаемого типа является способ его изготовления.

На рис. 10.02.2 приведен один из вариантов изготовления фильтра, показанного на рис. 10.02.1а. Резонаторами здесь служат

прямоугольные стержни, поддерживаемые на концах короткозамыкающими стойками. В этой конструкции не нужен диэлектрик (т. е. диэлектрические потери исключаются) и можно легко обеспечить сильную связь между резонаторами, требуемую в широкополосных фильтрах. Необходимые размеры стержней получают, исходя из проводимостей для четного и нечетного типов колебаний, с помощью графиков, приведенных на рис. 5.05.9—5.05.11 и сопровождающего их объяснения.

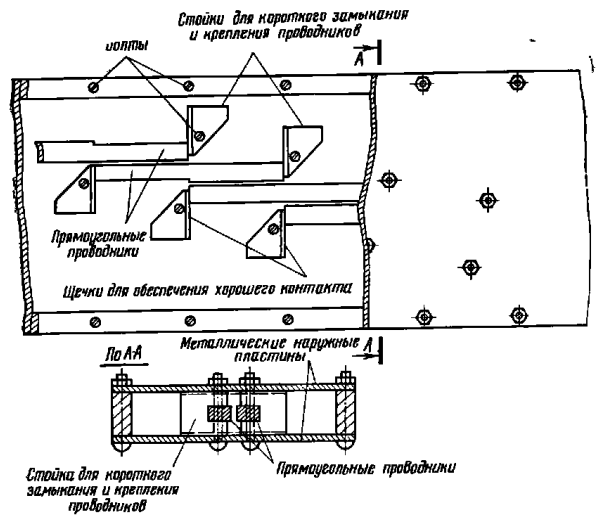


Рис. 10.02.2. Возможный способ изготовления широкополосных фильтров типа, приведенного на рис. 10.02.1а, в виде конструкции на полосковой линии с прямоугольными проводниками. Диэлектрик не требуется, так как короткозамыкающие стойки служат одновременно механическими опорами проводников линии

Фильтр на рис. 10.02.1б был рассмотрен ранее в § 8.09. Однако представленные там расчетные выражения не обладали достаточной точностью для широких полос пропускания, в то время как предлагаемые здесь дают хорошую точность и для узких, и для широких полос.

Если широкополосный фильтр спроектирован в виде печатной схемы (см. § 8.09), то зазоры между элементами резонаторов получаются слишком малыми. Чтобы избежать этого, при использовании печатной технологии применяют конструкцию с перекры-

вающимися внутренними проводниками (рис. 10.02.3). Чередующиеся резонаторы в данной конструкции печатаются на двух параллельных диэлектрических пластинках, и их можно накладывать друг на друга для получения сильной связи. Поскольку конструкция симметрична относительно горизонтальной оси, паразитные типы колебаний не возбуждаются. Размеры резонаторов такого типа можно рассчитать, исходя из вычисляемых ниже сопротивлений для четного и нечетного типов колебаний, с помощью

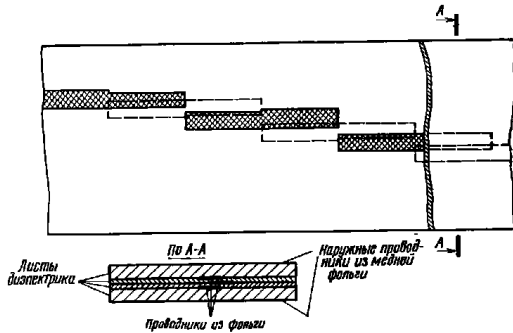


Рис. 10.02.3. Возможный способ изготовления широкополосных фильтров типа, приведенного на рис. 10.02.1б, с использованием печатной техники.

Для получения сильной связи с достаточно большими зазорами между проводниками проводящие полоски делаются двойными и перекрывающимися друг друга. Верхняя заземляющая пластинка и верхний лист диэлектрика удалены.

графиков на рис. 5.05.4—5.05.8 и сопровождающего их объяснения. Учитывая, что распространение волны происходит в диэлектрике, необходимо, разумеется, принять во внимание относительную диэлектрическую проницаемость ϵ_r при расчете ширины и длины элементов резонаторов. Длина каждого звена с проводимостями $(Y_{0e})_k, k+1$ и $(Y_{0e})_{k+1}, k+1$ будет равна четверти длины волны в среде распространения на частоте ω_0 , а $(n+1)$ звеньев, соединенных вместе, работают как n полуволновых резонаторов (при расчете по методам, описываемым в этом параграфе).

Величину затухания для фильтров, приведенных на рис. 10.02.1 можно определить на основе их прототипов нижних частот с помощью простого и довольно точного частотного преобразования (см. § 10.01):

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega(\omega_0)} \quad (10.02.1)$$

$$\text{где} \quad \omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}; \quad (10.02.2)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}, \quad (10.02.3)$$

а $\omega', \omega_1, \omega, \omega_1$ и ω_2 — частоты, показанные на рис. 10.01.1а, б.

Более точное преобразование имеет вид

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{-\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \sqrt{\left|\sin\left(\frac{\pi \omega_1}{2\omega_0}\right)\right|}}{\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0}\right) \sqrt{\left|\sin\left(\frac{\pi \omega}{2\omega_0}\right)\right|}}, \quad (10.02.4)$$

где

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} = 1 - \omega/2, \quad (10.02.5)$$

а n — число реактивных элементов в прототипе нижних частот. Далее в этом параграфе будут приведены примеры, показывающие сравнительную точность указанных выше преобразований.

После того как с помощью частотного преобразования найдено число резонаторов n , необходимое для получения требуемой крутизны характеристики фильтра, определяются величины элементов $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$ прототипа (см. гл. 4), а также частота среза ω_c . Если заданы ширина полосы ω и проводимости нагружающих линий $Y_A = Y_B$, то проводимости для четного и нечетного типов колебаний различных звеньев фильтра определяются непосредственно по нижеследующим формулам.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРА С ПАРАЛЛЕЛЬНО СВЯЗАННЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ, ИЗОБРАЖЕННОГО НА РИС. 10.02.1а

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используем преобразование (10.02.1) или (10.02.4). Прототипу с n реактивными элементами будет соответствовать $n+1$ звеньев фильтра в виде параллельно связанных линий.

Оконечные звенья 0,1 и $n, n+1$

Для значений $k=0$ и $k=n$ вычисляем:

$$\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} = \frac{1}{|g_k g_{k+1} \omega_1|}, \quad (Y_{0e}^a)_{k, k+1} = Y_A \left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} |h+1| \right); \quad (10.02.6)$$

$$(Y_{0e}^a)_{k, k+1} = 2Y_A - (Y_{0e}^a)_{k, k+1}, \quad \theta_1 = \frac{\pi \omega_1}{2\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{2} \right); \quad (10.02.7)$$

$$(Y_{0e}^b)_{k, k+1} = (Y_{0e}^a)_{k, k+1} + hY_A \left[\frac{\operatorname{tg} \theta_1}{2} + \left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right)^2 \right] - Y_A; \quad (10.02.8)$$

$$(Y_{0e}^b)_{k, k+1} = (Y_{0e}^b)_{k, k+1} + (Y_{0e}^a)_{k, k+1} - (Y_{0e}^a)_{k, k+1}. \quad (10.02.9)$$

Внутренние звенья 1, 2, ..., n-1, n
 Для значений k от 1 до n-1 вычисляем:

$$\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} = \frac{1}{\omega_1 \sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad (10.02.10)$$

$$N_{k, k+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right)^2 + \frac{\operatorname{tg}^2 \theta_1}{4}}; \quad (10.02.11)$$

$$(Y_{00})_{k, k+1} = h Y_A \left(N_{k, k+1} + \frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right); \quad (10.02.12)$$

$$(Y_{0e})_{k, k+1} = h Y_A \left(N_{k, k+1} - \frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right). \quad (10.02.13)$$

В этих формулах параметр h представляет собой безразмерный масштабный множитель для проводимости и выбирается так, чтобы обеспечить требуемый уровень проводимостей внутренних звеньев фильтра, не изменяя при этом его характеристики. Обычно достаточно приемлемая величина h (при которой, по крайней мере, ширина полосок параллельно связанного звена фильтра S₀₁ будет одинаковой) получается из следующего выражения:

$$h = \frac{1}{\frac{\operatorname{tg} \theta_1}{2} + \left(\frac{J_{01}}{Y_A}\right)^2}, \quad (10.02.14)$$

где величины θ_1 и J_{01}/Y_A определены ф-лами (10.02.6) и (10.02.7).

Для симметричных или антисимметричных прототипов, например, таких, как в табл. 4.05.1 и 4.05.2, при использовании выражения (10.02.14) ширина проводников в обоих оконечных звеньях S₀₁ и S_{n, n+1} будет одинаковой. Чтобы получить более удобные величины проводимостей (и размеров) резонаторов или оптимизировать ненагруженную добротность их элементов, можно выбрать другие значения h (следует заметить, что в настоящее время еще не ясно, как надо выбирать размеры параллельно связанного резонатора этого типа с тем, чтобы его нагруженная добротность оказалась оптимальной). Далее, как указывалось ранее, после определения проводимостей для четного и нечетного типов колебаний для n+1 звеньев фильтра находят размеры отрезков линии с помощью данных § 5.05.

В табл. 10.02.1 приведены значения проводимостей при четном и нечетном типе колебаний для трех фильтров, рассчитанных с помощью ф-л (10.02.6) — (10.02.14). Все три расчета сделаны на основе чебышевского прототипа нижних частот с величиной пульсации 0,1 дБ и числом реактивных элементов n=6 (значения элементов взяты из табл. 4.05.2). Расчеты осуществлены для полос

пропускания с относительной шириной 5, 30% и в одну октаву; проводимости проанормированы так, чтобы Y_A=1. Для получения

ТАБЛИЦА 10.02.1
 ПРОВОДИМОСТИ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ЧЕТНОГО И НЕЧЕТНОГО ТИПОВ КОЛЕБАНИЯ

Проводимости	Вид характеристики на рис. 10.02.4—10.02.6		
	а) полоса 5%	б) полоса 30%	в) полоса 2:1
(Y ₀₀) ₀₁ = (Y _{0e}) ₀₇	1,251	1,540	1,716
(Y ₀₀) ₁₂ = (Y _{0e}) ₅₈	0,996	1,023	1,142
(Y ₀₀) ₂₃ = (Y _{0e}) ₄₅	0,981	0,937	0,954
(Y ₀₀) ₃₄	0,980	0,927	0,933
(Y _{0e}) ₀₁ = (Y _{0e}) ₀₇	0,749	0,460	0,284
(Y _{0e}) ₁₂ = (Y _{0e}) ₀₈	0,881	0,491	0,208
(Y _{0e}) ₂₃ = (Y _{0e}) ₄₅	0,895	0,536	0,250
(Y _{0e}) ₃₄	0,896	0,542	0,255

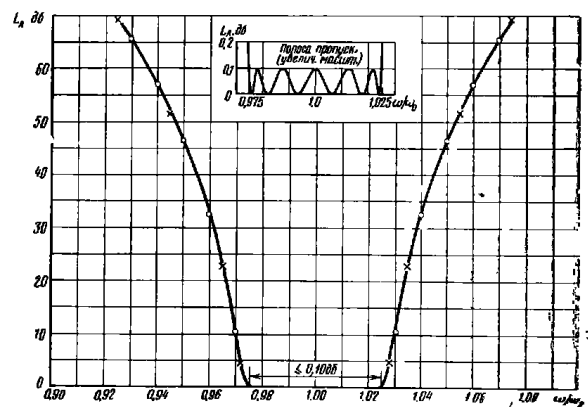


Рис. 10.02.4. Вычисленная характеристика фильтра, рассчитанного по ф-лам (10.02.6) — (10.02.13), с полосой пропускания 5%. $\omega_1/\omega_0 = 0,975$. Прототип имел чебышевскую характеристику с величиной пульсации в полосе пропускания 0,1 дБ и числом реактивных элементов n=6. Сплошной линией показана характеристика фильтра; незачерченными кружками — точки, полученные преобразованием характеристики прототипа при использовании ф-л (10.02.4), и крестиками — при использовании ф-л (10.02.1)

равенств $(Y_{00})_{01}^a = (Y_{00})_{00}^b$ и $(Y_{0e})_{01}^a = (Y_{0e})_{01}^b$ было использовано выражение (10.02.14).

Расчетные характеристики указанных фильтров показаны на рис. 10.02.4, 10.02.5 и 10.02.6 (сплошными линиями). Заметим, что даже для фильтра с шириной полосы в октаву величина пульсаций в полосе пропускания почти точно соответствует заданной (0,1 дБ), т. е. основная погрешность заключается лишь в небольшом сужении полосы. На рисунках также нанесены точки, полученные при преобразовании характеристики прототипа нижних частот с помощью выражений (10.02.1) и (10.02.4). Кружки соответствуют преобразованию (10.02.4), крестики — преобразованию (10.02.1). Заметим, что для фильтров с 5- и 30%-ной шириной полосы простое преобразование (10.02.1) дает хорошие результаты даже для довольно больших значений затухания. Однако в случае фильтра с шириной полосы в октаву (рис. 10.02.6) значительно лучшую точность при затухании в 60 дБ и выше дает более сложное выражение (10.02.4).

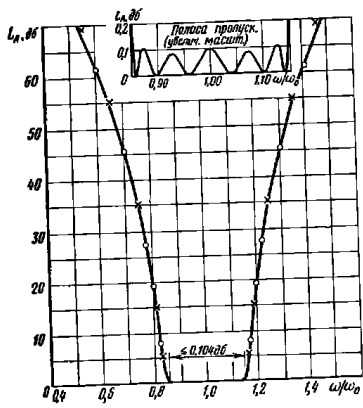


Рис. 10.02.5. Вычисленная характеристика фильтра, рассчитанного по ф-лам (10.02.6)–(10.02.13), с полосой пропускания 30%. $\omega_1/\omega_0 = 0,850$

Прототип такой же, как для фильтра на рис. 10.02.4. Сплошной линией показана характеристика фильтра, незачерненными кружками — точки, полученные преобразованием характеристики прототипа при использовании ф-лы (10.02.4), и крестиками — при использовании ф-лы (10.02.1)

60 дБ и выше дает более сложное выражение (10.02.4).

Замеяя выражения (10.02.6)–(10.02.13) на дуальные, получаем расчетные формулы для фильтра, показанного на рис. 10.02.16. При этом величины проводимостей заменяются величинами сопротивлений, как показано ниже:

$$\left. \begin{aligned} Y_A = Y_B \rightarrow Z_A = Z_B; \quad J_{k, k+1} \rightarrow K_{k, k+1} \\ (Y_{0e})_{k, k+1} \rightarrow (Z_{0e})_{k, k+1}; \quad (Y_{0o})_{k, k+1} \rightarrow (Z_{0o})_{k, k+1} \end{aligned} \right\} \quad (10.02.15)$$

Следует отметить, что при этом параметры инверторов проводимостей $J_{k, k+1}$ заменяются параметрами инверторов сопротивлений $K_{k, k+1}$, проводимости для нечетного типа колебаний $(Y_{0e})_{k, k+1}$ — сопротивлениями четного типа колебаний $(Z_{0e})_{k, k+1}$, а проводимости для четного типа колебаний $(Y_{0o})_{k, k+1}$ — сопротивлениями для нечетного типа колебаний $(Z_{0o})_{k, k+1}$. Безразмерный масштабный множитель h используется, как и раньше, но

теперь он изменяет уровень сопротивлений, а не проводимостей.

Фильтры, приведенные на рис. 10.02.1а, б, обладают второй полосой пропускания с центральной частотой $3\omega_0$ и теоретически имеют бесконечное затухание на частоте $2\omega_0$. Однако фактически резонаторы будут в резонансе на частоте $2\omega_0$ (так как длина полосковых резонаторов равна длине волны на этой частоте), и теоретический полюс затухания появляется только потому, что дли-

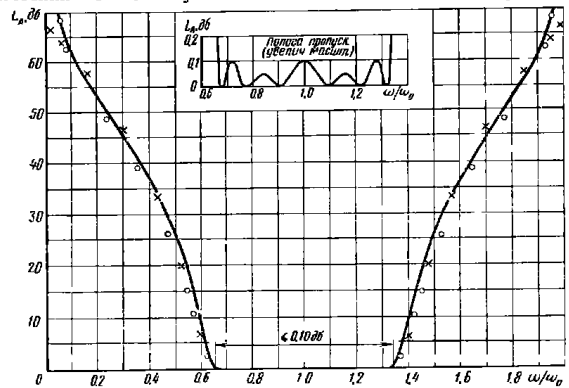


Рис. 10.02.6. Вычисленная характеристика фильтра, рассчитанного по ф-лам (10.02.6)–(10.02.13), с полосой пропускания, приблизительно соответствующей перекрытию 2:1.

$\omega_1/\omega_0 = 0,650$, что соответствует $\omega_2/\omega_0 = 2,077$. Прототип такой же, как для фильтра на рис. 10.02.4. Сплошной линией показана характеристика фильтра, незачерненными кружками — точки, полученные преобразованием характеристики прототипа при использовании ф-лы (10.02.4), и крестиками — при использовании ф-лы (10.02.1)

на области связи между соседними резонаторами равна половине длины волны (связь максимальна для четвертьволновых зазоров и равна нулю для полуволновых).

Для того чтобы затухание оставалось большим на частоте $2\omega_0$ и вблизи нее, длина всех областей связи в фильтре должна быть точно равна $\lambda/2$ на той же частоте, на которой наступает резонанс для всех резонаторов. Поскольку достичь этого практически невозможно, в фильтрах такого типа почти всегда существуют узкие паразитные полосы пропускания вблизи частоты $2\omega_0$.

10.03. Фильтры с параллельными и последовательными шлейфами длиной $\lambda_0/4$

С помощью эквивалентных схем, приведенных на рис. 5.09.1а, б, можно показать, что фильтр с параллельно связанными полосковыми резонаторами (см. рис. 10.02.1а) электрически точно эквив-

валентен фильтру со шлейфами, показанному на рис. 10.03.1. Аналогично фильтр с параллельно связанными полосковыми резонаторами (см. рис. 10.02.1б) электрически точно эквивалентен фильтру со шлейфами, показанному на рис. 10.03.2.

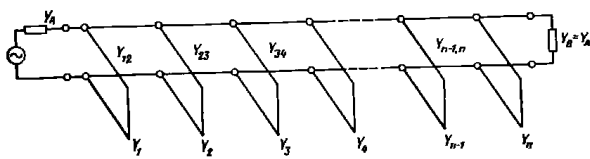


Рис. 10.03.1. Полоскопропускающий фильтр с четвертьволновыми соединительными линиями

Теоретически можно было бы разработать фильтр с параллельно связанными резонаторами по методам, описанным в § 10.02, и от него перейти к одному из фильтров на рис. 10.03.1 или на рис. 10.03.2. Однако для фильтров с параллельно связанными резонаторами, имеющих приемлемые размеры и величины сопротивлений, после преобразования их в фильтры на шлейфах обычно получаются нереализуемые величины сопротивлений. Точно так же практически реализуемый фильтр на шлейфах обычно нельзя преобразовать в реализуемый фильтр с параллельно связанными резонаторами.

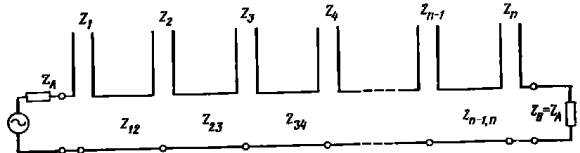


Рис. 10.03.2. Полоскопропускающий фильтр с четвертьволновыми последовательными шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями.

Этот фильтр дуален фильтру на рис. 10.03.1, и их характеристики тождественны

В силу указанных причин для получения расчетных формул в данном параграфе применяется несколько другой метод, чем в предыдущем. Он обеспечивает получение приемлемых величин сопротивлений для типовых фильтров со шлейфами, а кроме того, позволяет полностью использовать все виды собственных колебаний (чего не дает метод § 10.02 из-за способа расчета окончных звеньев).

Оба фильтра, представленные на рис. 10.03.1 и 10.03.2, состоят из шлейфов длиной $\lambda_0/4$ и соединительных линий длиной также $\lambda_0/4$ (λ_0 — длина волны в среде распространения на средней чв-

стоте полосы ω_0). Можно добиться, чтобы у этих типов фильтров были идентичные характеристики передачи. Однако чаще применяют фильтры с параллельными шлейфами (см. рис. 10.03.1), так как последовательные шлейфы (см. рис. 10.03.2) трудно реализовать в экранированной конструкции. Поскольку первые имеют большее практическое значение, рассмотрим их в первую очередь.

Чтобы определить количество реактивных элементов в прототипе нижних частот, необходимое для получения требуемой крутизны характеристики, нужно применить частотное преобразование (10.02.1) или (10.02.4). Зная параметры прототипа нижних частот $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$ и ω'_1 и задавая относительной шириной полосы ω и проводимостями нагрузок $Y_A = Y_B$, можно рассчитать волновые проводимости шлейфов и соединительных линий непосредственно по нижеследующим формулам.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ ($\lambda_0/4$) ШЛЕЙФАМИ И ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ ($\lambda_0/4$) СОЕДИНИТЕЛЬНЫМИ ЛИНИЯМИ, ИЗОБРАЖЕННОГО НА РИС. 10.03.1

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используем преобразования (10.02.1) или (10.02.4). Число параллельных шлейфов фильтра при этом также будет равно n .

Вычисляем

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right); \quad (10.03.1)$$

$$\frac{J_{12}}{Y_{12}} = g_0 \sqrt{\frac{C_a}{g_1}}, \quad \frac{J_{k, k+1}}{Y_{k, k+1}} \Big|_{k=2 \div n-2} = \frac{g_0 C_a}{g_k g_{k+1}}; \quad (10.03.2)$$

$$\frac{J_{n-1, n}}{Y_A} = g_0 \sqrt{\frac{C_a g_{n+1}}{g_0 g_{n-1}}}, \quad (10.03.3)$$

где $C_a = 2 dg_1$ и d — безразмерная постоянная (обычно выбираемая равной единице);

$$N_{k, k+1} \Big|_{k=1 \div n-1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{g_0 \omega'_1 C_a \operatorname{tg} \theta_1}{2}\right)^2}. \quad (10.03.4)$$

Волновые проводимости параллельных шлейфов равны:

$$Y_1 = g_0 Y_A \omega'_1 (1-d) g_1 \operatorname{tg} \theta_1 + Y_A \left(N_{12} - \frac{J_{12}}{Y_A}\right); \quad (10.03.5)$$

$$Y_k \Big|_{k=2 \div n-1} = Y_A \left(N_{k-1, k} + N_{k, k+1} - \frac{J_{k-1, k}}{Y_A} - \frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right); \quad (10.03.6)$$

$$Y_n = Y_A \omega_i (g_n g_{n+1} - d g_0 g_1) \operatorname{tg} \theta_{1, n} + Y_A \left(N_{n-1, n} - \frac{J_{n-1, n}}{Y_A} \right), \quad (10.03.7)$$

а волновые проводимости соединительных линий

$$Y_{k, k+1} |_{k=1 \div n-1} = Y_A \left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right). \quad (10.03.8)$$

Длина каждого шлейфа и соединительной линии равна $\lambda_0/4$.

В этих формулах d — безразмерная постоянная, которую можно подобрать так, чтобы получить нужный уровень проводимости элементов во внутренней части фильтра. Для ф-л (10.02.6) — (10.02.13) выбор масштабного множителя проводимости h не должен влиять на характеристику передачи фильтра, однако выбор величины d в ф-лах (10.03.1) — (10.03.8) может повлиять на допущения, заложенные в основу формул. Пока что были проверены только случаи $d=0,5$ и $d=1$, но по всей вероятности и для других значений d в интервале $0 < d \leq 1$ получатся удовлетворительные результаты.

Ниже приведены проводимости (в mo) для фильтра, рассчитанного из чебышевского прототипа с числом реактивных элементов $n=8$ и величиной пульсаций $0,10$ дБ (см. табл. 4.05.2) при

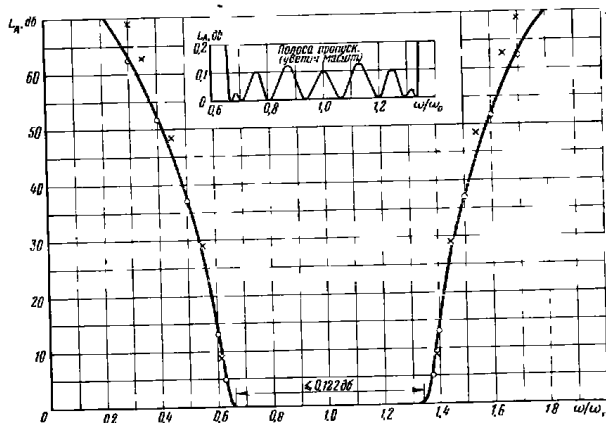


Рис. 10.03.3. Вычисленная характеристика фильтра, рассчитанного по ф-лам (10.03.1) — (10.03.8), с полосой пропускания, приблизительно соответствующей перекрытию 2:1.

Сплошной линией показана характеристика фильтра, начерченными кружками — точки, полученные преобразованием характеристики прототипа при использовании ф-лы (10.02.4), и крестиками — при использовании ф-лы (10.02.1)

— 72 —

$d=1$. Проводимости нормированы так, что $Y_A = Y_B = 1$, а отношение $\omega_1/\omega_0 = 0,65$, что дает ширину полосы несколько больше октавы:

$$\left. \begin{aligned} Y_1 = Y_6 = 1,042; & \quad Y_3 = Y_8 = 2,049 \\ Y_{12} = Y_{78} = 1,288; & \quad Y_{34} = Y_{56} = 1,292 \\ Y_2 = Y_7 = 2,050; & \quad Y_4 = Y_5 = 2,087 \\ Y_{23} = Y_{67} = 1,364; & \quad Y_{45} = 1,277 \end{aligned} \right\} \quad (10.03.9)$$

Рассчитанная характеристика этого фильтра показана на рис. 10.03.3. Заметим, что хотя величина пульсаций на краях полосы пропускания получилась меньше заданной, характеристика в пределах ее очень близка к требуемой. Крестиками и кружочками на графике отмечены точки, полученные из характеристики прототипа нижних частот с помощью выражений (10.02.1) и (10.02.4). При этом второе, более сложное выражение, дает значительно большую точность, чем первое, для затуханий свыше 30 дБ.

Из выражения (10.03.9) видно, что величины проводимостей конечных шлейфов примерно равны половинной величине проводимостей внутренних. По этой причине иногда фильтры такого типа удобно делать с двойными шлейфами во внутренней части и с одиночными на концах, как показано на рис. 10.03.4. Ниже

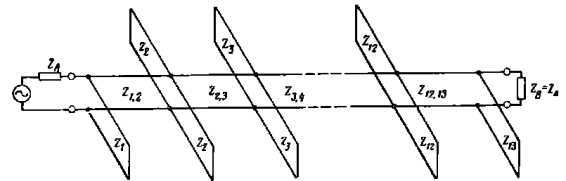


Рис. 10.03.4. Фильтр с двойными шлейфами

приведены сопротивления (в омах) для такого фильтра с числом реактивных элементов $n=13$, отношением граничных частот $f_2/f_1 = 2,175$ и величиной чебышевских пульсаций в полосе пропускания приблизительно $0,1$ дБ:

$$\left. \begin{aligned} Z_0 = 50; & \quad Z_4 = Z_{10} = 52,4 \\ Z_1 = Z_{13} = 52,8; & \quad Z_{4,5} = Z_9 = 39,6 \\ Z_{1,2} = Z_{12,13} = 38,8; & \quad Z_5 = Z_6 = 52,1 \\ Z_2 = Z_{12} = 53,7; & \quad Z_{6,6} = Z_{8,9} = 39,8 \\ Z_{2,3} = Z_{11,12} = 36,7 & \quad Z_6 = Z_8 = 52,0 \\ Z_3 = Z_{11} = 53,7; & \quad Z_{6,7} = Z_{7,8} = 39,8 \\ Z_{3,4} = Z_{10,11} = 38,9; & \quad Z_7 = 52,0 \end{aligned} \right\} \quad (10.03.10)$$

Указанные сопротивления были вычислены, исходя из прототипа с $n=10$ и величиной пульсаций $0,1$ дБ, так как ко времени

— 73 —

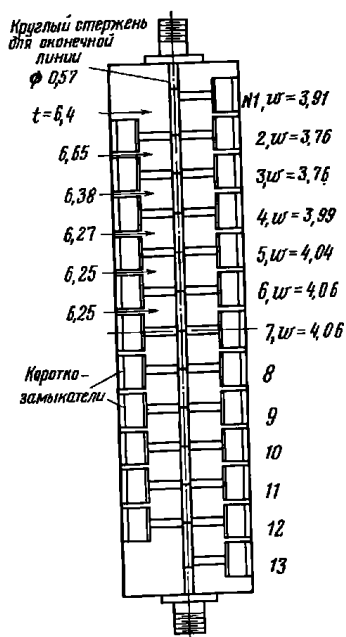


Рис. 10.03.5. Схематическое изображение полоснопропускающего фильтра на полосковых линиях (верхняя крышка удалена).

l и w — размеры линий, показанные на рис. 10.03.6. Все размеры в мм

вертьволновая длина шлейфов и соединительных линий отсчитывалась от референсных плоскостей P_1 и P_2 . Емкостная проводимость B_d неоднородности сочленения компенсировалась уменьшением длины каждого из двух боковых шлейфов на величину

$$\Delta l = \frac{\lambda_0 B_d}{4\pi Y_s}, \quad (10.03.11)$$

где Y_s — волновая проводимость каждого из двух шлейфов. Таким образом, мы меняем параметры шлейфов с тем, чтобы каждый шлейф вместе с половиной небольшой реактивной проводимости сочленения B_d по-прежнему был в резонансе на частоте ω .

выполнения данного расчета еще не было таблиц элементов для $n > 10$. Расчет был распространен на фильтр с $n=13$ путем включения дополнительных линий и шлейфов в середину фильтра с $n=10$, причем сопротивления дополнительных линий и шлейфов были сделаны равными сопротивлениям этих элементов в середине фильтра с $n=10$.

Фильтр выполнен на полосковой линии с прямоугольным внутренним проводником. Его основные размеры приведены на рис. 10.03.5—10.03.7. Фильтр рассчитывался на центральную частоту $\frac{\omega_0}{2\pi} = 3.6$ Гц, причем необходимо было учесть влияние стыка шлейфа с основной линией, для того чтобы правильно определить длины шлейфов и соединительных линий. Предполагалось, что влияние неоднородности крестообразного сочленения должно быть сходным с влиянием неоднородности Т-образного сочленения (см. рис. 5.07.5—5.07.8).

Эксперименты с этим фильтром позволили определить эквивалентную схему сочленения и положения референсных плоскостей (см. рис. 10.03.8). Чет-

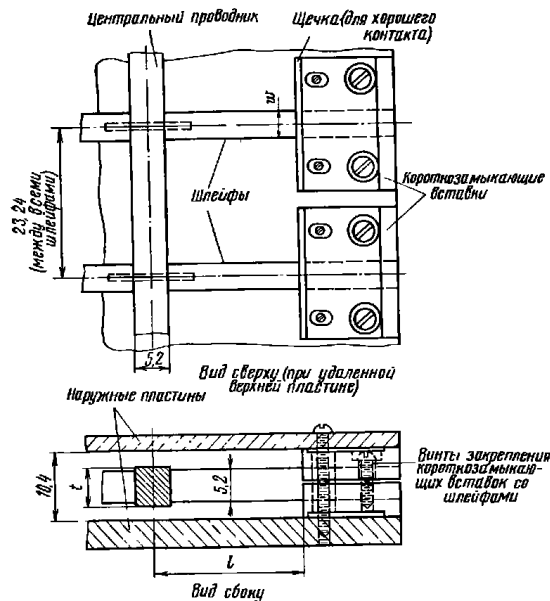


Рис. 10.03.6. Некоторые детали конструкции полоснопропускающего фильтра, приведенного на рис. 10.03.5.

Все размеры в мм; $l=25,53$ для всех двойных шлейфов; $l=24,64$ для одиночных шлейфов

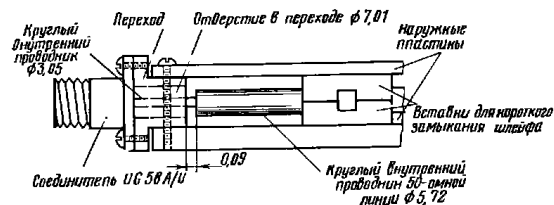


Рис. 10.03.7. Детали перехода от фильтра к соединителю типа N . Все размеры в мм

В случае Т-образных сочленений для одиночных шлейфов на концах фильтра референсная плоскость, с помощью которой определялась длина шлейфа, располагалась ближе к оси основной

линии, поэтому одиночные оконечные шлейфы приблизительно на 0,89 мм короче, чем двойные шлейфы во внутренней части фильтра.

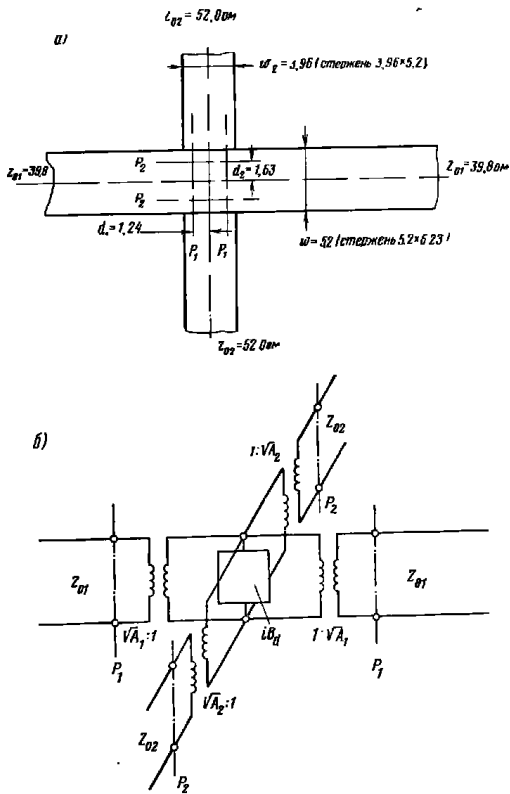


Рис. 10.03.8. Типичное крестообразное сочленение в фильтре типа, приведенного на рис. 10.03.5—10.03.7 (а), и его экспериментально определенная эквивалентная схема (б).
 Все размеры в мм. Расстояние между наружными проводниками 10,1; $Y_{01} = \frac{-10,076}{\lambda}$ мо, где λ — длина волны в воздухе, в см.
 При $f < 5$ Гцц $A_1 = A_2 = 1$
 — 76 —

Экспериментальная характеристика рассматриваемого фильтра показана на рис. 10.03.9. Отношение граничных частот полосы $\frac{\omega_2}{\omega_1} = 2,21$ очень близко к вычисленному значению, равному 2,17. В основном характеристика очень хорошо согласуется с расчетом.

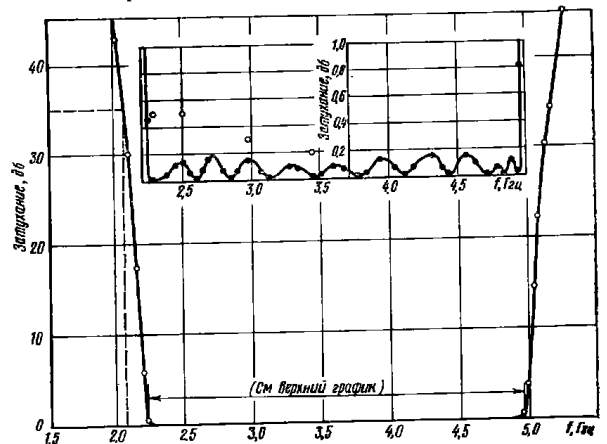


Рис. 10.03.9. Измеренная характеристика фильтра, представленного на рис. 10.03.5.

Линией с незачерненными кружками показано затухание в полосе заграждения; линией с зачерненными кружками — потери на отражение в полосе пропускания, рассчитанные на основании измеренного ксв; незачерненными кружками — затухание в полосе пропускания, измеренное в контрольных точках

Расчетные соотношения для фильтра, приведенного на рис. 10.03.2, получаются, исходя из свойства дуальности непосредственно по ф-лам (10.03.1)—(10.03.8), путем простой замены в них величин проводимостей соответствующими величинами сопротивлений:

$$\left. \begin{aligned} Y_A &= Y_B \rightarrow Z_A = Z_B \\ J_{k, k+1} &\rightarrow K_{k, k+1} \\ Y_k &\rightarrow Z_k \\ Y_{k, k+1} &\rightarrow Z_{k, k+1} \\ C_a &\rightarrow L_a \end{aligned} \right\} \quad (10.03.12)$$

Фильтр на рис. 10.03.2 можно было бы выполнить на экранированной коаксиальной линии. Его последовательные шлейфы

тогда представляли бы собой шлейфы внутри центрального проводника линии, как показано на рис. 10.03.10.

Аналогично фильтрам с параллельно связанными резонаторами (см. § 10.02) фильтры на рис. 10.03.1 и 10.03.2 имеют дополнительные полосы пропускания с центральной частотой $3\omega_0$. Однако, если существует хотя бы незначительная расстройка, у них

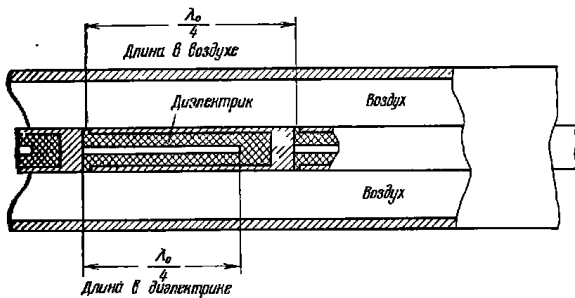


Рис. 10.03.10. Возможный способ реализации фильтра, приведенного на рис. 10.03.2, на коаксиальной линии

появляются узкие паразитные полосы пропускания вблизи частоты $2\omega_0$. Эти типы фильтров рекомендуется применять, главным образом, в качестве широкополосных, так как при расчете их на узкую полосу они будут иметь либо слишком низкие (см. рис. 10.03.1), либо слишком высокие (см. рис. 10.03.2) значения сопротивлений шлейфов.

10.04. Фильтры с полуволновыми шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями

На рис. 10.04.1 показана схема фильтра с разомкнутыми шлейфами длиной $\lambda_0/2$, размещенными на расстоянии $\lambda_0/4$. Можно сделать так, чтобы характеристика этого фильтра в полосе пропускания была подобна характеристике фильтра на рис. 10.03.1 с короткозамкнутыми четвертьволновыми шлейфами, размещенными на расстоянии $\lambda_0/4$ (где, как уже указывалось, λ_0 — длина волны на средней частоте ω_0 полосы пропускания). Однако в полосе зашумления характеристика фильтра, приведенного на рис. 10.04.1, выглядит совершенно иначе.

Если волновая проводимость каждого разомкнутого полуволнового шлейфа постоянна по всей его длине, то в полосе зашумления затухание будет бесконечно большим на частотах $\omega_0/2$ и $3\omega_0/2$. Если же проводимость внешней половины каждого шлейфа в некоторое постоянное число раз будет отличаться от про-

водимости внутренней половины шлейфа, то бесконечное затухание получится на других частотах, а не на $\omega_0/2$ и $3\omega_0/2$. У такого фильтра окажутся дополнительные полосы пропускания вблизи частот $\omega = 0$, $\omega = 2\omega_0$ и т. д. периодически.

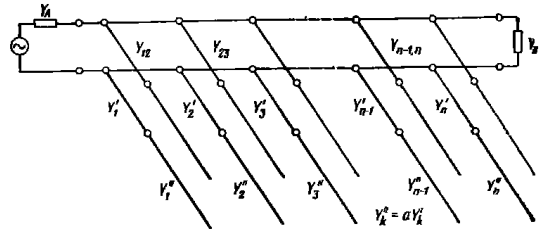


Рис. 10.04.1. Полоснопропускающий фильтр с полуволновыми параллельными шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями.

Опорной длиной волны служит длина распространяющейся волны на частоте ω_0 .

Фильтры типа, представленного на рис. 10.04.1, можно легко рассчитать, несколько изменив методику расчета, описанную на стр. 71. Сначала рассчитывается фильтр типа, приведенного на рис. 10.03.1, с требуемой характеристикой в полосе пропускания и требуемой шириной полосы. Затем каждый параллельный четвертьволновый короткозамкнутый шлейф с волновой проводимостью Y_k заменяется (см. рис. 10.04.1) параллельным полуволновым разомкнутым шлейфом с волновой проводимостью внутренней четвертьволновой части

$$Y'_k = \frac{Y_k (a \operatorname{tg}^2 \theta_1 - 1)}{(a + 1) \operatorname{tg}^2 \theta_1} \quad (10.04.1)$$

и с волновой проводимостью внешней четвертьволновой части

$$Y''_k = a Y'_k \quad (10.04.2)$$

Параметр a определяется следующим образом:

$$a = \operatorname{ctg}^2 \left(\frac{\pi \omega \omega_0}{2 \omega_0} \right) \Big|_{(\omega_\infty/\omega_0) < (\omega_0/\omega_0)} ; \quad (10.04.3)$$

$\theta_1 = \pi \omega_0 / 2 \omega_0$, а ω_∞ — частота, на которой параллельные шлейфы дают короткое замыкание главной линии и вызывают бесконечное затухание¹⁾.

Приведенная методика основана на таком подборе выражений (10.04.1) — (10.04.3), что они приводят к полуволновым разомкну-

¹⁾ Разумеется, в реальном фильтре затухание будет конечным, так как входное сопротивление шлейфов не может точно равняться нулю из-за наличия потерь в шлейфах.

тым шлейфам с точно теми же реактивными проводимостями на граничной частоте полосы ω_1 , что и у четвертьволновых короткозамкнутых шлейфов, которые они заменяют, причем оба типа шлейфов обладают нулевой проводимостью на частоте ω_0 .

Для проверки этого метода по Ф-лам (10.03.1)—(10.03.8) был рассчитан фильтр с относительной шириной полосы пропускания 30% ($\omega_1/\omega_0=0,85$); при этом использовался чебышевский прототип с числом реактивных элементов $n=8$ и величиной пульсаций 0,1 дБ. Затем, после выбора отношения $\omega_\infty/\omega_0=0,5$, что дает $a=1$, четвертьволновые шлейфы были заменены полуволновыми, как описывалось выше. Полученная расчетная характеристика показана на рис. 10.04.2. Отметим, что полоса пропускания почти в точ-

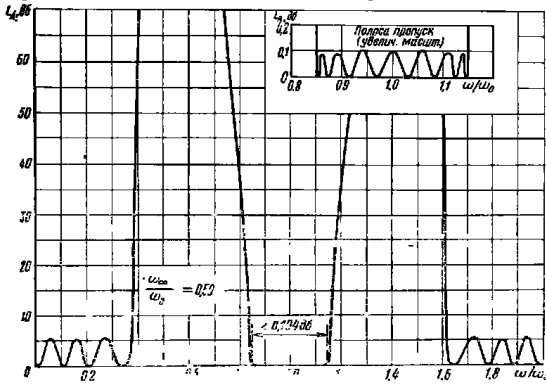


Рис. 10.04.2. Вычисленная характеристика фильтра типа, приведенного на рис. 10.04.1, с полосой пропускания 30%

ности равна заданной и вблизи частот $\omega=0$ и $\omega=2\omega_0$ имеются области малого затухания, как и следовало ожидать. Величины элементов для этого фильтра приведены ниже (они пронормированы так, чтобы $Y_A=1$):

$$\left. \begin{aligned} Y'_1 = Y'_8 = 1,806; & \quad Y'_3 = Y'_6 = 3,584 \\ Y_{12} = Y_{76} = 1,288; & \quad Y_{31} = Y_{66} = 1,292 \\ Y'_2 = Y'_7 = 3,585; & \quad Y'_4 = Y'_5 = 3,614 \\ Y_{23} = Y_{67} = 1,364; & \quad Y_{46} = 1,277 \end{aligned} \right\} \quad (10.04.4)$$

К такому же виду был преобразован фильтр с шириной полосы пропускания, соответствующей перекрытию 2:1 (см. рис. 10.03.1 и выражение 10.03.9), и рассчитана его характеристика. При этом

использовалось отношение $\omega_\infty/\omega_0=0,5$. Характеристика в полосе пропускания во многом оказалась схожей с характеристикой на рис. 10.03.3 (см. увеличенный масштаб сверху), в то время как полосы заграждения состояли из очень острых пиков затухания (в частности, вблизи частоты $\omega/\omega_0=0,5$) примерно так же, как на рис. 10.04.2, с той разницей, что полосы заграждения были гораздо уже.

Фильтры типа, показанного на рис. 10.04.1, представляют наибольший практический интерес в тех случаях, когда около частот $\omega=0$ и $\omega=2\omega_0$ допустимы полосы пропускания и когда полоса частот, в которой сигналы должны отражаться, относительно узка. При соответствующем выборе частоты ω_∞ можно добиться такого положения точки бесконечного затухания, что нежелательные сигналы будут отражаться с наибольшей эффективностью. Хотя использование для всех шлейфов одной и той же частоты ω_∞ вероятно дало бы наилучшую характеристику в полосе пропускания, все же допустимо небольшое различие значения этой частоты для разных шлейфов с целью расширения области больших затуханий.

Фильтры типа, представленного на рис. 10.04.1, лучше подходят для более узких (по сравнению с фильтром на рис. 10.03.1) полос пропускания из-за большей крутизны характеристики ре-

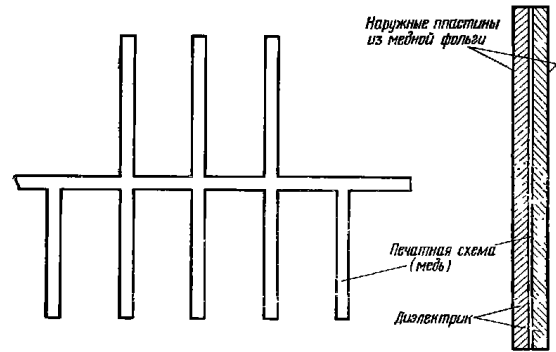


Рис. 10.04.3. Возможный вариант печатной полосковой конструкции фильтра, приведенного на рис. 10.04.1

активной проводимости полуволновых шлейфов при заданной волновой проводимости. Так, например, волновая проводимость параллельных шлейфов $Y'_k = Y''_k$ фильтра на рис. 10.04.1 составляет 0,471 от волновой проводимости параллельных шлейфов аналогичного фильтра на рис. 10.03.1, на основе которого был рассчитан первый фильтр. Следовательно, можно добиться более узких

полос пропускания, не увеличивая чрезмерно волновых проводимостей параллельных шлейфов.

До сих пор не удалось получить точного частотного преобразования прототипа нижних частот к полоснопропускающему фильтру для типа фильтров, представленных на рис. 10.04.1.

Однако, поскольку они не содержат никаких короткозамыкающих элементов, их легко изготовлять в полосковом печатном варианте, как показано на рис. 10.04.3.

10.05. Фильтры с параллельными и последовательными шлейфами

В схеме фильтра, приведенной на рис. 10.05.1, используются короткозамкнутые шлейфы длиной $\lambda_0/4$, размещенные на расстоянии $\lambda_0/4$ друг от друга, что придает ей сходство со схемой на

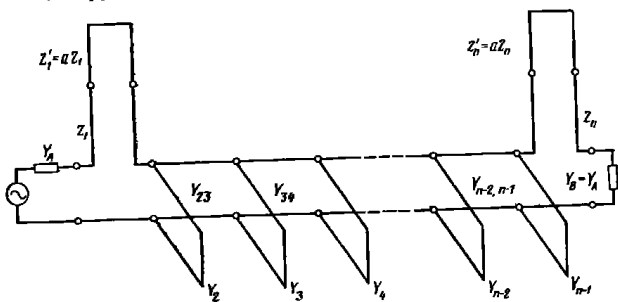


Рис. 10.05.1. Полоснопропускающий фильтр с четвертьволновыми параллельными шлейфами, четвертьволновыми соединительными линиями и полуволновыми последовательными шлейфами на концах. Опорной длиной волны служит длина волны на средней частоте ω_0

рис. 10.03.1. Однако у рассматриваемого фильтра на каждом конце *последовательно* включены полуволновые короткозамкнутые шлейфы. Они дают «бесконечное» затухание на частотах ω вблизи полосы пропускания¹⁾ так же, как у фильтра, приведенного на рис. 10.04.2. Следует заметить, что в данном случае затухание остается большим на частотах $\omega=0$ и $\omega=2\omega_0$ (как исключение, возможны узкие паразитные полосы пропускания на частоте $2\omega_0$, появляющиеся вследствие каких-либо расстройок).

В описываемом случае достаточно точным будет следующее

¹⁾ Разумеется, из-за потерь рассеяния затухание на этих частотах всегда будет конечным, но величина L_A оказывается очень большой на резонансных частотах полуволновых шлейфов.

частотное преобразование от прототипа нижних частот к полоснопропускающему фильтру (см. § 10.01):

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{F_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{F_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}, \quad (10.05.1)$$

где

$$F_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{-\cos\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right)}{\sqrt[n]{\left|\sin\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right)\right| \left[\sin\frac{\pi}{2}\frac{\omega-\omega_\infty}{\omega_0}\right]^2 \left[\sin\frac{\pi}{2}\frac{\omega-2\omega_0+\omega_\infty}{\omega_0}\right]^2}}; \quad (10.05.2)$$

$\omega_1/\omega_0 = 1 - w/2$, а ω_∞ — частота в полосе заграждения, на которой требуется получить бесконечное затухание.

Выбрав прототип нижних частот, определив значения элементов $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$, частоту среза ω_1 и задавшись величинами Y_A, w (или ω_1/ω_0) и ω_∞/ω_0 , можно выполнить расчет по нижеприведенным формулам.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРОВ ТИПА, ИЗОБРАЖЕННОГО НА РИС. 10.05.1

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используем преобразования (10.05.1) и (10.05.2). Вычисляем:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{w}{2}\right); \quad C_a = 2d g_2, \quad (10.05.3)$$

где $d \leq 1$ — безразмерная постоянная (обычно 0,5 или несколько больше), которую можно выбрать так, чтобы получить желаемый уровень сопротивления внутри фильтра;

$$\frac{J_{23}}{Y_A} = \frac{\sqrt{g_2 C_a}}{g_0 \sqrt{g_2 g_3}}, \quad \frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \Big|_{k=3+n-3} = \frac{C_a}{g_0 \sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad (10.05.4)$$

$$\frac{J_{n-2, n-1}}{Y_A} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{C_a g_0}{g_{n-2} g_{n+1}}}; \quad (10.05.5)$$

$$N_{k, k+1} \Big|_{k=2+n-2} = \sqrt{\left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{\omega_1 C_a \operatorname{tg} \theta_1}{2 g_0}\right)^2}; \quad (10.05.6)$$

$$\theta_\infty = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_\infty}{\omega_0}, \quad a = \operatorname{ctg}^2 \theta_\infty, \quad (10.05.7)$$

где ω_∞ — частота бесконечного затухания, как указано на рис. 10.05.2.

Применительно к схеме, представленной на рис. 10.05.1, имеем:

Для шлейфов

$$Z_1 = \frac{[a(\operatorname{tg} \theta_1)^2 - 1] \omega_1' \varepsilon_0 \varepsilon_1}{Y_A (a+1) \operatorname{tg} \theta_1}, \quad Z_1' = a Z_1; \quad (10.05.8)$$

$$Y_3 = \frac{Y_A \omega_1' (1-d) \varepsilon_2}{\varepsilon_0} \operatorname{tg} \theta_1 + Y_A \left(N_{23} - \frac{J_{23}}{Y_A} \right); \quad (10.05.9)$$

$$Y_{k|k=3 \div n-2} = Y_A \left(N_{k-1, k} + N_{k+1, k} - \frac{J_{k-1, k}}{Y_A} - \frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right); \quad (10.05.10)$$

$$Y_{n-1} = \frac{Y_A \omega_1' (\varepsilon_{n-1} \varepsilon_0 - d \varepsilon_2 \varepsilon_{n+1}) \operatorname{tg} \theta_1}{\varepsilon_0 \varepsilon_{n+1}} + N_{n-2, n-1} - \frac{J_{n-2, n-1}}{Y_A}; \quad (10.05.11)$$

$$Z_n = \frac{[a(\operatorname{tg} \theta_1)^2 - 1] \omega_1' \varepsilon_n \varepsilon_{n+1}}{Y_A (a+1) \operatorname{tg} \theta_1}, \quad Z_n' = a Z_n. \quad (10.05.12)$$

Для соединительных линий

$$Y_{k, k+1|k=2 \div n-2} = \left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \right) Y_A. \quad (10.05.13)$$

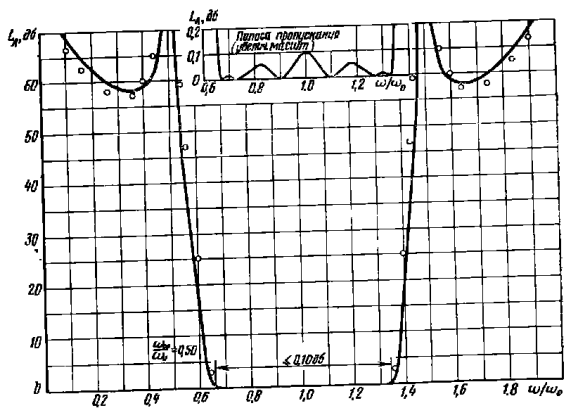


Рис. 10.05.2. Вычисленная характеристика фильтра, приведенного на рис. 10.05.1, с полосой пропускания, приблизительно соответствующей перекрытию 2:1.

Сплошной линией показана характеристика фильтра, незначительными кружками — точки, полученные преобразованием характеристики прототипа при использовании Ф-лы (10.05.1)

Как и при расчетах по ф-лам (10.03.1) — (10.03.8), для получения некоторой свободы в выборе уровня сопротивлений по внутренней части фильтра можно использовать безразмерный параметр d . Напоминаем, что выбор величины d несколько сказывается на допущениях, положенных в основу расчетной методики

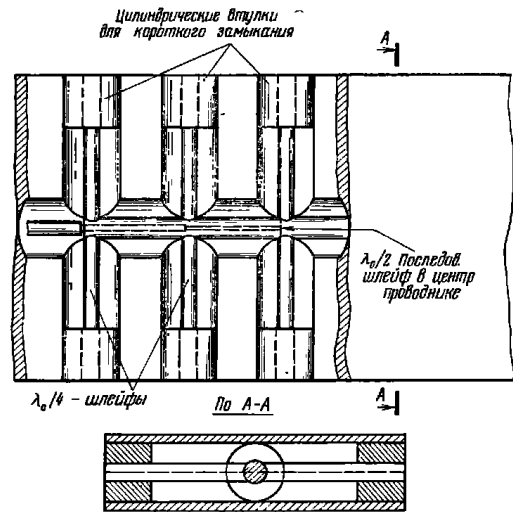


Рис. 10.05.3. Возможный способ изготовления широкополосных фильтров типа, приведенного на рис. 10.05.1, в виде разъемной коаксиальной конструкции

ки, однако значения d , взятые в пределах $0 < d \leq 1$, оказываются вполне приемлемыми (пока что в расчетах использовалось только значение $d=0,5$).

Ниже приведены результаты проверочного расчета, выполненного с использованием чебышевского прототипа с величиной пульсации 0,1 дБ и числом реактивных элементов $n=8$ при $\omega_1/\omega_0 = 0,650$, $\omega_{\infty}/\omega_0 = 0,500$, $Y_A=1$ и $d=0,5$:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 = Z_8 = 0,606; & \quad Y_3 = Y_6 = 1,235 \\ Z_1' = Z_8' = 0,606; & \quad Y_{24} = Y_{66} = 0,779 \\ Y_3 = Y_7 = 1,779; & \quad Y_4 = Y_6 = 1,258 \\ Y_{23} = Y_{67} = 0,823; & \quad Y_{45} = 0,770 \end{aligned} \right\} \quad (10.05.14)$$

На рис. 10.05.2 приведена рассчитанная характеристика этого фильтра (сплошная линия); кружочками показаны точки, полученные из характеристики прототипа нижних частот с помощью преобразований (10.05.1) и (10.05.2). Отметим, что точка с затуханием 0,1 дБ с левой стороны полосы пропускания получилась почти на заданной частоте $\omega/\omega_0=0,65$ и что, в общем, реализация заданной характеристики будет удовлетворительной в большинстве практических случаев.

На рис. 10.05.3 показан вариант конструктивного решения фильтра, приведенного на рис. 10.05.1. Это так называемая разъемная коаксиальная конструкция. Круглые центральные проводники находятся внутри цилиндрических объемных резонаторов, изготовленных из цельного разъемного бруска металла. Полуволновый последовательный шлейф на входе фильтра выполнен в виде коаксиального шлейфа внутри основной линии фильтра.

Параллельные четвертьволновые короткозамкнутые шлейфы реализованы в виде параллельных пар, так что волновая проводимость каждого шлейфа поделена пополам. Такая конструкция обеспечивает надежное крепление. Последовательные полуволновые короткозамкнутые шлейфы находятся внутри центрального проводника.

10.06. Фильтры на встречных стержнях с узкой или средней полосой пропускания

На рис. 10.06.1 приведена схема одного из типов фильтра на встречных стержнях, который будет рассмотрен в настоящем параграфе. Как видно из рисунка, фильтр состоит из полосковых резонаторов, расположенных между параллельными заземленными пластинами и работающих на волне ТЕМ. Длина каждого эле-

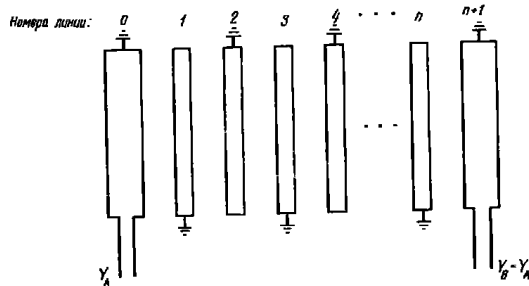


Рис. 10.06.1. Фильтр на встречных стержнях с короткозамкнутыми линиями на концах.

Y_A, Y_B — волновые проводимости нагружающих линий

мента фильтра равна четверти длины волны на средней частоте полосы пропускания; на одном конце каждый элемент короткозамкнут, а на другом — разомкнут. Связь осуществляется посредством краевых полей между соседними элементами. Линии от 1 до n , исходя из методики расчета, описываемой в данном параграфе, являются резонаторами, а линии 0 и $n+1$ служат только как трансформаторы сопротивлений. Таким образом, при использовании этой методики прототип нижних частот с n реактивными элементами приведет к фильтру на встречных стержнях с $n+2$ элементами.

Если учитывать влияния всех связей, то математическое описание работы фильтров на встречных стержнях, рассматриваемых здесь и в следующем параграфе, становится весьма громоздким [2]. Поскольку синтез цепи с заданной характеристикой намного более трудная задача по сравнению с анализом заданной цепи и поскольку точное исследование рассматриваемой структуры чрезвычайно сложно само по себе, возможность получения удобной и точной методики синтеза представляется весьма неясной. В приводимом здесь методе синтеза используются некоторые дополнительные упрощающие приближения (помимо тех, которые были сделаны в §§ 10.02—10.05). Это позволяет получить простые, хотя и приближенные расчетные соотношения, которые оказываются достаточно точными для большинства практических случаев.

На рис. 10.06.2 показана решетка из параллельно связанных линий. Такие решетки используются в фильтрах на встречных стержнях. Их электрические свойства могут быть описаны с помощью собственных емкостей C_k на единицу длины каждого стержня относительно земли и взаимных емкостей $C_{k, k+1}$ на единицу длины между соседними стержнями k и $k+1$. Такое представление не-

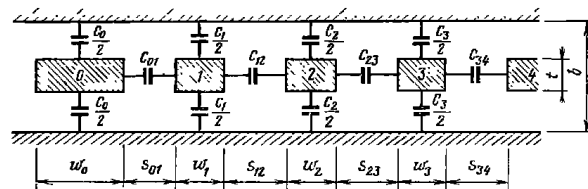


Рис. 10.06.2. Поперечное сечение решетки из параллельно связанных линий между заземленными пластинами

всегда будет достаточно строгим; вполне возможно, что существует значительная краевая емкость между данной линией и, например, другой находящейся за ближайшей соседней линией. Опыт показал, однако, что, по крайней мере, для структур типа, приведенного на рис. 10.06.2, такое допущение вполне приемлемо.

Выражения для расчета фильтров на встречных стержнях будут содержать нормированные собственные и взаимные емкости соответственно C_k/ϵ и $C_{k,k+1}/\epsilon$ для всех линий здесь (ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды распространения). Зная эти нормированные емкости, проектировщик с помощью данных § 5.05 сможет определить геометрические размеры стержней.

Удобное и достаточно точное частотное преобразование (см. § 10.01), применяемое для определения характеристик затухания фильтра на встречных стержнях, имеет следующий вид:

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{2}{\omega} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right), \quad (10.06.1)$$

где

$$\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}; \quad (10.06.2)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}, \quad (10.06.3)$$

а ω' , ω_1' , ω_2' , ω , ω_1 и ω_2 — частоты, показанные на рис. 10.01.1.

Ниже даны приближенные расчетные формулы для одного из типов фильтров на встречных стержнях.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРОВ НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ ТИПА, ИЗОБРАЖЕННОГО НА РИС. 10.06.1

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используем ф-лы (10.06.1) — (10.06.3). Входная и выходная линии этого фильтра не являются резонаторами, поэтому в фильтре будет $n+2$ линий.

Вычисляем:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{2} \right); \quad (10.06.4)$$

$$\frac{J_{01}}{Y_A} = \frac{1}{\sqrt{g_0 g_1 \omega_1}}, \quad \left. \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right|_{k=1:n-1} = \frac{1}{\omega_1' \sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad (10.06.5)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_A} = \frac{1}{\sqrt{g_n g_{n+1} \omega_1'}}; \quad (10.06.6)$$

$$N_{k,k+1} \Big|_{k=1:n-1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right)^2 + \frac{\text{tg}^2 \theta_1}{4}}; \quad (10.06.7)$$

$$M_1 = Y_A \left(\frac{J_{01}}{Y_A} \sqrt{h} + 1 \right), \quad M_n = Y_A \left(\frac{J_{n,n+1}}{Y_A} \sqrt{h} + 1 \right). \quad (10.06.8)$$

— 88 —

где h — безразмерный масштабный множитель, который выбирается произвольно так, чтобы получить желаемый уровень проводимостей в фильтре.

Нормированные собственные емкости C_k/ϵ на единицу длины для линий фильтра равны:

$$\frac{C_0}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} [2Y_A - M_1]; \quad (10.06.9)$$

$$\frac{C_1}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ Y_A - M_1 + h Y_A \left[\frac{\text{tg} \theta_1}{2} + \left(\frac{J_{01}}{Y_A} \right)^2 + N_{12} - \frac{J_{12}}{Y_A} \right] \right\}; \quad (10.06.10)$$

$$\left. \frac{C_k}{\epsilon} \right|_{k=2:n-1} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} h Y_A \left(N_{k-1,k} + N_{k,k+1} - \frac{J_{k-1,k}}{Y_A} - \frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right); \quad (10.06.11)$$

$$\frac{C_n}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ Y_A - M_n + h Y_A \left[\frac{\text{tg} \theta_1}{2} + \left(\frac{J_{n,n+1}}{Y_A} \right)^2 + N_{n-1,n} - \frac{J_{n-1,n}}{Y_A} \right] \right\}; \quad (10.06.12)$$

$$\frac{C_{n+1}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} [2Y_A - M_n], \quad (10.06.13)$$

где ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость, а ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость в среде распространения.

Нормированные взаимные емкости $C_{k,k+1}/\epsilon$ на единицу длины между смежными линиями равны:

$$\frac{C_{01}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} [M_1 - Y_A]; \quad (10.06.14)$$

$$\left. \frac{C_{k,k+1}}{\epsilon} \right|_{k=1:n-1} = \frac{376,7 h Y_A}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{J_{k,k+1}}{Y_A} \right); \quad (10.06.15)$$

$$\frac{C_{n,n+1}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} [M_n - Y_A]. \quad (10.06.16)$$

Изложенный метод расчета в первую очередь пригоден для фильтров с узкой или умеренно широкой полосой пропускания. Хотя никаких специальных исследований такого рода не проводилось, представляется вероятным, что в случае ширины полосы 30% или более вместо приведенных здесь ф-л (10.06.4) — (10.06.16) придется применить расчетную методику и формулы, приводимые далее в § 10.07. Каждый из этих методов расчета справедлив как для узких, так и для широких полос пропускания. Основной недостаток расчетного метода данного параграфа при использовании его для широкополосных фильтров заключается в том, что для

— 89 —

больших полос пропускания зазоры между стержнями 0 и 1 и между стержнями n и $n+1$, а также ширина стержней 1 и n (см. рис. 10.06.1) становятся недопустимо малыми.

Для того чтобы рассчитать фильтр на встречных стержнях по ф-лам (10.06.4) — (10.06.16), определим сначала с помощью выражений (10.06.1) — (10.06.3) и графиков § 4.03 число реактивных элементов n в прототипе инжних частот, необходимых для получения требуемой крутизны характеристики и требуемых характеристик в полосе пропускания. После того как из таблиц гл. 4 определены частота среза прототипа ω_1' и значения элементов g_0, g_1, \dots, g_{n+1} , можно перейти к расчету самого фильтра. Следует иметь в виду, что относительная ширина его полосы берется на 6—7% больше требуемой, поскольку, как будет видно ниже из проверочного расчета, ввиду приближенности расчетных формул происходит некоторое сужение полосы пропускания. При определении величины n в выражениях (10.06.1) — (10.06.3) необходимо, однако, брать заданное значение ω . Отметим, что величина $Y_A = Y_B$ представляет собой волновую проводимость нагружающих линий.

После того как рассчитаны все параметры J/Y_A и N , необходимо выбрать масштабный множитель h , определяющий уровень проводимостей. При этом нужно руководствоваться следующим основным соображением: размеры линий должны быть такими, чтобы резонаторы обладали высокой ненагруженной добротностью. Пока еще неизвестно, какие необходимы размеры для обеспечения оптимальных добротностей резонаторов в структурах фильтров на встречных стержнях. Однако известно, что для коаксиальных резонаторов с воздушным заполнением оптимальная величина добротности получается при сопротивлении линии, приблизительно равной 76 ом. Кроме того, ряд приближенных исследований показывает, что оптимальные сопротивления полосковых резонаторов на толстых прямоугольных стержнях типа, приведенного на рис. 10.06.2, не намного отличаются от указанного значения. Поэтому параметр h в данном случае рекомендуется выбирать так, чтобы получить следующую величину при воздушном заполнении фильтра:

$$\frac{2C_{k-1,k}}{\epsilon} + \frac{C_k}{\epsilon} + \frac{2C_{k,k+1}}{\epsilon} \approx 5,4. \quad (10.06.17)$$

Если эта величина окажется точно равной 5,4 при $\epsilon_r = 1$, то волновые сопротивления линий резонаторов в центре фильтра будут равны 70 ом при условии, что соседние линии возбуждаются напряжением с одинаковой амплитудой, но с противоположной фазой (обобщенное условие получения проводимости для нечетного типа колебаний).

После того как найдены значения h , производятся все остальные вычисления: рассчитываются нормированные емкости C_k/ϵ и $C_{k,k+1}/\epsilon$, а затем определяются размеры линий с помощью выражений (5.05.33) — (5.05.35) и сопровождающих их графиков.

Для проверки описанной методики был разработан фильтр на основе чебышевского прототипа с числом реактивных элементов $n=6$ и величиной пульсации $L_{A,r} = 0,1$ дб. Параметры прототипа были равны: $g_0=1, g_1=1,1681, g_2=1,4039, g_3=2,0562, g_4=1,5170, g_5=1,9029, g_6=0,8618, g_7=1,3554$ и $\omega_1'=1$. Фильтр рассчитывался на относительную ширину полосы пропускания $\omega=0,1$ при средней частоте $f_0=1,5$ Гц.

Все исходные и полученные при расчете величины сведены в табл. 10.06.1. Параметр h был выбран таким, чтобы сумма емкостей в выражении (10.06.17) равнялась 5,4. Полученная в результате цепь симметрична по геометрическим размерам элементов, так как чебышевский прототип антисимметричен, т. е. одна его половина обратна другой половине (см. § 4.05).

ТАБЛИЦА 10.06.
ЗНАЧЕНИЯ ВЕЛИЧИН, ПРИВЕДЕННЫХ В Ф-ЛАХ (10.06.4) — (10.06.16)
И НА РИС. 10.06.2. ДЛЯ ОПЫТНОГО РАСЧЕТА ФИЛЬТРА ($n=6, \omega=0,1$)

k	$J_{k,k+1}/Y_A$	$N_{k,k+1}$	$C_{k,k+1}/\epsilon$	$\frac{g_{k,k+1}}{mm}$	k	C_k/ϵ	$\frac{g_k}{mm}$
0 и 6	0,9253		1,582	4,04 ¹⁾	0 и 7	5,950	10,29 ²⁾
1 и 5	0,7809	6,401	0,301	10,64	1 и 6	3,390	3,86
2 и 4	0,5886	6,381	0,226	13,00	2 и 5	4,420	4,65
3	0,5662	6,379	0,218	13,21	3 и 4	4,496	4,65

$\omega=0,10;$ $h=0,06143;$ $Y_A=0,020$ мк; $b=15,88$ мм;
 $\epsilon_1=1,452;$ $\epsilon_r=1;$ $M_1=M_2=0,02420;$ $t=4,75$ мм;

¹⁾ Заменена на 3,23 мм после лабораторных испытаний.
²⁾ Заменена на 11,10 мм после лабораторных испытаний.

На рис. 10.06.3 показан внешний вид фильтра, а на рис. 10.06.4 — те его размеры, которые не вошли в табл. 10.06.1. Короткозамыкающие боковые стенки фильтра расположены друг от друга точно на расстоянии четверти длины волны на средней частоте полосы $f_0=1,5$ Гц ($\lambda_0/4=5$ см). Из-за наличия емкости между разомкнутыми концами резонаторов и боковыми стенками необходимо было так укоротить резонаторы, чтобы сохранить их резонансную частоту $f_0=1,5$ Гц. Пока еще не разработано никакого удовлетворительного способа учета всех краевых емкостей на разомкнутых концах резонаторов. Однако были проведены грубые оценки с использованием сведений о краевых емкостях из § 5.05 и ряда различных приближений. Найденные таким образом размеры укорочения резонаторов составили 5,49 мм. Вместе с тем, как показали лабораторные испытания, это значение слишком велико, так как средняя частота полосы пропускания получилась равной 1,56 Гц вместо 1,5 Гц. Хотя полосу пропускания фильтра

всегда можно с помощью настроечных винтов сместить в область низких частот, тем не менее, если резонаторы были бы укорочены не на 5,49, а на 4,1 мм, то средняя частота полосы пропускания почти достигла бы, вероятно, требуемой величины.

Попыток снизить среднюю частоту полосы до 1,5 Гц не производилось. Однако было установлено, что, поскольку краевые ем-

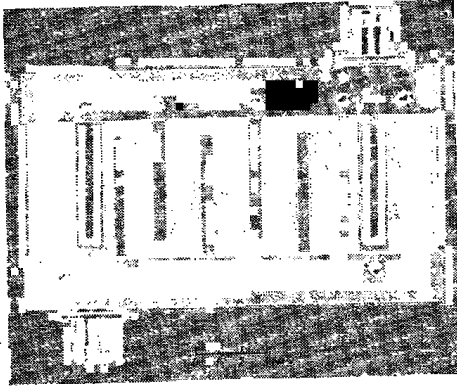


Рис. 10.06.3. Фильтр на встречных стержнях с полосой пропускания 10% (верхняя пластина снята)

кости на разомкнутых концах резонаторов 1 и 6 отличаются от краевых емкостей других резонаторов, необходимо их увеличить с помощью настроечных винтов. До осуществления этого характеристика в полосе пропускания оставалась несимметричной (что указывало на расстройку одних резонаторов по отношению к другим).

При первых испытаниях фильтра максимальное значение ксв в полосе пропускания составляло 2,2, т. е. оказалось довольно большим, так как величина чебышевских пульсаций в 0,1 дБ соответствует пиковому значению ксв, равному только 1,36. Подобные явления обычно можно устранить, изменяя связь между оконечной линией и первым резонатором на каждом конце фильтра. Так, для уменьшения величины зазоров $S_{01} = S_{07}$ (от 4,04 до 3,23 мм) к входной и выходной линиям (линии 0 и 7) были добавлены латунные прокладки толщиной 0,81 мм. Благодаря этому ксв на входе уменьшился и не превышал в полосе пропускания 1,3. В том случае, если к величине ксв в этой полосе предъявляются жесткие требова-

ния, представляется желательным, чтобы при разработке опытных моделей фильтров на встречных стержнях типа, описанного в данной главе, была предусмотрена возможность регулировки величины зазора связи в оконечных звеньях.

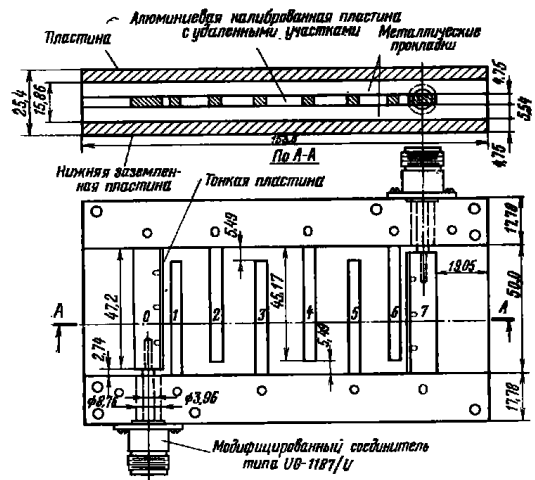


Рис. 10.06.4. Вид сверху и сечение фильтра, приведенного на рис. 10.06.3.

Все размеры в мм. Часть размеров приведена в табл. 10.06.1 (их обозначения см. на рис. 10.06.2)

На рис. 10.06.5а приведена экспериментальная характеристика затухания рассматриваемого фильтра, а на рис. 10.06.5б — характеристика его ксв. Измеренная относительная ширина полосы оказалась несколько меньше расчетной ($\omega = 0,0935$ вместо 0,1). Сравнение измеренного затухания и вычисленного с помощью выражений (10.06.1) — (10.06.3) и рис. 4.03.46 при $\omega = 0,0935$ и $f_0 = \omega_0 / 2\pi = 1,563$ Гц показало, что измеренное затухание в полосе запырания было несколько меньше, чем ожидаемое от чебышевского фильтра с величиной пульсаций $L_{дг} = 0,1$ дБ. Однако ксв в полосе пропускания (см. рис. 10.06.5б) оказался в основном намного меньше пикового значения 1,36, соответствующего величине чебышевских пульсаций 0,1 дБ; некоторые всплески ксв появились, ве-

роятно, из-за разъемов или небольшой расстройки¹⁾. Определялось также затухание фильтра с величиной пульсаций $L_{дт} = 0,01$ дБ (максимальный ксв=1,1); результаты приведены в табл. 10.06.2.

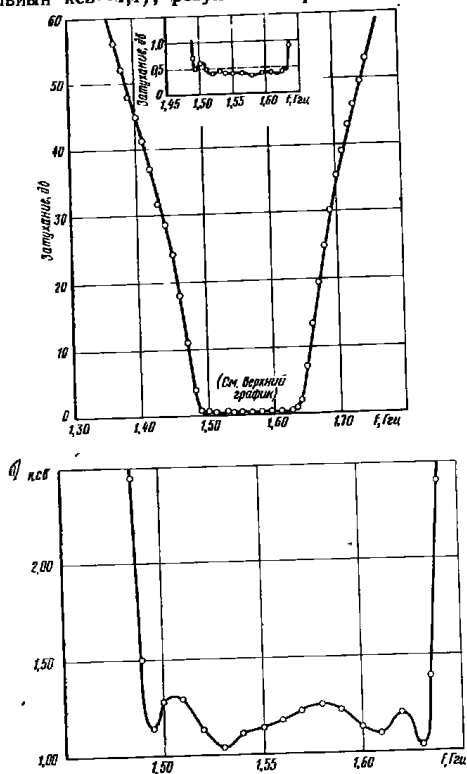


Рис. 10.06.5. Экспериментальные характеристики затухания (а) и ксв (б) фильтра, приведенного на рис. 10.06.3

¹⁾ Ксв в полосе пропускания — наиболее чувствительный показатель соответствия характеристик разработанного фильтра и фильтра-прототипа. Поскольку затухание в полосе пропускания определяется путем измерения передачи, оно включает в себя еще и затухание из-за потерь рассеяния, которые зависят от добротности резонаторов и могут быть значительно больше 0,1 дБ.

Отметим, что измеренная величина затухания в полосе зашпирирования была меньше вычисленной для фильтра с величиной пульсаций 0,1 дБ, но больше вычисленной для фильтра с величиной пульсаций 0,01 дБ. Таким образом, расчеты по приближенной методике вполне согласуются с экспериментальными результатами.

Средняя частота второй полосы пропускания для фильтров на встречных стержнях равна $3\omega_0$ (где ω_0 — средняя частота первой полосы пропускания). На частотах $\omega = 0,2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д. лежат полюса затухания высокой кратности (см. § 2.04), так что полюсы зашпирирования ярко выражены. В отличие от других фильтров, ранее рассмотренных в этой главе, фильтры на встречных стержнях не могут иметь паразитных полюсов пропускания вблизи частот $2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д., как бы плохо они не были настроены.

На основе затухания, измеренного в полосе пропускания фильтра, было вычислено, что ненагруженные добротности резонаторов фильтра Q_n равны приблизительно 1100. Если бы в конструкции вместо алюминия использовалась медь, то значения Q_n могли бы оказаться примерно на 25% больше. Вероятно какой-то другой уровень сопротивлений внутри фильтра мог бы также привести к более высоким значениям добротности при том же самом расстоянии между наружными пластинами. Повысить добротности резонаторов возможно шлифовкой стержней и наружных пластин.

Линии опытного фильтра на встречных стержнях (см. рис. 10.06.3 и 10.06.4) изготавливались следующим образом: из одного куска листовой заготовки вырезались линии 0, 2, 4, 6 (получалась своего рода гребенка), а линии 1, 3, 5, 7 выполнялись аналогичным образом из второго куска листовой заготовки (фактически обе гребенки изготавливались одновременно путем наложения двух заготовок друг на друга). Встречное расположение двух гребенчатых структур между наружными пластинами давало требуемую конструкцию фильтра.

На рис. 10.06.6 показан вариант выполнения фильтра на встречных стержнях, более дешевый в изготовлении. Требуемая структура выполнялась с помощью фотогравировки на фольгированной

ТАБЛИЦА 10.06.2
СРАВНЕНИЕ ИЗМЕРЕННОГО ЗАТУХАНИЯ (РИС. 10.06.5) И ЗАТУХАНИЯ, РАССЧИТАННОГО С ПОМОЩЬЮ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ (10.06.1) — (10.06.3)

f, ГГц	L _д , дБ		
	для L _{дт} =0,01	измеренное	для L _{дт} =0,1
1,440	25	29	35,5
1,686	25	28	35,5
1,380	49,5	52	59,5
1,746	49,5	52	59,5

Примечание. Вычисления проведены для величин пульсаций 0,01 и 0,1 дБ, $n=6$, $\omega=0,0935$ и $f_0=\omega_0/2\pi=1,563$ ГГц.

диэлектрической пластине, а затем удалялся диэлектрический материал между линиями. Однако в участках, где линии разомкнуты, диэлектрик был оставлен, чтобы обеспечить хорошую опору.

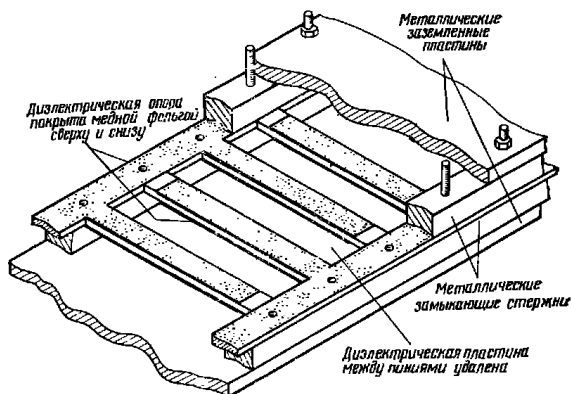


Рис. 10.06.6. Простая конструкция фильтров на встречных стержнях

При такой конструкции распространение колебаний происходит, главным образом, в воздухе, что должно обеспечить хорошие электрические характеристики; кроме того, фильтры этого типа должны оказаться очень дешевыми при массовом производстве.

Применение круглых стержней между наружными пластинами также представляется весьма заманчивым при изготовлении фильтров на встречных стержнях [2]. Однако пока что нет удовлетворительных методов для точного определения диаметров стержней и их размещения при заданных емкостях линий¹⁾.

10.07. Широкополосные фильтры на встречных стержнях

В данном параграфе продолжим описание полоснопропускающих фильтров на встречных стержнях, начатое в § 10.06. Рассмотрим фильтр, показанный на рис. 10.07.1. Он отличается от приведенного на рис. 10.06.1 тем, что внешние нагружающие линии при-

¹⁾ Больян (Bolljahn) и Маттей [2] дают приближенный метод расчета структур, состоящих из круглых стержней одинакового диаметра, расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга.

соединяются не к короткозамкнутым, а к разомкнутым элементам фильтра.

При расчете его с помощью излагаемой здесь методики все линии (в том числе и линии 1 и n) считаются резонаторами. Та-

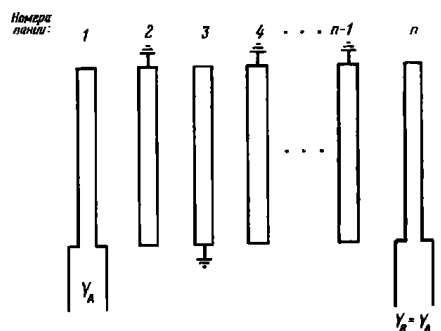


Рис. 10.07.1. Фильтр на встречных стержнях с разомкнутыми линиями на концах.

Y_A, Y_B — волновые проводимости нагружающих линий

ким образом, прототип нижних частот с числом реактивных элементов, равным n, приведет к фильтру на встречных стержнях, составленному из n линий.

Ниже даются приближенные расчетные формулы для фильтров этого типа.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРОВ НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ ТИПА, ИЗОБРАЖЕННОГО НА РИС. 10.07.1

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используем преобразования (10.06.1) — (10.06.3). Входная и выходная линии рассматриваемого фильтра считаются резонаторами, поэтому в нем будет n линий. Вычисляем:

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{w}{2}\right); \quad (10.07.1)$$

$$\frac{J_{k, k+1}}{Y_A} \Big|_{k=2 \div n-3} = \frac{g_k}{g_0 \sqrt{g_k g_{k+1}}}, \quad \frac{J_{n-2, n-1}}{Y_A} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{g_n g_0}{g_{n-2} g_{n+1}}}; \quad (10.07.2)$$

$$N_{k, k+1} |_{k=2 \div n-2} = \sqrt{\left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right)^2 + \left(\frac{\omega_1' g_2 \operatorname{tg} \theta_1}{2 g_0}\right)^2}; \quad (10.07.3)$$

$$\frac{Z_1}{Z_A} = \omega_1' g_0 g_1 \operatorname{tg} \theta_1; \quad (10.07.4)$$

$$\frac{Y_2}{Y_A} = \frac{\omega_1' g_2}{2 g_0} \operatorname{tg} \theta_1 + N_{23} \frac{J_{23}}{Y_A}; \quad (10.07.5)$$

$$\frac{Y_k}{Y_A} |_{k=3 \div n-2} = N_{k-1} + N_{k, k+1} \frac{J_{k-1, k}}{Y_A} - \frac{J_{k, k+1}}{Y_A}; \quad (10.07.6)$$

$$\frac{Y_{n-1}}{Y_A} = \frac{\omega_1' (2 g_0 g_{n-1} - g_2 g_{n+1} \operatorname{tg} \theta_1)}{2 g_0 g_{n+1}} + N_{n-2, n-1} \frac{J_{n-2, n-1}}{Y_A}; \quad (10.07.7)$$

$$\frac{Z_n}{Z_A} = \omega_1' g_n g_{n+1} \operatorname{tg} \theta_1. \quad (10.07.8)$$

Нормированные собственные емкости C_k/ϵ на единицу длины для линий фильтра равны:

$$\frac{C_1}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{(1 - \sqrt{h})}{(Z_n/Z_A)}; \quad (10.07.9)$$

$$\frac{C_2}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_2}{Y_A}\right) - \sqrt{h} \frac{C_1}{\epsilon}; \quad (10.07.10)$$

$$\frac{C_k}{\epsilon} |_{k=3 \div n-2} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_k}{Y_A}\right); \quad (10.07.11)$$

$$\frac{C_{n-1}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{Y_{n-1}}{Y_A}\right) - \sqrt{h} \frac{C_n}{\epsilon}; \quad (10.07.12)$$

$$\frac{C_n}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{(1 - \sqrt{h})}{(Z_n/Z_A)}; \quad (10.07.13)$$

где ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость; ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость в среде распространения и h безразмерный масштабный множитель, определяющий уровень проводимостей, величина которого выбирается так, чтобы получить желаемый уровень проводимостей в фильтре.

Нормированные взаимные емкости $C_{k, k+1}/\epsilon$ на единицу длины между смежными линиями фильтра равны:

$$\frac{C_{12}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)}; \quad (10.07.14)$$

$$\frac{C_{k, k+1}}{\epsilon} |_{k=2 \div n-2} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A h \left(\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}\right); \quad (10.07.15)$$

$$\frac{C_{n-1, n}}{\epsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r}} Y_A \frac{\sqrt{h}}{(Z_n/Z_A)}. \quad (10.07.16)$$

Такой тип фильтра больше всего подходит для получения характеристик со средней или широкой полосой пропускания (т. е. с шириной полосы 30% и более), хотя приведенная методика расчета справедлива и для узкополосных фильтров. Основным недостатком ее в случае расчета узкополосных фильтров является то, что сопротивления линий l и n получаются очень большими.

За исключением нескольких расчетных формул, эта методика в основном почти такая же, как и для фильтров, рассмотренных в предыдущем параграфе. При использовании Ф-л (10.07.1) — (10.07.16) относительную ширину полосы ω нужно брать примерно на 8% больше заданной, чтобы учесть некоторое сужение полосы. Для выбора множителя h можно пользоваться Ф-лой (10.06.17).

На основе чебышевского прототипа, с числом реактивных элементов $n=8$ и величиной пульсации $L_{Ar}=0,1$ дБ, был разработан опытный образец фильтра. Параметры прототипа были следующими: $g_0=1$, $g_1=1,1897$, $g_2=1,4346$, $g_3=2,1199$, $g_4=1,6010$, $g_5=2,1699$, $g_6=1,5640$, $g_7=1,9444$, $g_8=0,8778$, $g_9=1,3554$ и $\omega_1'=1$. Расчет выполнялся для относительной ширины полосы $\omega=0,7$ и средней частоты $1,5$ ГГц, а параметр h был выбран так, чтобы сумма емкостей в выражении (10.06.7) равнялась 5,86 (при этом обобщенное сопротивление для нечетного типа колебаний у линий центральной части фильтра получается равным 64,5 ом). В табл. 10.07.1 приведены некоторые рассчитанные величины.

ТАБЛИЦА 10.07.1
НЕКОТОРЫЕ ПАРАМЕТРЫ, ПОЛУЧЕННЫЕ ПРИ РАСЧЕТЕ ОПЫТНОГО ФИЛЬТРА
НА ВСТРЕЧНЫХ СТЕРЖНЯХ С ШИРИНОЙ ПОЛОСЫ В ОКТАВУ

k	$\frac{J_{k, k+1}}{Y_A}$	$\frac{C_{k, k+1}}{\epsilon}$	$\frac{Z_{k, k+1}}{\text{мм}}$	k	$\frac{Z_k}{Z_A}$ или $\frac{Y_k}{Y_A}$	C_k / ϵ	ω_k % мм
1 и 7		1,647	2,21 ¹⁾	1 и 8	1,941	2,235	3,20
2 и 6	0,823	1,115	3,45	2 и 7	1,779	1,463	3,07
3 и 5	0,779	1,056	3,63	3 и 6	1,235	1,675	3,20
4	0,770	1,044	3,71	4 и 5	1,258	1,706	3,23

$\omega=0,7$; $h=0,18$; $Y_A=0,020$ мО;
 $\theta_1=1,021$; $\epsilon_r=1$; $b=15,88$ мм;
 $l=1,6$ мм;

Примечание. Обозначение размеров см. на рис. 10.06.2.

¹⁾ Заменена после лабораторных испытаний на 2,34 мм.

²⁾ Вычислены при использовании поправочной Ф-лы (5.05.26).

На рис. 10.07.2 показан внешний вид фильтра, а на рис. 10.07.3 приведены его конструктивные особенности и размеры, не указанные в табл. 10.07.1. Фильтр был изготовлен способом, описанным

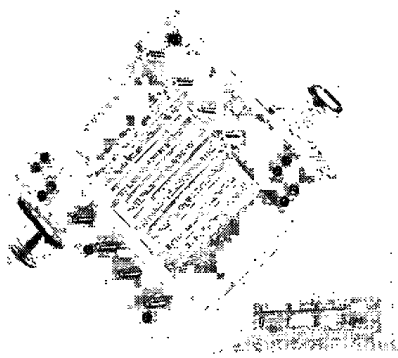


Рис. 10.07.2. Фильтр на встречных стержнях с полосой пропускания в одну октаву (верхняя пластина снята)

ТАБЛИЦА 10.07.2
СРАВНЕНИЕ ИЗМЕРЕННОГО ЗАТУХАНИЯ (РИС. 10.07.4) И РАССЧИТАННОГО С ПОМОЩЬЮ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ (10.06.1) — (10.06.3)

f, Гц	L _A , дБ	
	для L _A = 0,1	измеренное
0,90	32	31
2,23	32	33
0,70	56	55
2,43	56	57

Примечание. Вычисления производились для величины пульсации 0,1 дБ, n=8, α=0,645 и f₀=ω₀/2π=1,55 Гц

в § 10.06, с тем отличием, что резонаторы были укорочены только на 3,81 мм. Такое укорочение, к сожалению, оказалось чрезмерным из-за относительно малых размеров поперечного сечения элементов резонаторов. Поэтому средняя частота полосы получилась равной 1,55 Гц вместо 1,5 Гц. Более правильным было бы, вероятно, укорочение стержней на 3,18 мм.

При первых испытаниях фильтра квс оказался весьма малым почти во всей полосе (приблизительно 1,2 и менее) и только на средней частоте он достигал значения 1,8. Чтобы исправить это положение, были увеличены зазоры S₁₂ и S₇₈ от 2,21 до 2,34 мм, в результате чего квс в полосе стал более постоянным и не превышал значения 1,55.

На рис. 10.07.4а приведена экспериментальная характеристика затуха-

ния этого фильтра, а на рис. 10.07.4 б — характеристика его квс. Относительная ширина полосы равна 0,645 вместо заданного значения 0,7, что говорит о сужении ее примерно на 8%, вызванном

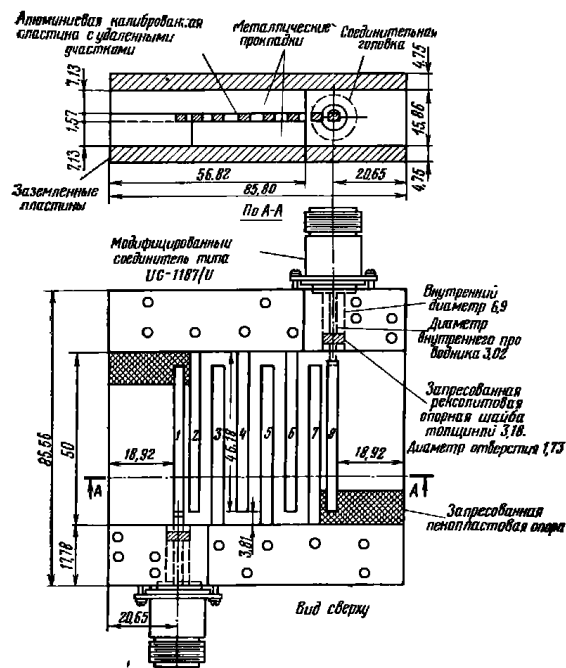


Рис. 10.07.3. Конструкция фильтра на встречных стержнях, приведенного на рис. 10.07.2. Все размеры в мм. Неуказанные размеры даны в табл. 10.07.1 (их обозначения см. на рис. 10.06.2)

различными приближениями, допущенными в расчетных выражениях. Характеристика затухания на рис. 10.07.4а была сопоставлена с затуханием, рассчитанным с помощью выражений (10.06.1) — (10.06.3) (при ω=0,645 и f₀=ω₀/2π=1,55 Гц) и кривой на рис. 4.03.46 для случая n=8. Полученные в результате расчетные и соответствующие им измеренные значения затухания сведены в табл. 10.07.2. Совпадение, как можно видеть, очень хорошее.

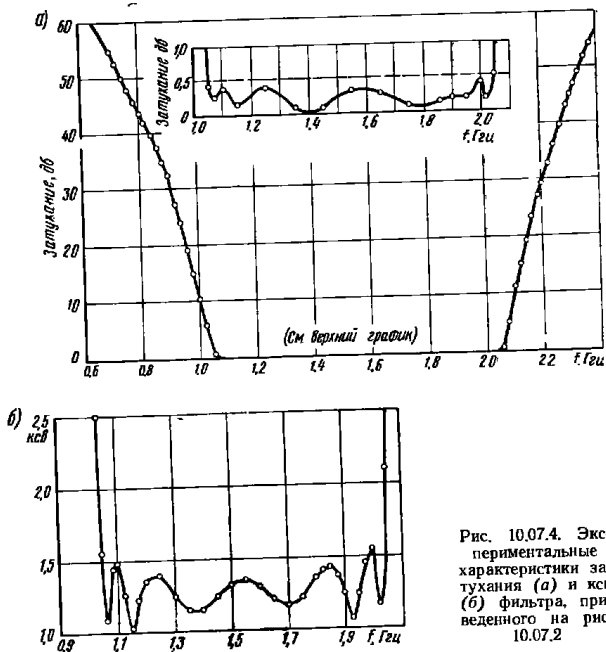


Рис. 10.07.4. Экспериментальные характеристики затухания (а) и коэф (б) фильтра, приведенного на рис. 10.07.2

10.08. Вывод расчетных формул для фильтров с параллельно связанными резонаторами и со шлейфами

Прежде всего, для вывода расчетных формул, приведенных в §§ 10.02—10.05, потребуется преобразование прототипа нижних частот (см. § 4.04) к его модифицированному виду (см. § 4.12). Такой модифицированный прототип содержит реактивные элементы только одного типа, а также инверторы сопротивлений или проводимостей, как показано на рис. 10.08.1; при этом считается, что инверторы сопротивлений и проводимостей частотнонезависимы и обладают свойствами, указанными на рис. 10.08.2. Напомним, что, после того как заданы значения элементов прототипа нижних частот $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n-1}$ для цепи на рис. 10.08.1 а, элементы $R_A, L_{a1}, L_{a2}, \dots, L_{an}, R_B$ могут быть выбраны произвольно. Если параметры инверторов сопротивлений определены по формулам, при-

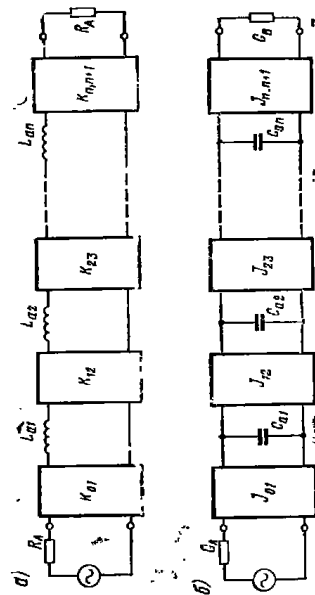


Рис. 10.08.1. Модифицированные прототипы нижних частот, содержащие инверторы сопротивлений или проводимостей: а — модифицированный прототип, в котором применяются инверторы сопротивлений; б — модифицированный прототип, в котором применяются инверторы проводимостей.

Величины g_0, g_1, \dots, g_{n-1} определяются на первоначальном прототипе, приведенного на рис. 4.04.1, а $R_A, L_{a1}, \dots, L_{an}$ и R_B или $G_A, C_{a1}, \dots, C_{a,n-1}$ и G_B могут быть выбраны произвольно:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_A L_{a1}}{g_0 g_1}}; \quad K_{k,k+1} |_{k=1 \dots n-1} = \sqrt{\frac{L_{ak} L_{a(k+1)}}{g_k g_{k+1}}};$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{L_{an} R_B}{g_n g_{n+1}}}; \quad J_{01} = \sqrt{\frac{G_A G_{a1}}{g_0 g_1}};$$

$$J_{k,k+1} |_{k=1 \dots n-1} = \sqrt{\frac{C_{ak} C_{a(k+1)}}{g_k g_{k+1}}}; \quad J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{C_{an} G_B}{g_n g_{n+1}}}$$

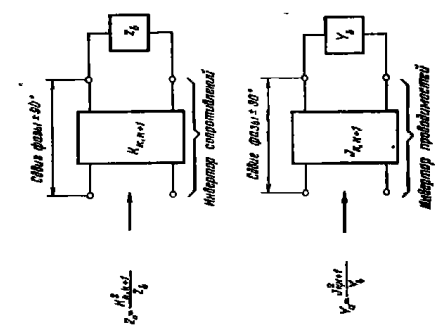


Рис. 10.08.2. Инверторы сопротивлений и проводимостей и их свойства

введенным в подпункте к рис. 10.08.1, то цепь, составленная из инверторов сопротивлений и последовательных индуктивностей, будет обладать точно такой же характеристикой, что и исходный LC-прототип лестничного типа. Это справедливо и для дуальной цепи на рис. 10.08.16.

Расчетные формулы в настоящей главе выводятся на основе преобразованных прототипов (см. рис. 10.08.1), использующих идеализированные частотно независимые инверторы сопротивлений или проводимостей. Смысл метода заключается в том, чтобы разбить модифицированный прототип на симметричные звенья и установить соотношения между характеристическими параметрами (см. гл. 3) звеньев модифицированного прототипа и характеристическими параметрами соответствующих звеньев реального полоснопропускающего свч фильтра.

Вывод расчетных формул, приведенных на стр. 65, 66

Эти формулы выводятся на основе модифицированного прототипа, представленного на рис. 10.08.1 б. На рис. 10.08.3 показано, как определяются величины элементов и каким образом прототип

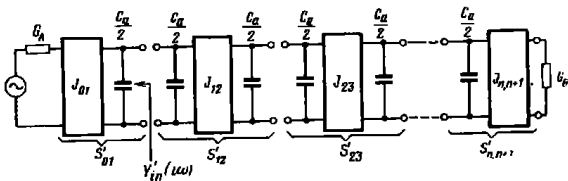


Рис. 10.08.3. Модифицированный прототип для вывода расчетных ф-л (10.02.6) — (10.02.13):

$$C_{ak} | k=1, 2, \dots, n = C_a = G_A / \omega_1' = G_B / \omega_1'$$

разбивается на звенья. Нетрудно показать, что характеристические проводимости $Y_{k,k+1}^i(\omega')$ и фаза $\beta_{k,k+1}$ (в полосе пропускания) для каждого из внутренних звеньев прототипа равны соответственно:

$$Y_{k,k+1}^i(\omega') = J_{k,k+1} \sqrt{1 - \left[\frac{\omega' (C_a/2)}{J_{k,k+1}} \right]^2}; \quad (10.08.1)$$

$$\beta_{k,k+1} \Big|_{\omega_1' < \frac{J_{k,k+1}}{C_a/2}} = \arcsin \left[\frac{\omega' (C_a/2)}{J_{k,k+1}} \right] \mp \frac{\pi}{2}, \quad (10.08.2)$$

где $C_a = G_A / \omega_1'$, а ω_1' — частота среза прототипа нижних частот. Выбор знака \mp в выражении (10.08.2) зависит от того, с каким

фазовым сдвигом берется инвертор: $+90$ или -90° . Преобразуя выражения в табл. 5.09.1, можно показать, что характеристические проводимость и фаза в полосе пропускания для параллельно связанного звена $S_{k,k+1}$ фильтра на рис. 10.02.1 а равны:

$$Y_I = \frac{Y(Y_{0o} - Y_{0e})^2 - (Y_{0o} + Y_{0e})^2 \cos^2 \theta}{2 \sin \theta}; \quad (10.08.3)$$

$$\beta = \arcsin \cos \left[\left(\frac{Y_{0o} + Y_{0e}}{Y_{0o} - Y_{0e}} \right) \cos \theta \right], \quad (10.08.4)$$

где $\theta = \pi \omega / 2 \omega_0$, а Y_{0o} и Y_{0e} — проводимости линий для нечетного и четного типов колебаний. Соответствие между параметрами параллельно связанных звеньев $S_{12} \div S_{n-1,n}$ на рис. 10.02.1 а и параметрами звеньев $S_{12} \div S_{n-1,n}$ прототипа основывается на выполнении следующих условий:

- 1) характеристическая фаза для параллельно связанных звеньев при $\omega = \omega_0$ должна равняться характеристической фазе звеньев прототипа при $\omega' = 0$;
- 2) характеристические проводимости параллельно связанных звеньев при $\omega = \omega_0$ должны равняться с точностью до масштабного множителя k^2 характеристическим проводимостям соответствующих звеньев прототипа при $\omega' = 0$;
- 3) характеристическая проводимость параллельно связанных звеньев при $\omega = \omega_1$ должна равняться (с точностью до масштабного множителя k) характеристической проводимости соответствующих звеньев прототипа при $\omega' = \omega_1$.

(10.08.5)

Условие 1) обеспечивается в этом случае выбором положительного знака при \mp в выражении (10.08.2). Приравнявая выражения (10.08.1) и (10.08.3) и определяя значение каждой части получившегося равенства на указанных выше частотах, получаем два уравнения. Решая их относительно Y_{0o} и Y_{0e} , можно получить (используя данные, приведенные в подпунктах к рис. 10.08.1 и 10.08.3) расчетные формулы для внутренних звеньев фильтра, приведенные на стр. 66.

Вывод формул для конечных звеньев S_{01} и $S_{n,n+1}$

Вывод этих формул необходимо рассмотреть особо. Пусть проводимость $Y_{in}(i\omega)$ представляет собой входную проводимость с правой стороны параллельно связанного звена S_{01} на рис. 10.02.1 а, а слева к этому звену присоединена входная линия с проводимостью Y_A . Теперь потребуем, чтобы между проводимостью $Y_{in}(i\omega)$ и проводимостью $Y_{in}'(i\omega')$, показанной на рис. 10.08.3, выполнялись следующие соотношения:

1) При этом принимается $G_A = G_B = Y_A = Y_B$.

1) для оконечной параллельно связанной цепи должно иметь место равенство

$$\operatorname{Re} Y_{in}(i\omega_0) = \operatorname{Re} Y_{in}(i\omega_1)$$

точно так же, как и для оконечной цепи прототипа

$$\operatorname{Re} Y'_{in}(i0) = \operatorname{Re} Y'_{in}(-i\omega_1);$$

2) величина

$$\frac{\operatorname{Im} Y_{in}(i\omega_1)}{\operatorname{Re} Y_{in}(i\omega_1)} \quad (10.08.6)$$

должна равняться величине

$$\frac{B'}{G'} = \frac{\operatorname{Im} Y'_{in}(-i\omega_1)}{\operatorname{Re} Y'_{in}(-i\omega_1)},$$

рассчитанной для прототипа.

С целью получения дополнительных возможностей изменению уровня проводимости для внутренних звеньев фильтра допускалось, чтобы параллельно связанные линии оконечных звеньев S_{01} и $S_{n, n+1}$ были неодинаковой ширины, и при вычислении $Y_{in}(i\omega)$ для реального фильтра использовались специальные ограничивающие условия, приведенные в табл. 5.09.2. При этом ограничение $(Y'_{01})_{01} + (Y'_{0n})_{01} = 2Y_A$ обеспечивает выполнение первого пункта условий (10.08.6).

Из рис. 10.08.3 легко видеть, что

$$Y'_{in}(i\omega') = \frac{J_{01}^2}{G_A} + i \frac{\omega' C_a}{2}. \quad (10.08.7)$$

Тогда формулы для расчета оконечных звеньев S_{01} и $S_{n, n+1}$ фильтра с параллельно связанными резонаторами (см. стр. 65) выводятся путем подстановки проводимости $Y_{in}(i\omega)$, вычисляемой с помощью табл. 5.09.2, и проводимости $Y_{in}(i\omega')$, определяемой по ф-ле (10.08.7), в приведенные выше условия (10.08.6). Необходимо отметить, что масштабный множитель проводимости при этом равняется $h = 1/\sqrt{N}$, где N — коэффициент трансформации, определяемый в табл. 5.09.2.

Вывод расчетных формул, приведенных на стр. 71, 72

Эти формулы были получены таким же образом, как и формулы, приведенные на стр. 65. Единственное отличие заключается в использовании несколько иного модифицированного прототипа, который показан на рис. 10.08.4. В этом случае исключаются инверторы проводимостей J_{01} и $J_{n, n+1}$, и цепь разбивается на ряд каскадно соединенных симметричных звеньев. Симметричные звенья на рис. 10.08.4 и 10.08.3 совершенно одинаковы, и их характеристические проводимости и фазы определяются соответственно выражениями (10.08.1) и (10.08.2). Фильтр со шлейфами, показанный

на рис. 10.03.1, можно теперь представить в виде каскадного соединения симметричных звеньев со шлейфами (см. рис. 10.08.5). Из табл. 5.09.1 следует, что они в точности эквивалентны парал-

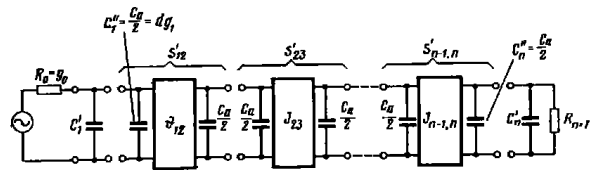


Рис. 10.08.4. Модифицированный прототип для вывода расчетных ф-л (10.03.1) — (10.03.8):

$$C'_1 = g_1(1-d); \quad C_a = 2dg_1; \quad C'_n = \frac{C_a}{2}; \quad C_1 = g_1 = C'_1 + C'_n;$$

$$C'_n = \frac{g_n g_{n+1} - dg_1 R_{n+1}}{R_{n+1}}; \quad C_n = g_n \frac{g_{n+1}}{R_{n+1}} = C'_n + C'_n;$$

$$J_{12} = \sqrt{\frac{C_1 C_a}{g_1 g_2}}, \quad J_{k, k+1} |_{k=2-n-1} = \frac{C_a}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad J_{n-1, n} = \sqrt{\frac{C_a C_n}{g_{n-1} g_n}}.$$

Параметр d может быть выбран произвольно в пределах $0 < d < 1$

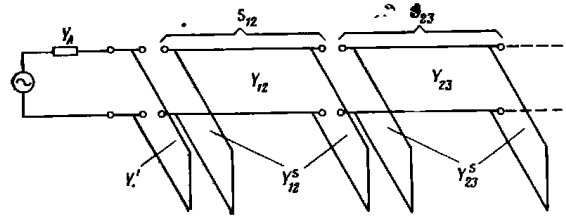


Рис. 10.08.5. Схема фильтра, приведенного на рис. 10.03.1, разбитого на симметричные звенья.

Звенья этого фильтра рассчитываются на основе использования в качестве исходных звеньев прототипа на рис. 10.08.4

льно связанным звеньям фильтра на рис. 10.02.1а. Благодаря этому выражения (10.08.3) и (10.08.4) можно также применять и для звеньев со шлейфами, если произвести следующую замену:

$$(Y_{01})_{k, k+1} = Y_{k, k+1}^S \quad (10.08.8)$$

и

$$(Y_{0n})_{k, k+1} = Y_{k, k+1}^S + 2Y_{k, k+1}, \quad (10.08.9)$$

где $Y_{k, k+1}$ — волновая проводимость четвертьволновой соединительной линии, а $Y_{k, k+1}^S$ — волновая проводимость короткозамкнутых четвертьволновых шлейфов эвена $S_{k, k+1}$ фильтра, приведенного на рис. 10.08.5.

Связь между звеньями $S'_{k, k+1}$ модифицированного прототипа на рис. 10.08.4 и соответствующими звеньями $S_{k, k+1}$ на рис. 10.08.5 полоснопропускающего фильтра основывалась на том, что было принято $R_{k+1} = g_0$, а затем использовались условия (10.08.5) (разумеется, в этих условиях термин «параллельно связанные звенья» необходимо здесь заменить термином «звенья фильтра со шлейфами»).

Указанные условия первоначально были получены при использовании уровня проводимостей прототипа, показанного на рис. 10.08.4, который затем был изменен путем умножения всех проводимостей на $Y_A g_0$. Таким образом, связь между звеньями прототипа и полоснопропускающего фильтра позволила получить формулы для проводимостей линий в звеньях полоснопропускающего фильтра. После этого полные проводимости шлейфов для фильтра, представленного на рис. 10.03.1, были вычислены как суммы проводимостей смежных шлейфов. Например, для k -го шлейфа

$$Y_{k|k=2:n-1} = Y_{k-1, k}^S + Y_{k, k+1}^S \quad (10.08.10)$$

Проводимость Y'_1 шлейфа на рис. 10.08.5 связана с величиной C'_1 на рис. 10.08.4 следующим соотношением:

$$\omega'_1 C'_1 R_0 = \frac{Y'_1 \operatorname{ctg} \theta'_1}{Y_A}, \quad (10.08.11)$$

при выполнении которого реактивная проводимость шлейфа с волновой проводимостью Y'_1 на граничной частоте полосы ω_1 становится равной реактивной проводимости емкости C'_1 модифицированного прототипа на его частоте среза ω'_1 (в том случае, если уровень проводимостей свч фильтра не изменится). Тогда полная волновая проводимость оконечного шлейфа Y_1 будет равна

$$Y_1 = Y'_1 + Y_{12}^S \quad (10.08.12)$$

Проводимость другого оконечного шлейфа Y_n определяется аналогичным образом.

Вывод расчетных формул, приведенных на стр. 83, 84

Фильтр, представленный на рис. 10.5.1, отличается от фильтра на рис. 10.03.1 только тем, что на его концах последовательно включены полуволновые короткозамкнутые шлейфы. Для того чтобы учесть их, применяется модифицированный прототип (см. рис. 10.08.6), в котором на обоих концах включены последовательные индуктивности.

Последовательный шлейф Z_1 фильтра на рис. 10.06.1 связан с последовательным элементом L_1 фильтра на рис. 10.08.6. Благодаря этой связи реактивное сопротивление последовательного шлей-

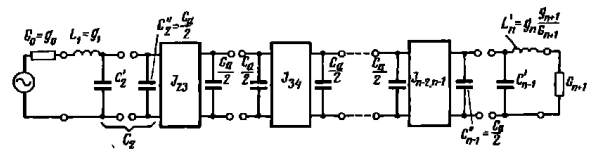


Рис. 10.08.6. Модифицированный прототип для вывода расчетных ф-л (10.05.3) — (10.05.13):

$$C'_2 = g_2(1-d); \quad C''_2 = \frac{C_2}{2} = dg_2;$$

$$C_0 = 2dg_2; \quad C_2 = C'_2 + C''_2 = g_2;$$

$$C'_{n-1} = \frac{g_{n-1} g_{n+1}}{g_{n+1}} - g_2 d; \quad C_{n-1} = C'_{n-1} + C''_{n-1} =$$

$$= \frac{g_{n-1} g_{n+1}}{g_{n+1}}; \quad J_{23} = \sqrt{\frac{C_2 C_0}{g_2 g_0}};$$

$$J_{k, k+1|k=3:n-3} = \frac{C_n}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad J_{n-2, n-1} = \sqrt{\frac{C_n C_{n-1}}{g_{n-2} g_{n-1}}}.$$

Параметр d может быть выбран произвольно в пределах $0 < d < 1$

фа на граничной частоте полосы ω_1 для полоснопропускающего фильтра равно реактивному сопротивлению $\omega'_1 L_1$ прототипа на граничной частоте полосы ω'_1 прототипа (с точностью до возможных изменений уровня сопротивления свч фильтра). То же самое было сделано для последовательного шлейфа Z_n на другом конце фильтра. Во всем остальном вывод этих формул совершенно аналогичен выводу формул, приведенных на стр. 71, 72.

10.09. Вывод расчетных формул для фильтров на встречных стержнях

Вывод расчетных формул для фильтров типа, представленного на рис. 10.09.1, был уже приведен в предыдущем параграфе. Фильтры этого типа состоят из параллельно связанных резонаторов, длина которых равна $\lambda_0/2$ на средней частоте полосы. На конце фильтра включены четвертьволновые короткозамкнутые линии связи (входная и выходная); в соответствии с расчетом они представляют собой только часть звена, трансформирующего проводимости. Фильтр на встречных стержнях типа, показанного на рис. 10.06.1, получается из рассматриваемого фильтра, если каждую

полуволновую линию разрезать в середине и согнуть вдвое так, чтобы получилась такая структура, как на рис. 10.09.2. Из рис. 10.09.3 можно видеть, что эта операция мало влияет на распределение токов и напряжений в линиях, по крайней мере, в середине полосы.

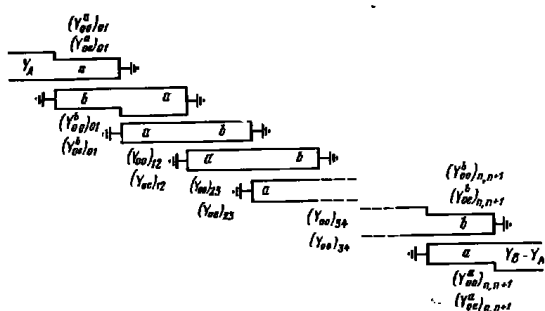


Рис. 10.09.1. Полосковый фильтр с параллельно связанными полу-волновыми резонаторами. В оконечных звеньях фильтра могут использоваться линии неодинаковой ширины

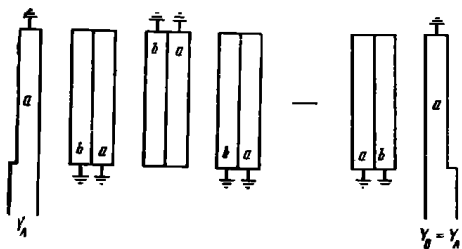


Рис. 10.09.2. Фильтр на встречных стержнях, образованный из фильтра, приведенного на рис. 10.09.1

На рис. 10.09.3 а представлено распределение напряжений и токов в полуволновой короткозамкнутой линии, а на рис. 10.09.3 б — распределение напряжений и токов после того, как линия была разрезана и согнута. Отметим, что распределение напряжений и токов на частях а и б резонатора одинаково в обоих случаях.

Несомненно, что цепи, приведенные на рис. 10.09.1 и 10.09.2, электрически не тождественны. Во-первых, если цепь на рис. 10.09.2 обладает значительными краевыми емкостями между несоседними линиями, то механизм связи становится иамого более

сложным, чем тот, который подразумевается при простом сгибании линий. Во-вторых, можно показать, что цепь на рис. 10.09.1 обладает на частотах $\omega=0$; $2\omega_0$; $4\omega_0$ и т. д. полюсами затухания только первого порядка (см. § 2.04), в то время как цепь на рис. 10.09.2 имеет на указанных частотах полюсы затухания высшего порядка. По этой причине вначале считалось, что сгибание резонаторов фильтра, приведенного на рис. 10.09.2, должно мало сказываться на его характеристике вблизи частоты ω_0 (при условии, что краевые емкости между несоседними резонаторами незначительны), но что ошибка может быть большой на частотах, достаточно удаленных от данной частоты (это означало бы, что сгибание резонаторов может значительно исказить характеристику широкополосного фильтра).

Чтобы проверить упомянутое положение, сравнивались характеристические граничные частоты, полученные с помощью приближений, определяемых рис. 10.09.1 и 10.09.2, с результатами точного анализа, ранее сделанного для фильтра на встречных стержнях [2], в котором пренебрегали краевыми емкостями между несоседними резонаторами. Совершенно неожиданно оказалось, что характеристическая ширина полосы в обоих случаях практически одна и та же (с точностью логарифмической линейки) даже для полосы шириной в октаву. Этот результат показывает, что сгибание резонаторов (см. рис. 10.09.2) не должно сильно влиять на характеристику фильтров типа, представленного на рис. 10.09.1, даже если ширина полосы очень велика (при условии, что краевые емкости между несоседними элементами незначительны). Эксперимент свидетельствует о том, что обычно краевые емкости между несоседними элементами не оказывают большого влияния.

Расчетные ф-лы (10.06.4) — (10.06.16) были получены непосредственно из ф-л (10.02.6) — (10.02.13) (которые справедливы для фильтра типа, приведенного на рис. 10.09.1). При этом использовался приближенный подход, основанный на сгибании полуволновых резонаторов (см. рис. 10.09.2). Поскольку исходные фор-

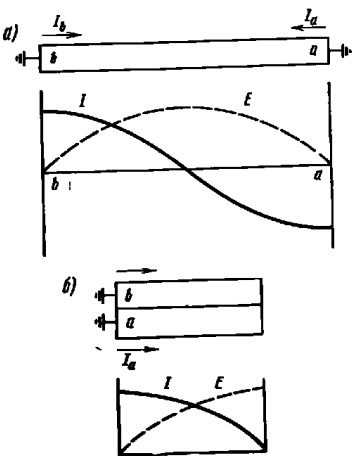


Рис. 10.09.3. Четвертьволновый резонатор, полученный путем сгибания полуволнового резонатора

мулы для фильтра на рис. 10.09.1, как было показано выше, справедливы для узких и для достаточно широких полос пропускания, по крайней мере в октаву, и поскольку приближение «сгнбания» оказывается достаточно хорошим для них, расчетные ф-лы (10.06.4)–(10.06.16) должны, в принципе, также быть пригодным как для широких, так и для узких полос пропускания. Однако физические размеры широкополосных фильтров этого типа оставляют желать лучшего по сравнению с размерам широкополосных фильтров типа, приведенного на рис. 10.07.1.

Чтобы получить расчетные формулы для фильтров на встречных стержнях с разомкнутыми оконечными линиями (см. рис. 10.07.1), сначала были выведены формулы для фильтра, показанного на рис. 10.09.4. Это почти такой же фильтр с параллельно свя-

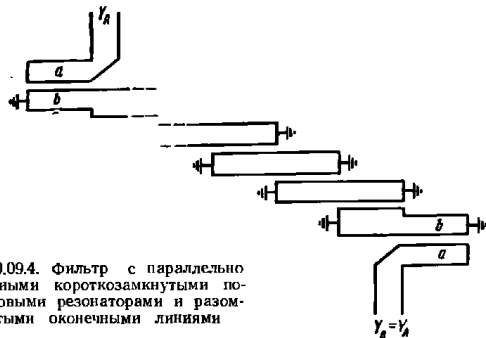


Рис. 10.09.4. Фильтр с параллельно связанными короткозамкнутыми полуволновыми резонаторами и разомкнутыми оконечными линиями

занными резонаторами, как и на рис. 10.09.1, и отличается лишь способом связи оконечных линий. Легко видеть, что если резонаторы фильтра на рис. 10.09.4 согнуть так же, как было изображено на рис. 10.09.2, то в результате получится фильтр на встречных стержнях с разомкнутыми входными линиями.

На первый взгляд может показаться, что расчетные формулы для таких фильтров можно было бы получить, сгибая параллельно связанные резонаторы фильтра, показанного на рис. 10.02.1 б (у которого резонаторы разомкнуты на концах). Однако это нельзя сделать, так как напряжения на противоположных концах полуволнового разомкнутого резонатора имеют противоположную полярность.

Расчетные формулы для фильтра, представленного на рис. 10.09.4, были получены в основном так же, как и для фильтра, показанного на рис. 10.09.1, но только здесь при расчете оконечных звеньев использовались соотношения для параллельно связанных линий, приведенные на рис. 5.09.1 в. Отметим, что это звено также

обладает трансформирующими свойствами, так что масштабный множитель проводимости $h=1/\sqrt{N}$, где N — коэффициент трансформации идеального трансформатора (см. рис. 5.09.1 в). Следует учесть, что при выборе выражений для фильтров на рис. 10.09.1 были использованы специальное ограничивающее условие и эквивалентная цепь, приведенные в табл. 5.09.2. При выполнении указанного ограничения одно из собственных колебаний каждого оконечного звена будет подавлено (см. § 2.03). Когда применяются такие оконечные звенья, как на рис. 5.09.1 в, то используются все типы собственных колебаний.

С помощью эквивалентных схем на рис. 5.09.1 а и 5.09.1 в, можно показать, что полосковая цепь на рис. 10.09.4 электрически тождественна цепи из открытых двухпроводных линий, представленной на рис. 10.09.5. Цепь фильтра на рис. 10.09.5 очень схожа с

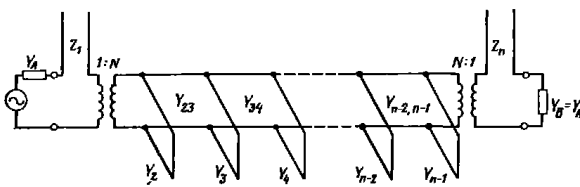


Рис. 10.09.5. Эквивалентная схема фильтра, приведенного на рис. 10.09.4, на открытой двухпроводной линии.

Длины всех шлейфов и соединительных линий составляют $\lambda_0/4$ в середине полосы

фильтром на рис. 10.05.1, расчетные формулы для которого были приведены на стр. 83. Фильтры на рис. 10.09.5 и 10.05.1 становятся тождественными, если принять параметр $a=\infty$ на рис. 10.05.1 и в соответствующих формулах и если ввести идеальный трансформатор на каждом конце фильтра, одновременно изменив величину уровня сопротивлений внутри его так, чтобы сопротивления с стороны концов фильтров были такими же, как и раньше до введения трансформаторов. Этим способом были получены расчетные формулы для фильтра на рис. 10.09.5, а исходя из них, выведены формулы для эквивалентного фильтра на рис. 10.09.4. Сгибая затем резонаторы фильтра, приведенного на рис. 10.09.4, как показано на рис. 10.09.2, можно получить расчетные формулы для соответствующего фильтра на встречных стержнях.

Читателю будет интересно узнать, что параметры $J_{h,h+1}$ в формулах на стр. 97 соответствуют волновым проводимостям $Y_{h,h+1}$ соединительных линий на рис. 10.09.5, а параметры $Z_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_{n-1}, Z_n$ волновым сопротивлениям или проводимостям шлейфов на рис. 10.09.5 для предельного случая, когда коэффициент трансформации трансформатора равен $N=1$. При $N>1$ проводимости пересчитываются с помощью множителя h .

10.10. Выбор функций преобразования

Из приведенных в данной главе графиков (см. например, рис. 10.02.4) можно сделать вывод, что использование функций (10.02.1) для преобразования характеристики прототипа нижних частот позволяет получить достаточно точные характеристики полоснопропускающих фильтров типа, показанного на рис. 10.02.1 или 10.03.1, имеющих узкую или среднюю ширину полосы. Тем не менее не следует ожидать от этой функции большой точности в случае широких полос, так как она не является периодической (какими являются характеристики фильтров, описанные в §§ 10.02. и 10.03), а также не стремится к бесконечности на частотах $\omega=0, 2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д., что необходимо для получения частот бесконечного затухания (см. § 2.04), в характеристике полоснопропускающего фильтра. На первый взгляд может показаться, что эта проблема прекрасно решается с помощью функции

$$F_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = -\operatorname{ctg}\left(\frac{\pi\omega}{2\omega_0}\right), \quad (10.10.1)$$

поскольку, во-первых, она, как и требуется, — периодическая, во-вторых, изменяется подобно функции (10.02.1) в окрестности частоты ω_0 и, в-третьих, имеет полюсы на требуемых частотах $\omega=0, 2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д.

Однако если проанализировать цепи на рис. 10.02.1 и 10.03.1, то нетрудно заметить, что независимо от значения n полюсы затухания на указанных частотах $\omega=0, 2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д. всегда будут полюсами первого порядка⁴⁾. Между тем прототип с n реактивными элементами, как на рис. 4.04.1 (у которого будет полюс n -го порядка на частоте $\omega'=\infty$), преобразовывается так, что образуются полюсы n -го порядка на частотах $\omega=0, 2\omega_0$ и т. д., если используется функция (10.10.1). Этот существенный источник ошибок устраняется в ф-ле (10.02.4), где $\operatorname{ctg}(\pi\omega/2\omega_0)$ заменен отношением $\frac{\cos(\pi\omega/2\omega_0)}{|\sin(\pi\omega/2\omega_0)|}$, из знаменателя которого затем извлечен корень n -й степени.

Таким образом, полюсы, обусловленные нулями $|\sin(\pi\omega/2\omega_0)|$, становятся полюсами $1/n$ -го порядка. Поэтому полюс n -го порядка на частоте $\omega'=\infty$ у характеристики прототипа преобразуется в полюс первого порядка у характеристики полоснопропускающего фильтра на требуемых частотах.

Для цепи, представленной на рис. 10.05.1, полюсы затухания на частотах $\omega=0, 2\omega_0, 4\omega_0$ и т. д. также всегда будут полюсами пер-

⁴⁾ Например, для фильтра, показанного на рис. 10.03.1, при $\omega \rightarrow 0$ влияние всех параллельных шлейфов можно свести к влиянию одиночной параллельной ветви с нулевым сопротивлением, которая дает полюс затухания первого порядка на частоте $\omega=0$. Один из способов, с помощью которого можно получить полюсы более высокого порядка, заключается в чередовании параллельных ветвей, обладающих нулевыми сопротивлениями, с последовательными ветвями, имеющими бесконечное сопротивление (см. § 2.04).

вого порядка независимо от величины n . Однако последовательные шлейфы на каждом конце дают полюсы второго порядка на частоте ω_∞ и в других соответствующих точках периодической характеристики¹⁾. Следовательно, множитель $\sqrt[n]{|\sin(\pi\omega/2\omega_0)|}$ в знаменателе ф-лы (10.05.2) гарантирует, что полюсы n -го порядка на частоте $\omega'=\infty$ у характеристики прототипа всегда будут преобразовываться в полюсы первого порядка на частотах $\omega=0, 2\omega_0$ и т. д. у характеристики полоснопропускающего фильтра. Кроме того, вводится множитель

$$\sqrt{\left[\sin\frac{\pi}{2}\left(\frac{\omega-\omega_\infty}{\omega_0}\right)\right]^2 \left[\sin\frac{\pi}{2}\left(\frac{\omega-2\omega_0+\omega_\infty}{\omega_0}\right)\right]^2},$$

чтобы обеспечить переход полюсов n -го порядка в бесконечности у характеристики прототипа в полюсы второго порядка на частоте ω_∞ (и в других периодических точках) у характеристики полоснопропускающего фильтра. Таким образом, все полюсы затухания вводятся со своим порядком.

Указанные принципы также применимы к цепи, приведенной на рис. 10.04.1, но здесь встречаются некоторые новые трудности. Можно показать, что эта цепь имеет полюсы затухания n -го порядка на частоте ω_∞ и в соответствующих периодических точках. Однако шлыводные шлейфы вносят дополнительные свободные колебания, которые создают, помимо требуемой полюсы пропускания, полюсы пропускания нижних частот (и соответствующие периодические полюсы пропускания). Это видно из характеристики на рис. 10.04.2. Дополнительная полоса пропускания нижних частот приближается довольно близко к частоте ω_∞ . Поэтому, хотя полюс на данной частоте является полюсом относительно высокого порядка, его влияние ослабляется.

Функция

$$F_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi\omega}{\omega_0}\right) \quad (10.10.2)$$

для случая $\omega_\infty/\omega_0=0,50$ должна так преобразовывать характеристику прототипа, чтобы обеспечить наличие полюсы пропускания нижних частот, полюсы n -го порядка на частоте ω_∞ и требуемой полюсы пропускания в окрестности частоты ω_0 . Однако на основании этой функции нельзя точно вычислить, насколько далеко

¹⁾ Это можно объяснить следующим образом. При $\omega=\omega_\infty$ каждый из последовательных шлейфов представляет собой последовательную ветвь с бесконечным сопротивлением. Для данной единственной частоты внутреннюю часть фильтра (между оконечными резонаторами) можно заменить эквивалентной T-образной секцией с конечным параллельным сопротивлением. Таким образом, цепь на частоте ω_∞ можно свести к двум последовательным ветвям с бесконечным сопротивлением, разделенным ветвью с конечным параллельным сопротивлением. Нетрудно убедиться, что в результате получится полюс затухания второго порядка (если бы сопротивление эквивалентной параллельной ветви было равно нулю, то полюс затухания оказался бы третьего порядка).

полоса пропускания нижних частот отстоит от частоты ω_∞ , а также учесть выбросы выше номинального затухания в указанной полосе (см. рис. 10.04.2).

В результате функция (10.10.2) приводит к характеристике с чрезмерно увеличенной «крутизной» скатов на краях полосы пропускания со средней частотой ω_0 . Хорошее приближение можно было бы получить с помощью функции преобразования (10.10.2), добавив множители, которые создадут нули функции $F_n(\omega/\omega_0)$, достаточно близкие к оси $i\omega$ (если вести рассмотрение с точки зрения комплексной частоты, см. гл. 2, §§ 2.03 и 2.04). Тогда эти нули можно было бы разместить так, чтобы растянуть полосу пропускания нижних частот вверх в направлении частоты ω_∞ , и следовательно, получить нужный эффект.

Как оказалось, преобразования (10.06.1)—(10.06.3) достаточно хорошо определяют характеристики опытных фильтров на встречных стержнях, в связи с чем дальнейшее исследование преобразования, применяемого при расчете фильтров на встречных стержнях, не проводилось.

Литература

1. Matthaei G. L. Design of Wide-Band (and Narrow-Band) Band-Pass Microwave Filters on the Insertion Loss Basis, IRE Trans. PGMTT—8, pp. 580—593 (November 1960).
 2. Bolljahn J. T. and Matthaei G. L. A Study of the Phase and Filter Properties of Arrays of Parallel Conductors Between Ground Planes, Proc. IRE, 50, pp. 299—311 (March 1962).
 - 3* Matthaei G. L. Interdigital Band-Pass Filters, IRE Trans. PGMTT—10, pp. 479—491 (November 1962).
- См. «Зарубежная радиоэлектроника», 1963, № 7.

Глава 11.

ОСОБЫЕ ПРИЕМЫ, ОБЛЕГЧАЮЩИЕ СОЗДАНИЕ ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ РЕЗОНАТОРАХ, СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ И ЦЕПЕЙ ЗАДЕРЖКИ

11.01. Введение

В трех предыдущих главах излагались методы расчета различных типов полоснопропускающих фильтров, а также общая теория, позволяющая получить аналогичные расчетные методы для других типов таких фильтров. В данной главе продолжается рассмотрение полоснопропускающих фильтров на основе приемов общего характера и даются дополнительные сведения, помогающие перейти от теории к практике.

В §§ 11.02—11.05 рассматриваются экспериментальные методы определения добротностей резонаторов и регулировки их связей так, чтобы они соответствовали теоретически вычисленным величинам последних. Здесь же приводятся способы настройки связанных фильтров. В §§ 11.06 и 11.07 изложены вопросы о потерях в резонаторах, а также специальные сведения для расчета полоснопропускающего фильтра, когда важно свести к минимуму его потери на средней частоте.

§§ 11.08 и 11.09 содержат дополнительные данные, облегчающие применение методов, описанных в гл. 8 и 10 при расчете согласующих цепей, а в § 11.10 объясняется, как их можно использовать при расчете цепей связи для приборов с отрицательным сопротивлением. В § 11.11 рассматривается применение этих методов для расчета цепей типа полоснопропускающих фильтров с заданным временем задержки.

11.02. Измерение добротностей Q_u , Q_v и Q_L резонатора, нагруженного с одного конца

На рис. 11.02.1а показан резонатор с инверторами сопротивлений K_1 и K_2 . Инвертор K_2 разомкнут справа, так что со стороны его зажимов с левой стороны он представляет собой короткое за-

мыкание, и поэтому данную цепь можно заменить цепью, показанной на рис. 11.02.1б.

Крутизна реактивного сопротивления (см. § 8.02) такого резонатора равна

$$x = \omega_0 L, \quad (11.02.1)$$

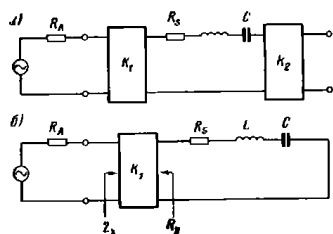


Рис. 11.02.1. Два эквивалентных резонатора, нагруженных с одной стороны

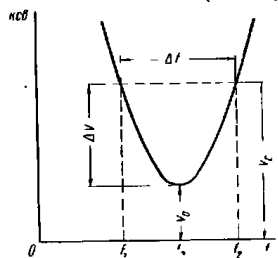


Рис. 11.02.2. Определение параметров характеристики ксв для резонатора, нагруженного с одной стороны

а его *ненагруженная* добротность

$$Q_u = \frac{x}{R_s}. \quad (11.02.2)$$

Так как сопротивление R_A подключается к резонатору через инвертор K_1 , то оно становится равным $R_y = K_1^2/R_A$. Тогда *нагруженная добротность* равна

$$Q_L = \frac{x}{R_y + R_s} = \frac{x}{\frac{K_1^2}{R_A} + R_s}. \quad (11.02.3)$$

Внешняя добротность резонатора Q_e определяется как добротность при $R_s=0$ (т. е. при $Q_u=\infty$), так что нагрузкой его служит только R_y .

Таким образом, *внешняя добротность* равна

$$Q_e = \frac{x}{R_y} = \frac{x}{\left(\frac{K_1^2}{R_A}\right)}. \quad (11.02.4)$$

Предположим, что резонатор, показанный на рис. 11.02.1а и эквивалентный ему на рис. 11.02.1б, используется вместе с примыкающими к нему неоднородностями связи в волноводном фильтре типа, представленного на рис. 8.06.1, или в фильтре с малыми апертурами связи, рассмотренном в § 8.07. Предположим да-

лее, что данный резонатор является первым резонатором фильтра и что его внешняя добротность была рассчитана с помощью ф-лы (8.02.14). В этом случае нужно произвести измерение параметров резонатора и убедиться, что его внешняя добротность совпадает с рассчитанной из величин элементов прототипа нижних частот.

Измерения добротностей Q_u , Q_L и Q_e резонатора, нагруженного с одной стороны, можно осуществить при помощи измерительной линии с волновым сопротивлением $Z_0=R_A$, используя методику, описанную выше.

Поскольку резонатор обладает некоторыми собственными потерями, представленными на рис. 11.02.1 сопротивлением R_s , его ксв на резонансной частоте f_0 будет конечным. График ксв в области резонанса приведен на рис. 11.02.2.

Если для схемы, изображенной на рис. 11.02.1б, выполняется неравенство

$$\frac{Z_x}{R_A} \Big|_{f=f_0} = \frac{K_1^2}{R_s} > 1, \quad (11.02.5)$$

то говорят, что связь резонатора *выше критической*. Показателем этого служит следующий факт: точка минимума напряжения на измерительной линии при резонансной частоте f_0 (частоте минимального ксв) будет отстоять примерно на четверть длины волны от положения минимума напряжения для частот, достаточно заметно отличающихся от резонансной¹⁾.

Если неравенство (11.02.5) выполняется, то ксв при резонансе равен

$$V_0 = \frac{K_1^2}{R_s}. \quad (11.02.6)$$

В случае связи резонатора *ниже критической* ксв при резонансе равен

$$V_0 = \frac{R_A}{K_1^2} > 1. \quad (11.02.7)$$

Показателем этого служит тот факт, что положения минимумов напряжения на измерительной линии будут приблизительно одинаковыми как для частот, заметно удаленных от резонансной, так

¹⁾ При этом предполагается, что ширина резонансной кривой очень мала, так что в пределах интересующего нас частотного диапазона изменение электрической длины измерительной линии невелико. Сдвиг минимума напряжения происходит вследствие того, что коэффициенты отражения на входе резонатора на резонансной частоте и на частотах, достаточно удаленных от резонанса, отличаются по фазе на 180° .

и для резонансной частоты¹⁾. Наконец, если при резонансе ксв $V_0=1$, то говорят, что связь резонатора равна *критической*.

Методика измерения добротностей резонатора включает, прежде всего, измерение ксв резонатора в окрестностях резонанса, а затем построение такого же графика, как на рис. 11.02.2.

Одновременно, наблюдая сдвиг минимумов напряжения на измерительной линии при расстройке частоты, необходимо определить, будет ли связь резонатора критической, выше или ниже критической.

При связи больше критической положения минимумов напряжения на измерительной линии при резонансе и на частотах, достаточно удаленных от резонансной, будут отличаться примерно на $\lambda_0/4$, а при связи меньше критической будут примерно одинаковыми. Затем из графика, приведенного на рис. 11.02.3а при связи выше критической или на рис. 11.02.3б при связи ниже критической, определяется параметр ΔV для данного значения ксв в середине полосы V_0 и для выбранной величины N . Величина N выбирается произвольно, но должна быть достаточно большой, чтобы величина $V_c = V_0 + \Delta V$ заметно отличалась от V_0 . При связи ниже критической значения V_0 и V_c заметно отличаются, когда $N=1$, поэтому на рис. 11.02.3б показан только этот случай²⁾. При этом, если $V_0 > 7$, то берется значение $\Delta V = V_0$.

После выбора величины ΔV подчитывается величина

$$V_c = V_0 + \Delta V. \quad (11.02.8)$$

Далее, как показано на рис. 11.02.2, определяется ширина полосы Δf между частотами, на которых ксв равен V_c . Затем рассчитывается ненагруженная добротность резонатора по формуле

$$Q_u = \frac{N f_0}{\Delta f}. \quad (11.02.9)$$

¹⁾ Предположения предыдущей ссылки применимы и здесь. Действительно, при связи ниже критической коэффициент отражения между измерительной линией и входом резонатора имеет одну и ту же фазу и при резонансе, и на частотах, достаточно удаленных от него. В результате минимумы напряжения на измерительной линии займут приблизительно одинаковые положения как на резонансной частоте, так и на частотах, удаленных от резонанса, при условии, что сдвиг частоты не настолько велик, чтобы заметно изменилась электрическая длина измерительной линии.

Если на резонансной частоте и на удаленных от нее частотах электрическое расстояние между резонатором и интересующим нас участком измерительной линии заметно меняется по сравнению с четвертью длины волны, то этот факт необходимо учитывать при определении того, является ли связь резонатора выше или ниже критической.

²⁾ Смысл величины N заключается в следующем. Уровень половинной мощности для ненагруженного резонатора имеет место на частоте, на которой реактивное сопротивление резонатора равно его активному сопротивлению R_a . Кривые на рис. 11.02.3 а соответствуют реактивным сопротивлениям резонатора, равным $X = NR_a$. При $N=1$ величина Δf представляет собой ширину полосы на уровне половинной мощности. При N , отличном от единицы, Δf будет приблизительно в N раз больше.

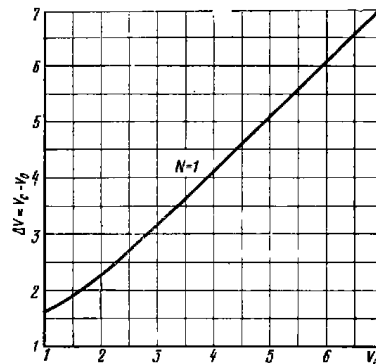
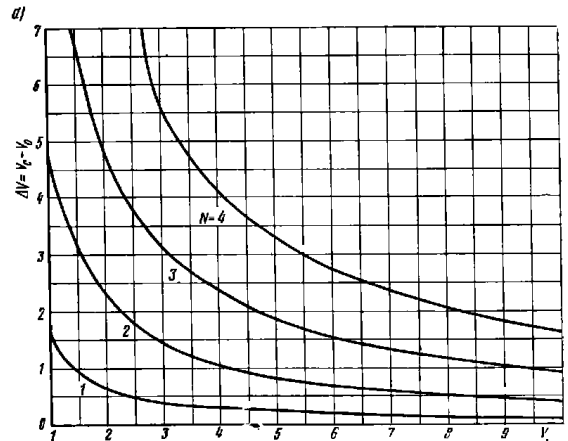


Рис. 11.02.3. График, используемый при определении добротности Q_u резонатора: а — со связью больше критической; б — со связью меньше критической (при $V_0 > 7 \Delta V = V_0$)

Если связь резонатора выше критической, то внешняя добротность равна

$$Q_e = \frac{Q_u}{V_0}, \quad (11.02.10)$$

а нагруженная добротность —

$$Q_L = \frac{Q_u}{V_0 + 1}. \quad (11.02.11)$$

Если связь резонатора ниже критической, то внешняя добротность равна

$$Q_e = V_0 Q_u, \quad (11.02.12)$$

а нагруженная добротность —

$$Q_L = \frac{Q_u V_0}{V_0 - 1}. \quad (11.02.13)$$

При критической связи пригодны приведенные выше формулы для случаев связи как выше, так и ниже критической.

Чтобы лучше пояснить использование этих формул и соответствующих графиков, предположим, что $V_0 = 7$, а связь резонатора оказалась выше критической. Для соблюдения условия значительного отличия величин V_0 и V_c желательно воспользоваться кривой $N=4$ на рис. 11.02.3а. Это же значение N должно быть использовано в выражении (11.02.9). Если бы величина V_0 была еще больше, то вероятно было бы лучше нагрузить резонатор с двух сторон, как это описывается в следующем параграфе.

Измерения резонатора, нагруженного с одной стороны, можно также проводить с помощью фазового метода, описанного Гинзтоном [1].

До сих пор рассматривались резонаторы последовательного типа со связями, действующими подобно K -инверторам. Такой же анализ, проводимый на дуальной основе, применим к резонаторам параллельного типа (со связями, действующими подобно J -инверторам). Поскольку расчет добротностей Q_u , Q_e и Q_L осуществляется по данным измерений, то между этими двумя случаями нет никакой разницы.

Описанные выше экспериментальные методы весьма полезны для определения правильности выбора величин связи между оконечными резонаторами и нагрузками фильтра. Измеренные значения внешней добротности можно сравнить с величинами, вычисленными из элементов прототипа с сосредоточенными параметрами с помощью выражений (8.02.14), (8.02.15) или (8.02.22), (8.02.23). Эти выражения вместе с методикой, изложенной в данном параграфе, применимы ко всем типам фильтров, рассмотренным в гл. 8, а также к ряду других типов фильтров со связанными резонаторами. При помощи указанных методов можно проверить и отрегулировать величины оконечных связей так, чтобы характеристика фильтра соответствовала характеристике прототипа нижних частот. Эти же методы полезны также для проверки ненагруженных добротностей резонаторов, что позволяет оценить полные потери фильтра в полосе пропускания.

Если известны параметры крутизны реактивного сопротивления x или реактивной проводимости b резонаторов, то эту методику можно использовать и для проверки величин связей между всеми резонаторами фильтра. Когда резонатор с прилегающими к нему связями выделен из фильтра, а его параметры измеряются

при условии нагрузки с одной стороны (см. рис. 11.02.1а), то легко показать, что

$$\frac{K_1}{R_A} = \sqrt{\frac{x}{R_A Q_e}}. \quad (11.02.14)$$

В случае фильтра с параллельным резонансом используется дуальное выражение

$$\frac{J_1}{G_A} = \sqrt{\frac{b}{G_A Q_e}}. \quad (11.02.15)$$

где G_A — активная проводимость генератора; J_1 — параметр инвертора проводимости, а b — параметр крутизны реактивной проводимости.

Рассмотрим, например, фильтр типа, представленного на рис. 8.05.1. Согласно ф-ле (8.14.16) параметр крутизны реактивной проводимости таких резонаторов равен $b = (\pi/2) Y_0$. Если положить $G_A = Y_0$, то выражение (11.02.15) принимает вид

$$\frac{J_1}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2 Q_e}}. \quad (11.02.16)$$

Таким образом, измеряя добротность Q_e подобного полоскового резонатора, связанного с линией, как показано на рис. 11.02.4, можно найти величину J/Y_0 для данного размера емкостного за-

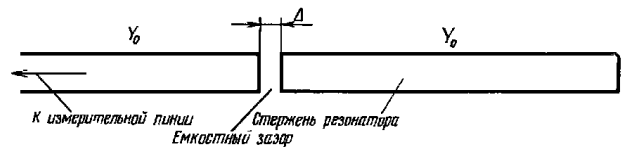


Рис. 11.02.4. Одна из возможных схем для экспериментального определения зазоров связи между резонаторами в полосковом фильтре типа, приведенного на рис. 8.05.1

зора связи. Используя схему измерений, приведенную на том же рисунке, можно найти величину зазоров связи, необходимую для получения значений J/Y_0 , определяемых выражениями (8.05.1) — (8.05.3). Эти методы будут, разумеется, пригодны и для других типов фильтров. Они затрагивают, главным образом, экспериментальную подстройку связей резонатора до нужных величин. Вопрос получения точной резонансной частоты рассматривается ниже в § 11.06. Следует подчеркнуть тот положительный факт, что подстройка резонаторов обычно мало влияет на величину их связей. Наибольшая точность описанной здесь методики наблюдается, когда добротности относительно большие. Однако в некоторых случаях она может оказаться полезной, даже при очень незначительных добротностях (например, при $Q=20$ или около этого).

11.03. Измерения параметров одиночных резонаторов, нагруженных с обеих сторон

В определенных условиях бывает значительно выгоднее проводить измерения резонатора, нагруженного с двух сторон (рис. 11.03.1), а не с одной стороны (см. рис. 11.02.1). Величины измеряемых квс обычно оказываются не столь большими, и в некоторых случаях резонансная частота одиночного резонатора, на-

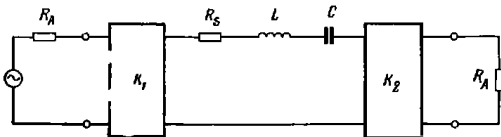


Рис. 11.03.1. Резонатор, нагруженный с двух сторон

груженного с двух сторон, может быть точно такой же, как у резонатора в многорезонаторном фильтре. Вот почему в таких случаях этот метод позволяет проверить как величину связи, так и резонансную частоту резонаторов многорезонаторного фильтра. Вопрос настройки будет рассмотрен более подробно в § 11.05. Сейчас же заметим, что для проверки указанным способом связей не только конечных, но и внутренних резонаторов фильтра необходимо знать параметры крутизны резонаторов.

Для схемы на рис. 11.03.1 внешней добротностью $(Q_e)_1$ будем называть добротность для случая, когда цепь нагружается только на сопротивление R_A слева (т. е. сопротивление R_A справа удаляется, так что цепь становится разомкнутой, и $R_S=0$). Аналогично $(Q_e)_2$ назовем внешней добротностью для случая, когда цепь нагружается только на сопротивление R_A справа. Заметим, что если параметры инверторов K_1 и K_2 различны, то добротности $(Q_e)_1$ и $(Q_e)_2$ тоже будут различаться. Ненагруженная добротность резонатора Q_u равна его добротности для случая, когда обе нагрузки R_A как справа, так слева удалены, и единственной активной нагрузкой резонатора служит сопротивление R_S , обусловленное его внутренними потерями (см. рис. 11.03.1).

Нагруженная добротность резонатора, нагруженного с двух сторон, равна:

$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{(Q_e)_1} + \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{(Q_e)_2}}; \quad (11.03.1)$$

$$Q_L = \frac{f_0}{(\Delta f)_{[3 \text{ дБ}]}}. \quad (11.03.2)$$

где f_0 — резонансная частота резонатора, а $(\Delta f)_{[3 \text{ дБ}]}$ — ширина полосы, на границах которой затухание при передаче через резонатор превышает затухание на резонансной частоте на 3 дБ.

Затухание, вносимое резонатором при резонансе, равно

$$(L_A)_0 = 10 \lg \left[\frac{(Q_e)_1 (Q_e)_2}{4 Q_L^2} \right]. \quad (11.03.3)$$

Определение добротностей $(Q_e)_1$, $(Q_e)_2$, Q_u и Q_L , приведенное выше, подходит для любого резонатора — последовательного или параллельного типа. Выражения (11.03.1) — (11.03.3) также применимы независимо от вида резонаторов.

Связи резонатора можно проверить, если рассчитать теоретические значения величин Q_L и $(L_A)_0$, а затем, измерив затухание, сравнить измеренные и рассчитанные значения $(\Delta f)_{[3 \text{ дБ}]}$ [по ф-ле (11.03.2)]. Однако легче выполнить непосредственные измерения квс.

Если экспериментальная методика, описанная в § 11.02, применяется для измерения квс с левой стороны схемы, приведенной на рис. 11.03.1, то добротность $(Q_e)_1$ можно определить вместе с кажущейся ненагруженной добротностью, которая равна

$$(Q_u)_1 = \frac{1}{\frac{1}{Q_u} + \frac{1}{(Q_e)_2}}. \quad (11.03.4)$$

Аналогично, если измерение квс производится с правой стороны той же схемы, то можно получить добротность $(Q_e)_2$ вместе с кажущейся ненагруженной добротностью $(Q_u)_2$:

$$(Q_u)_2 = \frac{1}{\frac{1}{Q_u} + \frac{1}{(Q_e)_1}}. \quad (11.03.5)$$

На резонансной частоте квс с левой стороны указанной схемы будет равен

$$(V_0)_1 \Big|_{\substack{\text{связь выше} \\ \text{критической}}} \text{ или } \frac{1}{(V_0)_1} \Big|_{\substack{\text{связь ниже} \\ \text{критической}}} = \frac{(Q_e)_2}{(Q_e)_1} \left[\frac{Q_u}{Q_u + (Q_e)_2} \right], \quad (11.03.6)$$

а с правой стороны —

$$(V_0)_2 \Big|_{\substack{\text{связь выше} \\ \text{критической}}} \text{ или } \frac{1}{(V_0)_2} \Big|_{\substack{\text{связь ниже} \\ \text{критической}}} = \frac{(Q_e)_1}{(Q_e)_2} \left[\frac{Q_u}{Q_u + (Q_e)_1} \right]. \quad (11.03.7)$$

Так как значения добротностей $(Q_e)_1$ и $(Q_e)_2$ найдены непосредственно из измерений, как описано выше, то добротность Q_u можно рассчитать с помощью ф-л (11.03.6) или (11.03.7). Однако использование для этой цели нагрузки с одного конца по способу, изложенному в § 11.02, обычно дает большую точность. Если изве-

стно, что значение Q_u велико по сравнению с $(Q_e)_1$ и $(Q_e)_2$, то удобнее измерить, например, величину $(Q_e)_1$, а затем рассчитать $(Q_e)_2$ по ф-ле (11.03.6), считая $Q_u = \infty$.

На рис. 11.03.2 показано, как с помощью описанной выше методики можно проверить резонатор такого фильтра, например, приведенного на рис. 8.05.1: допустим, это четвертый резонатор шестирезонаторного фильтра, и нужно выяснить, соответствуют ли емкостные зазоры Δ_{34} и Δ_{45} величинам J_{34}/Y_0 и J_{45}/Y_0 , рассчитанным с помощью ф-лы (8.05.2).

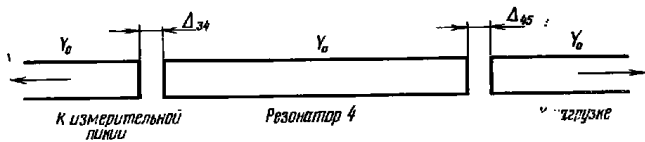


Рис. 11.03.2. Схема для испытаний полоскового резонатора с нагрузкой на обоих концах. Проводимость нагрузки равна Y_0 .

Посредством указанных выше измерений находят внешние добротности $(Q_e)_{34}$ и $(Q_e)_{45}$ при нагрузке резонатора соответственно с левого и правого конца, как показано на рис. 11.03.2. После этого определяют соответствующие величины J_{34}/Y_0 и J_{45}/Y_0 , используя выражение (11.02.16) в виде¹⁾

$$\frac{J_{j, j+1}}{Y_0} \sqrt{\frac{\pi}{2(Q_e)_{j, j+1}}} \quad (11.03.8)$$

Если значения $J_{j, j+1}/Y_0$ не соответствует расчетным, то величины зазоров следует изменить так, чтобы добиться нужного результата. Резонатор на рис. 11.03.2 будет иметь одну и ту же резонансную частоту и в случае режима работы, показанного на рисунке, и при работе в многорезонаторном фильтре типа, приведенного на рис. 8.05.1. Поэтому, после того как резонансная частота резонатора проверена при правильных зазорах связи, можно, если это необходимо, откорректировать длину стержня резонатора для получения желаемой резонансной частоты. Способы подстройки разных типов фильтров рассматриваются в § 11.05.

Данный метод особенно удобен для полосковых резонаторов, рассмотренных в § 8.05, поскольку их легко измерить отдельно и затем собрать вместе в сложный многорезонаторный фильтр. В случае аналогичных волноводных фильтров, описанных в § 8.06, может оказаться целесообразным построить экспериментальный

¹⁾ Как указывалось в § 11.02, это выражение основывается на том, что параметр крутизны резонатора равен $b = (\pi/2)Y_0$, как и в случае фильтров, рассмотренных в § 8.05.

резонатор с диафрагмами связи, смонтированными в соединительные фланцы. При этом проверяемые диафрагмы легко вынуть и изменить их размеры в соответствии с результатами испытаний.

11.04. Испытания симметричных пар резонаторов

Большинство фильтров СВЧ являются симметричными. В силу этого для каждого резонатора с заданными связями на одном конце фильтра имеется такой же резонатор с такими же связями на другом его конце. Проверку связей в фильтре (а иногда и точную проверку настройки резонаторов) можно осуществить, разобрав фильтр, соединив попарно одинаковые резонаторы и испытав каждую пару одновременно. Особое преимущество этого метода¹⁾ перед методами, рассмотренными в §§ 11.02 и 11.03, заключается в том, что коэффициент связи k [см. выражения (8.02.16) и (8.02.24)] между резонаторами можно определять, не зная параметров крутизны резонаторов (см. § 11.02). Кроме того, в большинстве случаев получаются две ярко выраженные точки хорошей передачи (низкого кобв), так что для получения необходимых данных требуется меньшее число измерений.

В качестве примера рассмотрим симметричную пару объемных резонаторов, показанную на рис. 11.04.1. Будем считать, что $Q_u =$

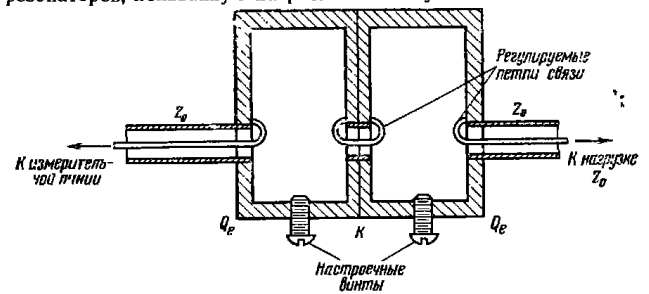


Рис. 11.04.1. Симметричная пара объемных резонаторов с петлевыми связями. Сопротивление нагрузки и измерительной линии равно Z_0 .

ненагруженная добротность, а Q_e — внешняя добротность каждого из резонаторов, нагруженного на свою примыкающую (внешнюю) нагрузку (при $Q_u = \infty$); k — коэффициент связи между двумя резонаторами.

Кон (S. V. Cohn) и Шимизу (Shimizu) [3] показали, что затухание симметричной пары резонаторов равно

¹⁾ Диллел (Dishal) [2] рассматривал аналогичную методику, но с использованием несколько иной терминологии.

$$L_A = 10 \lg \left[\left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u}\right)}{2kQ_e} + \frac{kQ_e}{2} \right]^2 + 2 \left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u}\right)}{k^2} - Q_e^2 \right] u^2 + \frac{4Q_e^2}{k^2} u^4 \right], \text{ дБ}, \quad (11.04.1)$$

где $u = \frac{f-f_0}{f_0}$; f — частота; f_0 — средняя частота полосы¹⁾.

Затухание в середине полосы равно

$$(L_A)_0 = 20 \lg \left[\frac{\left(1 + \frac{Q_e}{Q_u}\right)}{2kQ_e} + \frac{kQ_e}{2} \right], \text{ дБ}. \quad (11.04.2)$$

Если удовлетворяется неравенство

$$k > \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u}, \quad (11.04.3)$$

то характеристика будет иметь горб посредине, как показано на рис. 11.04.2, и тогда говорят, что связь резонаторов *выше критической*.

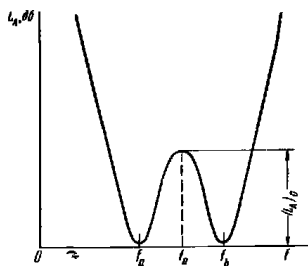


Рис. 11.04.2. Типичная характеристика симметричной пары резонаторов при связи больше критической

Если же

$$k = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u}, \quad (11.04.4)$$

то говорят, что связь резонаторов *равна критической*.

Наконец, когда удовлетворяется неравенство

$$k < \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u}, \quad (11.04.5)$$

то говорят, что связь резонаторов *ниже критической*²⁾.

В случаях критической и ниже критической связи характеристика не имеет горба посредине, а потери на средней частоте полосы возрастают по мере уменьшения связи между резонаторами.

Способ проведения испытаний пары резонаторов, показанных на рис. 11.04.1, заключается в следующем. Сначала испытывается одиночный резонатор, допустим левый, по методу, описанному в § 11.02, причем правый резонатор должен быть сильно расстроен.

¹⁾ Уравнение является приближенным и обеспечивает наибольшую точность лишь в случае узких полос. Это находит отражение в том, что в качестве частотной переменной используется величина $u = (f-f_0)/f_0$.

²⁾ Здесь значения этих терминов имеют совершенно иной смысл, чем в случае одиночных резонаторов (см. § 11.02).

Этого можно добиться, введя его настроечный винт глубоко внутрь, тогда второй резонатор не будет оказывать заметного влияния на первый при резонансе. В результате таких испытаний получают значения добротностей Q_e и Q_u . Далее, настроив резонаторы на одну и ту же частоту (см. § 11.05) и измерив затухание $(L_A)_0$ в середине полосы, а затем решая уравнение (11.04.2), находят коэффициент связи k .

В большинстве случаев при испытании пар резонаторов много-резонаторного фильтра характеристика будет соответствовать связи значительно выше критической. Тогда может оказаться, что вместо измерения величины $(L_A)_0$ удобнее измерить частоты f_a и f_b (см. рис. 11.04.2), определив точки минимального ксв. Можно показать, что

$$k = \sqrt{\omega_m^2 + \left(\frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_u}\right)^2}, \quad (11.04.6)$$

где

$$\omega_m = \frac{f_b - f_a}{f_0}. \quad (11.04.7)$$

Заметим, что если добротности Q_e и Q_u значительно превышают отношение $1/\omega_m$, то даже большие относительные ошибки при их измерении не приведут к заметным погрешностям при нахождении величины k .

Кривые для определения параметров полосковых инверторов сопротивлений и проводимостей, приведенные на рис. 8.05.2а, б, в и 8.08.2, были получены посредством лабораторных измерений симметричных испытательных секций из двух резонаторов с регулируемым неоднородностями связи между ними. Связи на концах поддерживались постоянными и очень слабыми с тем, чтобы внешняя добротность Q_e была достаточно большой; характеристика соответствовала связи значительно выше критической (в этом случае точки низкого ксв на частотах f_a и f_b будут ярко выражены, см. рис. 11.04.2). После того как определен коэффициент связи между резонаторами по рассмотренным выше методам, можно определить параметры инвертора, учитывая, что

$$k_{j, j+1} = \frac{J_{j, j+1}}{\sqrt{b_j b_{j+1}}} \quad \text{или} \quad \frac{K_{j, j+1}}{\sqrt{x_j x_{j+1}}}, \quad (11.04.8)$$

как было показано в § 8.02, и что параметры крутизны резонаторов при этом равны $b_j = d(\pi/4)Y_0$ или $x_j = d(\pi/4)Z_0$, где d — целое число, равное номинальной длине резонатора в четвертях длины волн (см. § 8.14).

Для вычисления параметров инверторов по коэффициентам связи нужно знать параметры крутизны резонаторов. Описание связей с помощью инверторов обычно более полезно для целей анализа, так как сведения о параметрах инверторов дают больше информа-

ции, чем сведения о коэффициентах связей. Однако получение коэффициентов связи $k_{j,j+1}$ между резонаторами и внешних добротностей резонаторов на концах фильтра, как этого требуют выражения (8.02.14), (8.02.16) или (8.02.22), (8.02.24), равносильно получению заданной характеристики фильтра (по крайней мере, когда он обладает узкой или умеренно широкой полосой и когда все резонаторы настроены надлежащим образом на одну и ту же частоту).

Таким образом, использование методов данного параграфа совместно с методами § 11.02 позволяет правильно отрегулировать связи фильтра с узкой или умеренно широкой полосой даже для резонаторов несколько произвольной формы, параметры крутизны которых неизвестны.

Если отдельные резонаторы легко извлекаются из фильтра, то можно вынимать их попарно и испытать пары одинаковых резонаторов (при условии, что фильтр симметричен). Если же такое извлечение резонаторов затруднительно, то может оказаться целесообразным построить экспериментальный симметричный фильтр из двух резонаторов, сконструированный так, чтобы связи можно было легко изменять. Подобный испытательный фильтр удобно использовать для отработки всех элементов связей.

11.05. Настройка многорезонаторных полоснопропускающих фильтров

Слово «настройка», в том смысле, в каком оно здесь употребляется, относится к процессу такой регулировки резонаторов, чтобы все они были в резонансе на одной и той же средней частоте ω_0 . Вообще синхронно настроенные полоснопропускающие фильтры (типа рассмотренных в гл. 8, 9, 10) при правильной настройке будут обладать характеристикой, симметричной относительно этой средней частоты, не считая некоторых возможных искажений из-за частотных зависимостей связей (см., например, характеристику на рис. 8.08.3б).

Если же в полоснопропускающем фильтре данного типа все резонаторы настроены должным образом, но связи не откорректированы, то, хотя характеристика получается почти симметричной, ее форма окажется неправильной (например, величина пульсаций в полосе пропускания или ширина полосы будут отличаться от требуемых).

Метод короткого замыкания и холостого хода¹⁾. Этот метод часто используется для настройки синхронных фильтров. Сущность его можно уяснить с помощью рис. 11.05.1, на котором показан полоснопропускающий фильтр с двумя последовательными и одним параллельным резонатором. Ключи предназначены для раз-

мыкания последовательных резонаторов и замыкания накоротко параллельного резонатора.

Пусть для начала последовательные резонаторы разомкнуты с помощью ключей S_1 и S_3 , а параллельный резонатор замкнут накоротко с помощью ключа S_2 . Тогда полная проводимость Y_{in} будет равна нулю. Затем подается сигнал на средней частоте ω_0 , замыкается ключ S_1 и настраивается резонатор 1. Так как резона-

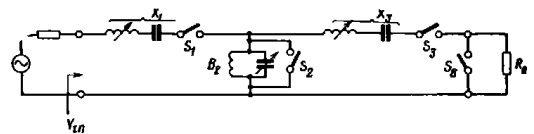


Рис. 11.05.1. Трехрезонаторный полоснопропускающий фильтр

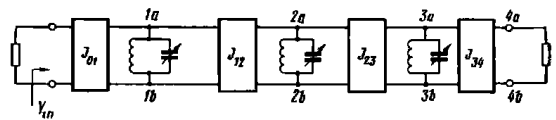


Рис. 11.05.2. Полоснопропускающий фильтр с непосредственной связью параллельных резонаторов

тор 2 замкнут, то, когда входная проводимость Y_{in} станет равной бесконечности, резонатор 1 будет настроен. После этого он будет обладать нулевым реактивным сопротивлением и можно настроить резонатор 2, разомкнув ключ S_2 . Резонатор 2 настраивается до тех пор, пока величина Y_{in} не станет равной нулю (так как ключ S_2 разомкнут). Наконец, замыкается ключ S_3 и настраивается резонатор 3 (при этом ключ S_2 замкнут, чтобы шунтировать нагрузку) до тех пор, пока проводимость Y_{in} не станет равной бесконечности. Далее ключ S_2 размыкается и процесс настройки на этом заканчивается.

Отметим, что в описанном способе последовательные резонаторы настраивались до получения короткого замыкания на входе, в то время как параллельные резонаторы настраивались до получения на входе холостого хода.

Теперь рассмотрим эквивалентный фильтр, изображенный на рис. 11.05.2, в котором используются только параллельные резонаторы, разделенные J-инверторами, представляющими собой элементы связи. Если J-инверторы не зависят от частоты, то такой фильтр может обладать той же входной проводимостью Y_{in} и характеристикой передачи, что и фильтр на рис. 11.05.1. Однако, поскольку в рассматриваемом случае все резонаторы соединены параллельно, процесс настройки начинается с того, что резонаторы и нагрузка справа замыкаются накоротко. Последующий процесс

¹⁾ Этот метод описан Диншлом (Dishal) [2].

настройки во многом схож с рассмотренным ранее и сводится в основном к следующим этапам.

1. Все параллельные резонаторы замыкаются накоротко, и на входе получается *холостой ход* (т. е. $Y_{in} = 0$).

2. Резонатор 1 выводится из короткозамкнутого состояния и настраивается до тех пор, пока на входе на частоте ω_0 не получится *короткое замыкание*.

3. Резонатор 2 выводится из короткозамкнутого состояния и настраивается до тех пор, пока на входе на частоте ω_0 не получится *холостой ход*.

4. Этот процесс повторяется, причем на входе поочередно получается или короткое замыкание при настройке одного резонатора, или холостой ход при настройке следующего. После настройки последнего резонатора снимается короткое замыкание на выходе.

Если в фильтре используются последовательные резонаторы и K -инверторы, то методика, по существу, остается прежней, за исключением того, что все резонаторы должны быть вначале разомкнутыми и при этом на входе будет короткое замыкание.

В качестве примера применения изложенной методики к свч-фильтрам остановимся на полосковых фильтрах с емкостными связями, рассмотренных в § 8.05. В эти фильтры введены настроечные винты, как показано на рис. 11.05.3. В начале настройки все вин-

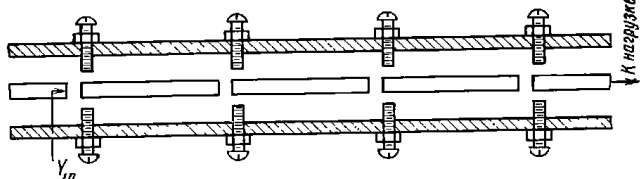


Рис. 11.05.3. Полосковый фильтр с емкостной связью и настроечными винтами

ты полностью вворачиваются, чтобы замкнуть накоротко резонаторы и выходную линию. Затем фильтр присоединяется к измерительной линии и определяется положение минимума напряжения на частоте ω_0 . Далее винты первого резонатора регулируются до тех пор, пока минимум напряжения на измерительной линии не сместится точно на четверть длины волны. После этого настраивается второй резонатор так, чтобы минимум напряжения вернулся в первоначальное положение. В процессе последовательной настройки резонаторов минимум напряжения передвигается то назад, то вперед между двумя точками, расположенными на расстоянии $\lambda_0/4$.

В случае волноводных фильтров (см. § 8.06), которые содержат резонаторы с последовательным типом резонанса и K -инверторы, методика, по существу, остается прежней, за исключением

того, что настроечные винты размещаются в середине полуволновых резонаторов, а не на их концах (что позволяет получить холостой ход на зажимах K -инверторов при полном вворачивании всех винтов). Винт на выходе должен быть размещен на расстоянии четверти длины волны от выходной диафрагмы.

На практике точность этой методики в большой степени зависит от того, насколько хорошо аппроксимирована идеализованная цепь, изображенная на рис. 11.05.2 (или дуальная ей). Для нее, например, короткое замыкание резонатора будет также давать короткое замыкание зажимов, подключенных к нему J -инверторы.

В другой цепи, приведенной на рис. 11.05.3, используются инверторы, показанные на рис. 8.03.2г. Они содержат отрезки линии отрицательной длины, которые в реальных фильтрах учитываются в соседних линиях положительной длины, обладающих тем же самым сопротивлением. По этой причине доступ к действительным зажимам инвертора физически невозможен, и настроечные винты не могут замкнуть резонаторы накоротко точно в требуемом для правильной настройки месте.

Однако для узкополосных фильтров реактивные проводимости связей очень малы, отрезок линии с отрицательной длиной в инверторе будет весьма коротким, и, следовательно, вопрос о точном расположении коротких замыканий на стержнях резонаторов не окажется столь критическим. В таких случаях описанные методы настройки дают хорошие результаты. Подобные же соображения используются и при настройке других типов фильтров с непосредственными связями.

В любых случаях в фильтрах с непосредственными связями наибольшее неприятие при использовании данной методики дают первый и последний резонаторы, так как их связи обычно значительно отличаются от связей остальных резонаторов. Допустим, что ширина полосы фильтра составляет около 10% и что наша методика настройки не позволяет получить требуемой симметрии характеристики. Тогда можно прибегнуть к экспериментальной подстройке одних оконечных резонаторов, что почти всегда легко осуществить при наличии генератора с качающейся частотой.

Настройка резонаторов поодиночке или парно. Для точной настройки фильтров с шириной полосы более 10% наилучшими методами оказываются испытание и регулировка резонаторов поодиночке или парно, как было описано в §§ 11.03 и 11.04. Однако даже при использовании таких методов могут возникнуть некоторые трудности, если связи между резонаторами весьма велики. Например, фильтры, рассмотренные в §§ 8.11 и 8.12, использующие связи на сосредоточенных элементах (эти связи представлены инверторами, приведенными на рис. 8.03.1а и 8.03.2б), будут настраиваться несколько иначе при подключении к другому резонатору, чем при подключении к активным нагрузкам.

В случае параллельных резонаторов с сосредоточенными эле-

ментами и последовательными емкостными связями последние можно рассматривать как часть инверторов типа, представленного на рис. 8.03.26. При этом отрицательная емкость инвертора компенсируется параллельными емкостями смежных резонаторов, но при подключении резонатора к активной нагрузке отрицательную параллельную емкость со стороны активного сопротивления скомпенсировать нельзя. Таким образом, влияние емкостной связи на настройку будет различным при ее осуществлении между двумя параллельными резонаторами с сосредоточенными параметрами и между резонатором и активным сопротивлением. Этот вопрос рассматривался ранее в связи с ф-лами (8.14.32) — (8.14.34).

При относительно сильных связях коррекцию настройки можно выполнить, перестраивая поодиночке резонаторы (они испытываются поодиночке при подключении к активным нагрузкам) на несколько другие частоты, вычисляемые на основе положений, изложенных выше при выводе ф-л (8.14.32) и (8.14.34). При относительно слабых связях (случай узкой полосы) требуемая коррекция будет незначительной и ею можно пренебречь.

Для фильтров, показанных на рис. 8.05.1, 8.06.1, 8.07.1, 8.08.1, 8.10.3, трудности, отмеченные в предыдущем абзаце, не возникают, поскольку все эти фильтры состоят из однородных линий передачи с соответствующим образом расположенными неоднородностями. Инверторы здесь имеют тот же вид, что и на рис. 8.03.1в, 8.03.2г или в табл. 8.03.1. Отрезки линий отрицательной длины φ , входящие в инверторы, обладают таким же волновым сопротивлением, как и линии резонаторов и нагрузок. Следовательно, указанные отрезки линий можно одинаково хорошо учесть в резонаторах или в согласованных нагружающих линиях. Поэтому, когда резонатор с волновым сопротивлением Z_0 вынимается из внутренней части многорезонаторного фильтра и испытывается между согласованными нагружающими линиями, имеющими то же волновое сопротивление Z_0 , то ошибки в настройке не будут, независимо от того, являются ли связи слабыми или сильными. Например, настройку резонаторов для фильтров вида, приведенного на рис. 8.05.4а, можно проверить, испытывая каждый резонатор (см. рис. 11.03.2) и используя точно такие же зазоры связи на каждом конце, какие должны быть при установке резонаторов в многорезонаторный фильтр. Фактически испытание этих резонаторов проводилось симметричными парами (см. § 11.04).

Настройка резонаторов и поодиночке, и попарно дает высокую точность. После испытания резонаторов длины стержней были скорректированы для получения точного значения требуемой частоты настройки. При использовании данной методики не требуется никаких настроечных винтов. Во многих случаях допуски оказываются не очень жесткими, что позволяет на основе опытного (испытанного) образца организовать массовое производство фильтров этой конструкции без каких-либо настроечных винтов или других приспособлений для настройки.

Узкополосные фильтры с параллельно связанными резонаторами типа, приведенного на рис. 8.09.1, можно настроить, используя измерительную линию, как было описано выше при рассмотрении схемы на рис. 11.05.2. На рис. 11.05.4 показано возможное размещение настроечных винтов для фильтров этого типа. После настройки резонатора n винты оконечного звена $n, n+1$ должны быть вывернуты до уровня наружных заземленных пластин.

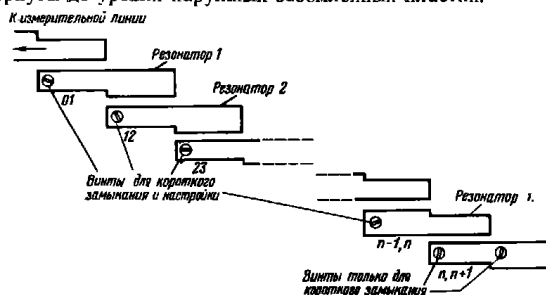


Рис. 11.05.4. Расположение винтов для настройки узкополосного фильтра с параллельно связанными резонаторами

Обычно нет необходимости настраивать широкополосные фильтры такого типа, поскольку требования к точности синхронной настройки понижаются по мере увеличения ширины полосы, и ошибки в настройке одного резонатора относительно других сравнительно мало влияют на характеристику фильтра в целом. Если средняя частота полосы пропускания не совпадает с требуемой, то длины всех резонаторов должны быть изменены на одну и ту же величину, которая рассчитывается так, чтобы получить требуемый сдвиг средней частоты полосы пропускания.

11.06. Расчет потерь рассеяния на средней частоте полоснопропускающих фильтров

В § 4.13 были изложены необходимые данные для расчета потерь полоснопропускающих фильтров в середине полосы пропускания. В дополнение к ним приведем еще один полезный пример расчета.

Пусть необходимо сконструировать шестирезонаторный полоснопропускающий фильтр с шириной полосы 10% и величиной пульсаций чебышевской характеристики 0,1 дБ и допустим, что найденные значения добротностей резонаторов для предлагаемой конструкции фильтра оказались равными приблизительно 1000. Требуется определить затухание в середине полосы пропускания, обусловленное потерями рассеяния в фильтре.

Для этого случая подходит график на рис. 4.13.2. Из него для $n=6$ и при величине пульсаций чебышевской характеристики $0,1$ дБ получаем $C_6=4,3$. Согласно выражению (4.13.2) добротность элементов в соответствующем фильтре-прототипе нижних частот на частоте среза ω'_1 равна

$$Q = \omega Q_{BP} = (0,10) (1000) = 100,0,$$

где ω — относительная ширина полосы полоснопропускающего фильтра, а $Q_{BP} = Q_u$ — ненагруженная добротность его резонаторов. Тогда согласно ф-ле (4.13.3) коэффициент рассеяния

$$d = \frac{\omega'_1}{Q} = \frac{1}{100} = 0,01,$$

где в соответствии с данными рис. 4.13.2 прототипы предполагаются пронормированными таким образом, чтобы $\omega'_1=1$. Далее согласно выражению (4.13.8) увеличение затухания в середине полосы, обусловленное потерями рассеяния, приблизительно равно

$$(\Delta L_A)_0 \approx 8,686 C_n d = 8,686 (4,3) (0,01) = 0,37 \text{ дБ.}$$

Как было указано в § 4.13, затухание, обусловленное потерями рассеяния на крайних частотах полосы пропускания, может быть примерно в 2-3 раза больше полученной величины, т. е. порядка $0,74 \div 1,1$ дБ.

Следует отметить, что иногда полезно проделать указанные вычисления в обратном порядке с целью определения ненагруженных добротностей резонаторов полоснопропускающего фильтра по измеренному приращению затухания фильтра в середине полосы, обусловленному потерями рассеяния.

Из ф-л § 4.13 получаем

$$Q_n - Q_{BP} = \frac{8,686 C_n \omega'_1}{\omega (\Delta L_A)_0} \quad (11.06.1)$$

Существует несколько способов определения величин ненагруженных добротностей, которые используются при расчете затухания полоснопропускающего фильтра. По одному из них добротность вычисляется на основе измеренных потерь в середине полосы реальных фильтров, как указано в предыдущем абзаце. Другой способ — проведение лабораторных испытаний образца резонатора для выбранного типа фильтра по методике, описанной в § 11.02. Третий способ — расчет ненагруженной добротности по данным гл. 5 для коаксиальных, полосковых и волноводных устройств.

Однако следует помнить, что теоретически возможные значения добротностей редко достигаются на практике. Это происходит вследствие шероховатости металлических поверхностей, коррозии, а также из-за дополнительных потерь в элементах связи, которые трудно полностью учесть. В некоторых конструкциях полосковых фильтров фактические добротности обычно составляют около по-

— 136 —

ловины их теоретических значений. В случае волноводных фильтров совпадение теории и практики оказывается несколько лучшим, но все же, как правило, необходимо принимать во внимание, что добротности в реальных фильтрах всегда будут меньше их оптимальных теоретических величин.

Ряд других вопросов, касающихся потерь рассеяния в фильтрах, рассматривается в следующем параграфе.

11.07. Расчет узкополосных фильтров с минимальными потерями в середине полосы пропускания и заданным затуханием в полосе заграждения

В различных практических случаях, например при разработке преселекторов для супергетеродинных приемников, требуются узкополосные фильтры с возможно меньшими потерями в середине полосы пропускания и заданным высоким затуханием на некоторой частоте по-

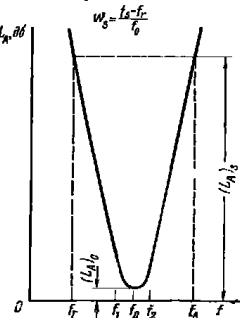


Рис. 11.07.1. Определение параметров $(L_A)_0$, $(L_A)_z$ и ω'_z используемых в § 11.07

лосы заграждения. Так, для супергетеродинного приемника с промежуточной частотой 30 МГц необходим фильтр предварительной селекции с высоким затуханием на частоте, отстоящей на 60 МГц от средней частоты полосы пропускания, для подавления помехи по зеркальному каналу. У этих приемников в диапазоне свч ширина полосы сигнала обычно очень мала по сравнению с используемыми несущими частотами. Поэтому при расчете фильтра предварительной селекции все внимание приходится сосредоточивать на выполнении указанных требований. При этом фактически обеспечивается достаточная ширина полосы пропускания для узкого спектра принимаемого сигнала.

Допустим, что рассматриваемые фильтры обладают достаточно узкой полосой пропускания, так что независимо от физической структуры применяемых резонаторов и связей будет справедливо упрощенное частотное преобразование:

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{2}{\omega} \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right), \quad (11.07.1)$$

где

$$\omega = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$$

и

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}.$$

— 137 —

Здесь величина ω представляет собой относительную ширину полосы пропускания, соответствующую полосе прототипа с граничной частотой ω_1' . Более важное значение имеет относительная ширина полосы ω_s , в пределах которой затухание должно достигнуть заданного высокого уровня $(L_A)_s$ (см. рис. 11.07.1). Затухание $(L_A)_0$ в середине полосы должно быть, разумеется, сведено к минимуму.

Многие расчеты, основывающиеся на прототипах нижних частот, приводят к таким конструкциям полоснопропускающих фильтров, у которых затухание $(L_A)_0$ равно нулю, если нет потерь в резонаторах фильтра. Но когда в расчете учтены неизбежные потери в резонаторах, затухание $(L_A)_0$ всегда будет не равно нулю. При этих условиях фильтры с одинаковыми величинами ω_s для заданного затухания могут иметь значительно отличающиеся друг от друга затухания в середине полосы $(L_A)_0$.

Шифмай (Schiffman) [4] привел расчетные данные для двух и трехрезонаторных фильтров, которые позволяют получить в фильтрах минимальные потери в середине полосы для заданных значений ω_s и $(L_A)_s$.

Кон [5] нашел для общего случая произвольного числа резонаторов, что малую величину $(L_A)_0$ можно получить, если фильтр рассчитать из прототипа нижних частот со следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} g_0 = g_1 = g_2 = \dots = g_n = g_{n+1} = 1 \\ \omega_1' = 1 \end{aligned} \right\} \quad (11.07.2)$$

Смысл этих параметров здесь тот же, что и в § 4.04.

Тауб (Taub), Богнер (Bogner) [10], Фубини (Fubini) и Гиллемин [11] исследовали фильтры с идеальными максимально плоской и чебышевской характеристиками при наличии потерь. Далее будет показано, что такие фильтры обладают большим затуханием в середине полосы, чем рассматриваемые фильтры с одинаковыми элементами (для тех же самых значений $(L_A)_s$, ω_s и добротностей резонаторов).

Из выражений (11.07.2), (4.13.3) и (4.13.11) следует, что для фильтров, рассчитанных на основе элементов прототипа, приведенных в выражении (11.07.2), потери в середине полосы приблизительно равны

$$(L_A)_0 \approx \frac{4,343 n}{\omega_s Q_u}, \quad (11.07.3)$$

где Q_u — ненагруженная добротность резонаторов. Здесь величина $(L_A)_0$ практически равна $(\Delta L_A)_0$ в выражении (4.13.11), так как этот тип фильтра идеально согласован в середине полосы при отсутствии потерь и очень близок к согласованию при их наличии. Величина ω в ф-ле (11.07.3) представляет собой относительную ширину полосы пропускания, соответствующую полосе прототипа с граничной частотой ω_1' . Именно она должна использоваться в расчетных выражениях гл. 8—11. Однако для задания рабочих

требований полезнее в нашем случае взять относительную ширину полосы ω_s . С помощью выражений (4.14.1), (11.07.1) и (11.07.2) можно ийти, что ω и ω_s связаны между собой приближенной формулой

$$\frac{\omega_s}{\omega} \approx \text{antilg} \frac{(L_A)_s + 6,02}{20 n}, \quad (11.07.4)$$

где $(L_A)_s$ измеряется в децибелах. Тогда из выражений (11.07.3) и (11.07.4) получаем

$$(L_A)_0 \approx \frac{4,343 \text{ antilg} \left[\frac{(L_A)_s + 6,02}{20 n} \right]}{\omega_s Q_u}, \text{ дб.} \quad (11.07.5)$$

На рис. 11.07.2 приведены графики, построенные на основе выражения (11.07.5) для различных значений $(L_A)_s$. Отметим, что величина $\omega_s Q_u (L_A)_0$ представлена в функции от числа резонаторов n . Таким образом, для данных значений ω_s и Q_u ордината кривой пропорциональна величине потерь в середине полосы. Легко видеть, что оптимальное число резонаторов, необходимое для получения минимального затухания $(L_A)_0$, зависит от заданной величины $(L_A)_s$. При $(L_A)_s = 30$ дб оптимальное число резонаторов n равно 4, в то время как для $(L_A)_s = 70$ дб, $n = 8$.

Выражение (11.07.5), по которому вычислены графики на рис. 11.07.2, включает в себя ряд приближений, так что точность получаемых результатов улучшается с увеличением значений $(L_A)_s$ и произведения $Q_u \omega_s$. Для проверки практической применимости этого выражения рассмотрим типичный опытный расчет фильтра со средними значениями величин $(L_A)_s$ и $Q_u \omega_s$.

Рис. 11.07.2. График для определения характеристик полоснопропускающих фильтров, рассчитываемых из равноэлементных прототипов. n — число резонаторов. Значения $(L_A)_s$ даны в дб

¹⁾ Выполненные Робинсоном (L. A. Robinson) примеры расчета пока зывают, что эти графики достаточно точны от $n=1$ до таких значений n , где кривые начинают идти почти параллельно оси абсцисс, но далее, вследствие допущенных приближений, они не поднимаются в правой части так круто, как должны были бы.

Предположим, что требуется получить затухание $(L_A)_s=40$ дБ в полосе $\omega_s=0,03$ при добротности $Q_u=1000$. Из рис. 11.07.2 видно, что почти оптимальной будет являться структура с числом резонаторов $n=4$. При этом из графика получаем $\omega_s Q_u (L_A)_0=65$. Таким образом, величина потерь в середине полосы равна

$$(L_A)_0 = \frac{65}{\omega_s Q_u} = \frac{65}{0,03(1000)} = 2,16 \text{ дБ.}$$

С целью сравнения был выполнен расчет экспериментального фильтра на основе четырехэлементного ($n=4$) прототипа нижних частот на сосредоточенных параметрах по схеме, показанной на рис. 8.02.2. Параметры прототипа имели следующие значения: $g_0=g_1=g_2=g_3=g_4=g_5=1$; $\omega_1=1$ и $\omega=0,007978$ [величина ω была получена по ф-ле (11.07.4)]. Расчетная характеристика этого фильтра приведена на рис. 11.07.3 для случаев $Q_u=\infty$ (т. е. без потерь) и $Q_u=1000$.

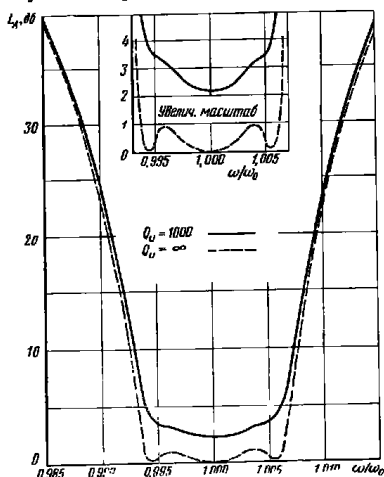


Рис. 11.07.3. Характеристики четырехрезонаторного фильтра, рассчитанного из равноэлементного прототипа с учетом и без учета потерь рассеяния

большинства практических фильтров рассматриваемого типа.

Пунктирной линией на рис. 11.07.3 показано затухание фильтра для идеального случая резонаторов без потерь. Как можно видеть, частотная характеристика в полосе пропускания имеет величину пульсаций приблизительно 1 дБ. При наличии потерь затухание, обусловленное рассеянием, увеличивает потери на краях полосы

настолько, что пульсации почти полностью сглаживаются. Это — типичный эффект влияния значительных потерь рассеяния, проявляющийся независимо от выбора фильтра-прототипа нижних частот.

11.08. Расчет полосовых согласующих цепей с помощью методов, изложенных в гл. 8

Во многих случаях можно получить очень хорошие согласующие цепи, если воспользоваться методами расчета фильтров, приведенными в гл. 8, наряду с использованием согласующих цепей прототипов нижних частот, рассмотренных в §§ 4.09 и 4.10. При этом предполагается, что согласуемую нагрузку можно приближенно представить в пределах требуемого частотного диапазона в виде простой резонансной цепи типа R, L, C . Такое ограничение может показаться жестким, однако, в действительности при решении большого числа задач согласования сопротивлений на свч подобное представление дает вполне удовлетворительные результаты.

Ширина полосы, для которой согласующие цепи окажутся достаточно хорошими, будет в определенной мере зависеть от того, насколько точно согласуемая нагрузка соответствует ее представлению в виде простой R, L, C -цепи в интересующем нас диапазоне частот. Однако поскольку рассматриваемая методика основывается на материале гл. 8, где используются узкополосные аппроксимации, то едва ли можно ожидать точных результатов при ширине полос более чем 20%. Сравнительно легко должны выполняться расчеты для 5- или 10%-ных полос, которые дают теоретически почти оптимальное согласование для заданной нагрузки и заданного числа резонаторов. При более широких полосах рекомендуются методы гл. 10 и основанные на них способы, изложенные в § 11.09, которые применимы как для очень широких, так и для узких полос.

Определение параметров нагрузки и прототипа нижних частот. Прежде чем рассчитать цепь, дающую хорошее согласование сопротивлений в нужном диапазоне частот, необходимо определить параметры, которые характеризуют нагрузку. Для этого рекомендуется следующий порядок действий.

1. Измеряются сопротивления нагрузки в заданном частотном диапазоне, и результаты измерений наносятся на диаграмму Смита или записываются в другой удобной форме. Далее строится соответствующая частотная характеристика проводимости. Если вещественная часть сопротивления более постоянна, чем вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде *последовательной* R, L, C -цепи. Если же в интересующей нас полосе частот более постоянна вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде *параллельной* R, L, C -цепи.

2. При более постоянной вещественной части сопротивления *последовательно* с нагрузкой подключается реактивный элемент так, чтобы получить в ней последовательный резонанс на средней

частоте f_0 диапазона, в котором требуется хорошее согласование. Если более постоянна вещественная часть проводимости, то реактивный элемент подключается *параллельно* с нагрузкой, чтобы получить в ней резонанс параллельного типа на той же частоте.

3. С помощью способов, описанных в § 11.02, находят величину добротности Q_A резонансной нагрузки в виде резонансного контура. Если в ней имеет место последовательный резонанс, то определяется также активное сопротивление нагрузки при резонансе R_A . Если же она представляет собой параллельный резонансный контур, то определяется активная проводимость нагрузки при резонансе G_A .

После того как цепь нагрузки настроена в резонанс на частоте f_0 и экспериментально найдены значения ее добротности Q_A и сопротивления R_A (или проводимости G_A) на этой частоте, то можно считать, что для рассматриваемого здесь расчетного метода нагрузка определена.

Следует отметить некоторые особенности трех указанных выше пунктов. Во многих случаях характер цепи нагрузки достаточно ясен, так что нет необходимости прибегать к графикам сопротивления и проводимости, указанным в п. 1. Для получения лучшей характеристики реактивный элемент, подключаемый к нагрузке (и обеспечивающий в ней последовательный или параллельный резонанс на частоте f_0), должен быть как можно более сосредоточенным и располагаться как можно ближе к нагрузке. Если же размеры реактивного элемента достигают четверти длины волны или более, то будет *увеличиваться* добротность резонансной нагрузки и уменьшаться качество согласования сопротивлений, которое можно было бы получить в заданной полосе. К подобным же нежелательным последствиям приведет расположение сосредоточенного реактивного элемента на значительном электрическом расстоянии от нагрузки. Однако в ряде практических случаев, когда некоторое ухудшение характеристики допустимо, удобнее с практической точки зрения использовать большие по размерам, настраиваемые в резонанс нагрузки, реактивные элементы или располагать сосредоточенные элементы на некотором расстоянии от нагрузки.

Чтобы выбрать подходящий прототип нижних частот для полосовой согласующей цепи, необходимо рассчитать декремент

$$\delta = \frac{1}{w Q_A}, \quad (11.08.1)$$

где

$$w = \frac{f_2 - f_1}{f_0}; \quad (11.08.2)$$

$$f_0 = \frac{f_2 + f_1}{2}, \quad (11.08.3)$$

а f_1 и f_2 — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы, в которой требуется хорошее согласование. Зная величину

δ , можно найти оптимальную характеристику и соответствующий прототип нижних частот (см. §§ 4.09 и 4.10).

Необходимо напомнить, что для любой нагрузки, содержащей как активные, так и реактивные элементы, невозможно получить идеальное согласование в конечной полосе частот независимо от сложности используемой согласующей цепи (см. § 1.03). Таким образом, для каждой данной нагрузки существуют безусловные ограничения согласования, достижимого в пределах данной полосы. Обычно добавление одного резонатора (в дополнение к резонатору, образованному нагрузкой), что приводит к цепи прототипа нижних частот с двумя реактивными элементами ($n=2$), обеспечивает значительное улучшение характеристики. Еще больший эффект дает переход к согласующим цепям, рассчитанным на основе прототипов с оптимальным числом реактивных элементов ($n=3$ или 4), но степень улучшения быстро уменьшается с повышением n . Почти не имеет смысла рассчитывать согласующие цепи при большем значении n , т. е. использовать более двух или трех резонаторов в дополнение к резонатору, образованному нагрузкой.

Для расчета волноводных согласующих цепей зачастую бывает удобно в качестве частотной переменной использовать величину, обратную длине волны в волноводе, как в расчетных соотношениях, приведенных в § 8.06. При этом декремент будет равен

$$\delta_\lambda = \frac{1}{w \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_{g0} - \lambda_{gb}} \right)} \approx \frac{1}{w_\lambda Q_A \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2}, \quad (11.08.4)$$

причем

$$w_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}; \quad (11.08.5)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}, \quad (11.08.6)$$

где λ_{g1} и λ_{g2} — длины волн в волноводе на краях полосы частот, в пределах которой требуется хорошее согласование; λ_{g0} — длина волны в волноводе в середине полосы; λ_{ga} и λ_{gb} — длины волн в волноводе в точках половинной мощности при нагрузке в виде резонансного контура; λ_0 — длина плоской волны на средней частоте в такой же среде распространения, что и внутри волновода; Q_A — добротность резонансной нагрузки, которая определяется по методам, изложенным в § 11.02, или по другим эквивалентным методам. Зная значение декремента δ_λ , можно прототип нижних частот для согласующей цепи определить с помощью соотношений §§ 4.09 и 4.10, подставляя δ_λ вместо δ .

Применение данных, приведенных в гл. 8, для расчета согласующих цепей. Методы расчета полоснопропускающих фильтров, рассмотренные в гл. 8, легко применить к расчету согласующих цепей. После того как нагрузка настроена указанным выше обра-

зом в резонанс, она становится первым резонатором фильтра. Тогда остальная его часть (которая и является собственно согласующей цепью) может быть представлена любой из форм фильтровых структур, рассмотренных в гл. 8.

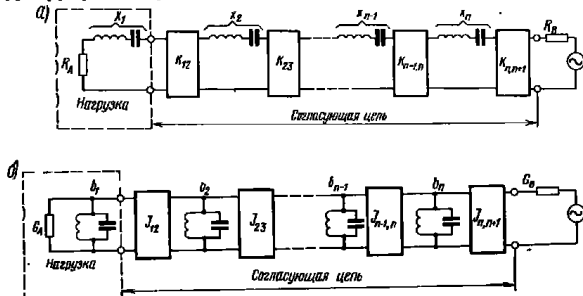


Рис. 11.08.1. Согласующая цепь из связанных резонаторов для нагрузок с резонансом: а — последовательного типа; б — параллельного типа:

$$K_{12} = \frac{1}{\omega_1'} \sqrt{\frac{\omega R_A x_2}{g_1 g_2 \delta}};$$

$$K_{k,k+1} \Big|_{k=2 \div n} = \frac{\omega}{\omega_1'} \sqrt{\frac{x_k x_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}; \quad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_B x_n \omega}{g_n g_{n+1} \omega_1'}};$$

$$J_{12} = \frac{1}{\omega_1'} \sqrt{\frac{\omega G_A b_2}{g_1 g_2 \delta}};$$

$$J_{k,k+1} \Big|_{k=2 \div n} = \frac{\omega}{\omega_1'} \sqrt{\frac{b_k b_{k+1}}{g_k g_{k+1}}};$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_B b_n \omega}{g_n g_{n+1} \omega_1'}}.$$

Параметры R_A , G_A , x_1 , ..., x_n и b_1 , ..., b_n выбираются произвольно. Для нагрузки используется приближенное представление

На рис. 11.08.1а приведена общая схема согласующих цепей, состоящих из последовательных резонаторов, связанных K -инверторами, и нагрузки в виде последовательного резонансного контура. В подписи к рисунку приведены соответствующие расчетные формулы. Эта схема и формулы дополняют данные на стр. 367, т. 1 и позволяют применить их к расчету согласующих цепей, используя разнообразные фильтровые структуры, описанные в гл. 8.

На рис. 11.08.1б и в подписи к нему приведены аналогичные данные (дополняющие формулы на стр. 369, т. 1) для согласующей цепи, состоящей из параллельных резонаторов и J -инверторов, с нагрузкой в виде параллельного резонансного контура. В фор-

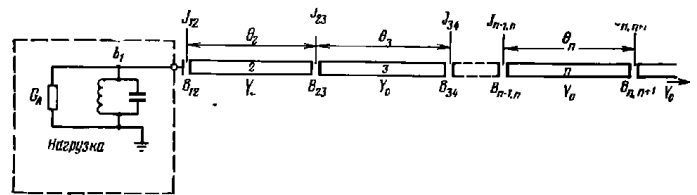


Рис. 11.08.2. Согласующая цепь с полосковыми полуволновыми резонаторами:

$$b_k \Big|_{k=2 \div n} = \frac{\pi}{2} Y_0; \quad \frac{J_{12}}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1'} \sqrt{\frac{\pi \omega G_A}{2 Y_0 g_1 g_2 \delta}};$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_0} \Big|_{k=2 \div n-1} = \frac{\pi \omega}{2 \omega_1'} \sqrt{\frac{1}{g_k g_{k+1}}}; \quad \frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \omega}{2 g_n g_{n+1} \omega_1'}}$$

Для нагрузки используется приближенное представление

мулах, приведенных в подписях к рис. 11.08.1а, б, величины R_B и G_B и параметры крутизны резонаторов x_2 , x_3 , ..., x_n и b_2 , b_3 , ..., b_n могут быть выбраны произвольно.

Чтобы пояснить, как пользоваться этими обобщенными данными (схемами и формулами) для практического расчета согласующих цепей, напишем их заново применительно к нескольким фильтровым цепям, описанным в гл. 8.

На рис. 10.08.2 показан такой пример, относящийся к расчету полосковых согласующих фильтров с полуволновыми резонаторами, которые были рассмотрены в § 8.05. Заметим, что в этом случае в нагрузке должен быть параллельный резонанс, а связь ее с резонатором 2 — емкостной. Если, как указывалось выше, нагрузка настроена в резонанс и выбран соответствующий прототип нижних частот, то при использовании для отношения J_{12}/Y_0 формулы, приведенной в подписи к рис. 11.08.2, остальная часть расчета цепи проводится так же, как в § 8.05. Емкостная связь B_{12} между резонатором 2 и нагрузкой будет вносить небольшую расстройку в резонансную нагрузку, стремясь сдвинуть ее резонансную частоту на величину

$$\Delta f = \frac{-f_0 B_{12}}{2 G_A Q_A}. \quad (11.08.7)$$

Эту расстройку нужно скомпенсировать путем перестройки нагрузки после подключения согласующей цепи, либо путем предварительной настройки ее на частоту $f_0 + |\Delta f|$ до подключения цепи.

На рис. 11.08.3 представлены аналогичные данные для расчета согласующих цепей, резонаторы которых представляют собой четвертьволновые отрезки полосковых линий, рассмотренные в § 8.08. Здесь в нагрузке может иметь место либо последовательный, либо параллельный резонанс. При последовательном резонансе за нагрузкой должен следовать K -инвертор, состоящий из небольшого параллельного шлейфа (см. § 8.08). Параллельное реактивное со-

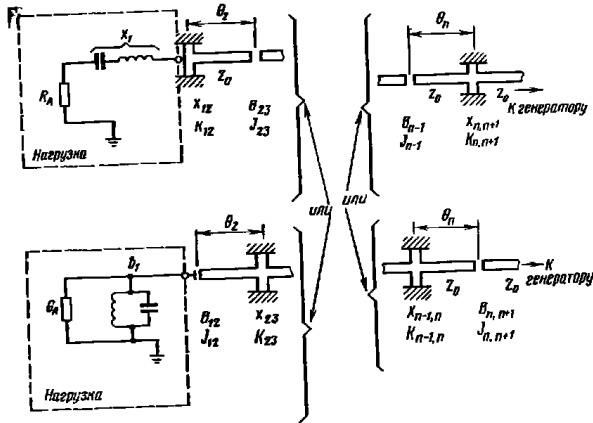


Рис. 11.08.3. Согласование при помощи полосковых фильтровых структур с четвертьволновыми резонаторами:

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi R_A \omega}{4Z_0 g_1 g_2 \delta}}; \quad \frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \omega}{4g_n g_{n+1} \omega_1}};$$

$$\frac{J_{12}}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi G_A \omega}{4Y_0 g_1 g_2 \delta}}; \quad \frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \omega}{4g_n g_{n+1} \omega_1}};$$

для неограниченных инверторов:

$$\frac{J_{k,k+1}}{Y_0} \text{ или } \frac{K_{k,k+1}}{Z_0} \Big|_{k=2+n-1} = \frac{\pi \omega}{4 \omega_1} \frac{1}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}$$

противление X_{12} шлейфа будет вносить небольшую расстройку в нагрузку, стремясь сдвинуть ее резонансную частоту на величину

$$\Delta f = \frac{-f_0 X_{12}}{2 R_A Q_A} \quad (11.08.8)$$

Эту расстройку снова, как и ранее, нужно компенсировать либо путем последующей перестройки нагрузки, либо предварительной

настройкой ее на частоту $f_0 + |\Delta f|$. Если в нагрузке будет параллельный резонанс, то за ней должен следовать J -инвертор, реализуемый с помощью емкостного зазора (см. рис. 11.08.3). Расстройка, обусловленная реактивной проводимостью связи B_{12} , определяется из выражения (11.08.7). В подписи к рис. 11.08.3 приведены формулы, из которых определяются параметры J - и K -инверторов для расчета согласующей цепи. В общих чертах расчет выполняется так же, как в § 8.08.

На рис. 11.08.4 приведены данные для случая, когда согласующая цепь представляет собой волноводный фильтр, рассмотренный

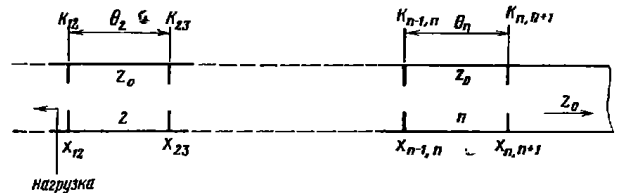


Рис. 11.08.4. Волноводная согласующая цепь:

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{1}{\omega_1} \sqrt{\frac{\pi \omega_n}{2g_1 g_2 \delta \lambda} \left(\frac{R_A}{Z_0} \right)}; \quad \frac{K_{k,k+1}}{Z_0} \Big|_{k=2+n-1} = \frac{\pi \omega \lambda}{2\omega_1} \frac{1}{\sqrt{g_k g_{k+1}}};$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi \omega \lambda}{2g_n g_{n+1} \omega_1}}$$

в § 8.06. При этом референсная плоскость для нагрузки должна быть отнесена к той точке волновода, в которой нагрузка оказывается в последовательном резонансе.

Нагрузка связана со следующим резонатором с помощью K -инвертора, состоящего в основном из параллельной индуктивной диафрагмы с реактивным сопротивлением связи X_{12} . Это сопротивление стремится расстроить нагрузку по частоте на величину

$$\Delta f = \frac{-f_0 (X_{12}/Z_0)}{2(R_A/Z_0) Q_A} \quad (11.08.9)$$

которую можно компенсировать, либо перестраивая нагрузку, либо несколько сдвигая к ней диафрагму X_{12} . Заметим, что в выражении (11.08.9) и в формулах, приведенных в подписи к рис. 11.08.4, все сопротивления нормированы относительно сопротивления волновода, так что не возникает трудностей из-за неопределенности, свойственной вычислению абсолютных значений сопротивления волновода.

После того как найдены параметры инвертора по этим формулам, остальные этапы расчета проводятся так же, как в § 8.06. Разумеется, в данном случае декремент Q_A , используемый при опре-

деленин прототипа нижних частот, а также в выражении для K_{12}/Z_0 , вычисляется по ф-ле (11.08.4).

Формулы, которые приведены в подписях к рис. 11.08.2, 11.08.3 и 11.08.4, были получены путем простой подстановки значений соответствующих параметров крутизны в обобщенные формулы (см. подпись к предыдущему рис. 11.08.1). Подобным образом можно получить расчетные формулы для самых разнообразных согласующих цепей. Выбор наилучшей из них для каждого конкретного случая может варьироваться в широких пределах в зависимости от соотношения уровней сопротивлений нагрузки и источника, допустимых размеров согласующей цепи, требуемой относительной ширины полосы и т. д. Как указывалось выше, для получения наилучшей характеристики резонансная нагрузка должна быть возможно более компактной (сосредоточенной) точно также, как и инверторная связь с ней. В случаях относительно узкой полосы согласования для связи с нагрузкой можно использовать в качестве инвертора четвертьволновый отрезок линии, но получающаяся характеристика не будет столь хорошей, как при связи на сосредоточенных или близких к ним элементах. Это обусловлено тем, что четвертьволновый отрезок линии сам по себе обладает избирательными свойствами, которые, будучи добавленными к свойствам резонансной нагрузки, затруднят согласование сопротивлений в заданной полосе. Но в некоторых некритичных случаях, когда допустимо ухудшение характеристики, четвертьволновая связь с нагрузкой может оказаться практически целесообразной.

Экспериментальная настройка согласующих цепей на связанных резонаторах. В тех случаях, когда допускается настройка резонаторов и связей между ними, а параметры крутизны резонаторов x_2, x_3, \dots, x_n или b_2, b_3, \dots, b_n известны, удобно при расчете согласующей цепи сочетать теоретические и экспериментальные методы.

Предположим, что нагрузка настроена в последовательный резонанс описанным выше способом и что определены ее добротность Q_A , активное сопротивление R_A , декремент δ , а также требуемый прототип нижних частот с числом реактивных элементов $n=2$. Полагая, что параметр крутизны x_2 резонатора 2 известен, рассчитываем параметры инверторов K_{12} и K_{23} по формулам, приведенным в подписи к рис. 11.08.1а. Связи резонаторов необходимо затем отрегулировать так, чтобы они соответствовали параметрам инверторов.

Рис. 11.08.5 иллюстрирует процесс экспериментальной настройки такого фильтра. Как показано на рис. 11.08.5а, резонансная нагрузка присоединена непосредственно к задающему генератору, в этом случае ксв между генератором и нагрузкой на резонансной частоте равен V_1 . Затем подключается реактивное сопротивление связи в виде инвертора K_{12} , которое настраивается до тех пор, пока ксв на резонансной частоте не станет равным V_2 (см. рис. 11.08.5б).

Если испытания проводятся на измерительной линии, необходимо проверить положения минимумов напряжения, чтобы быть уверенным, что полученное значение V_2 соответствует сопротивлению $Z_2(\omega_0)$, а не его обратной величине (относительно сопротивления измерительной линии). Подключение реактивного сопротивле-

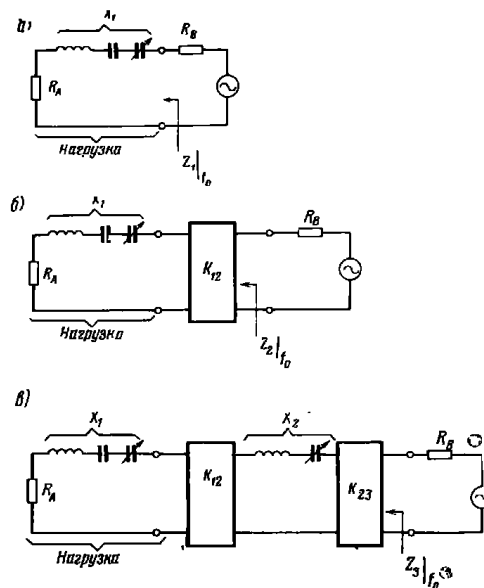


Рис. 11.08.5. Метод экспериментальной регулировки согласующей цепи.

$$Z_1|f_0 = R_A; \quad Z_2|f_0 = \frac{K_{12}^2}{R_A}; \quad Z_3 = \frac{K_{23}^2 R_A}{K_{12}^2};$$

$$V_1 \text{ или } \frac{1}{V_1} = \frac{R_B}{Z_1|f_0} = \frac{R_B}{R_A};$$

$$V_2 \text{ или } \frac{1}{V_2} = \frac{R_B}{Z_2|f_0} = \frac{R_A R_B}{K_{12}^2};$$

$$V_3 \text{ или } \frac{1}{V_3} = \frac{R_B}{Z_3|f_0} = \frac{R_B K_{12}^2}{K_{23}^2 R_A}.$$

V_k — ксв на средней частоте полосы f_0 ($k=1, 2, 3$). Используется резонансная нагрузка

ния связи в виде инвертора K_{12} , вероятно, будет несколько сдвигать резонансную частоту нагрузки от требуемой величины. Поэтому после получения нужного сопротивления связи на резонансной частоте нагрузку следует снова настроить. Поскольку ксв V_2 всегда измеряется на резонансной частоте (независимо от того, равна ли она точно частоте f_0 или нет), последующая небольшая подстройка цепи нагрузки не должна оказывать значительного влияния на требуемую величину реактивного сопротивления связи.

Далее в цепь добавляется резонатор 2 и реактивное сопротивление связи, соответствующее инвертору K_{23} (см. рис. 11.08.5в). Добавленный резонатор 2 нужно настроить на требуемую резонансную частоту, а также отрегулировать реактивное сопротивление связи, соответствующее инвертору K_{23} , чтобы получить желаемое согласование сопротивлений. Настройку резонатора 1 (т. е. резонансной нагрузки) можно считать почти точной, поэтому любые заметные искажения характеристики ксв цепи должны вызываться, главным образом, расстройкой резонатора 2. Если он точно настроен на частоту f_0 , то характеристика ксв будет иметь либо макимальное, либо минимальное значение на этой частоте и обладать симметрией относительно нее (не считая некоторого возможного искажения по частотной шкале из-за того, что связь между резонаторами меняется с частотой).

Таким образом, настройку резонатора 2 и регулировку связи, соответствующей инвертору K_{23} , следует вести до тех пор, пока характеристика ксв не получится симметричной относительно частоты f_0 , а значение ксв на этой частоте не станет равным величине V_3 , соответствующей сопротивлению $Z_3|_{f_0}$, рассчитанному по формуле, приведенной в подписи к рис. 11.08.5в. Снова следует проверить положение минимума напряжения на измерительной линии и убедиться в том, что это значение V_3 соответствует именно сопротивлению $Z_3|_{f_0}$, а не величине, обратной ему (относительно сопротивления измерительной линии).

На этом регулировка согласующей цепи при $n=2$ заканчивается. Эту методику можно использовать и для настройки согласующих цепей любой сложности путем повторения тех же этапов настройки. Указанная методика применима, разумеется, и в случае параллельных резонаторов, но анализ при этом проводится на дуальной основе.

Практический пример и некоторые дополнительные экспериментальные приемы. Рассмотрим практический пример. Цепь, о которой пойдет речь, настраивалась экспериментально, как описывалось выше, но с использованием некоторых дополнительных приемов. Основное отличие заключалось в том, что была известна только добротность нагрузки, а ее полное сопротивление в средней полосе не известно, так как при измерениях нагрузка подключалась через реактивное сопротивление связи неизвестной величины. Тем не менее, как мы увидим, оказалось возможным выполнить требуемые настройки.

— 150 —

Рассматриваемая цепь показана на рис. 11.08.6. Это перестраиваемый повышающий преобразователь частоты на полосковых линиях [6, 7]. Диод с переменной емкостью, на который подается мощность накачки, обеспечивает одновременно и усиление, и преобразование частоты. На выходе преобразователя подключена узкополосная цепь со средней частотой 4037 МГц, работающая на нижней боковой полосе, так что выходной сигнал всей цепи будет узкополосным. Однако при изменении частоты накачки от

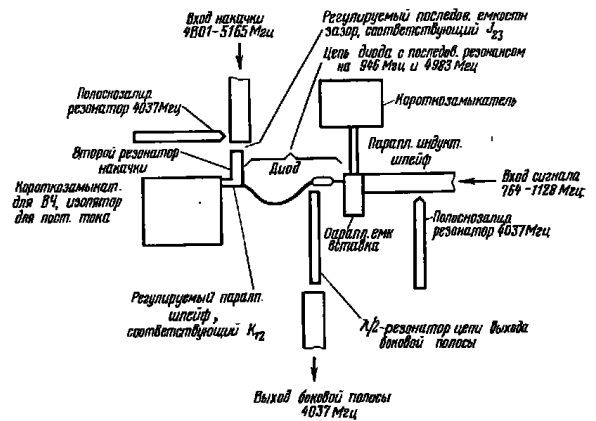


Рис. 11.08.6. Упрощенная блок-схема полоскового перестраиваемого преобразователя с нижней боковой полосой

4801 до 5165 МГц частота на входе, которую нужно преобразовать и усилить, меняется от 764 до 1128 МГц. Поэтому для получения требуемой характеристики необходимо подключить согласующие фильтры и на входе сигнала, и на входе накачки. Меры, принятые для расширения полосы канала накачки, описаны ниже.

В процессе регулировки цепи накачки электрически наиболее важными участками цепи являлись диод с его 207-омным проводочным вводом диаметром 0,51 мм (которые в данном случае совместно образовывали резонансную нагрузку) и второй резонатор накачки (см. рис. 11.08.6). Другие участки цепи в интересующем нас диапазоне частот были хорошо развязаны. Второй резонатор накачки был резонатором четвертьволнового типа (как на рис. 11.08.3). Он имел параллельную индуктивную связь с последовательно-резонансной цепью диода (служившей в качестве первого резонатора накачки) и последовательную емкостную связь с входной линией накачки. Размеры поперечных сечений второго резо-

— 151 —

натора и входной линии накачки были неодинаковыми, однако их волновые сопротивления составляли 50 ом.

На рис. 11.08.7 представлена приближенная эквивалентная схема канала накачки преобразователя для частот в окрестности 5000 МГц. Хотя цепь нагрузки (т.е. диодная цепь) очень сложна, в интересующем нас диапазоне частот она ведет себя подобно простому последовательному резонансному контуру. Инвертор сопротивления K_{12} и инвертор проводимости J_{23} определяются, как показано на рис. 11.08.6, неоднородностями связи¹⁾. Отметим, что в

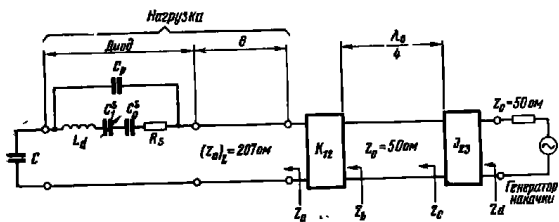


Рис. 11.08.7. Приближенная эквивалентная схема входного канала накачки в цепи, приведенной на рис. 11.08.6 (для частот в окрестности 5000 МГц).

C — емкостная проводимость входной фильтровой цепи на частотах накачки. Используется нагрузка с последовательным резонансом, сопротивление которой

$$Z_A \Big|_{\omega \text{ вблизи } \omega_0} \approx R_A + i x_1 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

этой цепи вся мощность накачки выделяется в конечном счете на сопротивлении паразитных потерь диода R_A . Так как величина его весьма мала по сравнению с реактивными сопротивлениями цепи, задача согласования сопротивлений оказывается достаточно трудной.

При первой сборке преобразователя была установлена некоторая, приблизительно правильная длина шлейфа, соответствующего инвертору K_{12} цепи, приведенной на рис. 11.08.6. Для настройки схемы емкостный зазор, соответствующий инвертору J_{23} , был замкнут, так что фактически 50-омная линия продолжалась вплоть до неоднородности K_{12} (это было эквивалентно удалению четырехполюсника, обозначенного J_{23} в схеме на рис. 11.08.7 с тем, чтобы оставить только чистую 50-омную линию вплоть до инвертора K_{12}). Затем с помощью измерительной линии, присоединенной ко входу накачки преобразователя, были проведены измерения

¹⁾ Инверторы K_{12} и J_{23} являются примерно такими же инверторами, как на рис. 8.03.1а и 8.03.2з. Заметим, что хотя в качестве второго резонатора накачки используется резонатор четвертьволнового типа, его физическая длина будет значительно меньше четверти длины волны из-за отрицательных отрезков линий входящих в состав инверторов [см., например, ф-лу (8.08.4)].

ксь с использованием методов, описанных в § 11.02, и определена добротность диодной цепи Q_A на резонансной частоте накачки, равная 77. Заметим, что она соответствует ненагруженной добротности, измеряемой по методике того же параграфа, и не зависит от регулировки параллельного шлейфа инвертора K_{12} .

Заданная величина относительной ширины полосы равнялась $w=0,082$, так что декремент затухания нагрузки был равен

$$\delta = \frac{1}{w Q_A} = \frac{1}{0,082 \cdot 77} = 0,16.$$

Согласно рис. 4.09.3 и 4.09.4 для двухрезонаторной ($n=2$) цепи при этом значении δ максимальные рабочие потери в рабочей полосе должны составлять 3,3 дБ при величине пульсаций 0,84 дБ. Так как полученные величины удовлетворяли требованиям данного преобразователя, то схемы с большим числом n не рассматривались. Затем из графиков на рис. 4.09.5б были найдены параметры соответствующего оптимального прототипа нижних частот $g_0=1, g_1=6,3, g_2=0,157, g_3=6,3$ и $\omega_1=1$.

Из рис. 11.08.3 для нашего случая имеем:

$$K_{12} = \frac{Z_0}{\omega_1^2} \sqrt{\frac{\pi R_A w}{4 Z_0 g_1 g_2 \delta}}; \quad (11.08.10)$$

$$J_{23} = Y_0 \sqrt{\frac{\pi w}{4 g_2 g_3 \omega_1^2}}; \quad (11.08.11)$$

где $Y_0=1/Z_0$. Хотя все параметры для расчета инвертора J_{23} были, таким образом, определены, инвертор K_{12} нельзя было рассчитать из-за незнания величины сопротивления R_A .

Напомним, что при измерении добротности Q_A была установлена некоторая приблизительно правильная длина шлейфа, реализующего инвертор K_{12} , но она не оказалась абсолютно точной. Для измерения величины Q_A по методам, изложенным в § 11.02, не обязательно знать параметр шлейфа связи инвертора K_{12} , однако для определения сопротивления R_A этот параметр необходимо знать точно. Указанную трудность пришлось обойти, исключив из расчетов и K_{12} , и R_A (см. ниже).

Сопротивление Z_b на рис. 11.08.7 равно в середине полосы

$$Z_b \Big|_{f_0} = \frac{K_{12}^2}{R_A}. \quad (11.08.12)$$

Тогда по ф-лам (11.08.10) и (11.08.12) получаем

$$Z_b \Big|_{f_0} = \frac{Z_0 \pi w}{(\omega_1^2)^2 4 g_1 g_2 \delta} = \frac{50 \pi \cdot 0,082}{1^2 \cdot 4 \cdot 6,30 \cdot 0,157 \cdot 0,16} = 20,4 \text{ ом}. \quad (11.08.13)$$

Таким образом, при замкнутом емкостном зазоре, соответствующем инвертору J_{23} (для продолжения 50-омной линии вплоть

до шлейфа K_{12}), длина шлейфа K_{12} регулировалась так, чтобы ксв со стороны входа накачки на резонансной частоте равнялся

$$V_b = \frac{Z_0}{Z_{b|f_0}} = \frac{50}{20,4} = 2,45 \quad (11.08.14)$$

и при этом вблизи шлейфа находился узел напряжения стоячей волны.

Затем зазор инвертора J_{23} размыкался (см. рис. 11.08.6), и его величина регулировалась так, чтобы получить ксв $V_d=6,3$ в середине полосы. При каждой регулировке величины зазора настроечные винты у края емкостного зазора второго резонатора накачки регулировались так, чтобы получить примерно симметричную относительно f_0 зависимость ксв от частоты.

Указанная величина $V_d=6,3$ получается следующим образом. Для схемы на рис. 11.08.7 в середине полосы имеем

$$Z_c|f_0 = \frac{Z_0^2}{Z_{b|f_0}} \quad (11.08.15)$$

Так как J_{23} представляет собой инвертор проводимости (см. § 8.03), то

$$Z_d|f_0 = \frac{1}{Z_c|f_0 J_{23}^2} = \frac{Z_{b|f_0}}{Z_0^2 J_{23}^2} \quad (11.08.16)$$

Тогда из ф-л (11.08.11), (11.08.13) и (11.08.16) получаем

$$Z_d|f_0 = Z_0 g_0 g_2 = 50 \cdot 1,0 \cdot 6,30 = 315 \text{ ом} \quad (11.08.17)$$

Отсюда ксв со стороны 50-омного входа накачки будет в середине полосы иметь значение

$$Z_d = \frac{Z_d|f_0}{Z_0} = \frac{315}{50} = 6,30, \quad (11.08.18)$$

причем в окрестности зазора, соответствующего инвертору J_{23} , должна быть пучность напряжения стоячей волны.

На этом заканчивается настройка согласующей цепи накачки. Результирующая характеристика рабочего затухания¹⁾, рассчитанная по измеренным значениям ксв, приведена на рис. 11.08.8. Относительная ширина полосы при этом равна 0,0875 вместо заданной 0,082. Максимальные рабочие потери в полосе пропускания составили 3,2 дБ, что хорошо согласуется с их ожидаемым значением 3,3 дБ, а величина пульсаций в полосе пропускания оказалась равной примерно 0,4 дБ вместо ожидаемой величины 0,84 дБ. Экспериментальная характеристика получилась несколько лучше теоретической, ввиду того что при измерении данных для графика на рис. 11.08.8 на выходе был добавлен резонатор, рассчитанный на

нижнюю боковую полосу. Он несколько снизил эффективную добротность Q_A диодной цепи по сравнению с ее первоначальным значением $Q_A=77$, полученным без выходного резонатора¹⁾.

Интересно выяснить, к какому же эффекту привело добавление второго резонатора накачки в качестве согласующей цепи? Предположим, что снова $Q_A=77$ и требуемая величина относительной ширины полосы $w=0,082$, так что декремент затухания $\delta=0,16$.

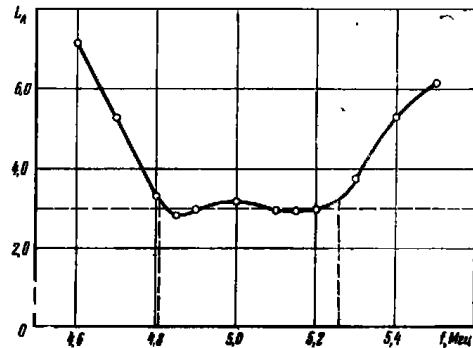


Рис. 11.08.8. Характеристика рабочего затухания на входе канала накачки, рассчитанная по измеренным значениям ксв

В случае использования только первого резонатора накачки (т. е. просто резонансной диодной цепи вместе с регулируемым шлейфом связи, соответствующим инвертору K_{12}) и такой регулировки шлейфа связи, чтобы в середине полосы было полное согласование с 50-омным входом накачки, потери на отражение на краях полосы составили бы примерно 10,9 дБ. Если бы шлейф связи, соответствующий инвертору K_{12} , был отрегулирован в соответствии с оптимальным расчетом для случая $n=1$ (при использовании параметров прототипа, приведенных в § 4.09), то потери на краях полосы $(L_A)_{\max}$ составляли бы 5,6 дБ, а потери в середине полосы $(L_A)_{\min} = 3,3$ дБ.

Таким образом, добавление второго резонатора (при этом расчет нужно производить для $n=2$) приводит к уменьшению максимальных и минимальных потерь в полосе пропускания до следующих значений $(L_A)_{\max}=3,3$ дБ и $(L_A)_{\min}=2,5$ дБ. При $n=4$ эти значения были равны: $(L_A)_{\max}=2,5$ дБ и $(L_A)_{\min}=2,3$ дБ, а при $n=\infty$ $(L_A)_{\max}=(L_A)_{\min}=2$ дБ.

¹⁾ Это уменьшение добротности вызвано параллельной емкостью, внесенной выходным резонатором, вследствие чего увеличилась связь с внутренним сопротивлением диода.

¹⁾ Объяснение этого термина см. в § 2.11.

Как можно видеть, переход от $n=1$ к $n=2$ дает очень большое улучшение характеристик, но при дальнейшем увеличении n степень улучшения быстро убывает.

Другие типы согласующих цепей на связанных резонаторах. Согласующую цепь можно также выполнять по схеме, показанной на рис. 11.08.9, которая не содержит инвертора между нагрузкой и смежным резонатором согласующей цепи. Однако эта схема не будет достаточно пригодной для практических целей, если не считать случаев относительно широкополосных согласующих цепей.

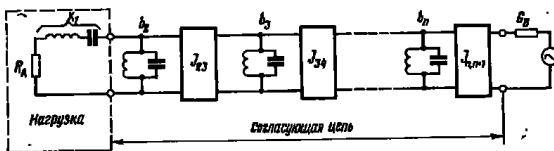


Рис. 11.08.9. Дополнительная обобщенная форма согласующей цепи на связанных резонаторах.

$$b_n = \frac{\omega_1 G_n}{\omega_{G_0} R_A};$$

$$j_{k,k+1} |_{k=2+n-1} = \frac{\omega}{\omega_1} \sqrt{\frac{b_k b_{k+1}}{g_k g_{k+1}}};$$

$$j_{n,n+1} = \sqrt{\frac{G_D b_n \omega}{g_n g_{n+1} \omega_1}}.$$

Величины b_n, b_k, \dots, b_2 и G_D могут быть выбраны произвольно. Для нагрузки используется приближенное представление

Величины b_3, b_4, \dots, b_n и G_D могут быть выбраны произвольно. Параметр крутизны резонатора $2 b_2$ нельзя здесь выбирать произвольно, и для узких полос он часто становится настолько большим, что в реальных цепях его трудно получить. Особенно сложным оказывается дуальный случай, когда первый резонатор согласующей цепи станет последовательным¹⁾.

С помощью расчетных методов, изложенных в § 11.09, можно рассчитать схему, более или менее эквивалентную показанной на рис. 11.08.9, но при этом используется уже другой подход. Как отмечалось выше, такие схемы становятся наиболее удобными для практического применения в случае относительно широкой полосы, порядка 30% и выше.

¹⁾ Дуальную цепь применяют в случае нагрузки с резонансом параллельного типа.

11.09. Расчет полосовых согласующих цепей с помощью методов, изложенных в гл. 10

В этом параграфе будет продолжено рассмотрение расчета согласующих цепей, но уже для случаев относительно широких полос. Основные положения остаются такими же, как и в предыдущем параграфе, однако сама методика несколько изменяется, чтобы использовать принципы расчета фильтров, изложенные в гл. 10.

Эти изменения заключаются в следующем. Сначала, как и прежде, нагрузка настраивается в последовательный или параллельный резонанс на средней частоте полосы f_0 . Но так как в данном случае мы имеем дело с относительно широкими полосами, то лучше при расчете декремента нагрузки δ использовать в качестве основного не добротность нагрузки, а другой параметр. Такой прием вызван тем, что когда требуется широкополосное согласование, то добротность нагрузки обычно оказывается сравнительно малой, кроме того, может потребоваться более полное исследование характеристик сопротивления или проводимости, чем при измерении одной добротности.

Рис. 11.09.1 иллюстрирует предлагаемый способ расчета требуемых параметров нагрузки δ и R_A или G_A . В пределах интересующего нас диапазона частот измеряются характеристики сопротивления или проводимости нагрузки, настроенной в резонанс, а затем искомые параметры легко определяются по измеренным данным, как это видно из рисунка. Заметим, что указанные на нем частоты f_1 и f_2 представляют границы частотной полосы, в которой требуется хорошее согласование.

На рис. 11.09.1 приведены идеализированные характеристики, так как их вещественные составляющие остаются постоянными с

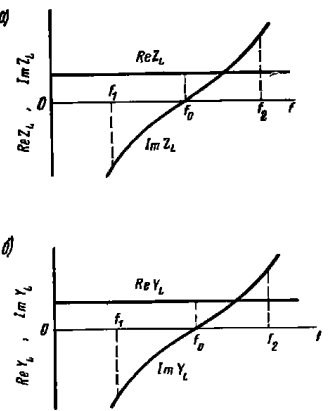


Рис. 11.09.1. Определение параметров нагрузки в форме, удобной для широкополосного согласования: а — случай идеализированной нагрузки Z_L с последовательным резонансом, когда $R_A = \text{Re } Z_L |_{f=f_0}$ и

$$\delta = \frac{R_A}{|\text{Im } Z_L |_{f=f_1 \text{ или } f_2}}; \quad б — \text{случай идеализированной нагрузки } Y_L \text{ с параллельным резонансом, когда } G_A = \text{Re } Y_L |_{f=f_0}$$

и $\delta = \frac{G_A}{|\text{Im } Y_L |_{f=f_1 \text{ или } f_2}}$.

Частоты f_1 и f_2 — границы полосы, в которой требуется согласование сопротивлений

изменением частоты, а мнимые составляющие обладают нечетной симметрией относительно частоты f_0 , следовательно, абсолютные величины мнимой части сопротивления или проводимости одинаковы на частотах f_1 и f_2 . Заметим, что по этой причине декремент затухания δ равен просто отношению вещественной части сопротивления или проводимости к абсолютной величине их мнимой части на тех же частотах. В практических случаях, когда характеристика полиого сопротивления или проводимости нагрузки заметно отличается от этих идеализированных симметричных характеристик, нужно брать средние величины, используя в качестве ориентира определения для идеализированных характеристик.

Пример идеализированного случая будет рассмотрен ниже. После того как определены параметры R_A (или G_A) и декремент δ нагрузки, необходимо выбрать прототип нижних частот, соответствующий нужному значению δ (см. §§ 4.09 и 4.10). Расчет согласующей цепи, таким образом, зависит от найденной величины R_A (или G_A), параметров прототипа, заданных значений внутреннего сопротивления генератора, возбуждающего нагрузку, относительной ширины полосы ω и средней частоты f_0 .

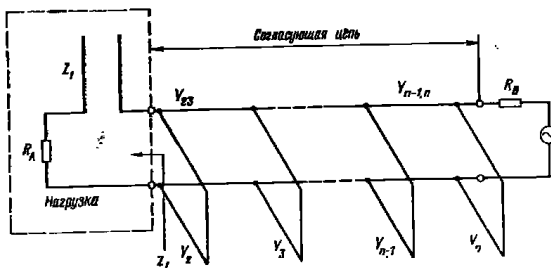


Рис. 11.09.2. Согласующая цепь, образованная из шлейфов и соединительных линий.

Для нагрузки используется приближенное представление. Длины последовательного шлейфа Z_k , параллельных шлейфов Y_k и соединительных линий $Y_k, k+1$ составляют четверть длины волны на средней частоте полосы

На рис. 11.09.2 изображена согласующая цепь, которую можно рассчитать с помощью методов, описанных в гл. 10. Как видно, нагрузка такова, что ей будет соответствовать идеализированная симметричная характеристика типа, приведенного на рис. 11.09.1а. Однако, как будет вскоре показано на конкретном примере, согласующие цепи этого типа можно применять и для гораздо более сложных нагрузок, характеристики сопротивлений которых значи-

тельно отличаются по форме от идеализированной симметричной характеристики.

Согласующую цепь, приведенную на рис. 11.09.2, можно сконструировать в полосковой форме так же, как фильтр на рис. 10.03.5—10.03.7. Кроме того, при необходимости ее можно привести к схеме на параллельно связанных полосковых линиях путем замены каждого параллельного шлейфа Y_k (за исключением Y_2 и Y_n) двумя параллельными шлейфами Y'_k и Y''_k так, чтобы $Y'_k + Y''_k = Y_k$. Далее фильтр разбивается на секции открытой двухпроводной линии (как с правой стороны рис. 5.09.1а), которые в точности эквивалентны звеньям параллельно связанных полосковых линий (как с левой стороны того же рисунка).

Проводимости звеньев параллельно связанных линий определяются из соотношений, приведенных в подписи к указанному рисунку, а по значениям проводимостей из графиков, приведенных в § 5.05, — их размеры. Какой из вариантов предпочтительнее — со шлейфами или на параллельно связанных линиях — будет зависеть, главным образом, от этих размеров.

В большинстве случаев более удобным, по-видимому, будет вариант со шлейфами. Однако в фильтре на параллельно связанных линиях имеется дополнительная возможность подстройки, так как в нем нетрудно обеспечить экспериментальную регулировку расстояний между параллельно связанными элементами, что эквивалентно регулировке проводимостей $Y_{k,k+1}$ линий, показанных на рис. 11.09.2. Экспериментальная регулировка проводимостей может потребоваться в случаях, когда сопротивление нагрузки весьма сложно и его характеристика значительно отличается от идеализированной симметричной, приведенной на рис. 11.09.1а, и когда возникает необходимость использования метода проб и ошибок (подгонки).

Ниже даются расчетные выражения для согласующей цепи такого типа, как на рис. 11.09.2.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ВИДА, ПРЕДСТАВЛЕННОГО НА РИС. 11.09.2, ПРИ НАГРУЗКАХ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ТИПОМ РЕЗОНАНСА

Параметры прототипа нижних частот определяются по декременту нагрузки δ и по данным §§ 4.09 и 4.10. Активное сопротивление генератора R_B можно выбирать произвольно, но R_A — параметр нагрузки. Приведенные ниже формулы применяются при $n \geq 3$.

Вычисляем:

$$s = \sqrt[n-2]{\frac{R_A}{R_B}}; \quad (11.09.1)$$

$$C_2 = g_2, C_k \Big|_{k=3 \div n-1} \text{ при } n > 3 = 2d g_2 s^{k-2} \quad (11.09.2)$$

(если $n=3$, это уравнение исключается);

$$C_n \Big|_{n > 3} = g_0 g_n g_{n+1} \frac{R_A}{R_B} \quad (11.09.3)$$

(параметр d — произвольный, но всегда больше нуля);

$$C'_2 = g_2(1-d), \quad C'_n = d g_n; \quad (11.09.4)$$

$$C'_k \Big|_{k=3 \div n} = C_{k-1}, \quad C'_k = C_k - C'_k. \quad (11.09.5)$$

Полагаем:

$$G_A = \frac{1}{R_A}; \quad (11.09.6)$$

$$\frac{J_{k, k+1}}{G_A} \Big|_{k=2 \div n-1} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{C_k C_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}; \quad (11.09.7)$$

$$N_{k, k+1} \Big|_{k=2 \div n-1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k, k+1}}{G_A}\right)^2 + \left(\frac{C'_k \operatorname{tg} \theta_1}{g_0}\right)^2}, \quad (11.09.8)$$

где

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{2}\right) \quad (11.09.9)$$

и $\omega = (f_2 - f_1) / f_0$ — требуемая относительная полоса частот.

Волновые проводимости параллельных шлейфов равны:

$$Y_2 = \frac{G_A}{g_0} \omega' C'_2 \operatorname{tg} \theta_1 + G_A \left(N_{23} - \frac{J_{23}}{G_A} \right); \quad (11.09.10)$$

$$Y_k \Big|_{k=3 \div n-1} \text{ при } n > 3 = G_A \left(N_{k-1, k} + N_{k, k+1} - \frac{J_{k-1, k}}{G_A} - \frac{J_{k, k+1}}{G_A} \right); \quad (11.09.11)$$

$$Y_n \Big|_{n > 3} = \frac{G_A}{g_0} \omega' C'_n \operatorname{tg} \theta_1 + G_A \left(N_{n-1, n} - \frac{J_{n-1, n}}{G_A} \right). \quad (11.09.12)$$

Волновые проводимости соединительных линий равны:

$$Y_{k, k+1} \Big|_{k=2 \div n-1} = G_A \left(\frac{J_{k, k+1}}{G_A} \right). \quad (11.09.13)$$

Эти формулы получены, по существу, тем же самым путем, что и расчетные выражения для фильтров в §§ 10.03 и 10.05, вывод которых был рассмотрен в § 10.08. Главное отличие между теми и другими состоит в том, что для получения выражений (11.09.1)–(11.09.13) использовался модифицированный прототип нижних частот более общего вида, который представлен на рис. 11.09.3. Сравнивая его с прототипом, показанным на рис. 10.08.6, замечаем, что в нем не содержится последовательной индуктивности справа, и,

кроме того, предусмотрена возможность произвольного выбора нагрузки R_{n+1} с этой же стороны (см. подпись к рис. 11.09.3). Коэффициент s введен в формулы, чтобы обеспечить как можно более плавное изменение уровня сопротивлений от одной стороны прототипа к другой путем выполнения условия $C_{k+1} = C_k$ для k от 2 до $n-2$. Соотношения между прототипом и фильтром со шлейфами

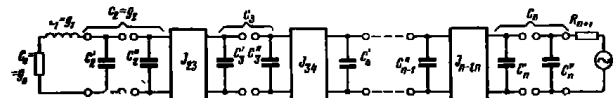


Рис. 11.09.3. Модифицированный прототип нижних частот, используемый при выводе расчетных ф-л (11.09.1)–(11.09.13):

$$s = \sqrt{\frac{n-2}{G_0 R_{n+1}}}; \quad C_2 = g_2; \quad C_k \Big|_{k=3 \div n-1} = 2d g_2 s^{k-2};$$

$$C_n = \frac{g_n g_{n+1}}{R_{n+1}}; \quad C'_2 = g_2(1-d);$$

$$C'_n = d g_n; \quad C'_k \Big|_{k=3 \div n} = C_{k-1}; \quad C'_k = C_k - C'_k;$$

$$J_{k, k+1} \Big|_{k=2 \div n-1} = \sqrt{\frac{C_k C_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}.$$

Параметр d может быть выбран произвольным, но большим нуля; величина R_{n+1} произвольна; $n > 3$

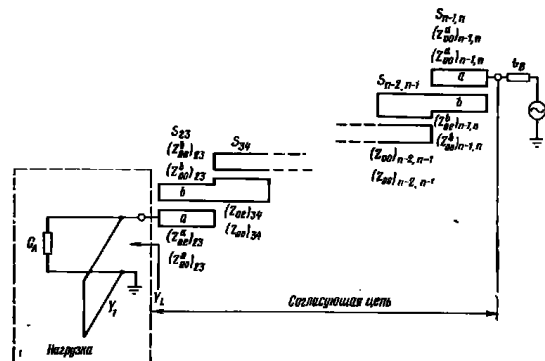


Рис. 11.09.4. Согласующая цепь из параллельно связанных резонаторов для согласования нагрузки с резонансом параллельного типа.

Для нагрузки используется приближенное представление. Длины шлейфа Y_1 и параллельно связанных звеньев $B_{k, k+1}$ равны четверти длины волны на средней частоте полосы

на рис. 11.09.2 почти такие же, как для случаев, рассмотренных в § 10.08. Параметр d выбирается произвольно (при условии $0 < d$) для регулирования уровня проводимостей фильтра. Обычно величину d удобно выбирать в пределах от 0,5 до 1.

На рис. 11.09.4 показана согласующая цепь, используемая с нагрузкой, настроенной в параллельный резонанс. Эта цепь дуальна цепи на рис. 11.09.2, с учетом того, что фильтр был приведен к параллельно связанному варианту при помощи соотношений на рис. 5.09.1б. На практике обычно применяют параллельно связанный вариант такого фильтра, ввиду того что последовательные шлейфы трудно реализовать в экранированной конструкции.

Ниже приведены расчетные формулы для данного типа согласующей цепи¹⁾.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ ВИДА, ПРЕДСТАВЛЕННОГО НА РИС. 11.09.4, ПРИ НАГРУЗКАХ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ТИПОМ РЕЗОНАНСА

Параметры прототипа нижних частот определяются по декременту нагрузки δ и по данным, приведенным в §§ 4.09 и 4.10. Активную проводимость генератора G_B можно выбирать произвольно, но G_A — параметр нагрузки. Приведенные ниже формулы применяются при $n \geq 3$.

Вычисляем:

$$s = \sqrt[n-2]{\frac{G_A}{G_B}}; \quad (11.09.14)$$

$$L_2 = g_2, \quad L_k \Big|_{k=3 \div n-1} \text{ при } n > 3 = 2 d g_2 s^{k-2}; \quad (11.09.15)$$

(если $n=3$, уравнение исключается)

$$L_n \Big|_{n > 3} = g_0 g_n g_{n+1} \frac{G_A}{G_B} \quad (11.09.16)$$

(параметр d произвольный, но всегда больше нуля);

$$L'_2 = g_2(1-d), \quad L'_2 = d g_2; \quad (11.09.17)$$

$$L'_k \Big|_{k=3 \div n} = L'_{k-1}, \quad L'_k = L_k - L'_k. \quad (11.09.18)$$

Полагаем:

$$R_A = \frac{1}{G_A}; \quad (11.09.19)$$

¹⁾ Эти формулы получены из ф-л (11.09.1) — (11.09.13) на основе принципа дуальности. Вначале это привело к согласующей цепи, состоящей из последовательных шлейфов и соединительных линий. Затем она была преобразована в цепь на параллельно связанных линиях с помощью соотношений, приведенных на рис. 5.09.1 б.

$$\frac{K_{k, k+1}}{R_A} \Big|_{k=2 \div n-1} = \frac{1}{g_0} \sqrt{\frac{L_k L_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}; \quad (11.09.20)$$

$$N_{k, k+1} \Big|_{k=2 \div n-1} = \sqrt{\left(\frac{K_{k, k+1}}{R_A}\right)^2 + \left(\frac{L'_k \operatorname{tg} \theta_1}{g_0}\right)^2}, \quad (11.09.21)$$

где

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\omega}{f_0}\right) \quad (11.09.22)$$

и $\omega = (f_2 - f_1)/f_0$ — требуемая относительная полоса.

Сопrotивления параллельно связанных линий для четного n и нечетного типов колебаний равны:

При $n=3$

$$(Z_{0e}^a)_{23} = \frac{R_A \omega_1' L_2'}{g_0} \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} + \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.23)$$

$$(Z_{0o}^a)_{23} = \frac{R_A \omega_1' L_2'}{g_0} \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} - \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.24)$$

$$(Z_{0e}^b)_{23} = \frac{R_A \omega_1' L_3^*}{g_0} \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} + \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.25)$$

$$(Z_{0o}^b)_{23} = \frac{R_A \omega_1' L_3^*}{g_0} \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} - \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.26)$$

при $n \geq 4$

$$(Z_{0e}^a)_{23} = \frac{R_A}{g_0} \omega_1' L_2' \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} + \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.27)$$

$$(Z_{0o}^a)_{23} = \frac{R_A}{g_0} \omega_1' L_2' \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{23} - \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.28)$$

$$(Z_{0e}^b)_{23} = R_A \left(N_{23} + \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.29)$$

$$(Z_{0o}^b)_{23} = R_A \left(N_{23} - \frac{K_{23}}{R_A}\right); \quad (11.09.30)$$

$$(Z_{0e})_{k, k+1} \Big|_{k=3 \div n-2} = R_A \left(N_{k, k+1} + \frac{K_{k, k+1}}{R_A}\right); \quad (11.09.31)$$

(исключается при $n < 5$)

$$(Z_{0o})_{k, k+1} \Big|_{k=3 \div n-2} = R_A \left(N_{k, k+1} - \frac{K_{k, k+1}}{R_A}\right); \quad (11.09.32)$$

(исключается при $n < 5$)

$$(Z_{0e}^a)_{n-1, n} = \frac{R_A}{g_0} \omega_1' L_n^* \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{n-1, n} + \frac{K_{n-1, n}}{R_A}\right); \quad (11.09.33)$$

$$(Z_{0o}^a)_{n-1, n} = \frac{R_A}{g_0} \omega' L_n^* \operatorname{tg} \theta_1 + R_A \left(N_{n-1, n} - \frac{K_{n-1, n}}{R_A} \right); \quad (11.09.34)$$

$$(Z_{0e}^b)_{n-1, n} = R_A \left(N_{n-1, n} + \frac{K_{n-1, n}}{R_A} \right); \quad (11.09.35)$$

$$(Z_{0o}^b)_{n-1, n} = R_A \left(N_{n-1, n} - \frac{K_{n-1, n}}{R_A} \right). \quad (11.09.36)$$

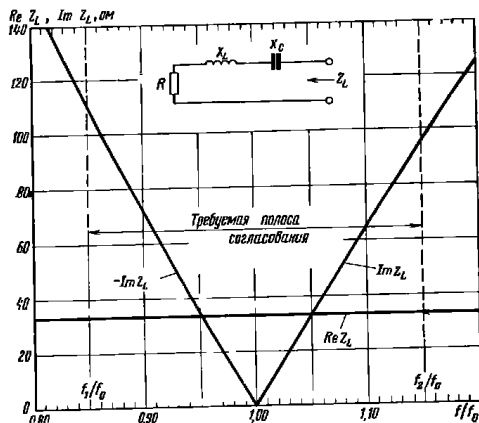


Рис. 11.09.5. Цепь нагрузки на сосредоточенных элементах и расчетная характеристика ее сопротивления.
 $R=33,33$ Ом; $\lambda_L = X_C = 340,3$ Ом на частоте f_0

Рассмотрим несколько примеров расчета согласующих цепей. На рис. 11.09.5 показаны цепь нагрузки на сосредоточенных элементах, настроенная в резонанс на частоте f_0 , а также расчетная характеристика сопротивления нагрузки. Предположим, что хорошее согласование требуется в диапазоне от $f_1/f_0=0,85$ до $f_2/f_0=1,15$, что соответствует относительной ширине полосы $\omega=0,3$. Согласно рис. 11.09.1а и 11.09.5 имеем $R_A = \operatorname{Re} Z_L|_{f_0} = 33,33$ Ом. При этом $|\operatorname{Im} Z_L|_{f_1} = 110$ Ом, в то время как $|\operatorname{Im} Z_L|_{f_2} = 95$ Ом, ввиду чего здесь возникает некоторая неопределенность при вычислении декремента δ . В пробных расчетах было взято в качестве ориентира промежуточное значение, равное 100 Ом, так что¹⁾

$$\delta = \frac{33,33}{100} \approx 0,3.$$

¹⁾ В этих расчетах по недосмотру была опущена важная значащая цифра.

В табл. 11.09.1 приведены проводимости линий и параметры для нескольких расчетов при $n=3$, соответствующих различным значениям сопротивления генератора R_B или величины d . Заметим, что хотя в расчетах 1 и 2 используется одно и то же значение $R_B=100$ Ом, в первом расчете $d=1$, а во втором $d=0,5$.

ТАБЛИЦА 11.09.1
 РЕЗУЛЬТАТЫ ЧЕТЫРЕХ РАСЧЕТОВ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ С НАГРУЗКОЙ,
 ПОКАЗАННОЙ НА РИС. 11.09.5

Порядковый номер расчета	d	R_B , Ом	Y_2 , мО	Y_{23} , мО	Y_3 , мО
1	1,0	100	0,05494	0,01095	0,02495
2	0,5	100	0,05582	0,01095	0,02583
3	1,0	20	0,04495	0,02449	0,1549
4	1,0	500	0,06026	0,004899	0,002283

Примечание. Схема согласующей цепи приведена на рис. 11.09.2. Расчетные параметры: $\omega=0,3$, $R_A=33,33$ Ом, $\delta=0,30$. При $n=3$ из данных § 4.09 получаем: $g_0=1$, $g_1=3,3$, $g_2=0,52$, $g_3=2,1$, $g_4=0,4$, $\omega_1=1$, $(L_A)_{\max}=1,2$ дБ и $(L_A)_{\min}=0,9$ дБ.

В пределах двух значащих цифр проводимости Y_2 , Y_{23} и Y_3 в обоих расчетах почти одинаковы. Этого следовало ожидать, так

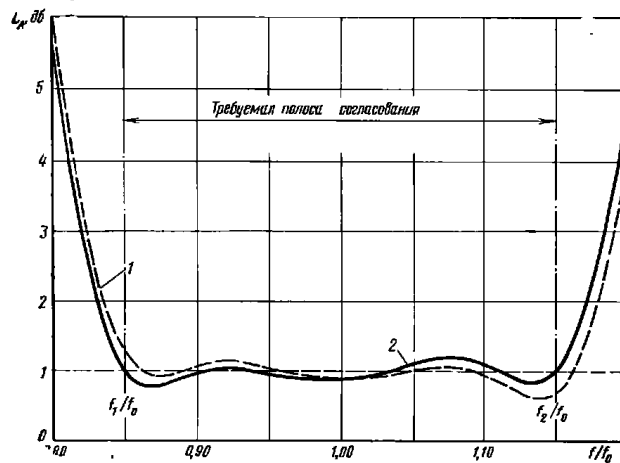


Рис. 11.09.6. Характеристики рабочего затухания для нагрузки, приведенной на рис. 11.09.5, с согласующей цепью из расчета 1 табл. 11.09.1

как выбор d теоретически не влияет на расчет, если число резонаторов в согласующей части цепи не превышает двух (в данном случае в согласующей части цепи только два резонатора).

На рис. 11.09.6 показана вычисленная характеристика затухания для нагрузки, приведенной на рис. 11.09.5 и соединенной с согласующей цепью, параметры которой приведены в расчете 1 табл. 11.09.1. Пунктирная кривая относится к случаю, когда в этой нагрузке не производилось каких-либо перестроек. Заметим, что кривая затухания (т. е. рабочего затухания передачи)¹⁾ немного наклонена вправо из-за асимметрии кривой реактивной составляющей сопротивления нагрузки. Сплошная кривая относится к случаю перестройки нагрузки путем увеличения индуктивного сопротивления X_L на средней частоте с 340,3 до 348,3 ом. В результате удалось скорректировать (даже переисправить) перекошенную характеристику. Согласно рис. 4.09.3 и 4.09.4 в этом случае максимальное затухание при передаче в нагрузку должно составлять в полосе пропускания 1,2 дб, а минимальное затухание — около 0,9 дб. Как можно видеть, пульсирующая характеристика в полосе пропускания довольно точно соответствует этим величинам.

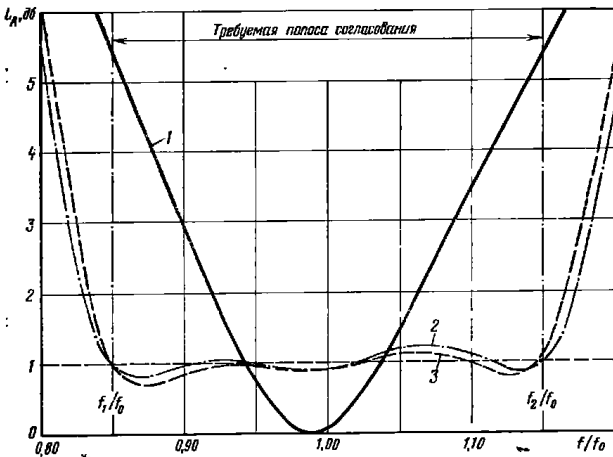


Рис. 11.09.7. Характеристики рабочего затухания для нагрузки, приведенной на рис. 11.09.5, с согласующей цепью из расчетов 3 и 4 табл. 11.09.1 и при отсутствии согласующей цепи.

1 — без согласующей цепи ($R_B = 33,33$ ом); 2 — расчет 4 ($R_B = 500$ ом); 3 — расчет 3 ($R_B = 20$ ом)

¹⁾ Объяснение этого термина см. в § 2.11.

На рис. 11.09.7 приведены расчетные характеристики затухания для той же перестроенной нагрузки (т. е. при $X_L = 348,3$ ом), но с согласующей цепью, соответствующей расчетам 3 и 4 табл. 11.09.1. Следует заметить, что для расчета 3 сопротивление генератора R_B равно 20 ом, а для расчета 4 — 500 ом. Таким образом, оба расчета охватывают диапазон возможного изменения сопротивления генератора в 25 раз. Как видно из характеристик, выбор R_B не оказывает на них серьезного влияния.

На том же рисунке показана также характеристика для случая, когда согласующая цепь не используется, но сопротивление генератора R_B выбрано так, чтобы обеспечить согласование сопротивлений нагрузки при резонансе. В этом случае затухание на границах 30%-ной полосы составляет 5,4 дб по сравнению с максимальной величиной затухания 1,2 дб, достигаемой при использовании согласующей цепи с тремя резонаторами ($n = 3$). Согласно рис. 4.09.3 для нагрузки с декрементом затухания $\delta = 0,30$ даже при наилучшей возможной характеристике с бесконечным числом резонаторов затухание в полосе пропускания будет равно 0,72 дб.

На рис. 11.09.8 приведена другая нагрузка с последовательным резонансом, характеристика сопротивления которой весьма заметно отличается от идеализированной симметричной характеристики на рис. 11.09.1а. Предположим, что необходимо получить согласование в пределах 40%-ной полосы частот, когда величина $\text{Re } Z_L$ изменяется более чем в два раза в пределах интересующей нас полосы, а характеристика реактивного сопротивления также несимметрична. В этом случае $R_A = \text{Re } Z_L|_{f_0} = 20$ ом, $|\text{Im } Z_L|_{f_0} = 80$ ом и $|\text{Im } Z_L|_{f_2} = 67$ ом. Среднее значение двух последних величин равно 73,5 ом. Таким образом, декремент затухания можно положить равным

$$\delta = \frac{20}{73,5} = 0,272.$$

В табл. 11.09.2 даются параметры согласующей цепи для такой нагрузки при $n=3$.

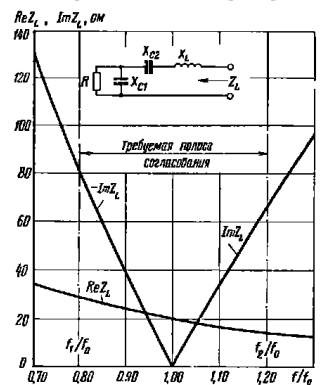


Рис. 11.09.8. Характеристика сопротивления нагрузки с резонансом последовательного типа.

$R = 100$ ом; $X_{C1} = 50$ ом; $X_{C2} = 150$ ом; $X_L = 190$ ом на частоте f_0

ТАБЛИЦА 11.09.2
РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА СОГЛАСУЮЩЕЙ ЦЕПИ С НАГРУЗКОЙ,
ПОКАЗАННОЙ НА РИС. 11.09.8

d	$R_B, \text{ом}$	$Y_2, \text{МО}$	$Y_{23}, \text{МО}$	$Y_3, \text{МО}$
1	100	0,06281	0,01342	0,01498

Примечание. Схема согласующей цепи приведена на рис. 11.09.2. Расчетные параметры: $\omega=0,4$, $R_A=20 \text{ ом}$, $\delta=0,272$. При $n=3$ из данных § 4.09 получаем: $g_1=1,0$, $g_2=3,7$, $g_3=0,48$, $g_4=2,35$, $g_5=0,36$, $\omega_1=1$, $(LA)_{\text{max}}=1,4 \text{ дб}$ и $(LA)_{\text{min}}=1,07 \text{ дб}$.

На рис. 11.09.9 показана расчетная характеристика рабочего затухания для согласующей цепи с данными расчета из табл. 11.09.2 и с нагрузкой, соответствующей рис. 11.09.8. Сплошная кривая относится к случаю согласующей цепи со шлейфами длиной в

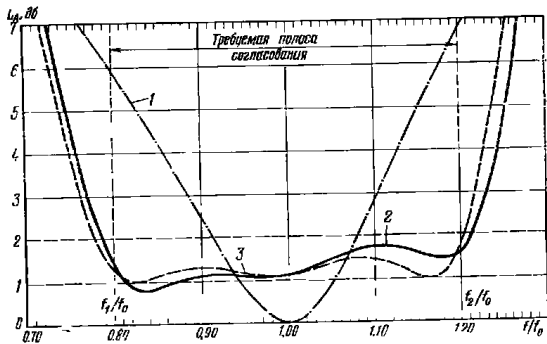


Рис. 11.09.9. Характеристика рабочего затухания для нагрузки, приведенной на рис. 11.09.8, с согласующей цепью и без согласующей цепи.

1 — без согласующей цепи ($R_B=20 \text{ ом}$); 2 — с согласующей цепью при $\theta_2 = \theta_3 = 1,025 \pi/2 \text{ рад}$ и $\theta_{23} = \theta_4 = \pi/2 \text{ рад}$; 3 — с согласующей цепью при $\theta_2 = \theta_3 = 1,025 \pi/2 \text{ рад}$ и $\theta_{23} = \pi/2 \text{ рад}$; θ_2 , θ_{23} и θ_3 — электрические длины линий Y_2 , Y_{23} и Y_3 согласующей цепи на частоте f_0 .

четверть волны на частоте f_0 без каких-либо коррекций. Пунктирная кривая получена после удлинения шлейфов Y_2 и Y_3 на 2,5% с целью коррекции перекоса характеристики. Как можно видеть, желаемый результат был достигнут, но с некоторыми потерями в ширине полосы. При этом значения максимумов и минимумов затухания в полосе пропускания достаточно хорошо совпадают со значениями $(LA)_{\text{max}}=1,4 \text{ дб}$ и $(LA)_{\text{min}}=1,07 \text{ дб}$, для которых в соответствии с рис. 4.09.2 и 4.09.3 декремент затухания $\delta=0,272$. На

том же рисунке показана также характеристика затухания для случая, когда согласующая цепь не используется, а сопротивление генератора выбирается так, чтобы обеспечить согласование при резонансе. В этом случае затухание на нижней границе полосы составляет 5,9 дб, а на верхней границе — около 6,85 дб.

Приведенные выше примеры свидетельствуют о том, что хотя методы расчета согласующих цепей, основанные на принципах, изложенных в гл. 10, являются приближенными, они тем не менее могут давать хорошие результаты, близкие к теоретическим. Кроме того, очевидно, что методика, описанная в данном параграфе, пригодна даже в тех случаях, когда характеристики нагрузки заметно отличаются от идеальных симметричных характеристик, представленных на рис. 11.09.1. При наличии перекоса характеристики нагрузки его во многих случаях можно компенсировать небольшой регулировкой нагрузки или резонансных элементов согласующей цепи.

Здесь были рассмотрены расчетные данные только для двух типов широкополосных согласующих цепей, выбранных в качестве наиболее типичных. Однако, если встретится необходимость (в особых случаях, когда требуется получить более удобные размеры для заданного уровня сопротивлений и при ограниченных габаритах), можно получить данные и для ряда других видов согласующих цепей с помощью методов, описанных в гл. 10, путем использования модифицированного прототипа нижних частот, такого, как показан на рис. 11.09.3.

11.10. Расчет широкополосных цепей связи для усилителей с отрицательным сопротивлением

Те же самые методы, которые изложены в двух предыдущих параграфах, пригодны и для расчета цепей связи приборов с отрицательными сопротивлениями. Рассмотрим, например, усилитель с отрицательным сопротивлением, показанный на рис. 11.10.1.

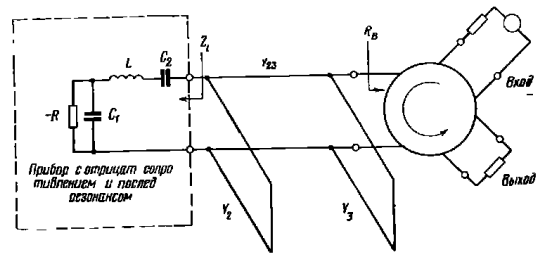


Рис. 11.10.1. Пример использования фильтровой цепи для расширения полосы усилителя с отрицательным активным сопротивлением

Пусть требуемое отрицательное сопротивление реализовано с помощью какого-либо прибора (например, туннельного диода), в эквивалентной схеме которого наряду с отрицательным сопротивлением есть и паразитные реактивные элементы. Таким образом, задача сводится к нахождению цепи, компенсирующей действие этих реактивных элементов (и тем самым расширяющей рабочую полосу прибора), чтобы получить наилучшую характеристику в пределах требуемой полосы.

В § 1.04 уже пояснялось, что для получения усилителя с отрицательным сопротивлением, имеющего заданную выходную характеристику нужно, прежде всего, рассчитать соответствующий фильтр с положительными активными сопротивлениями на обоих концах. Затем одно из оконечных сопротивлений заменяется циркулятором с таким же входным сопротивлением, а другое — равным ему по модулю отрицательным сопротивлением. Тогда на выходе циркулятора будет заданная характеристика усиления.

Используя этот метод, Гетзингер (Getsinger) [12] подготовил подробные таблицы прототипов нижних частот для усилителей с отрицательным сопротивлением. Эти таблицы были приведены в § 4.11.

Предлагается следующий порядок расчета цепей связи для указанного типа усилителей.

1. Размещение прибора с отрицательным сопротивлением принимается точно таким же, каким оно должно быть в собранном (готовом) усилителе, включая вводы цепи смещения и т. п. Затем определяется, какой тип резонанса наиболее соответствует прибору — параллельный или последовательный¹⁾. При необходимости для решения этого вопроса следует построить характеристики сопротивления и проводимости прибора в функции частоты. Далее прибор настраивается в резонанс на требуемой средней частоте полосы f_0 путем подключения индуктивности или емкости последовательно или параллельно в зависимости от того, что больше подходит для данного конкретного случая.

2. При последовательном резонансе необходимо построить характеристику сопротивления прибора, а при параллельном резонансе — получить характеристику его проводимости. Это можно осуществить либо путем измерений соответственно сопротивления или проводимости прибора, либо путем вычислений, если известна его эквивалентная схема, либо по методу Гетзингера, когда прибор рассматривается как одирезонаторный усилитель [12].

3а. Если в расчете требуется обеспечить заданную относительную ширину полосы ω , разработчик должен принять во внимание ограничения в усилении, определяемые значением ширины полосы при использовании данного прибора с отрицательным сопротивлением. Тогда декремент отрицательной нагрузки (т. е. заданного

¹⁾ Принципы определения параметров нагрузки остаются такими же, как в § 11.08, за исключением того, что вещественная часть сопротивления (проводимости) нагрузки будет отрицательной

резонансного прибора с отрицательным сопротивлением) можно определить так же, как было описано в § 11.09 (см. рис. 11.09.1). Зная декремент δ (он будет отрицательным в этом случае), вычисляем параметр прототипа

$$g_1 = -\frac{1}{\delta}. \quad (11.10.1)$$

Затем из таблиц, приведенных в § 4.11, выбираем подходящий нормированный прототип нижних частот с таким же (или большим) значением g_1 .

3б. При необходимости получить заданное максимальное и минимальное усиление в рабочей полосе разработчик должен принять во внимание ограничения ее ширины, определяемые этими параметрами усиления при использовании данного прибора с отрицательным сопротивлением. В этом случае удобно находить отрицательную добротность Q_A для отрицательной нагрузки по формуле

$$Q_A = \frac{-f_0}{f_b - f_a}, \quad (11.10.2)$$

где f_0 — резонансная частота, а f_b и f_a — частоты соответственно выше и ниже резонансной, на которых $\text{Re } Z_L = \text{Im } Z_L$ в случае последовательного резонанса (как показано на рис. 11.10.1), или $\text{Re } Y_L = \text{Im } Y_L$ в случае параллельного резонанса. Затем из таблиц, приведенных в § 4.11, выбирается нормированный прототип с требуемыми величинами минимального усиления $(G_1)_{\min}$ и пульсаций в полосе пропускания G_{tr} .

Зная параметр g_1 нормированного прототипа, вычисляем декремент

$$\delta = -\frac{1}{g_1}. \quad (11.10.3)$$

Далее с помощью ф-л (11.08.1) и (11.08.2) получаем относительную ширину полосы

$$\omega = \frac{1}{\delta Q_A}. \quad (11.10.4)$$

4. Если резонатор настроен в последовательный резонанс, то определяют номинальную (т. е. среднюю) величину вещественной части входного сопротивления $\text{Re } Z_L \approx R_A$, а в случае параллельного резонанса — номинальную величину вещественной части входной проводимости $\text{Re } Y_L \approx G_A$. Кроме того, находят соответствующие величины R_B или G_B для входного сопротивления или проводимости циркулятора, который будет использован в схеме.

5. Используя параметры прототипа нижних частот g_0, g_1, \dots, g_{n+1} и $\omega'_1 = 1$ и величины ω, δ, R_A (или G_A) и R_B (или G_B), временно опускают отрицательные знаки при δ, g_0 и R_A (или G_A) и выполняют расчет цепи, применяя методы и формулы расчета согласующих цепей, приведенные в §§ 11.08 и 11.09, точно так же, как для пассивных согласующих цепей.

6. Заменяют положительную нагрузку R_A (или G_A) и примыкающий к ней резонатор цепи (полученный по указанным выше методам) резонансным прибором с отрицательным сопротивлением. Нагрузку R_B (или G_B) на другом конце заменяют циркулятором с таким же входным сопротивлением (или проводимостью).

В качестве примера представим себе, что 100-омное активное сопротивление цепи на рис. 11.09.8 заменено отрицательным сопротивлением величиной 100 ом. Полученную цепь можно представить как эквивалентную цепь некоторого резонансного прибора с отрицательным сопротивлением. Так, если убрать сопротивление X_{C2} , цепь окажется подобной эквивалентной цепи туннельного диода: последний, однако, обладает относительно большой параллельной емкостью, поэтому его предпочтительнее настраивать в параллельный резонанс, в то время как в данном случае цепь лучше настраивать в последовательный резонанс. Таким образом, кривые на рис. 11.09.8 представляют собой характеристику сопротивления прибора, настроенного в последовательный резонанс, как это требуется п. 2 предлагаемой методики.

Вместе с тем, из-за того, что в рассматриваемом случае сопротивление R отрицательно, а не положительно, кривая $\text{Re} Z_L$ тоже будет отрицательной.

Предположим, что необходимо получить минимальное усиление $(G_i)_{\min} = 10$ дб при величине пульсаций чебышевской характеристики $G_{tr} = 1$ дб. Тогда следует воспользоваться п. 3б. Согласно рис. 11.09.8 равенство $\text{Re} Z_L = -\text{Im} Z_L$ выполняется при $f_{aff0} = 0,941$ и при $f_0/f_0 = 1,050$. Тогда по ф-л (11.10.2) получаем

$$Q_A = \frac{-1}{1,050 - 0,941} = -9,2.$$

Теперь мы должны выбрать и нужный прототип нижних частот из табл. 4.11.1, в соответствии с которой для $n=2$, $(G)_{\min} = 10$ дб и $G_{tr} = 1$ дб, находим, что $g_1 = 1,5047$; из ф-л (11.10.3) и (11.10.4) определяем, что относительная ширина полосы ω в данном случае равна 0,163.

Аналогично из той же таблицы, но для $n=3$, получаем, что $g_1 = 2,0122$, а $\omega = 0,219$, а при $n=4$ — $g_1 = 2,2452$ и $\omega = 0,244$.

Отметим, что улучшение в ширине полосы, достигаемое при переходе от $n=2$ к $n=3$, более существенно, чем при переходе от $n=3$ к $n=4$.

Допустим, что ширина полосы для $n=3$, равная $\omega = 0,219$, достаточна. Тогда согласно табл. 4.11.1 $g_0 = -1$, $g_1 = 2,0122$, $g_2 = 0,6802$, $g_3 = 1,2303$, $g_4 = 0,56603$ и $\omega_1 = 1$.

Затем, в соответствии с п. 4, из рис. 11.09.8 находим, что номинальное значение $\text{Re} Z_L$ в интересующей нас полосе равно $\text{Re} Z_L \approx R_A = -20$ ом.

Предположим теперь, что входное сопротивление циркулятора R_B составляет 50 ом и, наконец, что выбран шлейфный вариант

фильтра, показанного на рис. 11.09.2, так, что можно использовать расчетные соотношения, приведенные на стр. 159. После выполнения пп. 5 и 6 получится такая же схема, как на рис. 11.10.1, со следующими проводимостями линий: $Y_2 = 0,1735$ мо, $Y_{23} = 0,0237$ мо и $Y_3 = 0,0571$ мо. Величина d , входящая в формулы на стр. 159, 160, была произвольно выбрана равной единице (о выборе значения d см. § 11.09).

Пунктирная кривая 1 на рис. 11.10.2 показывает вычисленную характеристику усиления G_i для рассмотренного выше расчета усилителя. Заметим, что хотя

усиление в средней полосе точно равно 11 дб (как и должно быть) и величина пульсаций чебышевской характеристики приблизительно равна $G_{tr} = 1$ дб (как тоже должно быть), характеристика перекошена вправо. Причиной этого является несимметричность характеристики сопротивления Z_L прибора с отрицательным сопротивлением. Такой же перекокс имел место и в характеристике согласующей цепи на рис. 11.09.9, но там он был скомпенсирован небольшим изменением длин параллельных шлейфов. Данный метод следует использовать также и для выравнивания кривой усиления рассматриваемого усилителя с отрицательным сопротивлением.

Пунктирная кривая усиления 1 (см. рис. 11.10.2) вычислена для случая, когда длины шлейфов Y_2 и Y_3 и соединяющей их линии Y_{23} (см. рис. 11.10.1) были равны четверти длины волны на средней частоте полосы. Сплошная кривая усиления 2 отражает результат

небольшой «настройки» шлейфов путем увеличения их длин на 1% при неизменной длине соединительной линии Y_{23} . Как можно видеть, подобная регулировка приводит к характеристике, у которой величины $(G_i)_{\min}$ и G_{tr} очень близки к заданным значениям 10 и 1 дб соответственно, а относительная ширина полосы превосходно согласуется с теорети-

ческим расчетом. Сплошная кривая усиления 3 отражает результат выравнивания кривой усиления рассматриваемого усилителя с отрицательным сопротивлением.

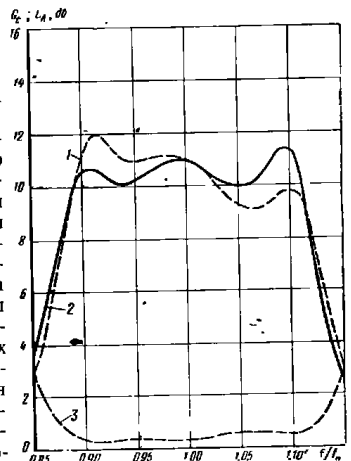


Рис. 11.10.2. Вычисленные характеристики коэффициента усиления G_i и рабочих потерь L_A для усилителя, приведенного на рис. 11.10.1:

1 — G_i при $\theta_2 = \theta_{23} = \theta_3 = \pi/2$ рад на частоте f_0 ; 2 — G_i при $\theta_2 = \theta_{23} = 1,01 \pi/2$ рад и $\theta_3 = \pi/2$ рад на частоте f_0 ; 3 — L_A для R положительного. Величины $\theta_2, \theta_{23}, \theta_3$ — электрические длины линий Y_2, Y_{23}, Y_3 соответственно на средней частоте f_0 .

ческим значением $\omega = 0,219$. В реальном усилителе регулировки такого рода особенно легко выполнить при наличии свчгенератора и осциллографа для просмотра характеристик.

Нижняя пунктирная кривая 3 на рис. 11.10.2 показывает рабочие потери L_A цепи при передаче от генератора (см. рис. 11.10.1) к сопротивлению слева для случая, когда отрицательное сопротивление $-R$ заменено положительным такой же величины. Связь между пунктирными кривыми 1 и 3 определяется графиком, изображенным на рис. 4.11.1, и выражениями (4.11.3) и (4.11.4).

Дополнительные сведения по расчету цепей с отрицательными сопротивлениями можно найти в работе [8].

Для параметрических усилителей расчет несколько усложняется из-за того, что сопротивление на холостой частоте вносится через изменяющуюся во времени емкость как составляющая сопротивления на входной частоте [9, 12, 13, 14]. Однако описания здесь методика может служить полезным руководством при расчете и таких приборов [12, 13].

11.11. Полоснопропускающие фильтры с временной задержкой

Несмотря на то, что все сведения, требующиеся при расчете полоснопропускающих фильтров с временной задержкой, были приведены ранее, представляется необходимым напомнить отдельные моменты расчета фильтров этого типа. Некоторые общие понятия, относящиеся к ним, излагались в § 1.05; значения элементов и связанные с ними данные для прототипов нижних частот с максимально плоской временной задержкой были приведены в § 4.07, а в § 4.08 сравнивались характеристики временной задержки чебышевских и максимально плоских фильтров с одной стороны и характеристики цепей с максимально плоской временной задержкой с другой стороны. При этом отмечалось, что во многих случаях чебышевский фильтр с малой величиной пульсаций в полосе пропускания (например, 0,1 дБ или меньше) может быть более желательной цепью временной задержки, чем цепь с максимально плоской характеристикой временной задержки. Это обусловлено тем, что хотя такая цепь обладает более постоянной характеристикой временной задержки, ее затухание может значительно изменяться в пределах интересующего нас диапазона. Следовательно, в тех случаях, когда важны и характеристика затухания, и характеристика задержки, чебышевские фильтры с малой пульсацией в полосе пропускания могут дать очень хорошие результаты.

Предположим, что требуется полоснопропускающий фильтр временной задержки для получения задержки 0,016 мксек в рабочей полосе 1000–1100 МГц и что, исходя из данных, приведенных в § 4.08, решено воспользоваться чебышевским прототипом нижних

частот с величиной пульсаций в полосе пропускания 0,01 дБ. Согласно выражению (4.08.4) время задержки в средних полосах t_{d0} для полоснопропускающего фильтра равно

$$t_{d0} = \left(\frac{2\omega_1'}{\omega_2 - \omega_1} \right) t_{d0}' \text{ сек}, \quad (11.11.1)$$

где ω_1 и ω_2 — круговые граничные частоты полоснопропускающего фильтра, соответствующие граничной частоте ω_1' прототипа нижних частот, и t_{d0}' — время задержки в секундах для этого прототипа при $\omega' \rightarrow 0$. В нашем случае

$$t_{d0} = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2\omega_1'} \right) t_{d0}' = \frac{6,28(1100 - 1000) \cdot 10^8}{2 \cdot 1} \cdot 0,016 \cdot 10^{-6} = 5,02 \text{ сек}, \quad (11.11.2)$$

где частота ω_1' предполагается равной единице. Согласно Ф-ле (4.08.2)

$$t_{d0}' = C_n, \quad (11.11.3)$$

и в соответствии с рис. 4.13.2 для чебышевского фильтра с величиной пульсаций 0,01 дБ и граничной частотой $\omega_1' = 1$ значение C_n при $n=7$ равно $C_7 = 4,7$ сек, а при $n=8$ — $C_8 = 5,7$ сек.

Если взять $n=8$ (при этом $t_{d0}' = C_8 = 5,7$ сек), то требуемую задержку можно получить путем небольшого увеличения ширины полосы так, чтобы

$$\left. \begin{aligned} \omega_2 - \omega_1 &= \frac{2\omega_1' t_{d0}}{t_{d0}'} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 5,7}{0,016 \cdot 10^{-6}} = 7,14 \cdot 10^{-8} \text{ рад/сек} \\ f_2 - f_1 &= \frac{7,14 \cdot 10^8}{6,28} = 113 \text{ МГц} \end{aligned} \right\} \quad (11.11.4)$$

Таким образом, полоснопропускающий фильтр, рассчитанный на основе чебышевского прототипа с величиной пульсаций 0,01 дБ и $n=8$ (значения элементов его приведены в табл. 4.05.2) на полюсе пропускания в 113 МГц при средней частоте 1050 МГц, должен иметь требуемое время задержки в середине полосы¹⁾.

При использовании выражения (11.11.1) следует помнить, что оно основано на предположении о линейности преобразования фазовой характеристики прототипа нижних частот в фазовую харак-

¹⁾ При этом предполагается, что временной задержкой, обусловленной физической протяженностью фильтра свч, можно пренебречь, что обычно справедливо.

теристику полоснопропускающего фильтра так, что справедливо следующее частотное преобразование:

$$\omega' = \frac{2\omega_1}{\omega} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right), \quad (11.11.5)$$

где

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \text{и} \quad \omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}.$$

Преобразование (11.11.5) обычно обладает наибольшей точностью для узких полос (т. е. при расчетах с относительной шириной полосы около 0,05 или меньше) и, в зависимости от типа фильтра, может обеспечивать достаточную точность вплоть до довольно широких полос. Однако необходимо иметь в виду, что поскольку частотные характеристики полоснопропускающего фильтра в полосе пропускания не являются в действительности линейным отображением характеристик фильтра нижних частот в полосе пропускания, то формы характеристик времени задержки этих фильтров будут различны, так как время задержки равно производной от фазы по частоте.

Другой причиной указанного различия являются потери рассеяния в фильтре, которые, вообще говоря, стремятся сдвинуть частоты собственных колебаний цепи с оси $j\omega$ в левую комплексную полуплоскость (см. §§ 2.02—2.04). Поэтому характеристики фазы и времени задержки фильтра будут несколько отличаться от тех же характеристик при отсутствии потерь рассеяния. Когда затухание, вызванное рассеянием, невелико (порядка нескольких десятых долей децибела или меньше), соответствующее изменение характеристики временной задержки окажется, по-видимому, также небольшим. Это затухание наиболее заметно вблизи границ полосы, где оно будет стремиться сгладить характеристику временной задержки, что, однако, не должно представлять какой-либо опасности.

Литература

1*. Ginzton E. L. *Microwave Measurements*, pp. 417—424 (McGraw-Hill Book Company, Inc. New York City, 1957).

Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах, пер. с англ. под ред. Г. А. Ремева, ИЛ, 1960.

2. Dishal M. Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonator-Circuit Filters, Proc. IRE 39, pp. 1448—1455 (November 1951).

3. Cohn S. B. and Shimizu J. Strip Transmission Lines and Components, Quarterly Progress Report 2, SRI Project 1114, Contract DA36-039 SC-63232, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (May 1955).

4. Cohn S. B., Cline J. F., Schiffman B. M. and Sherk P. M. Design Data for Antenna-Multicoupler Systems, Scientific Report 1, SRI Project 2183, Contract AF 19(604)-2247, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (August 1957).

Часть этого материала содержится в статье:
Cline J. F. and Schiffman B. M. Tunable Passive Multi-Couplers Employing Minimum-Loss Filters, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 121—127 (January 1959).

5. Cohn S. B. Dissipation Loss in Multiple-Couple-Resonator Filters, Proc. IRE 47, pp. 1342—1348 (August 1959).

6. Matthaei G. L. Design Theory of Up-Converters for Use as Electronically Tunable Filters, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 425—435 (September 1961).

7. Matthaei G. L. An Electronically Tunable Up-Converter, Proc. IRE 49, pp. 1703—1704 (November 1961).

8. Kuh E. S. and Patterson J. D. Design Theory of Optimum Negative-Resistance Amplifiers, Proc. IRE 49, pp. 1043—1050 (June 1961).

9. Matthaei G. L. A Study of the Optimum Design of Wide-Band Parametric Amplifiers and Up-Converters, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 23—38 (January 1961).

10. Taub J. J. and Bogner B. F. Design of Three-Resonator Dissipative Band-Pass Filters Having Minimum Insertion Loss, Proc. IRE 45, pp. 681—687 (May 1957).

11. Fubini E. G. and Gullemmin E. A. Minimum Insertion Loss Filters, Proc. IRE 47, pp. 37—41 (January 1959).

12. Getsinger W. J. Prototypes for Use in Broadbanding Reflection Amplifiers, IEEE Trans. PTGMMT-11, pp. 486—497 (November 1963).

13. Kuh E. S. and Fukada M. Optimum Synthesis of Wide-Band Parametric Amplifiers and Converters, IRE Trans. PGCT-8, pp. 410—415 (December 1961).

14. Getsinger W. J. and Matthaei G. L. Some Aspects of the Design of Wide-Band Up-Converters and Nondegenerate Parametric Amplifiers, IEEE Trans. PTGMMT-12, pp. 77—87 (January 1964).

Глава 12

ПОЛОСНОЗАПИРАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

12.01. Введение

К большинству устройств свч диапазона предъявляется требование передачи определенных частот сигнала от одного участка тракта к другому с минимальным затуханием. При этом нежелательные частоты достаточно надежно подавляются полоснопропускающими фильтрами обычного типа. Однако, если на какой-то определенной частоте помеха особенно велика, для ее подавления должны быть приняты специальные меры. Точно так же, если генератор вырабатывает ограниченное число частот, то высокое затухание требуется только на некоторых частотах. В этих случаях один или несколько полоснозапирающих фильтров, подавляющих только определенные нежелательные частоты, оказываются более эффективными по сравнению с полоснопропускающим фильтром, рассчитанным на подавление широкого диапазона частот вне требуемой полосы пропускания.

На рис. 12.01.1 показаны два типа полоснозапирающих фильтров, которые будут рассмотрены в этой главе. Они используются при относительно узких полосах запирания. Первый фильтр (см. рис. 12.01.1а) больше всего подходит, когда требуется полоса запирания порядка 20% или меньше. Его можно изготовить на полосковых или коаксиальных линиях, используя полоснозапирающие резонаторы в виде шлейфов с емкостной связью, отстоящие друг от друга на расстоянии четверти длины волны на средней частоте полосы запирания. Второго волноводный вариант фильтра (см. рис. 12.01.1б), в принципе, подобен предыдущему, если в качестве частотной переменной использовать величину, обратную длине волны в волноводе (т. е. $1/\lambda_g$), но в нем применяются объемные резонаторы, связанные с осевым волноводом индуктивными диафрагмами. Для того чтобы избежать взаимодействия между краевыми полями в различных диафрагмах, резонаторы располагаются на расстоянии $\frac{3}{4}\lambda_g$ друг от друга (где λ_g — длина волны в волноводе).

На рис. 12.01.2 приведен еще один тип фильтров, рассматриваемых в данной главе. Он выполнен в полосковой форме, хотя шлейфы удобнее всего изготовлять в виде проволочных стержней. Такой фильтр может быть рассчитан на довольно широкие полосы запирания при хорошо регулируемых полосах пропускания с чебышевской, максимально

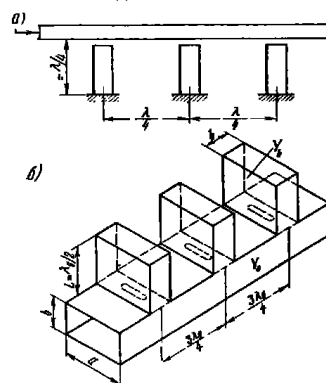


Рис. 12.01.1. Полосковая и волноводная структуры для полоснозапирающих фильтров с узкой полосой запирания

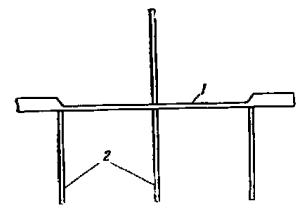


Рис. 12.01.2. Полосковая структура для полоснозапирающего фильтра с широкой полосой запирания: 1 — полосковая линия; 2 — проволочные проводники

плоской или любой другой формой характеристик, лежащих между полосами запирания. Средними частотами полос запирания служат те, на которых длина разомкнутых шлейфов становится равной одной четверти длины волны или нечетному числу четвертей длины волны. Фильтр указанного типа можно, в принципе, использовать и в случае узких полос запирания; однако тогда требуемые сопротивления шлейфов могут стать слишком большими. Поэтому для узких и относительно узких полос запирания предпочтительнее использовать фильтры первых двух типов, приведенные на рис. 12.01.1.

12.02. Переход от прототипов нижних частот к полоснозапирающим фильтрам на сосредоточенных элементах

Фильтр-прототип нижних частот типа, описанного в § 4.05, можно преобразовать с помощью соответствующих частотных преобразований в полоснопропускающий фильтр, в фильтр верхних частот или в полоснозапирающий. Переход от характеристики фильтра

нижних частот к характеристике полоснозапирающего фильтра можно осуществить с помощью преобразования

$$\frac{1}{\omega'} = \frac{1}{\omega \omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (12.02.1)$$

где ω' и ω — соответственно частоты в радианах для фильтра-прототипа нижних частот и полоснозапирающего фильтра. Смысл остальных величин ясен из рис. 12.02.1 и 12.02.2.

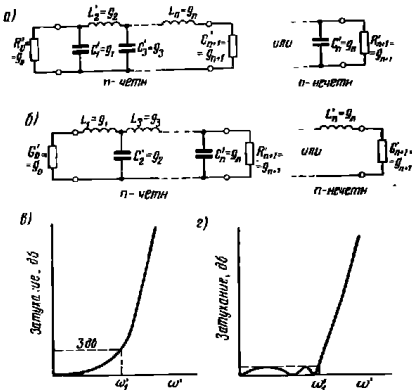


Рис. 12.02.1. Фильтр-прототип нижних частот: а и б — четыре основных типа схемы, определяющих параметры g_0, g_1, \dots, g_{n+1} ; а и з — максимально плоская и равнопугливающая характеристики, определяющие границу полосы ω_1

Как можно видеть, частоты прототипа и полоснозапирающего фильтра, приведенные в табл. 12.02.1, соответствуют друг другу. Чтобы выразить величины L_i и C_i , указанные на рис. 12.02.2,

ТАБЛИЦА 12.02.1

СООТНОШЕНИЕ МЕЖДУ РАЗЛИЧНЫМИ ЧАСТОТАМИ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОТИПА И ПОЛОСНОЗАПИРАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

ω'	ω
0	0 или ∞
ω_1	$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[\left(1 + \frac{\omega^2}{4} \right)^{1/2} \mp \frac{\omega}{2} \right] \approx \omega_0 \left(1 \mp \frac{\omega}{2} \right)$ при $\omega \ll 1$
∞	ω_0

через параметры g_i , указанные на рис. 12.02.1, проще (хотя это и не столь существенно) получить схему, приведенную на рис. 12.02.2а из схемы, представленной на рис. 12.02.1а, а схему, показанную на рис. 12.02.2б, — из схемы, приведенной на рис. 12.02.1б так, чтобы последовательные сопротивления переходили в другие

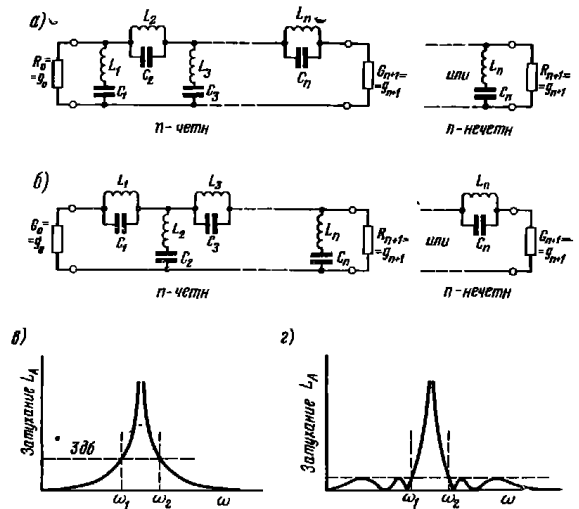


Рис. 12.02.2. Полоснозапирающий фильтр: а и б — четыре основных типа схемы, полученных из прототипов (см. рис. 12.02.1); в и з — максимально плоская и равнопугливающая характеристики, определяющие среднюю частоту ω_0 и относительную ширину полосы ω .

$$\omega_0 = (\omega_1 \omega_2)^{1/2}; \quad \omega = \frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_0}$$

$$\text{Для параллельных ветвей } x_i = \omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = \frac{1}{\omega \omega_1' g_i};$$

$$\text{для последовательных ветвей } b_j = \omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{1}{\omega \omega_1' g_j}.$$

последовательные сопротивления, а параллельные проводимости — в другие параллельные проводимости. Умножив обе части равенства (12.02.1) на $1/g_i$, получим нужное соотношение.

Для параллельных ветвей, приравнивая реактивные сопротивления, имеем

$$\omega L_i - \frac{1}{\omega C_i} = \frac{1}{g_i \omega'} = \frac{1}{\omega \omega'_i g_i} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (12.02.2)$$

что приводит к соотношению

$$\omega_0 L_i = \frac{1}{\omega_0 C_i} = \frac{1}{\omega \omega'_i g_i}. \quad (12.02.3)$$

Для последовательных ветвей, приравнивая проводимости, имеем

$$\omega C_j - \frac{1}{\omega L_j} = \frac{1}{\omega' g_j} = \frac{1}{\omega \omega'_j g_j} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (12.02.4)$$

что приводит к соотношению

$$\omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{1}{\omega \omega'_j g_j}. \quad (12.02.5)$$

Параметр крутизны x реактивного сопротивления резонатора $X = \omega L - 1/\omega C$ равен

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}; \quad (12.02.6)$$

аналогично параметр крутизны b реактивной проводимости резонатора $B = \omega C - 1/\omega L$ равен

$$b = \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L}. \quad (12.02.7)$$

Теперь выражение (12.02.3) для параллельной ветви приобретает вид

$$x_i = \frac{1}{\omega \omega'_i g_i}, \quad (12.02.8)$$

а выражение (12.02.5) для последовательной ветви —

$$b_j = \frac{1}{\omega \omega'_j g_j}. \quad (12.02.9)$$

Цепи, представленные на рис. 12.02.2, имеют те же уровни сопротивлений, что и прототипы на рис. 12.02.1. Чтобы перейти к другому уровню сопротивлений, каждое значение R и L необходимо умножить на некоторый масштабный коэффициент, а каждое значение G и C — поделить на этот коэффициент.

12.03. Влияние потерь рассеяния на характеристики полоснозапирающих фильтров

В этом параграфе вопрос о влиянии потерь рассеяния будет рассмотрен только для фильтров с сосредоточенными элементами, описанных в § 12.02, однако те же самые принципы применимы и для свч-фильтров, приведенных на рис. 12.01.1 и 12.01.2.

На рис. 12.03.1 сплошной линией показана характеристика затухания типичного полоснозапирающего фильтра (по любой из схем на рис. 12.02.2) для идеального случая отсутствия потерь рассеяния в резонаторах. Однако в реальных фильтрах эти потери неизбежно будут иметь место; их влияние на характеристику фильтра проиллюстрировано на том же рисунке пунктирной линией. Отметим, что теперь затухание на частоте ω_0 не стремится к бесконечности, а принимает некоторое конечное значение. Отметим также, что в полосах пропускания фильтра, вблизи их границ, наблюдается значительное увеличение затухания вследствие рассеяния. Однако это приращение затухания в полосе пропускания быстро уменьшается по мере удаления частоты от полосы записания.

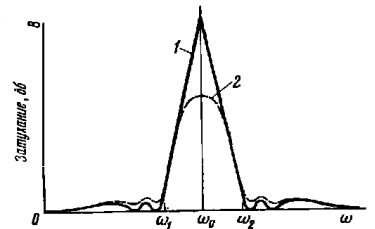


Рис. 12.03.1. Влияние потерь рассеяния в полоснозапирающем фильтре. 1 — характеристика идеального фильтра, 2 — характеристика реального фильтра

же, что в полосах пропускания фильтра, вблизи их границ, наблюдается значительное увеличение затухания вследствие рассеяния. Однако это приращение затухания в полосе пропускания быстро уменьшается по мере удаления частоты от полосы записания.

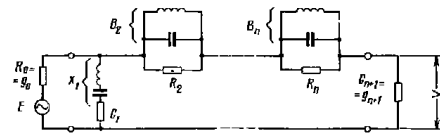


Рис. 12.03.2. Схема полоснозапирающего фильтра с учетом потерь рассеяния

На рис. 12.03.2 показан фильтр типа, представленного на рис. 12.02.2, с сопротивлениями, добавляемыми для учета потерь рассеяния в резонаторах. Если обозначить через $Q_{u1}, Q_{u2} \dots$ и т. д. не нагруженные добротности резонаторов, то для параллельных ветвей цепи

$$G_k = \frac{Q_{uk}}{x_k}, \quad (12.03.1)$$

где x_k — параметр крутизны реактивного сопротивления резонатора.

Для последовательных ветвей цепи

$$R_k = \frac{Q_{uk}}{b_k}, \quad (12.03.2)$$

где b_k — параметр крутизны реактивной проводимости резонатора.

Для расчета затухания, которое обеспечивает фильтр в точке пика затухания (на частоте ω_0), можно использовать приближенную формулу, полученную на основе прототипа нижних частот (см. § 4.15):

$$(L_A)_{\omega_0} \approx 20 \sum_{i=1}^n \lg(g_i D_i) + 10 \lg\left(\frac{g_0 g_{n+1}}{4}\right), \quad \text{дБ}, \quad (12.03.3)$$

где $D_i = \omega \omega'_i Q_{ui}$.

Обратные потери на частоте ω_0 (потери отраженной мощности) рассчитываются по формуле

$$10 \lg \frac{1}{|\Gamma|^2} \approx \frac{17,37}{\omega \omega'_i g_0 g_1 Q_{u1}}, \quad \text{дБ}. \quad (12.03.4)$$

Они представляют интерес, если полоснозапирающий фильтр используется с целью обеспечения короткого замыкания или, наоборот, холостого хода для смежной с фильтром цепи на частоте ω_0 . Влияние потерь рассеяния в полоснозапирающем фильтре можно оценить по формуле

$$\Delta L_A \approx 8,686 \frac{\omega_1}{\omega} \left[\frac{g_1 g_0}{Q_{u1}} + \frac{g_2 g_0}{Q_{u2}} + \frac{g_3 g_0}{Q_{u3}} + \frac{g_4 g_0}{Q_{u4}} + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{g_n g_0}{Q_{un}} \right]_{\text{для } n\text{-четн.}} \quad \text{или} \quad \dots + \frac{g_n g_0}{Q_{un}} \Big]_{\text{для } n\text{-нечетн.}}, \quad \text{дБ}. \quad (12.03.5)$$

Эта формула определяет увеличение затухания, обусловленное потерями рассеяния, на граничных частотах полосы пропускания ω_1 и ω_2 и основывается на нескольких довольно грубых приближениях, рассмотренных в § 4.15. Хотя она дает невысокую точность, но может быть полезной при оценке порядка величины потерь рассеяния на границах полосы пропускания. При этом значение ΔL_A в децибелах на частотах ω_1 и ω_2 , вычисленное по ф-ле (12.03.5), не должно отличаться от истинного больше, чем в 2 раза.

12.04. Приближенный метод расчета полоснозапирающих свч фильтров с очень узкими полосами запирания

В данном параграфе описан в общих чертах метод расчета свч фильтров с очень узкими полосами запирания — очень простой и вместе с тем универсальный. Тем не менее в § 12.09 будет рассмотрен другой метод, который обеспечивает большую точность, осо-

бенно в том случае, когда ширина полосы запирания не очень мала. Однако в этом случае расчеты приводят к конструкциям, которые несколько труднее изготовить из-за наличия ступенек в передающей линии (чего не требуется при использовании излагаемого здесь метода). Для полноты изложения мы, однако, рассмотрим оба метода.

При реализации полоснозапирающего фильтра на линиях передачи более удобно использовать либо только параллельные, либо только последовательные ветви. Так, цепь на рис. 12.02.2а может быть преобразована в цепь, содержащую только параллельные ветви с резонансом последовательно-го типа, при помощи явверторов сопротивления (см. § 4.12), которые здесь аппроксимируются отрезками линий длиной в 90° , как показано на рис. 12.04.1. Ниже приведены параметры крутизны реактивного сопротивления этой цепи, выраженные через параметры прототипа нижних частот g_0, g_1, \dots, g_{n+1} и ω_1 .

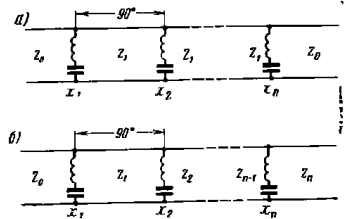


Рис. 12.04.1. Полоснозапирающий фильтр с параллельными ветвями и четвертьволновыми соединительными линиями: а — сопротивления инверторов Z_i одинаковы; б — общий случай с неодинаковыми сопротивлениями инверторов

Фильтр с одинаковыми сопротивлениями инверторов Z_i :

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{1}{\omega_1' g_0 g_1 \omega}; \quad (12.04.1)$$

$$\left. \frac{x_i}{Z_0} \right|_{i\text{-четн.}} = \left(\frac{Z_1}{Z_0} \right)^i \frac{g_0}{\omega_1' g_i \omega}; \quad (12.04.2)$$

$$\left. \frac{x_i}{Z_0} \right|_{i\text{-нечетн.}} = \frac{1}{\omega_1' g_0 g_i \omega}. \quad (12.04.3)$$

Если n — нечетное, то $Z_1 = Z_0$.

Эти формулы можно получить с помощью рис. 12.02.1 и 12.02.2, используя свойства четвертьволновых линий, которые можно рассматривать как инверторы сопротивлений.

Выходное и входное сопротивления цепи на рис. 12.04.1а были приняты равными Z_0 . В случае фильтров с максимально плоской чебышевской характеристикой при нечетном n все инверторы сопротивления могут быть одинаковыми и состоять из 90° -градусных линий, обладающих сопротивлениями $Z_1 = Z_0$. Однако для чебышевских фильтров с четным n прототипы нижних частот будут несимметричными. Поэтому самый простой способ получения сим-

метричного полосозапирающего фильтра типа, показанного на рис. 12.04.1а, заключается в том, чтобы сопротивления всех 90-градусных линий Z_1 не были равны Z_0 , а определялись из выражения

$$\left(\frac{Z_1}{Z_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}. \quad (12.04.4)$$

Если параметры крутизны, определенные с помощью ф-л (12.04.1)–(12.04.3), слишком малы или слишком велики для успешной реализации, их можно соответственно увеличить или уменьшить, меняя сопротивления 90-градусных линий. Формулы для общего случая имеют вид:

$$\frac{x_1}{Z_0} = \frac{1}{\omega_1 g_0 g_1 w}; \quad (12.04.5)$$

$$\frac{x_i}{Z_0} \Big|_{i-\text{четн.}} = \left(\frac{Z_1 Z_3 \dots Z_{i-1}}{Z_0 Z_2 \dots Z_{i-2}}\right)^2 \frac{g_0}{\omega_1 g_i w}; \quad (12.04.6)$$

$$\frac{x_i}{Z_0} \Big|_{i-\text{нечетн.}} = \left(\frac{Z_2 Z_4 \dots Z_{i-1}}{Z_1 Z_3 \dots Z_{i-2}}\right)^2 \frac{1}{\omega_1 g_0 g_i w}. \quad (12.04.7)$$

Если n — четное, то

$$\frac{Z_0}{Z_n} = \left(\frac{Z_0 Z_2 \dots Z_{n-2}}{Z_1 Z_3 \dots Z_{n-1}}\right)^2 \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \quad (12.04.8)$$

а если n — нечетное, то

$$\frac{Z_0}{Z_n} = \left(\frac{Z_1 Z_3 \dots Z_{n-2}}{Z_2 Z_4 \dots Z_{n-1}}\right)^2 \frac{g_0}{g_{n+1}}. \quad (12.04.9)$$

Они приводят к предыдущему случаю при условии, что $Z_1 = Z_2 =$

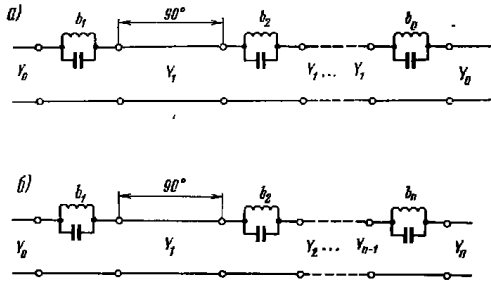


Рис. 12.04.2. Полосозапирающий фильтр с последовательными ветвями и четвертьволновыми соединительными линиями: а — проводимости инверторов Y_i одинаковы; б — общий случай с неодинаковыми проводимостями инверторов

$= \dots = Z_{n-1}$. Следует отметить, что когда величины Z_i и много отличаются друг от друга, то в некоторых участках полосы пропускания получаются большие отражения, чем при постоянном уровне сопротивлений $Z_i = Z_0$. Это происходит потому, что электрическая длина 90-градусных отрезков линий между резонаторами зависит от частоты, и, следовательно, эти отрезки приблизительно соответствуют идеальным инверторам только в ограниченном диапазоне частот. Если указанные отрезки линий заменить идеальными инверторами (см. § 4.12), то характеристики цепей, показанные на рис. 12.04.1, были бы тождественны характеристикам соответствующих цепей на рис. 12.02.2 для всех частот.

Цепи, представленные на рис. 12.04.2, дуальны только что рассмотренным на рис. 12.04.1. В них используются последовательно включенные резонаторы, которые на резонансной частоте обладают высоким реактивным сопротивлением. Характеристики передачи фильтров обоих типов тождественны.

Фильтр с одинаковыми проводимостями инверторов Y_1 :

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1 g_0 g_1 w}; \quad (12.04.10)$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i-\text{четн.}} = \left(\frac{Y_1}{Y_0}\right)^2 \frac{g_0}{\omega_1 g_i w}; \quad (12.04.11)$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i-\text{нечетн.}} = \frac{1}{\omega_1 g_0 g_i w}. \quad (12.04.12)$$

Если n — четное, то

$$\left(\frac{Y_1}{Y_0}\right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \quad (12.04.13)$$

а если n — нечетное, то

$$Y_1 = Y_0.$$

Для общего случая того же фильтра:

$$\frac{b_1}{Y_0} = \frac{1}{\omega_1 g_0 g_1 w}; \quad (12.04.14)$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i-\text{четн.}} = \left(\frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{i-1}}{Y_0 Y_2 \dots Y_{i-2}}\right)^2 \frac{g_0}{\omega_1 g_i w}; \quad (12.04.15)$$

$$\frac{b_i}{Y_0} \Big|_{i-\text{нечетн.}} = \left(\frac{Y_2 Y_4 \dots Y_{i-1}}{Y_1 Y_3 \dots Y_{i-2}}\right)^2 \frac{1}{\omega_1 g_0 g_i w}. \quad (12.04.16)$$

Если n — четное, то

$$\frac{Y_0}{Y_n} = \left(\frac{Y_0 Y_2 \dots Y_{n-2}}{Y_1 Y_3 \dots Y_{n-1}}\right)^2 \frac{1}{g_0 g_{n+1}}, \quad (12.04.17)$$

а если n — нечетное, то

$$\frac{Y_n}{Y_1} = \left(\frac{Y_1 Y_3 \dots Y_{n-2}}{Y_2 Y_4 \dots Y_{n-1}} \right)^2 \frac{g_0}{g_{n+1}} \quad (12.04.18)$$

Обратимся теперь к вопросу о реализации резонаторов свч фильтров.

12.05. Практическая реализация резонаторов полносвязывающих фильтров с узкой полосой запырания

Методы расчета, описанные в §§ 12.04 и 12.09, позволяют получить параметры крутизны реактивного сопротивления x_i (или параметры крутизны реактивной проводимости b_i) резонаторов полносвязывающего фильтра с узкой полосой запырания и сопротивления (или проводимости) соединительных линий. Рассмотрим теперь практический расчет свч резонаторов по заданным параметрам крутизны.

Цель, приведенную на рис. 12.04.1, можно реализовать в полосковом или коаксиальном виде с помощью шлейфов, не имеющих контакта с основной линией, как показано на рис. 12.01.1а; при этом сами шлейфы играют роль индуктивностей, а зазоры между шлейфами и основной линией образуют емкости согласно схеме, приведенной на рис. 12.04.1. На другом конце шлейфы могут быть либо короткозамкнутыми, тогда их электрическая длина будет чуть меньше 90° (см. рис. 12.01.1а и табл. 12.05.1, случай 1), либо разомкнутыми, и тогда их электрическая длина будет чуть меньше 180° (см. табл. 12.05.1, случай 2). Случаи 3 и 4 этой таблицы являются дуальными. Резонатор с индуктивной связью (см. случай 1), длина которого на резонансной частоте чуть меньше половины длины волны, представляет именно тот тип резонатора, который был использован в волноводном полносвязывающем фильтре, приведенном на рис. 12.01.1б.

Рассмотрим подробно резонатор первого типа, остальные (2, 3 и 4) уже можно рассматривать на его основе. Будем предполагать, что линии передачи не имеют дисперсии (если используется волновод или другая линия с дисперсией, то нормированная частота ω/ω_0 заменяется величиной, обратной нормированной длине волны в волноводе λ_g/λ_{g0} , где λ_g и λ_{g0} — длины волн в волноводе соответственно на частотах ω и ω_0).

Для того чтобы реактивное сопротивление резонатора было равно нулю при $\omega = \omega_0$ и $\varphi = \varphi_0$, необходимо, чтобы

$$Z_b \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{1}{\omega_0 C_b} \quad (12.05.1)$$

Так как величина φ пропорциональна частоте ω , то

$$\frac{d\varphi}{\varphi} = \frac{d\omega}{\omega} \quad (12.05.2)$$

— 188 —

ТАБЛИЦА 12.05.1

РЕАЛИЗАЦИЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ НА ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

№ сп.	Цель	Приближенная эквивалентная схема	Расчетные формулы	Примечание
1			$F(\varphi_0) = \frac{2x}{Z_b}$ $\omega_0 C_b = \frac{1}{Z_b \operatorname{tg} \varphi_0}$	$F(\varphi) = \varphi \sec^2 \varphi + \operatorname{tg} \varphi$ (см. табл. 12.05.2) $G(\varphi) = 2F(\varphi) + \frac{1}{\pi} (2\delta - \sin 2\delta)$
2			$G(\varphi_0) = \frac{2x}{Z_b}$ $\omega_0 C_b = \frac{1}{Z_b \operatorname{tg} \varphi_0}$	
3			$F(\varphi_0) = \frac{2b}{Y_b}$ $\omega_0 L_b = \frac{1}{Y_b \operatorname{tg} \varphi_0}$	
4			$G(\varphi_0) = \frac{2b}{Y_b}$ $\omega_0 L_b = \frac{1}{Y_b \operatorname{tg} \varphi_0}$	

и параметр крутизны реактивного сопротивления равен:

$$x = \frac{\omega_0}{2} \frac{d}{d\omega} \left(Z_b \operatorname{tg} \varphi - \frac{1}{\omega C} \right) \Big|_{\omega=\omega_0, \varphi=\varphi_0} \quad (12.05.3)$$

$$x = \frac{Z_b}{2} (\varphi_0 \sec^2 \varphi_0 + \operatorname{tg} \varphi_0) = \frac{Z_b}{2} F(\varphi_0) \quad (12.05.4)$$

где функция $F(\varphi)$ определяется как

$$F_1(\varphi) = \varphi \sec^2 \varphi + \operatorname{tg} \varphi \quad (12.05.5)$$

Значения этой функции приведены в табл. 12.05.2.

— 189 —

При определении трех параметров C_b , Z_b , φ_0 один из них можно выбрать произвольно, например, Z_b . По ф-лам (12.04.1) — (12.04.7), либо (12.04.10) — (12.04.16), либо с помощью данных, приведенных в § 12.09, определяется параметр крутизны x или b . Для схемы 1 табл. 12.05.1 значение φ_0 определяется тогда, исходя из выбранной величины Z_b с помощью ф-лы (12.05.4) и табл. 12.05.2, и, наконец, по ф-ле (12.05.1) вычисляется параметр C_b . Формулы, соответствующие всем четырем случаям, в том числе и только что приведенные, представлены в табл. 12.05.1.

ТАБЛИЦА 12.05.2

ФУНКЦИЯ $F(\varphi) = \varphi \sec^2 \varphi + \operatorname{tg} \varphi$

φ°	$F(\varphi)$	φ°	$F(\varphi)$	φ°	$F(\varphi)$	φ°	$F(\varphi)$	φ°	$F(\varphi)$	φ°	$F(\varphi)$
89,80	128907,01	83,80	134,59	77,80	35,03	71,80	15,88	65,80	9,05	59,00	5,54
89,60	32227,14	83,60	126,34	77,60	33,92	71,60	15,54	65,60	8,91	58,00	5,20
89,40	14324,32	83,40	118,82	77,40	32,86	71,40	15,22	65,40	8,77	57,00	4,89
89,20	8057,53	83,20	111,96	77,20	31,85	71,20	14,90	65,20	8,63	56,00	4,60
89,00	5157,05	83,00	105,68	77,00	30,88	71,00	14,59	65,00	8,49	55,00	4,34
88,00	3581,46	82,80	99,91	76,80	29,96	70,80	14,29	64,80	8,36	54,00	4,10
88,60	2631,38	82,60	94,60	76,60	29,09	70,60	14,00	64,60	8,23	53,00	3,88
88,40	2014,78	82,40	89,71	76,40	28,24	70,40	13,72	64,40	8,10	52,00	3,67
88,20	1592,03	82,20	85,19	76,20	27,44	70,20	13,45	64,20	7,98	51,00	3,48
88,00	1289,64	82,00	81,00	76,00	26,67	70,00	13,19	64,00	7,86	50,00	3,30
87,80	1065,91	81,80	77,11	75,80	25,93	69,80	12,93	63,80	7,74	49,00	3,13
87,60	895,73	81,60	73,50	75,60	25,22	69,60	12,68	63,60	7,62	48,00	2,98
87,40	763,30	81,40	70,14	75,40	24,55	69,40	12,44	63,40	7,51	47,00	2,83
87,20	658,21	81,20	67,01	75,20	23,89	69,20	12,21	63,20	7,40	46,00	2,69
87,00	573,44	81,00	64,08	75,00	23,27	69,00	11,98	63,00	7,29	45,00	2,57
86,80	504,05	80,80	61,34	74,80	22,67	68,80	11,76	62,80	7,19	44,00	2,44
86,60	446,55	80,60	58,77	74,60	22,09	68,60	11,54	62,60	7,08	43,00	2,33
86,40	398,36	80,40	56,36	74,40	21,53	68,40	11,33	62,40	6,98	42,00	2,22
86,20	357,58	80,20	54,10	74,20	21,00	68,20	11,13	62,20	6,88	41,00	2,12
86,00	322,76	80,00	51,97	74,00	20,48	68,00	10,93	62,00	6,79	40,00	2,02
85,80	292,79	79,80	49,97	73,80	19,99	67,80	10,73	61,80	6,69	39,00	1,93
85,60	266,82	79,60	48,08	73,60	19,51	67,60	10,55	61,60	6,60	38,00	1,84
85,40	244,16	79,40	46,29	73,40	19,05	67,40	10,36	61,40	6,51	37,00	1,76
85,20	224,27	79,20	44,61	73,20	18,60	67,20	10,18	61,20	6,42	36,00	1,68
85,00	206,73	79,00	43,01	73,00	18,17	67,00	10,01	61,00	6,33	35,00	1,61
84,80	191,16	78,80	41,50	72,80	17,76	66,80	9,84	60,80	6,24	34,00	1,53
84,60	177,29	78,60	40,07	72,60	17,36	66,60	9,68	60,60	6,16	33,00	1,46
84,40	164,89	78,40	38,71	72,40	16,97	66,40	9,51	60,40	6,08	32,00	1,40
84,20	153,74	78,20	37,42	72,20	16,59	66,20	9,36	60,20	6,00	31,00	1,33
84,00	143,69	78,00	36,19	72,00	16,23	66,00	9,20	60,00	5,92	30,00	1,27

Примечание. $F(\varphi) \approx \frac{1}{2} G(\varphi)$.

При заданных φ_0 и Z_b (или Y_b) параметр крутизны для линии с электрической длиной, чуть меньшей 180° , почти в два раза больше, чем параметр крутизны для линии длиной около 90° . Если не-

обходима большая точность, то при использовании линии длиной, примерно равной 180° (случаи 2 и 4 табл. 12.05.1), вместо величины $F(\varphi)$ [которая использовалась для линий с электрической длиной около 90° (см. случаи 1 и 3 той же таблицы)] нужно подставить величину

$$G(\varphi) = \left(\frac{\pi}{2} + \varphi \right) \sec^2 \varphi + \operatorname{tg} \varphi, \quad (12.05.6)$$

где φ — в радианах.

Это выражение можно записать в более удобной форме

$$G(\varphi) = 2F(\varphi) + \frac{2\delta - \sin 2\delta}{\pi}, \quad (12.05.7)$$

где

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi \quad (12.05.8)$$

представляет собой величину, на которую длина линии меньше соответственно $\pi/2$ или π рад. Последний член в выражении (12.05.7), а именно $(2\delta - \sin 2\delta)/\pi$, обычно очень мал, так что величина $G(\varphi)$ почти точно вдвое больше $F(\varphi)$. Например, при $\varphi = \pi/3 = 60^\circ$ ошибка в определении $G(\varphi)$ из-за пренебрежения последним членом в выражении (12.05.7) будет менее 0,5%, а при $\varphi = \pi/4 = 45^\circ$ она равна 3,4%. Поэтому для определения величины φ_0 можно все-таки использовать табл. 12.05.2, считая, что $F(\varphi) \approx (1/2)G(\varphi)$, и внося затем небольшую поправку, если φ_0 меньше 60° .

12.06. Экспериментальная регулировка связей и настройка резонаторов полноволнового фильтра

При выполнении резонаторов, схемы которых приведены в табл. 12.05.1, емкости связи C_b обычно реализуются в виде емкостных зазоров. Индуктивности связи L_b применяются в волноводных фильтрах, где индуктивная связь осуществляется с помощью индуктивной диафрагмы. Так как часто бывает трудно вычислить размеры соответствующих зазоров или диафрагм с требуемой точностью, то удобнее экспериментально отрегулировать эти связи до их надлежащих значений. Проще всего испытывать один резонатор, когда все другие резонаторы удалены (в случае полноволнового фильтра с емкостными зазорами) или когда их диафрагмы связи закрыты алюминиевой лентой (в случае волноводного фильтра). При использовании указанного способа настройки ширину полосы, измеренную на уровне 3 дБ для каждого резонатора, сравнивают с вычисленным значением и меняют связь до тех пор, пока ширина полосы на этом уровне не станет равной расчетной величине. Поскольку часто фильтр получается симметричным, то обычно достаточно провести такую регулировку только для половины резонаторов фильтра, а затем просто повторить те же размеры для остальных резонаторов.

В табл. 12.06.1 приведены формулы, позволяющие определить относительную ширину полосы на уровне 3 дБ для каждого из четырех типов резонаторов, показанных в табл. 12.05.1. Например, формулу для схемы 1 табл. 12.06.1 можно получить, учитывая, что вносимые потери реактивного сопротивления X , включенного параллельно с двумя активными сопротивлениями $R_0=R_1$, равны 3 дБ, когда $X=(1/2)R_1$.

ТАБЛИЦА 12.06.1

ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ ПОЛОСЫ u НА УРОВНЕ 3 дБ ДЛЯ РЕЗОНАТОРОВ, ПРИВЕДЕННЫХ В ТАБЛ. 12.05.1, ВКЛЮЧАЕМЫХ В СОЧЛЕНЕНИЕ ДВУХ ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЙ

№ пп	Цепь	u	Примечание
1		$u = \frac{R_1}{Z_b} \frac{h(r)}{F(\varphi_0)}$	$h(r) = \frac{1}{\left[r - \left(\frac{r-1}{2} \right)^{1/2} \right]^2}$ $r = R_1/R_0$ для схем № 1 и № 2; $r = G_1/G_0$ для схем № 3 и № 4. При $R_1 = R_0$ или $G_1 = G_0$ $h(r) = 1$
2		$u = \frac{R_1}{Z_b} \frac{h(r)}{G(\varphi_0)}$	
3		$u = \frac{G_1}{Y_b} \frac{h(r)}{F(\varphi_0)}$	
4		$u = \frac{G_1}{Y_b} \frac{h(r)}{G(\varphi_0)}$	

Из выражения (12.05.4) получаем

$$\frac{Z_b}{2} F(\varphi_0) = x = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (12.06.1)$$

Поскольку мы рассматриваем только случай узких полос, то величину $2d\omega/\omega_0$ можно заменить величиной u (шириной полосы на уровне 3 дБ), а dX — величиной $(1/2)R_1$. Тогда

$$u = \frac{R_1}{Z_b} \frac{1}{F(\varphi_0)} \quad (12.06.2)$$

Это выражение нужно использовать для резонатора по схеме 1 табл. 12.05.1, включенного в однородную линию передачи с волно-

вым сопротивлением $Z_0=R_0=R_1$, которая нагружена с обеих сторон на свое волновое сопротивление.

Формулы, соответствующие схемам 1 и 2 табл. 12.06.1, были получены на основе подобного, но более общего подхода. Отметим, что все они допускают неравенство нагрузок с левой и правой стороны резонаторов. Это представляет интерес в тех случаях, когда имеются перепады сопротивлений основной линии передачи. Для полоснозапирающего фильтра с узкой полосой загираания сопротивления нагрузок R_0 и R_1 можно иайть путем вычисления сопротивлений слева и справа от рассматриваемого резонатора при отсутствии остальных. Эти сопротивления будут чисто вещественными на частоте ω_0 , но, разумеется, будут изменяться с частотой, если имеются перепады сопротивлений линий передачи. Однако в рассматриваемом случае их можно почти всегда считать активными и постоянными по величине во всем интересующем нас диапазоне частот, так как требуемая полоса частот мала и практически перепады сопротивлений обычно тоже будут малы. Во многих случаях сопротивления всех участков основной линии оказываются одинаковыми, так что коэффициент $h(r)$ в формулах табл. 12.06.1 становится равным единице.

Приведенные выше положения применимы также и к дуальным схемам 3 и 4 табл. 12.06.1, в соответствующие формулы которых вместо сопротивлений входят проводимости. Попутно можно отметить, что если r , равное R_1/R_0 или G_1/G_0 больше, чем $3+2\sqrt{2}=5,8284$, или меньше, чем $3-2\sqrt{2}=0,1716$, то полоса на уровне 3 дБ не существует, так как рассогласование, вызываемое стыком, приводит к потерям за счет отражения, равным 3 дБ, и любая реактивность, включаемая в месте стыка, может только увеличить их. В этом случае при экспериментальной регулировке надо брать полосу на уровне 10 дБ или около того. Однако на практике такие случаи маловероятны, ввиду чего они далее не рассматриваются.

Для фильтров с узкими полосами загираания получение заданной характеристики сопряжено с необходимостью весьма точной настройки резонаторов. Она легко выполняется с помощью настроенных вивтов, расположенных в области пучности напряжения каждого резонатора. В процессе настройки одного резонатора остальные нужно расстроить или развязать, поместив вблизи них посторонние тела (в случае полосковых фильтров) или закрыв их диафрагмы связи алюминиевой лентой (в случае волноводных фильтров). После этого в основную линию фильтра подается сигнал, частота которого равна средней частоте полосы загираания, а настройка рассматриваемого резонатора осуществляется вплоть до получения максимального затухания сигнала (чаще всего до 30 или 40 дБ).

Основное преимущество такого метода настройки (когда во время настройки одного из резонаторов устраняется влияние всех других) заключается в том, что он позволяет сохранить достаточ-

но высокий уровень сигнала. Поэтому можно наблюдать отчетливый минимум его при настройке каждого резонатора. Если же одновременно в резонанс настроены несколько резонаторов, то уровень сигнала может стать настолько малым, что его невозможно будет обнаружить.

12.07. Пример расчета полоскового полносозапирающего фильтра с узкой полосой загираания

Пусть требуется рассчитать фильтр со следующими параметрами: частота бесконечного затухания $f_0=4,0$ Гц; величина пульсаций в полосе пропускания — 0,5 дБ, относительная ширина полосы загираания на уровне пульсаций 0,5 дБ $\omega=0,05$; минимальное затухание в пределах 2%-ой полосы загираания 20 дБ.

Для определения числа требуемых резонаторов используем выражение (12.02.1) в виде

$$\left| \frac{\omega'}{\omega_1} \right| = \left| \frac{\omega}{\omega_0 - \omega} \right|, \quad (12.07.1)$$

которое при $\omega=0,05$ и $\omega/\omega_0=1,01$ (что соответствует верхней частоте задаваемой полосы с затуханием 20 дБ) дает $|\omega'/\omega_1|=2,5$. Из рис. 4.03.4г для прототипа с чебышевской характеристикой и величиной пульсаций 0,5 дБ находим, что для случая $|\omega'/\omega_1|=2,5$ затухание составляет 12,5 дБ при $n=2$ и 26 дБ при $n=3$. Таким образом, требуемое число резонаторов $n=3$. Поскольку максимум затухания этого фильтра несомненно будет значительно больше 20 дБ, то нет необходимости вычислять (для проверки) затухание на частоте ω_0 (что отмечалось в § 12.03). В данном примере будут использованы расчетные формулы из § 12.04, однако следует напомнить, что в § 12.09 приведены несколько более точные формулы.

Из табл. 4.05.2 находим, что параметры прототипа нижних частот при величине пульсаций 0,5 дБ и числе резонаторов $n=3$ равны

$$\left. \begin{aligned} g_0 = g_4 = 1,0 \\ g_1 = g_3 = 1,5963 \\ g_2 = 1,0967 \end{aligned} \right\} \quad (12.07.2)$$

и $\omega_1^* = 1$.

Выбираем тип фильтра, показанный на рис. 12.01.1а. Согласно ф-лам (12.04.1) — (12.04.3) при $Z_0 = Z_1$ имеем

$$\left. \begin{aligned} \frac{x_1}{Z_0} = \frac{x_3}{Z_0} = 12,528 \\ \frac{x_2}{Z_0} = 18,232 \end{aligned} \right\} \quad (12.07.3)$$

Конструктивное выполнение этого фильтра показано на рис. 12.07.1.

Волновое сопротивление основной линии $Z_0=50$ ом; она представляет собой сплошной полосковый проводник шириной 4,57 мм и высотой 3,18 мм, помещенный между заземленными пластинами, расстояние между которыми составляет 7,92 мм. Все шлейфы

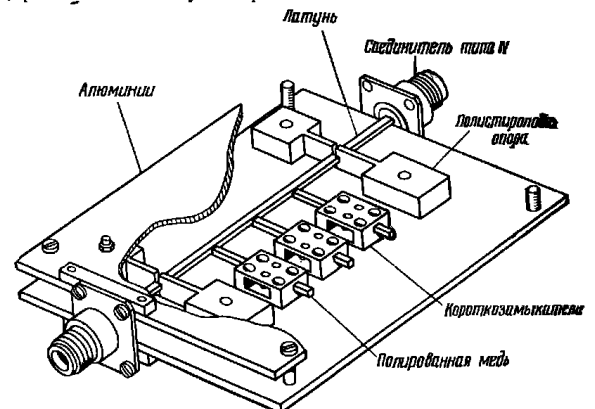


Рис. 12.07.1. Полосковый полносозапирающий фильтр с тремя резонаторами

имеют квадратное поперечное сечение 3,18×3,18 мм и их сопротивление равно $Z_{b1}=Z_{b2}=Z_{b3}=59,4$ ом (по данным рис. 5.04.1б). Таким образом, из схемы 1 табл. 12.05.1 получаем

$$\left. \begin{aligned} F(\varphi_{01}) = F(\varphi_{03}) = \frac{2x_1}{Z_0} \frac{Z_0}{Z_{b1}} = 21,1 \\ F(\varphi_{02}) = \frac{2x_2}{Z_0} \frac{Z_0}{Z_{b2}} = 30,7 \end{aligned} \right\} \quad (12.07.4)$$

Аргументы этих функций можно определять с помощью табл. 12.05.2:

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{01} = \varphi_{03} = 74,2^\circ = 1,295 \text{ рад} \\ \varphi_{02} = 77,0^\circ = 1,344 \text{ рад} \end{aligned} \right\} \quad (12.07.5)$$

Обращаясь снова к 1-й схеме табл. 12.05.1, имеем

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 C_{b1} = \omega_0 C_{b3} = 0,004764 \text{ мкф} \\ \omega_0 C_{b2} = 0,003888 \text{ мкф} \end{aligned} \right\} \quad (12.07.6)$$

что на частоте 4,0 Гц дает

$$\left. \begin{aligned} C_{b1} = C_{b3} = 0,1893 \text{ нф} \\ C_{b2} = 0,1546 \text{ нф} \end{aligned} \right\} \quad (12.07.7)$$

Если используются шлейфы с поперечным сечением $3,18 \times 3,18$ мм, то такие величины емкостей получаются при зазоре порядка 0,79 мм. Эта величина зазора вполне приемлема, поскольку она мала по сравнению с длиной волны, но в то же время достаточно велика, чтобы зазор можно было точно выполнять без применения таких специальных мер, как, например, использование диэлектрика (это увеличило бы потери рассеяния). Длина шлейфов определяется при помощи выражений (12.07.5) с учетом того, что длина волны на частоте 4,0 Гц равна 7,5 см.

Вначале предполагалось, что референсная плоскость находится на грани зазора, расположенной напротив основной линии. Емкостный зазор для каждого шлейфа был отрегулирован так, чтобы пик затухания получался на частоте 4,0 Гц, а затем измерялась величина полосы загираания на уровне 3 дБ раздельно для первого и второго шлейфов.

Согласно формуле для схемы 1 табл. 12.06.1 относительная ширина полосы на уровне 3 дБ u_i равна

$$\left. \begin{aligned} u_1 = u_2 &= \frac{Z_0}{Z_{01}} \frac{1}{F(\varphi_{01})} = 0,040 \\ u_2 &= \frac{Z_0}{Z_{02}} \frac{1}{F(\varphi_{02})} = 0,0274 \end{aligned} \right\} \quad (12.07.8)$$

Измеренные полосы оказались слишком узкими, что указывало на слишком слабую связь. Затем зазоры уменьшались до тех пор, пока не получалась требуемая ширина полосы на уровне 3 дБ. После этого длины шлейфов были откорректированы так, чтобы получать требуемую резонансную частоту 4 Гц. Окончательные размеры получились следующими: длина крайних шлейфов 15,4 мм (величина зазора 0,78 мм), длина среднего шлейфа 16,0 мм (величина зазора 1,14 мм). Все три шлейфа были установлены вдоль линии, как показано на рис. 12.07.1. Расстояния между их референсными плоскостями должны были равняться 90° на частоте 4 Гц, но поскольку они не являлись критичными, шлейфы просто размещались на расстояниях в четверть длины волны (18,75 мм) между их центрами и после этого уже не подстраивались.

Важно, чтобы между шлейфами не оказалось взаимодействия или взаимных связей, в частности, из-за возбуждения паразитных типов волн. При расстоянии между заземленными пластинами 7,92 мм затухание колебаний TE_{10} (вектор напряженности электрического поля параллелен заземленным пластинам) от шлейфа к шлейфу составляет более 50 дБ на частоте 4 Гц, что вполне достаточно. Кроме того, необходимо поддерживать надлежащую центровку шлейфов, чтобы не возбуждалось паразитное колебание типа ТЕМ (между наружными пластинами).

Характеристика рассматриваемого фильтра была рассчитана на вычислительной машине и приведена на рис. 12.07.2. На этом же рисунке показаны результаты измерений опытного образца

фильтра. Светлыми кружками отмечены измеренные величины потерь за счет отражения, которые можно сравнить с расчетной кривой; зачерненные кружки соответствуют измеренным величинам полного затухания с учетом эффекта рассеяния. Высота всплесков расчетной кривой потерь за счет отражения равна 0,7 и 0,8 дБ соответственно ниже и выше частоты 4 Гц (вместо 0,5 дБ, опреде-

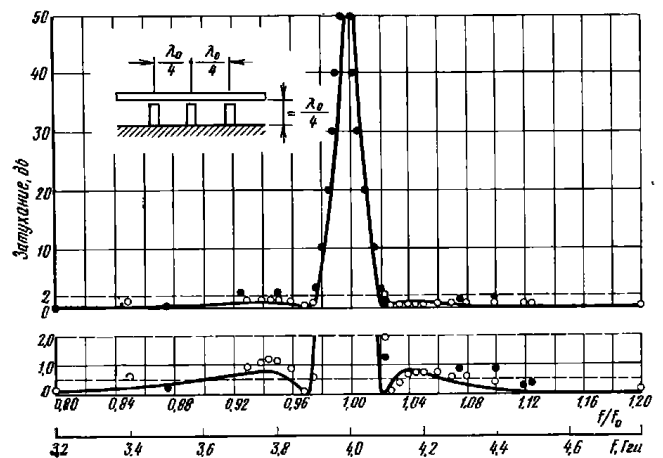


Рис. 12.07.2. Вычисленная (сплошная линия) и измеренная (зачерненные кружки) характеристики полоскового полососелективного фильтра с расстояниями между резонаторами, равными $\lambda_0/4$.

Незачерненными кружками показана кривая потерь на отражение, вычисленная по измеренным хс

ляемых прототипом нижних частот). Измеренные величины потерь за счет отражения достигают 1,2 и 0,7 дБ соответственно ниже и выше частоты 4 Гц.

Некоторое превышение пульсаций в полосе пропускания фильтра обусловливается в основном частотной зависимостью четверть-волновых линий связи между резонаторами. Если использовать расчетную методику, описанную в § 12.09, то избирательные свойства линий связи можно учесть в процессе расчета с тем, чтобы величина пульсаций в полосе пропускания была бы достаточно близка к заданной. Недостатком этой методики является, пожалуй, неизбежность возникновения перепадов в уровнях сопротивлений основной линии передачи. Однако в полосковом фильтре это не должно вызывать особых затруднений. Если бы его потребовалось рассчитывать по указанной методике, то сопротивления

основной линии и параметры крутизны резонаторов определялись бы по формулам § 12.09, а порядок расчета был бы таким же, как описано выше.

Пик затухания трехрезонаторного фильтра оказался слишком большим для того, чтобы его возможно было измерить, поэтому отдельно измерялось максимальное затухание каждой ветви. Для каждой из двух внешних ветвей оно оказалось равным 32 дБ, а для средней ветви — 28 дБ. После соответствующего преобразования ф-л (12.03.3) — (12.03.5) значения ненагруженных добротностей получились равными 1000. Теоретически ненагруженная добротность такой чисто медной линии равна на этой частоте 2600. В нашем случае полосковые проводящие резонаторы были выполнены из полированной меди, а заземленные пластины — из алюминия. Дополнительные потери, по-видимому, появились за счет концентраций тока, вызванных краевыми полями в зазоре, и за счет короткозамыкателей. Величина $Q_u = 1000$ совпадает с обычно получаемыми при эксперименте результатами. Максимальное затухание, обеспечиваемое всеми тремя ветвями вместе, согласно ф-ле (12.03.3) должно достигать 104 дБ, что, однако, выходило за пределы возможностей имевшейся измерительной аппаратуры. Разумеется, на частотах, на которых длина шлейфов примерно равна $n\lambda_0/4$ (n — нечетное число), имелись дополнительные полосы заграждения.

Согласно ф-ле (12.03.3) для ΔL_A потери рассеяния на границах ω_1 и ω_2 полосы с равными пульсациями должны составлять около 0,74 дБ. Примерно такое значение потерь было получено при измерениях.

Как расчетная, так и измеренная ширина полосы заграждения на уровне 0,5 дБ оказались близки к заданной величине 5%. Согласно вычислениям затухание в пределах 2%-ой полосы превышает 25,4 дБ (ср. с заданной величиной 20 дБ и с величиной 25,8 дБ, ожидаемой для трехшлейфового фильтра). Полученные в результате измерений точки затухания в полосе заграждения располагаются вблизи расчетной кривой (см. рис. 12.07.2). В полосах пропускания потери рассеяния быстро уменьшаются при удалении частот от границ полосы заграждения.

12.08. Расчет волноводного полоснозаграждающего фильтра с узкой полосой заграждения

Волноводный полоснозаграждающий фильтр наиболее удобно выполнить с помощью последовательно включенных резонаторов, размещенных вдоль волновода на расстояниях, равных нечетному числу четвертей длины волны. Эквивалентная схема такого фильтра показана на рис. 12.04.2, а его волноводное исполнение — на рис. 12.01.16. Как видно из последнего рисунка, расстояния между резонаторами равны трем четвертям длины волны в волноводе. Размещать резонаторы на расстояниях в одну четверть длины вол-

ны нецелесообразно, так как при этом возникает сильное взаимодействие между ними за счет полей около диафрагм связи. В опытных образцах полоснозаграждающего фильтра с четвертьволновыми расстояниями между резонаторами подобное взаимное влияние привело к тому, что характеристика в полосе заграждения получилась с тремя пиками затухания и очень низким затуханием в провалах между ними, в то время как требуется один единственный пик затухания.

Если линии фильтра обладают дисперсией, как в рассматриваемом волноводном варианте, то в качестве частотной переменной используется величина, обратная нормированной длине волны в волноводе: λ_{g0}/λ_g . Таким образом, волноводный и полосковый фильтры, рассчитанные из одного и того же прототипа нижних частот, могут иметь тождественные характеристики, когда характеристика первого строится в функции величины λ_{g0}/λ_g , а второго — в функции ω/ω_0 . На основе сказанного, формула, которая для полоскового фильтра имела вид

$$\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad (\text{линия с волной TEM}), \quad (12.08.1)$$

где частоты ω_0 , ω_1 и ω_2 определены на рис. 12.02.2, заменяется теперь для волноводного фильтра формулой

$$\omega_\lambda = \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_{g2}} - \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_{g1}} \quad (\text{волновод}), \quad (12.08.2)$$

где величины λ_{g0} , λ_{g1} и λ_{g2} — определяются аналогично как длины волн, соответственно, в середине полосы заграждения и на нижней и верхней ее границах по шкале λ_{g0}/λ_g .

Вместе с тем, если обе характеристики построены в функции частоты, то характеристика волноводного фильтра, рассчитанного на основе того же самого прототипа, окажется значительно уже. В случае узких полос заграждения относительная ширина полосы заграждения волноводного фильтра по частотной шкале будет отличаться примерно в $(\lambda_0/\lambda_{g0})^2$ раз от относительной ширины полосы заграждения ω_λ , определяемой с помощью ф-ты (12.08.2) по шкале λ_{g0}/λ_g (здесь λ_0 — длина волны в свободном пространстве на средней частоте полосы заграждения). Поэтому при расчете таких узкополосных фильтров полоса ω_λ берется равной $(\lambda_{g0}/\lambda_0)^2 \omega$.

В волноводном фильтре каждый резонатор представляет собой отрезок волновода с волновой проводимостью Y_b и длиной, немного меньшей половины длины волны в волноводе. Этот отрезок связан с главным волноводом (с волновой проводимостью Y_0) посредством небольшой удлиненной диафрагмы связи. Каждая диафрагма имеет длину l , меньшую половины длины волны в свободном пространстве. С хорошим приближением диафрагмы можно представить как индуктивности, включенные последовательно с главным волноводом. Эквивалентная схема резонатора в сочетании с диафрагмой связи показана на схеме 4 табл. 12.05.1.

Реактивную проводимость B диафрагмы связи нетрудно определить приближенно через коэффициент магнитной поляризуемости диафрагмы M' . Из табл. 5.10.2 получаем

$$\frac{B}{Y_0} = -\frac{\lambda_g ab'}{4\pi M'_1} \quad (12.08.3)$$

(размеры a и b' определены на рис. 12.01.16).

Для диафрагм, длины которых l много меньше половины длины волны в свободном пространстве, прорезанных в стенках с бесконечно малой толщиной t , коэффициент магнитной поляризуемости $M'_1 = M_1$, можно найти из графиков, приведенных на рис. 5.10.4а. В реальных случаях, когда толщина t не является бесконечно малой и длина l не намного меньше половины длины волны в свободном пространстве, нужно вычислить коэффициент магнитной поляризуемости M'_1 , который связан с величиной M_1 приближенной эмпирической формулой:

$$M'_1 = \frac{M_1}{1 - \left(\frac{2l}{\lambda_0}\right)^2} 10^{-\left(\frac{1,36 l}{t}\right) \sqrt{\left(1 - \frac{2l}{\lambda_0}\right)^2}} \quad (12.08.4)$$

где λ_0 — длина волны в свободном пространстве на средней частоте, соответствующая $\omega = \omega_0$, $\varphi = \varphi_0$ и $\lambda_g = \lambda_{g0}$.

Условие резонанса для каждого резонатора принимает вид

$$Y_0 \operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{Y_0 ab'}{4\pi M'_1} \lambda_{g0} \quad (12.08.5)$$

где

$$\varphi_0 = \frac{2\pi L}{\lambda_{g0}} - \frac{\pi}{2} \quad (12.08.6)$$

а L — длина резонатора.

Параметр крутизны реактивной проводимости b для каждого резонатора со стороны основной линии передачи становится равным

$$b = \frac{Y_0}{2} G(\varphi) \approx Y_0 F(\varphi) \quad (12.08.7)$$

где $F(\varphi)$ — определяется по ф-ле (12.05.5); $G(\varphi)$ — по ф-ле (12.05.7), а M'_1 считается частотонезависимым.

Пример расчета волноводного фильтра. В качестве примера применения изложенной выше методики рассмотрим расчет трехрезонаторного волноводного полососаширающего фильтра, использующего тот же прототип нижних частот, что и полосковый фильтр, описанный в § 12.07.

Пусть расчетная средняя частота фильтра $f_0 = 10$ Гц, а резонаторы и основная линия передачи выполнены на волноводе $WR = 90$. У полоскового фильтра относительная ширина полосы

составляла $\omega = 0,05$ по шкале частот [см. ф-лу (12.08.1)]. В нашем примере используется полоса $\omega_\lambda = 0,05$ по шкале величин, обратных длине волны в волноводе [см. ф-лу (12.08.2)]. Параметры крутизны реактивной проводимости для двух оконечных резонаторов и среднего резонатора можно определить по ф-лам (12.04.10) — (12.04.12), если положить $Y_1 = Y_0$. Они равны соответственно

$$\left. \begin{aligned} \frac{b_1}{Y_0} &= \frac{1}{\omega'_1 \epsilon_0 \epsilon_1 \omega_\lambda} = \frac{b_2}{Y_0} = 12,528 \\ \frac{b_3}{Y_0} &= \frac{\epsilon_0}{\omega'_1 \epsilon_3 \omega_\lambda} = 18,232 \end{aligned} \right\} \quad (12.08.8)$$

что в точности соответствует ранее вычисленным параметрам крутизны для полоскового фильтра. Волновые проводимости Y_0 шлейфов были выбраны равными Y_0 . Поэтому

$$\left. \begin{aligned} G(\varphi_{01}) &= G(\varphi_{03}) = \frac{2b_1}{Y_0} = 25,056 \\ G(\varphi_{02}) &= \frac{2b_3}{Y_0} = 36,464 \end{aligned} \right\} \quad (12.08.9)$$

Обращаясь к табл. 12.05.2, находим

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{01} + 90^\circ &= \varphi_{03} + 90^\circ = 159,5^\circ \\ \varphi_{02} + 90^\circ &= 163^\circ \end{aligned} \right\} \quad (12.08.10)$$

На частоте 10 Гц величина λ_{g0} для волновода $WR = 90$ равна 39,7 мм. Поэтому длины $L_1 = L_3$ двух оконечных резонаторов и длина L_2 среднего резонатора равны

$$\left. \begin{aligned} L_1 = L_3 &= 17,6 \\ L_2 &= 18,0 \text{ мм} \end{aligned} \right\} \quad (12.08.11)$$

Из выражения (12.08.5) можно определить, что коэффициенты магнитной поляризуемости $(M'_1)_1 = (M'_1)_3$ для диафрагм в оконечных резонаторах и коэффициент магнитной поляризуемости $(M'_1)_2$ для диафрагмы в среднем резонаторе равны

$$\left. \begin{aligned} (M'_1)_1 &= (M'_1)_3 = 266 \text{ мм}^3 \\ (M'_1)_2 &= 225 \text{ мм}^3 \end{aligned} \right\} \quad (12.08.12)$$

При расчете было решено использовать щелевые диафрагмы с закругленными краями (что соответствует второй сверху кривой на рис. 5.10.4а). Для определения размеров диафрагм вначале задавались их шириной¹⁾ $w_1 = w_2 = w_3 = 3,18$ мм, а затем методом по-

¹⁾ Ширина щели w (см. рис. 5.10.4а) обозначается тем же символом, что и относительная ширина полосы. Это — обычное обозначение для обеих величин. Поскольку расчет щели в данном контексте является побочным, сохранение обозначения w для ширины щели внесет меньше путаницы, чем изменение его.

следовательных приближений с помощью рис. 5.10.4а и ф-лы (12.08.4) вычислялась длина диафрагм. Так как заранее было известно, что их размеры будут проверены экспериментально (по методике, изложенной в § 12.06), то толщина диафрагм t в ф-ле (12.08.4) была принята равной нулю (что должно было вызвать некоторое уменьшение размеров диафрагм). В предлагаемом способе выполнения этих вычислений ф-ла (12.08.4) приводится к виду

$$(M_1)_{k=1-3} = (M_1)_k \left[1 - \left(\frac{2l_k}{\lambda_0} \right)^2 \right] 10^{\left(\frac{1,36t}{\lambda_k} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{2l_k}{\lambda_0} \right)^2}} \quad (12.08.13)$$

Далее из графиков, приведенных на рис. 5.10.4а, для требуемых коэффициентов поляризуемости $(M_1)_k$ определяются предварительные значения длин диафрагм l_k . Подставляя их в ф-лу (12.08.13), получаем уточненные значения коэффициентов поляризуемости $(M_1)_k$, с помощью которых затем по указанным графикам находят уточненные значения длин диафрагм l_k . Если требуется, данный процесс можно повторить, чтобы добиться большей точности. Однако, поскольку ф-ла (12.08.13) сама по себе является довольно грубым приближением, ценность получения высокой математической точности весьма сомнительна.

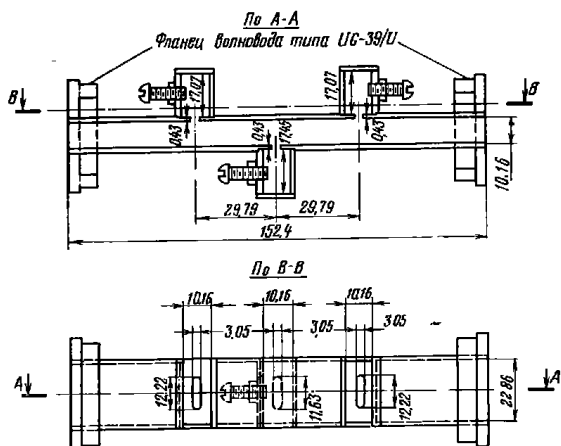


Рис. 12.08.1. Эскиз волноводного полоснозапирающего фильтра X-диапазона (диапазон частот от 5,820 до 12,40 Гц).

Все размеры в мм

— 202 —

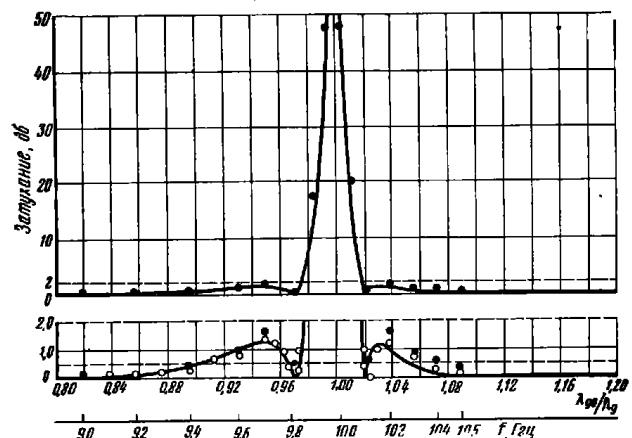


Рис. 12.08.2. Вычисленная (сплошная линия) и измеренная (зачерненные кружки) характеристики волноводного полоснозапирающего фильтра, изображенного на рис. 12.08.1.

Незачерненными кружками показана кривая потерь на отражение в полосе пропускания, вычисленная по измеренным ксв

Описанным способом были получены предварительные значения длин диафрагм $l_1=l_3=10,9$ мм и $l_2=10,5$ мм при ширине диафрагм $w_1=w_2=w_3=3,18$ мм. После испытаний, которые заключались в измерении ширины полосы на уровне 3 дБ отдельно для 1 и 2-го резонаторов (методами, рассмотренными в § 12.06), определялись окончательные значения длин диафрагм: $l_1=l_3=12,21$ мм и $l_2=11,62$ мм.

В первом варианте фильтра расстояния между резонаторами составляли $\lambda_0/4$, но он оказался неудовлетворительным из-за взаимодействия между краевыми полями диафрагм различных резонаторов (что приводило к значительным провалам характеристики в полосе зашоривания). Поэтому был сконструирован второй вариант фильтра с расстояниями между резонаторами $3\lambda_0/4$. Размеры его показаны на рис. 12.08.1.

Настройка этого фильтра велась по методике, изложенной в § 12.06. На рис. 12.08.2 проведено сравнение экспериментальной характеристики, измеренной в нескольких точках, с теоретической характеристикой фильтра, рассчитанной с помощью вычислительной машины. Как видно, результаты хорошо согласуются.

Вместе с тем из того же рисунка можно заметить, что величина пульсаций в полосе пропускания для расчетной характеристики равна примерно 1,2 дБ вместо 0,5 дБ, как это предусматривалось

— 203 —

прототипом с сосредоточенными параметрами. Такое превышение величины пульсаций обусловлено частотной зависимостью линий связи между резонаторами. Если бы они были заменены идеальными инверторами сопротивлений, то величина пульсаций чебышевской характеристики стала бы точно равной 0,5 дБ. Расчеты на вычислительной машине показывают также, что при использовании линий связи длиной $\lambda_0/4$ максимальная величина пульсаций достигала бы примерно 0,7 дБ. Максимальная величина пульсаций в 1,2 дБ для расчетной характеристики, приведенной на рис. 12.08.2, указывает на еще большую избирательность линий связи длиной $3\lambda_0/4$, используемых в данном фильтре. Применение методики расчета, рассмотренной в § 12.09, позволило бы учесть избирательные свойства линий связи так, что величина пульсаций оказалась бы очень близкой к ожидаемой¹⁾. Это достигается, однако, ценой того, что, согласно упомянутой методике, вдоль основной линии фильтра обязательно должны иметь место перепады сопротивлений, что усложняет изготовление фильтра. Если сопротивления основной линии и параметры крутизны резонаторов определяются согласно данным § 12.09, то процесс расчета остается таким же, как было описано выше.

12.09. Точный метод расчета полоснозапирающих фильтров с широкой и узкой полосой заграждения²⁾

Здесь будет рассмотрен точный метод расчета полоснозапирающих фильтров, пригодный как для широких, так и для узких полос заграждения. Приведенные расчетные выражения относятся к фильтрам со шлейфами длиной $\lambda_0/4$, разделенными линиями связи длиной $\lambda_0/4$ или $3\lambda_0/4$, где λ_0 — длина волны на средней частоте полосы заграждения. Пример фильтра такого типа приведен на рис. 12.01.2. Теоретически он может иметь любую ширину полосы заграждения, однако практически сопротивления шлейфов становятся нереализуемыми, если полоса заграждения оказывается слишком узкой. При этом было бы желательно заменить резонаторы в виде разомкнутых шлейфов (как показано на упомянутом рисунке) резонаторами в виде короткозамкнутых шлейфов с емкостной связью (как показано на рис. 12.01.1а) с теми же самыми параметрами крутизны. Хотя это вносит некоторые приближения в расчет фильтра, но зато позволяет получить реализуемые величины сопротивлений. Ранее уже отмечалось, что при расчете полосно-

запирающих фильтров с узкой полосой заграждения по методу настоящего параграфа требуются перепады сопротивлений в линии передачи, в то время как при расчете по методу, описанному в § 12.04, такие перепады обычно не нужны. Однако метод, который изложен здесь, обеспечивает более высокую точность расчета даже в случаях узких полос заграждения, когда применяется указанное выше приближение. Он позволяет произвести точный расчет фильтров типа, представленного на рис. 12.09.1а, и дуальных

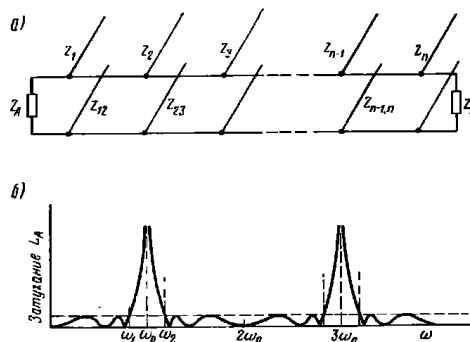


Рис. 12.09.1. Полоснозапирающий фильтр: а — n -шлейфовый фильтр на передающих линиях, полученный из n -элементного прототипа нижних частот; б — равнопультующая характеристика, определяющая среднюю частоту ω_0 , параметр a и относительную полосу заграждения ω .
Данные всех шлейфов и соединительных линий равны: $z = \lambda_0/4$; $\omega_0 = 1/2(\omega_1 + \omega_2)$; $\lambda_0 = 2\pi v_0/\omega_0$, где v_0 — скорость света в среде распространения; $a = \text{ctg}(\pi\omega_0/2\omega_0)$; $\omega = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$

им (состоящих из четвертьволновых короткозамкнутых шлейфов, включенных последовательно с четвертьволновыми соединительными линиями). Характеристики затухания таких фильтров связаны с характеристиками затухания прототипов нижних частот типа, приведенного на рис. 12.02.1, с помощью следующего преобразования¹⁾:

$$\omega' = \omega_0' a \text{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0} \right), \quad (12.09.1)$$

¹⁾ Можно показать, что другие методы расчета [2, 3] могут привести к целям типа, показанного на рис. 12.09.1 а, характеристики затухания которых не являются преобразованной характеристик затухания этих прототипов.

¹⁾ Расчетная методика, описанная в § 12.09, точна, когда фильтр выполнен только из линий передачи и шлейфов. Однако в случае полоснозапирающих фильтров с узкой полосой заграждения сопротивления шлейфов становятся неприемлемыми, поэтому шлейфы необходимо заменять резонаторами с реактивными связями, что уже является приближением.

²⁾ Материал данного параграфа содержится в работе Шифмана и Маттея [6]. Кроме того, там приведены дополнительные расчетные данные для некоторых типов фильтров, рассмотренных после написания этой книги.

где
$$a = \operatorname{ctg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0} \right); \quad (12.09.2)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}; \quad (12.09.3)$$

ω' и ω_1 — частоты, относящиеся к характеристике фильтра нижних частот (см. рис. 12.02.1а); ω , ω_0 , ω_1 и ω_2 — частоты, относящиеся к соответствующей полоснозапирающей характеристике (см. рис. 12.09.1б). Отметим, что последняя обладает арифметической симметрией и что бесконечное затухание имеет место на частотах ω_0 , где n — нечетное число. На указанных частотах длины шлейфов фильтра, показанного на рис. 12.09.1а, равны нечетному числу четвертей длин волн ($\lambda_0/4$), так что шлейфы закорачивают основную линию и (теоретически) вызывают бесконечное затухание.

В дуальном случае, когда используются последовательно включенные шлейфы, они размыкают основную линию на этих частотах. Если бы прототип нижних частот обладал, например, чебышевской характеристикой с величиной пульсаций 0,1 дБ, то полоснозапирающий фильтр, рассчитанный по методам данного параграфа, имел бы *точно* ту же величину пульсаций, причем характеристика в целом в точности соответствовала бы преобразованиям (12.09.1) — (12.09.3) (разумеется, при этом не учитывается влияние неоднородностей сочленения, которое имеет место в реальной конструкции фильтра).

Ниже приведены расчетные формулы для фильтров рассмотренного типа.

**ТОЧНЫЕ ФОРМУЛЫ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА
ДЛЯ ПОЛОСНОЗАПИРАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ С ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫМИ
РАССТОЯНИЯМИ ($\lambda_0/4$) МЕЖДУ ШЛЕЙФАМИ**

Схема фильтра показана на рис. 12.09.1а.

Для дуального случая с короткозамкнутыми последовательными шлейфами все сопротивления заменяются соответствующими проводимостями.

В приводимых ниже формулах:

n — число шлейфов;

Z_A и Z_B — сопротивления нагрузки;

$Z_j (j=1 \div n)$ — сопротивления разомкнутых параллельных шлейфов;

$Z_{j-1} (j=2 \div n)$ — сопротивления соединительных линий;

g_j — значения элементов схемы прототипа нижних частот, показанных на рис. 12.02.1;

$$\Lambda = \omega_1' a, \quad (12.09.4)$$

где ω_1' — частота среза прототипа нижних частот и

a — параметр полосы, определяемый выражением (12.09.2).

Во всех случаях левое сопротивление нагрузки Z_A выбирается произвольно.

Случай $n=1$

$$Z_1 = \frac{Z_A}{\Lambda g_0 g_1}; \quad (12.09.5)$$

$$Z_B = \frac{Z_A g_2}{g_0}. \quad (12.09.6)$$

Случай $n=2$

$$Z_1 = Z_A \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.7)$$

$$Z_{12} = Z_A (1 + \Lambda g_0 g_1); \quad (12.09.8)$$

$$Z_3 = \frac{Z_A g_0}{\Lambda g_2}; \quad (12.09.9)$$

$$Z_B = Z_A g_0 g_2. \quad (12.09.10)$$

Случай $n=3$

Для Z_1 , Z_{12} и Z_2 справедливы те же формулы, что и в случае $n=2$:

$$Z_3 = \frac{Z_A g_0}{g_4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_2 g_4} \right); \quad (12.09.11)$$

$$Z_{23} = \frac{Z_A g_0}{g_4} (1 + \Lambda g_2 g_4); \quad (12.09.12)$$

$$Z_B = \frac{Z_A g_0}{g_4}. \quad (12.09.13)$$

Случай $n=4$

$$Z_1 = Z_A \left(2 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.14)$$

$$Z_{12} = Z_A \left(\frac{1 + 2\Lambda g_0 g_1}{1 + \Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.15)$$

$$Z_2 = Z_A \left(\frac{1}{1 + \Lambda g_0 g_1} + \frac{g_0}{\Lambda g_2 (1 + \Lambda g_0 g_1)^2} \right); \quad (12.09.16)$$

$$Z_{23} = \frac{Z_A}{g_0} \left(\Lambda g_2 + \frac{g_0}{1 + \Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.17)$$

$$Z_3 = \frac{Z_A}{\Lambda g_0 g_1}; \quad (12.09.18)$$

$$Z_{34} = \frac{Z_A}{g_0 g_2} (1 + \Lambda g_2 g_4); \quad (12.09.19)$$

$$Z_4 = \frac{Z_A}{g_0 g_2} \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_2 g_4} \right); \quad (12.09.20)$$

$$Z_B = \frac{Z_A}{g_0 g_2}. \quad (12.09.21)$$

Случай $n=5$
 Для $Z_1, Z_{12}, Z_2, Z_{23}, Z_3$ справедливы те же формулы, что и в случае $n=4$:

$$Z_4 = \frac{Z_A}{g_0} \left(\frac{1}{1 + \Lambda g_0 g_0} + \frac{g_0}{\Lambda g_4 (1 + g_4 g_4)^2} \right); \quad (12.09.22)$$

$$Z_{34} = \frac{Z_A}{g_0} \left(\Lambda g_4 + \frac{g_0}{1 + \Lambda g_4 g_0} \right); \quad (12.09.23)$$

$$Z_5 = \frac{Z_A g_0}{g_0} \left(2 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_0} \right); \quad (12.09.24)$$

$$Z_{45} = \frac{Z_A g_0}{g_0} \left(\frac{1 + 2 \Lambda g_0 g_0}{1 + \Lambda g_0 g_0} \right); \quad (12.09.25)$$

$$Z_B = \frac{Z_A g_0}{g_0}. \quad (12.09.26)$$

После того как проектировщик выбрал прототип нижних частот и нашел таким образом параметры $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}, \omega_1$, задансы частотами ω_1, ω_2 , а также сопротивлением источника Z_A , он может вычислить все сопротивления линий. Приведенные выше формулы для фильтров с числом шлейфов от $n=1$ до $n=5$, как уже отмечалось, применимы и в дуальных случаях с короткозамкнутыми последовательными шлейфами при условии замены всех сопротивлений в этих формулах соответствующими проводимостями. Наибольший практический интерес последовательные шлейфы пред-

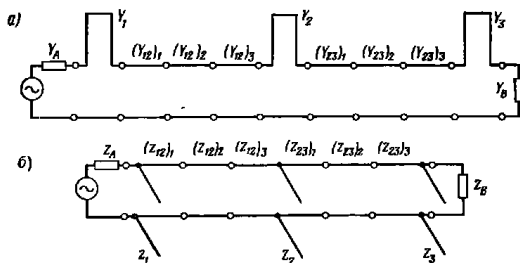


Рис. 12.09.2. Полоснозапирающие фильтры, четвертьволновые шлейфы которых находятся на расстоянии $3\lambda_0/4$ друг от друга

ставляют в случае волноводных полоснозапирающих фильтров. В § 12.08 указывалось, что обычно в таких фильтрах расстояния между шлейфами желательно брать равными $3\lambda_0/4$.

На рис. 12.09.2а показан полоснозапирающий фильтр с расстояниями между четвертьволновыми последовательными шлейфами,

равными $3\lambda_0/4$, а на рис. 12.09.2б — дуальный случай с разомкнутыми параллельными шлейфами длиной $\lambda_0/4$. Ниже приведены расчетные формулы для фильтров этого типа с числом шлейфов $n=2$ и $n=3$.

ТОЧНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ПОЛОСНОЗАПИРАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ С РАССТОЯНИЕМ $3\lambda_0/4$ МЕЖДУ ШЛЕЙФАМИ ИЛИ ДИАФРАГМАМИ РЕЗОНАТОРОВ

Схема фильтра показана на рис. 12.09.2а. Для дуального случая (см. рис. 12.09.2б) все проводимости заменяются на соответствующие сопротивления.

В приведенных ниже формулах:

n — число шлейфов;

Y_A, Y_B — проводимости нагрузок;

$Y_j (j=1 \div n)$ — проводимости короткозамкнутых последовательных шлейфов;

$(Y_{i-j})_k$ — проводимость k -й ($k=1, 2$ или 3) соединительной линии (от левого конца) между шлейфами $j-1$ и j ;

g_j — значения элементов схемы прототипа нижних частот, показанных на рис. 12.02.1;

$\Lambda = \omega_1^2 a$,

где ω_1 — частота среза прототипа нижних частот и a — параметр полосы, определяемый выражением (12.09.2).

Во всех случаях левое сопротивление нагрузки выбирается произвольно.

Случай $n=2$

$$Y_1 = Y_A \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.27)$$

$$(Y_{12})_1 = Y_A (1 + \Lambda g_0 g_1); \quad (12.09.28)$$

$$Y_2 = Y_A \frac{g_0}{\Lambda g_2} (1 + 2\Lambda g_2 g_2); \quad (12.09.29)$$

$$(Y_{12})_2 = Y_A g_0 g_2 \left(\frac{1}{1 + \Lambda g_2 g_2} \right); \quad (12.09.30)$$

$$Y_B = Y_A g_0 g_2; \quad (12.09.31)$$

$$(Y_{12})_3 = Y_A g_0 g_2 \left(\frac{1 + 2\Lambda g_2 g_2}{1 + \Lambda g_2 g_2} \right). \quad (12.09.32)$$

Случай $n=3$

$$Y_1 = Y_A \left(3 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.33)$$

$$(Y_{12})_1 = Y_A \left(\frac{1 + 3\Lambda g_0 g_1}{1 + 2\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.34)$$

$$(Y_{12})_2 = Y_A \left(\frac{1 + \Lambda g_0 g_1}{1 + 2\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (12.09.35)$$

$$Y_2 = Y_A \frac{g_0}{\Lambda g_2}; \quad (12.09.36)$$

$$(Y_{12})_2 = Y_A (1 + \Lambda g_0 g_1); \quad (12.09.37)$$

$$(Y_{21})_1 = Y_A \frac{g_0}{g_4} (1 + \Lambda g_3 g_4); \quad (12.09.38)$$

$$Y_3 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(3 + \frac{1}{\Lambda g_3 g_4} \right); \quad (12.09.39)$$

$$(Y_{23})_2 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(\frac{1 + \Lambda g_3 g_4}{1 + 2\Lambda g_3 g_4} \right); \quad (12.09.40)$$

$$Y_B = Y_A \frac{g_0}{g_4}; \quad (12.09.41)$$

$$(Y_{23})_3 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(\frac{1 + 3\Lambda g_3 g_4}{1 + 2\Lambda g_3 g_4} \right). \quad (12.09.42)$$

Как отмечалось ранее, ф-лы (12.09.4) — (12.09.42) являются точными независимо от ширины полосы заграждения. Однако при использовании фильтров типа, показанного на рис. 12.09.1а, рассчитанных по ф-лам (12.09.4) — (12.09.26), сопротивления Z_j параллельных шлейфов при узких полосах заграждения становятся настолько большими, что их очень трудно реализовать. Этой трудности можно избежать, заменяя каждый разомкнутый параллельный шлейф, параметр крутизны реактивного сопротивления которого равен

$$x_j = \frac{\pi}{4} Z_j \quad (12.09.43)$$

(см. табл. 5.08.1), короткозамкнутым шлейфом с емкостной связью, показанным в табл. 12.05.1, с тем же параметром крутизны. Дальнейший расчет будет в этом случае таким же, как в примере, приведенном в § 12.07. Подобный фильтр можно было бы выполнить в полосковом виде (см. рис. 12.07.1), причем основная линия фильтра получилась бы ступенчатой, так как сопротивления соединительных линий $Z_{j, j+1}$ обычно несколько отличаются от сопротивлений нагрузок. Характеристика фильтра этого типа, рассчитанная с помощью формул данного параграфа, будет рассмотрена в § 12.10.

Как указывалось выше, цепь, показанная на рис. 12.09.2а, представляет интерес в первую очередь для волноводных полоснозапирающих фильтров. Поскольку полезная ширина полосы волновода сама по себе довольно ограничена, то, по-видимому, полоснозапирающие фильтры с узкими полосами заграждения будут представлять наибольший интерес именно в волноводном случае. В таких фильтрах проводимости последовательных шлейфов Y_j оказываются настолько большими, что шлейфы трудно выполнить (особенно при высоких ненагруженных добротностях). Параметры кру-

тизны реактивной проводимости последовательных шлейфов при этом определяются выражением

$$b_j = \frac{\pi}{4} Y_j, \quad (12.09.44)$$

и для узких полос заграждения указанные параметры крутизны удобно реализовывать с помощью индуктивно связанных короткозамкнутых шлейфов длиной $\lambda_0/2$ (см. схему 4 табл. 12.05.1). Начиная отсюда, расчет ведется аналогично, как и для примера, приведенного в § 12.08. В окончательном виде фильтр выглядел бы так же, как на рис. 12.08.1, если не принимать во внимание перепады сопротивлений вдоль основного волновода фильтра, которые предусматриваются расчетными формулами настоящего параграфа. Ниже дается вывод этих расчетных формул.

За последние годы появился ряд точных методов расчета фильтров на линиях передачи таких, как методы Озаки и Ишии (Ozaki,

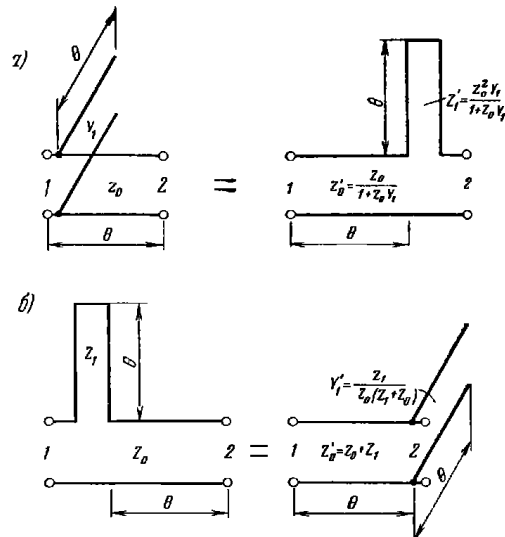


Рис. 12.09.3. Тождества Куроды

Ishii) [2, 3] и Джонса (Jones) [4]. Однако, хотя они с математической точки зрения превосходны, вычисления оказываются настолько трудоемкими, что их мало применяют на практике. Описываемый здесь метод расчета, являясь также достаточно точным, в то

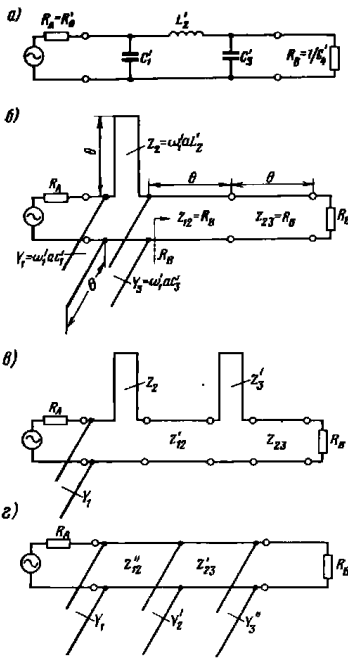


Рис. 12.09.4. Этапы преобразования фильтра-прототипа нижних частот в полоснозапирающий фильтр на передающих линиях: а — прототип; б — преобразованный прототип; в — результат применения тождеств Куроды к Y_3 и Z_{12} в схеме б; г — результат применения тождеств Куроды к Z_2 и Z'_{12} и к Z'_3 и Z_{23} в схеме в.

Преобразование: $\omega' = \omega'_1 a \operatorname{tg} \theta$, где $\theta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}$
и $a = \operatorname{ctg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_1}{\omega_0} \right)$

Применяя преобразование (12.09.1) к параллельным реактивным проводимостям и к последовательным реактивным сопротивлениям этого фильтра, получаем:

же время очень прост для использования в практических расчетах фильтров. Основная идея данного метода была впервые предложена Озаки и Ишии [3], а приведенные выше расчетные формулы были получены Шиффманом (В. М. Schiffman) [5].

Рассматриваемая расчетная методика основывается на тождествах Куроды (Kuroda) [2,3]. Они приведены на рис. 12.09.3 для цепей на открытых передающих линиях. Заметим, что согласно этим тождествам цепь, состоящая из разомкнутого параллельного шлейфа и соединительной линии, одинаковой со шлейфом длины, в точности эквивалентна цепи, состоящей из короткозамкнутого последовательного шлейфа и соединительной линии, но расположенной с другой стороны от шлейфа.

С помощью рис. 12.09.4 можно проследить, каким образом используются тождества Куроды при переходе от прототипа нижних частот к полоснозапирающему фильтру типа, приведенного на рис. 12.09.1а.

На рис. 12.09.4а показан прототип нижних частот с числом реактивных элементов $n=3$.

$$\omega' C'_i = C'_i \omega'_1 a \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0} \right); \quad (12.09.45)$$

$$\omega' L'_i = L'_i \omega'_1 a \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0} \right). \quad (12.09.46)$$

Заметим, что правая часть выражения (12.09.45) соответствует реактивной проводимости разомкнутого шлейфа с волновой проводимостью

$$Y_i = C'_i \omega'_1 a, \quad (12.09.47)$$

причем длина шлейфа равна $\lambda_0/4$ на частоте ω_0 . Точно так же правая часть выражения (12.09.46) соответствует реактивному сопротивлению короткозамкнутого шлейфа с волновым сопротивлением

$$Z_i = L'_i \omega'_1 a, \quad (12.09.48)$$

причем длина шлейфа равна $\lambda_0/4$ на частоте ω_0 .

Таким образом, параллельные емкости прототипа нижних частот становятся в преобразованном фильтре разомкнутыми параллельными шлейфами, а последовательная индуктивность прототипа — короткозамкнутым последовательным шлейфом.

Следует подчеркнуть, что хотя в преобразованном фильтре на рис. 12.09.4б нагрузками слева и справа для реактивной части фильтра по-прежнему служат сопротивления R_A и R_B , однако справа добавлены две секции линий с сопротивлениями $Z_{12} = Z_{23} = R_B$. Так как их волновые сопротивления совпадают с сопротивлением нагрузки, то они не влияют на характеристики затухания цепи, а дают лишь некоторый дополнительный фазовый сдвиг. Поэтому преобразованный фильтр на рис. 12.09.4б обладает характеристикой, представляющей собой требуемое точное отображение характеристики прототипа нижних частот. Единственное затруднение вызывает лишь то обстоятельство, что указанный фильтр содержит последовательный шлейф, который трудно осуществить в экранированном свч устройстве с волной ТЕМ. От этого шлейфа можно избавиться, если воспользоваться тождествами Куроды (см. рис. 12.09.3). Применение их к шлейфу с волновой проводимостью Y_3 и к линии с волновым сопротивлением Z_{12} на рис. 12.09.4б приводит к цепи на рис. 12.09.4в. Применяя затем тождества Куроды одновременно к шлейфу с сопротивлением Z_2 и к линии с сопротивлением Z'_{12} , а также к шлейфу с сопротивлением Z'_3 и к линии с сопротивлением Z_{23} (см. рис. 12.09.4в), получаем цепь, представленную на рис. 12.09.4г. Отметим, что последняя имеет точно такое же входное сопротивление и те же характеристики передачи, что и цепь, приведенная на рис. 12.09.4б, но не содержит последовательных шлейфов.

Формулы (12.09.4) — (12.09.42) были получены путем использования описанных выше повторяющихся операций. Для удобства

в них применяются несколько иные обозначения, чем на рис. 12.09.4, хотя вывод их основан на тех же самых принципах.

Эти формулы предусматривают также изменение уровня сопротивлений фильтра по сравнению с уровнем сопротивлений прототипа нижних частот.

12.10. Примеры, иллюстрирующие методику расчета фильтров на основе формул, приведенных в § 12.09

В этом параграфе будут рассмотрены примеры расчета двух полоснозапирающих фильтров с широкой и узкой полосой запирания по методам, изложенным в § 12.09. В случае узкой полосы запирания параллельные шлейфы с чрезмерно большими сопротивлениями заменяются шлейфами с емкостной связью, имеющими умеренные значения волновых сопротивлений, как это указывалось в предыдущем параграфе.

Расчет фильтра с широкой полосой запирания. Пусть требуется рассчитать фильтр, у которого величина пульсаций чебышевской характеристики в полосе пропускания равно 0,1 дБ, а границы полосы имеют значения $f_1=1,12$ Гц, $f_2=2,08$ Гц. Следовательно, средняя частота полосы запирания равна $f_0=(f_1+f_2)/2=1,60$ Гц. Предположим далее, что на частотах $f=1,600 \pm 0,115$ Гц требуется затухание по меньшей мере 30 дБ. Находим, что $\omega_1/\omega_0=f_1/f_0=1,12/1,60=0,70$; для нижней точки с затуханием 30 дБ имеем $\omega/\omega_0=f/f_0=(1,6-0,115)/1,50=0,9283$. Из ф-лы (12.09.2) вычисляем $a=0,5095$, из ф-лы (12.09.1) получаем, что прототип нижних частот должен иметь затухание не меньше 30 дБ при $\omega'/\omega'_1=45$. Из рис. 4.03.46 находим, что прототип с числом реактивных элементов $n=3$ при $\omega'/\omega'_1=4,5$ будет иметь затухание 34,5 дБ, а прототип с $n=2$ — только 15,5 дБ. Таким образом, нужно взять прототип с числом реактивных элементов $n=3$.

Параметры прототипа нижних частот:

$$g_0=1; \quad g_1=1,0315; \quad g_2=1,1474; \\ g_3=1,0315; \quad g_4=1,0; \quad \omega'_1=1$$

берем из табл. 4.05.2а, а с помощью ф-л на стр. 206, 207 при $Z_A=50$ ом вычисляем сопротивления линий:

$$Z_1=Z_3=145,1 \text{ ом}; \quad Z_{12}=Z_{23}=76,3 \text{ ом}; \\ Z_2=85,5 \text{ ом}; \quad Z_B=50 \text{ ом}.$$

Фильтр выполнен на полосковых линиях. Его размеры показаны на рис. 12.10.1. Шлейф с волновым сопротивлением $Z_2=85,5$ ом реализован в виде двух параллельно включенных шлейфов с сопротивлением по 176 ом. Это сделано для того, чтобы применить более узкие шлейфы и обеспечить тем самым меньше неоднород-

ности сочленения¹⁾. Шлейфы выполняются из проволоки круглого сечения, поддерживаемой пенопластом.

Диаметр проволоки d вычислен по приближенной формуле:

$$d = \frac{4b}{\pi \operatorname{antilg} \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r Z}}{138} \right)}, \quad (12.10.1)$$

где b — расстояние между заземленными пластинами;
 ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость;
 Z — требуемое сопротивление линии.

На рис. 12.10.2 приведены экспериментальные и расчетные характеристики фильтра, показанного на рис. 12.10.1. Как видно,

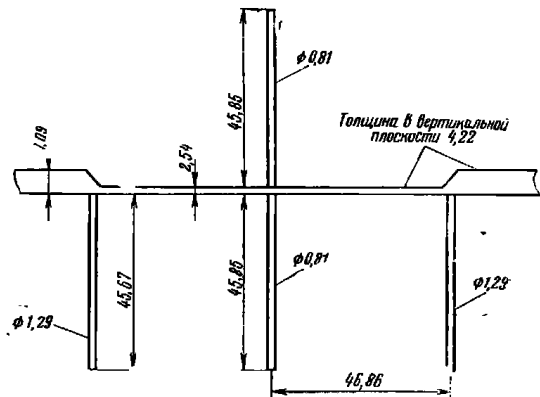


Рис. 12.10.1. Полосковый полоснозапирающий фильтр с широкой полосой запирания.

Все размеры в мм. Расстояние между наружными пластинами фильтра 11,3 мм

¹⁾ После подготовки данного материала к печати были получены некоторые экспериментальные результаты для другого типа фильтра, которые показывают, что в ряде случаев замена одного шлейфа двумя параллельно включенными шлейфами может оказаться нецелесообразной. Некоторые из данных экспериментов наводят на мысль, что между этими шлейфами возможно взаимодействие, поэтому независимо от настройки их резонанс будет всегда на двух различных частотах, а не на одной, как следовало ожидать. Кроме того, затухание между обоими резонансными частотами может оказаться очень низким. Такое возможное поведение двоекных шлейфов нуждается в дальнейшем изучении и упомянуто здесь, чтобы предостеречь читателя от ошибки.

расчетная характеристика полностью соответствует заданным параметрам, что и должно иметь место. Экспериментальная характеристика также хорошо совпадает с заданной, за исключением

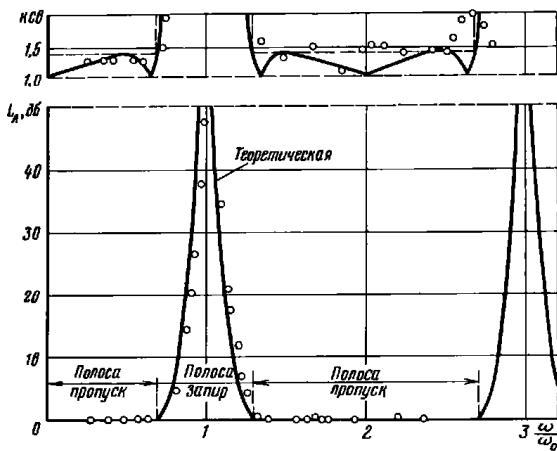


Рис. 12.10.2. Вычисленная (сплошная линия) и измеренная (кружки) характеристики полоснозапирающего фильтра с широкой полосой заграждения.

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1,6 \text{ Гц.}$$

того, что фильтр настроен на несколько большую частоту. Это трудно скорректировать, добавив настроечные винты.

Расчет фильтра с узкой полосой заграждения. На рис. 12.10.3а показан другой полоснозапирающий фильтр с тремя шлейфами, рассчитанный с помощью ф-л (12.09.4) — (12.09.26) на основе прототипа нижних частот, использованного в первом примере. Однако в этом случае границы полосы пропускания определены так, чтобы относительная ширина полосы заграждения была равна $\omega = 0,05$ (если измерять ее по уровню равных пульсаций на границах полосы пропускания). Как можно видеть из рисунка, сопротивления линий $Z_{12} = Z_{23}$ почти равны сопротивлениям нагрузок, но сопротивления шлейфов превышают 1000 ом. Чтобы избежать таких трудно реализуемых значений, разомкнутые шлейфные резонаторы заменены короткозамкнутыми с емкостной связью, как было описано в § 12.09. Сопротивления шлейфов произвольно взя-

ты равными 151,1 ом, однако, по-видимому, с целью получения максимальных ненагруженных добротностей резонаторов было бы лучше взять еще меньшие величины сопротивлений. Фильтр, в котором используются резонаторы с емкостной связью, показан на рис. 12.10.3б.

На рис. 12.10.4а приведены расчетные характеристики для указанных двух фильтров. Отметим, что первый фильтр, полученный

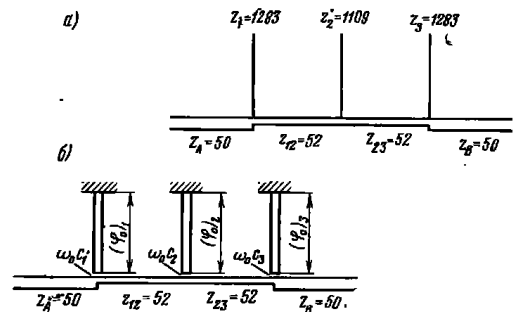


Рис. 12.10.3. Узкополосные полоснозапирающие фильтры.

Для всех шлейфов $Z'_i = 151,1 \text{ ом}$; $\omega_0 C_1 = \omega_0 C_2 = 0,00239 \text{ мкф}$; $\omega_0 C_3 = 0,00259 \text{ мкф}$; $(\varphi_0)_1 = (\varphi_0)_2 = 70,1^\circ$; $(\varphi_0)_3 = 68,7^\circ$

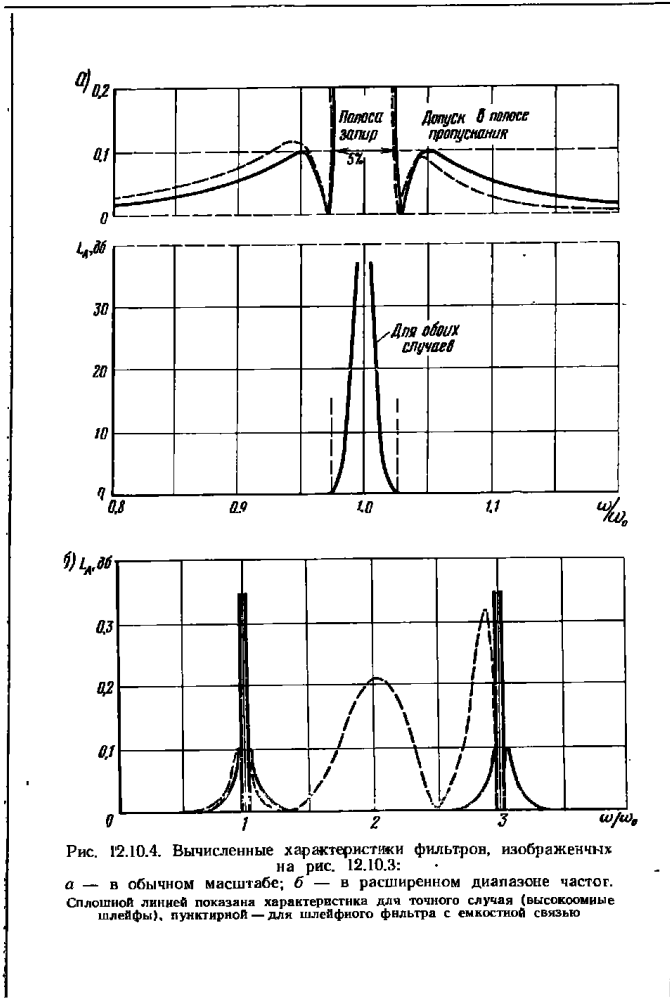
путем применения точного метода расчета (см. рис. 12.10.3а), обеспечивает заданную величину пульсаций в полосе пропускания, равную 0,1 дБ. Второй фильтр — на шлейфах с емкостной связью, полученный с помощью приближенного расчета, хотя и дает результаты, несколько отличающиеся от заданных, но в целом обеспечивает характеристику, весьма близкую к требуемой в указанном на рис. 12.10.4а диапазоне частот. Однако, как можно видеть из рис. 12.10.4б, на котором показаны те же характеристики в уменьшенном масштабе (но в расширенном диапазоне частот), на более высоких частотах характеристика второго фильтра значительно отличается от характеристики первого.

Это происходит вследствие изменения проводимостей связи с изменением частоты.

Таким образом, несмотря на то, что и метод § 12.04 и метод § 12.09 дают некоторую погрешность, при расчете узкополосных фильтров по формулам, приведенным в § 12.09, можно ожидать более точных результатов.

Литература

1. Young Leo, Matthaei G. L. and Jones E. M. T. Microwave Band-stop Filters with Narrow Stop Bands, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 416-427 (November 1962).
2. Ozaki H. and Ishii J. Synthesis of Transmission-Line Networks and Design of UHF Filters, IRE Trans. PGCT-2, pp. 325-336 (December 1955).
3. Ozaki H. and Ishii J. Synthesis of a Class of Strip-Line Filters, IRE Trans. PGCT-5, pp. 104-109 (June 1958).
4. Jones E. M. T. Synthesis of Wide-Band Microwave Filters to Have Prescribed Insertion Loss, IRE Convention Record, 1956 National Convention, Part 5, pp. 119-128.
5. Schiffman B. M., Carter P. S., Jr. and Matthaei G. L. Microwave Filters and Coupling Structures, Quarterly Progress Report 7, Sec. 11, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (October 1962).
6. Schiffman B. M. and Matthaei G. L. Exact Design of Band-Stop Microwave Filters, IEEE Trans. PGMTT-12, pp. 6-15 (January 1964).



Глава 13.

НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ НА СВЯЗАННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЯХ С ВОЛНОЙ TEM И ШЛЕЙФНЫЕ НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ

13.01. Введение

В этой главе рассматриваются только два из всех существующих типов направленных ответвителей, наиболее близкие к тематике данной книги, а именно: ответвители на параллельно связанных передающих линиях с волной TEM [1—7] (§§ 13.01—13.08) и шлейфные, которые могут быть ответвителями с волной TEM, либо волноводными (§§ 13.09—13.14). Ответвители первого типа представляют интерес благодаря своей тесной связи с направленными фильтрами (см. гл. 14), они наиболее широко используются на практике, и, кроме того, авторы располагают более детальной информацией о них. Ответвители второго типа, как будет показано в гл. 15, полезны в фильтровых системах большой мощности. В этой области их применения у авторов также имеются соответствующие дополнительные сведения.

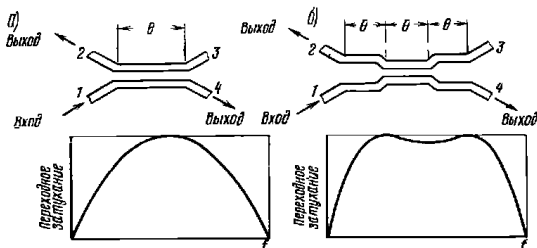


Рис. 13.01.1. Типичные конфигурации и частотные характеристики односекционного (а) и трехсекционного (б) направленных ответвителей на передающих линиях с волной TEM

На рис. 13.01.1 схематически показаны два ответвителя: четвертьволновый и в три четверти длины волны, а также приведены их частотные характеристики. Эти ответвители, как и все, описываемые здесь, имеют симметричную структуру. Сигнал в связанном плече распространяется в направлении, обратном направлению распространения входного сигнала, и поэтому такие ответвители часто называются «противонаправленными». Электрическая длина θ каждой связанной секции в двух ответвителях равна 90° на средней частоте полосы. Изменение переходного затухания (связи) от частоты в четвертьволновом односекционном ответвителе будет приблизительно синусоидальным. Зависимость переходного затухания (величины связи) от частоты будет намного меньше в трехсекционном ответвителе, который получен путем каскадного соединения трех четвертьволновых. Регулировкой связей трех ответвителей можно добиться, чтобы характеристика переходного затухания была максимально плоской или имела равные пульсации.

Еще более широкие полосы получаются в результате каскадного соединения более трех ответвителей, в которых могут быть использованы различные конфигурации связанных линий (рис. 13.01.2). Конфигурации а, б и в лучше всего подходят для ответвителей со слабой связью, а именно 20, 30 дБ и т. д. Для ответвителей с сильной связью, например 3 дБ, лучше всего использовать конфигурации г, д, е, ж, з. Промежуточные значения связи обычно легче всего получить, используя конфигурации г, д, е, ж, хотя часто оказывается полезной и конфигурация а. Недостаток конфигурации д заключается в том, что ее отдельные линии расположены несимметрично относительно наружных заземленных пластин и, следовательно, в соединениях на концах линий могут возбудиться паразитные типы колебаний. Однако это можно предотвратить, если заэкранировать структуру с обеих сторон так, чтобы могли распространяться только волны типа TEM. В конфигурации е подобная трудность не возникает, поскольку в ней одна из линий сдвинута, а вторая в случае сильной связи прокладывается внутри сдвоенной линии.

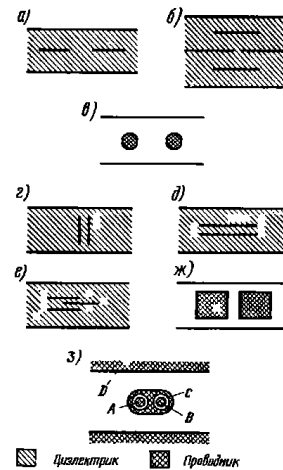


Рис. 13.01.2. Поперечные сечения типичных связанных передающих линий с волной TEM: а, б, в — конфигурации для слабой связи; г, д, е, ж, з — конфигурации для сильной связи

В данном случае структура электрически уравновешена относительно наружных пластин, и паразитное колебание ТЕМ между наружными пластинами не будет возбуждаться. В конфигурации *з* используются проводники *A* и *B* круглого поперечного сечения, окруженные проводником *C*. Электрический потенциал последнего находится в подвижном равновесии (как говорят, является плавающим) относительно потенциалов первых двух проводников и заземленных пластин *D*. Применение экрана *C* с плавающим потенциалом значительно увеличивает связь между линиями *A* и *B*.

Использование той или иной конфигурации зависит от ряда факторов. Однако конфигурация *a* чаще всего применяется при слабой связи, а конфигурация *д* — при сильной связи. Обе они могут быть выполнены печатным способом. Конфигурация *в*, использующая круглые проводники, особенно хороша при передаче большой мощности в случаях слабой связи. Конфигурация *д* при изготовлении ее из толстых полосок с закругленными концами также удобна при передаче большой мощности, но в случаях сильной связи.

В §§ 13.05 и 13.06 приводятся подробные конструктивные расчеты, которые могут оказать помощь читателю в выборе наиболее подходящей конфигурации для каждого конкретного случая.

Очень существенным для работы таких ответвителей является равномерное заполнение поперечного сечения воздухом или каким-либо другим диэлектриком с малыми потерями. Конфигурации *в* и *ж*, имеющие достаточную жесткость, могут быть заполнены воздухом. В других конфигурациях в качестве опоры для полосковых проводников обычно приходится применять твердый диэлектрик с малыми потерями.

13.02. Расчетные соотношения для односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ

Направленные ответвители на связанных передающих линиях с волной ТЕМ теоретически идеально согласованы и имеют бесконечную направленность на всех частотах. Если падающая волна напряжения с амплитудой *E* поступает в плечо *1* четвертьволнового ответвителя (см. рис. 13.01.1), то напряжение в плече *2* вычисляется из соотношения

$$\frac{E_2}{E} = \frac{i c \sin \theta}{\sqrt{1 - c^2 \cos \theta + i \sin \theta}}, \quad (13.02.1)$$

а напряжение в плече *4* — из соотношения

$$\frac{E_4}{E} = \frac{\sqrt{1 - c^2}}{\sqrt{1 - c^2 \cos \theta + i \sin \theta}}, \quad (13.02.2)$$

где *c* — коэффициент связи, который равен $\left| \frac{E_2}{E} \right|$ на средней частоте полосы.

Поскольку фазы напряжений *E₂* и *E₄* обычно не представляют большого интереса, то выражения (13.02.1) и (13.02.2) можно свести к следующим:

$$\left| \frac{E_2}{E} \right|^2 = \frac{c^2 \sin^2 \theta}{1 - c^2 \cos^2 \theta} \quad (13.02.1a)$$

$$\left| \frac{E_4}{E} \right|^2 = \frac{1 - c^2}{1 - c^2 \cos^2 \theta}. \quad (13.02.2a)$$

Из выражения (13.02.1) можно видеть, что при малых значениях *c* величина *E₂/E* изменяется как $\sin \theta$. Для больших значений *c* зависимость переходного затухания от частоты показана на рис. 13.02.1. Напряжение в плече *3* равно нулю (эти результаты доказываются в § 13.07).

Электрическая длина θ связанных линий связана с физической длиной *l* соотношением $\theta = \frac{2\pi l}{\lambda}$, где λ — длина волны в среде, окружающей связанные линии.

Коэффициент связи по напряжению на средней частоте полосы равен

$$c = \frac{\frac{Z_{0c} - 1}{Z_{00}}}{\frac{Z_{0c}}{Z_{00}} + 1}, \quad (13.02.3)$$

где *Z_{0c}* и *Z₀₀* — сопротивления для четного и нечетного типов колебаний, рассматриваемые ниже.

Для полного согласования ответвителя с нагружающей его линией передачи, имеющей волновое сопротивление *Z₀*, необходимо, чтобы выполнялось равенство

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0c} Z_{00}}. \quad (13.02.4)$$

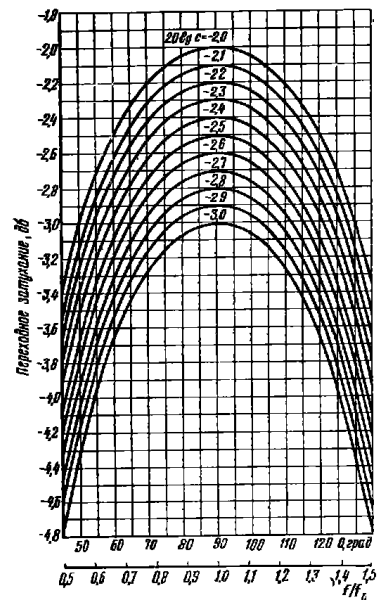


Рис. 13.02.1. График переходного затухания для односекционных направленных ответвителей с сильной связью на передающих линиях с волной ТЕМ

c — отношение напряжения в плече связи к напряжению возбуждения на средней частоте; θ — электрическая длина участка связи

Сопротивление для четного типа колебаний Z_{0e} представляет собой волновое сопротивление одной из связанных линий, когда токи в обеих линиях равны и одинаково направлены, а сопротивление для нечетного типа колебаний Z_{0o} — волновое сопротивление одной из связанных линий, когда токи в обеих линиях равны, но противоположны по направлению.

Из выражений (13.02.3) и (13.02.4) получаются следующие удобные расчетные соотношения:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}}; \quad (13.02.5)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}. \quad (13.02.6)$$

Физические размеры полосковых конфигураций, необходимые для получения требуемых сопротивлений для четного Z_{0e} и нечетного Z_{0o} типа колебаний, можно вычислить по данным § 5.05.

13.03. Расчетные соотношения для трехсекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной TEM

Анализ ответвителей с волной TEM, состоящих более чем из одной секции, сразу же приводит к длинным и сложным выражениям. Дело несколько упрощается, когда выясняется, что ответвитель этого типа в определенном смысле подобен четвертьволновому трансформатору. Другими словами, четный и нечетный режимы работы являются дуальными относительно друг друга (волновое сопротивление одного соответствует волновой проводимости другого и наоборот), и, следовательно, математический анализ каждого типа колебаний сводится к анализу каскадно соединенных секций передающих линий, длина каждой из которых равна четверти длины волны на средней частоте. Однако имеется существенное различие между требуемой характеристикой ответвителя с волной TEM и характеристикой четвертьволнового трансформатора, описанного в гл. 6. В то время как у четвертьволнового трансформатора должно быть малое отражение в рабочей полосе, «четвертьволновый фильтр»¹⁾, на котором основывается анализ ответвителя с TEM волной, должен иметь значительный по величине и почти постоянный коэффициент отражения в пределах рабочей полосы. Таким образом, функции рабочих потерь не одинаковы, и числовые данные гл. 6 нельзя применить к направленным ответ-

1) Термин «четвертьволновый фильтр» вводится, чтобы отличить получающиеся физически симметричные структуры от четвертьволновых трансформаторов сопротивлений с монотонной последовательностью ступенек (см. гл. 6).

вителям с волной TEM. Для четвертьволнового фильтра-прототипа следует провести самостоятельные вычисления.

На рис. 13.03.1а показан трехсекционный ответвитель, а на рис. 13.03.1б — четвертьволновый фильтр-прототип, на основе которого можно рассчитать ответвитель.

Результаты анализа симметричного трехсекционного ответвителя (см. рис. 13.03.1) приведены в этом параграфе без доказательства. Его можно найти в § 13.04, где выводится формула с приближением первого порядка для симметричного ответвителя с любым (нечетным) числом секций и где приведены некоторые частные решения для пятисекционных ответвителей.

Поскольку данный тип ответвителя имеет согласованные активные сопротивления во всех своих плечах, величина $\left| \frac{E}{E_4} \right|^2$ соответствует рабочему коэффициенту потерь мощности при передаче. Для трехсекционных ответвителей величина $\left| \frac{E}{E_4} \right|^2$ выражается полиномом от $\cos^2 \theta$ (ср. § 6.02):

$$\left| \frac{E}{E_4} \right|^2 = A_0 + A_1 \cos^2 \theta + A_2 \cos^4 \theta + A_3 \cos^6 \theta, \quad (13.03.1)$$

где A_0, A_1, A_2 и A_3 — функции коэффициентов связи c_1 и c_2 крайних и средней секций. Величины A_i определяются следующими выражениями:

$$A_0 = L_0^2; \quad (13.03.2)$$

$$A_1 = (L_2 - 1)^2 - L_0^2 - L_0 L_1 L_2; \quad (13.03.3)$$

$$A_2 = \left(\frac{L_1 L_2}{2} \right)^2 + L_0 L_1 L_2 - 2L_2 (L_2 - 1); \quad (13.03.4)$$

$$A_3 = L_2^2 - \left(\frac{L_1 L_2}{2} \right)^2, \quad (13.03.5)$$

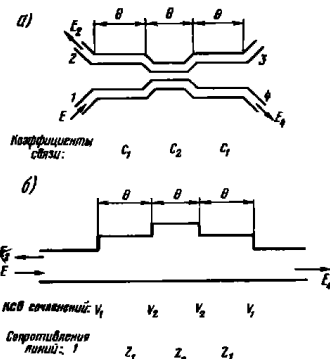


Рис. 13.03.1. Трехсекционный ответвитель с волной TEM (а) и четвертьволновый фильтр-прототип (б).

$$|E|^2 = |E_3|^2 + |E_4|^2$$

в которых

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{1+c_1^2-2c_1c_2}{(1-c_1^2)-\sqrt{1-c_2^2}} \\ L_1 &= \frac{2}{\sqrt{1-c_1^2}} \\ L_2 &= 2 + \frac{2(1-c_1c_2)}{\sqrt{(1-c_1^2)(1-c_2^2)}} \end{aligned} \right\} \quad (13.03.6)$$

Напряжение в плече связи E_2 (по закону сохранения энергии) связано с напряжениями E и E_4 соотношением

$$\left| \frac{E_2}{E} \right|^2 = 1 - \left| \frac{E_4}{E} \right|^2 \quad (13.03.7)$$

Расчетные формулы. Поскольку трехсекционный ответвитель, показанный на рис. 13.03.1, симметричен, необходимо найти два сопротивления для четного и два для нечетного типов колебаний. Тогда физические размеры ответвителя можно определить по данным § 5.05. Сопротивления $(Z_{0e})_1, (Z_{0o})_1, (Z_{0e})_2, (Z_{0o})_2$ для четного и нечетного типов колебаний и коэффициенты связи c_1 и c_2 находятся в следующей зависимости:

$$(Z_{0e})_i = Z_0 \sqrt{\frac{1+c_i}{1-c_i}}, \quad (i=1, 2) \quad (13.03.8)$$

$$(Z_{0o})_i = Z_0 \sqrt{\frac{1-c_i}{1+c_i}}, \quad (i=1, 2). \quad (13.03.9)$$

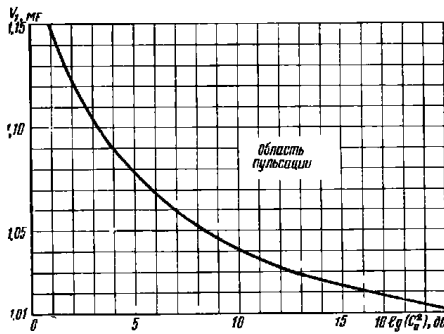


Рис. 13.03.2. Зависимость величины $V_1 = V_{1, \text{мф}}$ для трехсекционного ответвителя на волне ТЕМ с максимально плоской характеристикой от переходного затухания на средней частоте, равного $10 \lg(C_0^2)$, дБ

Приведем расчетные формулы для коэффициентов c_1 и c_2 ; их вывод будет дан позднее.

Общий коэффициент связи на средней частоте полосы, обозначаемый c_0 , равен величине $\left| \frac{E_2}{E} \right|$ на той же частоте. Характеристи-

ка ответвителя обычно определяется этой величиной, а также некоторым другим параметром, который задает форму характеристики переходного затухания (коэффициента связи) в зависимости от частоты (например, должна ли она быть максимально плоской или иметь заданную величину пульсаций). Этот параметр, V_1 , определяется из рис. 13.03.2 и 13.03.3.

Методика расчета трехсекционного ответвителя (см. рис. 13.03.1) заключается в следующем.

1. Определяем переходное затухание c_0 на средней частоте полосы. Так, для трехсекционного 3-децибельного ответвителя с пульсацией 0,3 дБ имеем $10 \lg c_0^2 = 3,3$ дБ.

2. Затем из рис. 13.03.2 определяем параметр $V_{1, \text{мф}}$. Для ответвителя с максимально плоской характеристикой $V_1 = V_{1, \text{мф}}$. Для ответвителя с чебышевской характеристикой определяем V_1 из рис. 13.03.3. Для всех ответвителей со связью более слабой, чем 10 дБ, используем кривую для 10 дБ.

Если задана величина пульсаций (например, известно, что переходное затухание, т. е. величина связи в децибелах, должно быть между 2,7 и 3,3 дБ, и, следовательно, величина пульсаций равна 0,3 дБ), используются нижние кривые на рис. 13.03.3.

Если же задана относительная ширина полосы ω , то исполь-

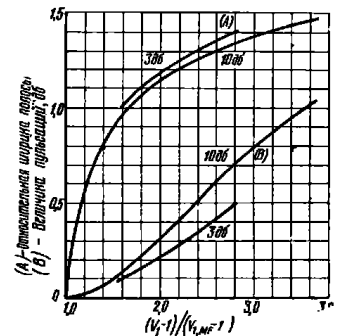


Рис. 13.03.3. Зависимость относительной ширины полосы ω и величины пульсаций при увеличении параметра V_1 для 3- и 10-децибельных трехсекционных направленных ответвителей

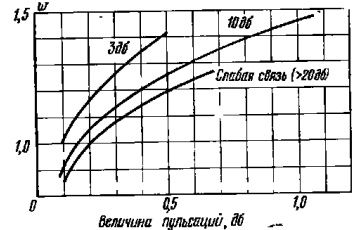


Рис. 13.03.4. Зависимость относительной ширины полосы ω от величины пульсаций для трехсекционных ответвителей с волной ТЕМ при связи в -3, -10 дБ и слабой связи (при переходном затухании более 20 дБ)

зуются верхние кривые. При этом относительная ширина полосы определяется, как обычно:

$$\omega = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 2 \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right), \quad (13.03.10)$$

где f_1 и f_2 — граничные частоты полосы ответвителя с чебышевской характеристикой. Таким образом, может быть задана либо величина пульсаций, либо ширина полосы, а они связаны зависимостью, показанной на рис. 13.03.4¹⁾.

3. Определяем параметр R по формуле

$$R = \frac{1 + c_0}{1 - c_0}, \quad (13.03.11)$$

где c_0 — коэффициент связи в разгах (переходное затухание, в децибелах, в середине полосы равно $10 \lg c_0^2$, дб).

4. Определяем параметр V_2 по формуле

$$V_2 = V_1 \sqrt{R}. \quad (13.03.12)$$

5. Определяем сопротивления Z_1 и Z_2 по формулам

$$Z_1 = V_1; \quad Z_2 = V_1 V_2. \quad (13.03.13)$$

6. Наконец, находим коэффициенты связи c_1 и c_2 :

$$c_1 = \frac{Z_1^2 - 1}{Z_1^2 + 1}; \quad c_2 = \frac{Z_2^2 - 1}{Z_2^2 + 1}. \quad (13.03.14)$$

Теперь из выражений (13.03.8) и (13.03.9) получаем значения сопротивлений (Z_{oc})_i и (Z_{oo})_i; физические размеры, как уже отмечалось ранее, можно определить по данным § 5.05.

Параметры четвертьволнового фильтра. Только что введенные параметры V_1 , V_2 , Z_1 , Z_2 и R и их обозначения связаны с четвертьволновым фильтром-прототипом. Этот вопрос будет рассмотрен более полно в § 13.08. Сущность же идеи расчета заключается в том, что ответвленная волна в ответвителе с волной ТЕМ (E_2 на рис. 13.03.1) аналитически соответствует отраженной волне четвертьволнового фильтра, как показано на рис. 13.03.1а и б. Поэтому нужно синтезировать только четырехполюсник (вместо восьмиполюсника) с характеристикой отражения точно такой же, как требуемая характеристика переходного затухания ответвителя. Параметры V_i представляют собой кв ступенек, а параметры Z_i — нормированные сопротивления (см. рис. 13.03.1б), которые преобразуются в сопротивления (Z_{oc})_i и (Z_{oo})_i с помощью выражений

¹⁾ Кривая для 10 дб соответствует значению переходного затухания 10 дб на средней частоте, а кривая для 3 дб — среднему значению переходного затухания 3 дб в пределах всей полосы. Некоторая несовместимость этих кривых вызвана отсутствием более полных числовых данных.

(13.03.8) — (13.03.14). Формулы (13.03.6) также упрощаются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{V_2} + \frac{V_2}{V_1} \right); \\ L_1 &= V_1 + \frac{1}{V_1}; \quad L_2 = V_2 + 2 + \frac{1}{V_2} \end{aligned} \right\} \quad (13.03.15)$$

Параметр R представляет кв четвертьволнового фильтра, а c_0 — его коэффициент отражения на средней частоте полосы; кроме того, на той же частоте длина секции фильтра равна $\theta = \frac{\pi}{2}$. Тогда отраженная и переданная мощности определяются из выражений:

$$\left| \frac{E_2}{E} \right|^2 = c_0^2 = \left(\frac{R-1}{R+1} \right)^2; \quad (13.03.16)$$

$$\left| \frac{E_1}{E} \right|^2 = \frac{1}{A_0} = \frac{1}{L_0^2} = \frac{4R}{(R+1)^2}. \quad (13.03.17)$$

Максимально плоская характеристика переходного затухания. Для того чтобы получить максимально плоскую характеристику при $\theta = \frac{\pi}{2}$, можно задать в выражении (13.03.1)

$$A_1 = 0. \quad (13.03.18)$$

Исключив V_2 , получим квадратное уравнение относительно V_1

$$\left(V_1 \sqrt{R} + 1 + \frac{1}{V_1 \sqrt{R}} \right)^2 - \frac{R+1}{2\sqrt{R}} \left(2V_1 + \frac{2}{V_1} + V_1^2 \sqrt{R} + \frac{1}{V_1^2 \sqrt{R}} \right) = \frac{3(R+1)^2}{4R}. \quad (13.03.19)$$

Решение этого уравнения представлено в виде графика на рис. 13.03.2. Взяв из него или из выражения (13.03.19) $V_1 = V_1$, мф, получим максимально плоскую характеристику. Следует заметить, что когда A_1 приравнивается таким образом нулю, A_2 не равно нулю. Если попытаться получить более плоскую характеристику, положив A_1 и A_2 равными нулю, то фильтр, а следовательно, и ответвитель не будут симметричными.

Если коэффициент связи на средней частоте полосы поддерживается неизменным, а величина параметра V_1 возрастает и принимает значения, лежащие выше кривой на рис. 13.03.2, то характеристика переходного затухания от частоты превращается из максимально плоской в равнопульсирующую. Область этих значений V_1 показана на том же рисунке.

10-децибельные ответвители. 10-децибельный ответвитель с максимально плоской характеристикой имеет следующие параметры

четвертьволнового фильтра: $V_1=Z_1=1,041$, $V_2=\frac{Z_2}{Z_1}=1,446$ (т. е. $Z_2=1,505$) и, следовательно, $c_1=0,0403$, $c_2=0,388$. При увеличении V_1 характеристика переходного затухания становится пульсирующей, как можно видеть из рис. 13.03.5, на котором показаны шесть

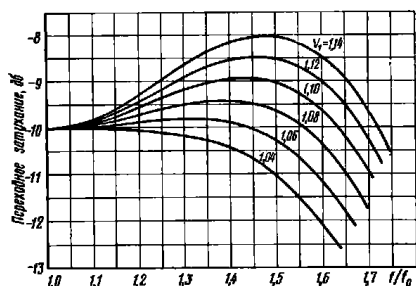


Рис. 13.03.5. Зависимость переходного затухания от частоты для шести трехсекционных ответвителей с волной TEM при переходном затухании на средней частоте 10 дБ

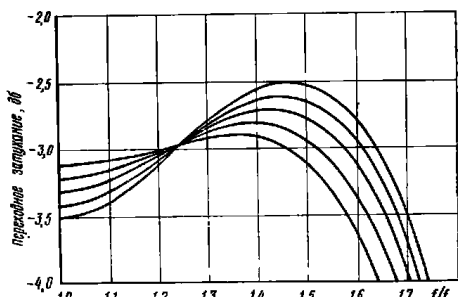


Рис. 13.03.6 Зависимость переходного затухания от частоты для пяти трехсекционных ответвителей с волной TEM при среднем значении переходного затухания 3 дБ

кривых для значений $V_1=1,04; 1,06; 1,08; 1,10; 1,12$ и $1,14$. Так как характеристика симметрична относительно середины полосы, то приведена только половина ее для частот, больших средней частоты (см. рисунок). Переходное затухание в середине полосы поддерживалось равным 10 дБ, для чего требовалось удовлетворение условия (13.03.12) при $R=1,926$ [это значение R получается из

выражения (13.03.11) при $c_0=0,3162$, что соответствует переходному затуханию 10 дБ]. При любом заданном параметре V_1 коэффициенты c_1 и c_2 и сопротивления для четного и нечетного типов колебаний (Z_{0e}) и (Z_{0o}) могут быть получены с помощью выражений (13.03.8) — (13.03.14).

3-децибелльные ответвители [1, 5]. На рис. 13.03.6 показаны аналогичные кривые для 3-децибелльных ответвителей. Здесь сохраняется неизменным среднее значение переходного затухания 3 дБ (для кривых на рис. 13.03.5 переходное затухание 10 дБ поддерживалось неизменным в середине полосы). Величины пульсаций пяти приведенных кривых составляют соответственно 0,1; 0,2; 0,3; 0,4 и 0,5 дБ. Значения коэффициентов связи для этих кривых даны в табл. 13.03.1.

ТАБЛИЦА 13.03.1
РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ ТРЕХСЕКЦИОННЫХ 3-ДЕЦИБЕЛЬНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С ВОЛНОЙ TEM

Величина пульсаций, дБ	c_1	c_2	c_3
$\pm 0,1$	0,15505	0,8273	0,6998
$\pm 0,2$	0,18367	0,8405	0,6918
$\pm 0,3$	0,21104	0,85241	0,6839
$\pm 0,4$	0,23371	0,86119	0,6760
$\pm 0,5$	0,25373	0,86838	0,6683

Переходное затухание 0 дБ. Для трехсекционного ответвителя с максимально плоской характеристикой можно показать, что в пределе, когда параметр R стремится к бесконечности и, следовательно, коэффициент связи стремится к единице (0 дБ), величина параметра V_1 стремится к предельному значению $\sqrt{\frac{3}{2}}$ (при этом V_2 стремится к бесконечности). Таким образом, в указанном случае величина V_1 для трехсекционного ответвителя с максимально плоской характеристикой никогда не превышает значения $\sqrt{\frac{3}{2}} = 1,224745$, т. е. коэффициент c_1 никогда не превышает значения 0,2 (разумеется, невозможно реально добиться переходного затухания 0 дБ, точно так же, как и достигнуть полного отражения в ступенчатом фильтре).

13.04. Соотношения для направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной TEM, состоящих из пяти и более секций

Теория расчета с приближением первого порядка. Нетрудно показать, что для слабых связей абсолютная величина коэффициента связи $s(\theta)$ n -секционного ответвителя как функция от θ имеет вид

$$\left| \frac{E_3}{E} \right| = c_1 \sin n\theta + (c_2 - c_1) \sin (n-2)\theta + \dots + (c_i - c_{i-1}) \sin (n-2i+2)\theta + \dots + (c_{(n+1)/2} - c_{(n-1)/2}) \sin \theta. \quad (13.04.1)$$

Здесь используются обозначения, приведенные на рис. 13.04.1. Если, например, требуется получить максимально плоскую характеристику переходного затухания, то величины c_i должны удовлетворять системе из $\frac{n-1}{2}$ линейных уравнений вида

$$\left[\frac{d^p c(\theta)}{d\theta^p} \right]_{\theta=\frac{\pi}{2}} = 0 \text{ для } p = 2, 4, 6, \dots, n-1 \quad (13.04.2)$$

в дополнение к ур-нию (13.04.1) при $\theta = \pi/2$, определяющему переходное затухание на средней частоте. Можно показать, что решения системы ур-ний (13.04.2) для $n=3$ и $n=5$ имеют вид:

$$\text{для } n=3 \quad c_2 = 10c_1, \quad c_0 = c_2 - 2c_1 = 8c_1; \quad (13.04.3)$$

для $n=5$

$$\left. \begin{aligned} \frac{c_2}{536} = \frac{c_3}{84} = \frac{c_1}{9} \\ c_0 = c_2 - 2c_3 + 2c_1 = 386c_1/9 \end{aligned} \right\} \quad (13.04.4)$$

Можно также показать, что ур-ние (13.03.19) для трехсекционного ответвителя с максимально плоской характеристикой при приближении первого порядка сводится к уравнению

$$V_1 \frac{7 + \sqrt{R}}{8} \quad (13.04.5)$$

Решения для пятисекционных ответвителей. Как и в случае трехсекционного ответвителя (см. § 13.03), решение для пятисекционного ответвителя проще всего выражается через нормированные сопротивления четвертьволнового фильтра Z_1, Z_2 и Z_3 , которые связаны с коэффициентами c_i (см. рис. 13.04.1) соотношениями

$$Z_i^2 = \frac{1+c_i}{1-c_i} \text{ или } c_i = \frac{Z_i^2 - 1}{Z_i^2 + 1}, \quad (i = 1, 2, 3). \quad (13.04.6)$$

соответствующими ф-лам (13.03.14). Величины $(Z_{0e})_i$ в $(Z_{0e})_i$ снова получаются из выражений (13.03.8) и (13.03.9), но при $i=1, 2, 3$.

Решение с приближением первого порядка, приведенное в выражении (13.04.4) для максимально плоской характеристики переходного затухания, должно становиться все менее точным по мере того, как значения c_i приближаются к единице (так как они никогда не могут быть больше единицы). Это решение становится более точным при значительных величинах коэффициентов связи, если подставить вместо c_i $\lg Z_i$ [ср. аналогичную подстановку в выражении (6.06.11) для теории первого приближения в случае четвертьволновых трансформаторов]. Тогда для ответвителей с максимально плоской характеристикой можно записать с достаточно хорошим приближением

$$\lg Z_3 = \frac{\lg Z_2}{536} = \frac{\lg Z_1}{84} = \frac{\lg Z_1}{9}. \quad (13.04.7)$$

Величины Z_1, Z_2, Z_3 полностью определяются из ф-л (13.04.7) и (13.04.8), если задан коэффициент связи c_0 на средней частоте полосы:

$$\lg Z_3 - 2\lg Z_2 + 2\lg Z_1 = \frac{1}{2} \lg \left(\frac{1+c_0}{1-c_0} \right) \quad (13.04.8)$$

(это выражение является частным случаем более общих формул для n -секционных ответвителей, рассмотренных в § 13.08).

Как оказалось, ф-лы (13.04.7) и (13.04.8) для максимально плоской характеристики переходного затухания, полученные на основе приближения первого порядка, очень точны даже для такой сильной связи, как 10 дБ ($c_0^2 = 0,1$). По мере того как частота смещается от середины полосы, связь становится слабее. При этом имеют место следующие значения относительной полосы ω при различных отклонениях переходного затухания на краях полосы от его значения c_0 в середине полосы (когда c_0 соответствует переходному затуханию 10 дБ или меньше):

Относительная полоса ω	Величина отклонения, дБ
0,82	0,1
1,01	0,25
1,13	0,5
1,32	1,0
1,51	2,0

Выражения (13.04.7) и (13.04.8) были использованы далее при расчете 3-децибельного ответвителя ($c_0^2 = 0,5$). Полученные результаты представлены ниже. Значения сопротивлений Z_1, Z_2 и Z_3 оказались равными

$$Z_1 = 1,0207; \quad Z_2 = 1,2114; \quad Z_3 = 3,4004. \quad (13.04.9)$$

По мере того как частота смещается от середины полосы, связь сначала становится сильнее, изменяясь от 3,01 до 2,97 дБ, а за-

тем — слабее. На краях полосы 103% ($\omega=1,03$) она равна 3,11 дБ, на краях полосы 124% ($\omega=1,24$) — 3,51 дБ.

Кон и Куцц (Koopitz) [12] дали точное решение для одного частного случая 3-децибельного ответвителя. С помощью последовательных приближений они нашли, что при $Z_1=1,098$, $Z_2=1,417$, $Z_3=4,130$ получается равнопультсирующая характеристика (с тремя горбами) при переходном затухании $3,01 \pm 0,163$ дБ в пределах полосы $\omega=1,41$ (переходное затухание на средней частоте полосы равно 2,847 дБ).

Во всех случаях ответвитель определяется параметрами Z_i , с помощью которых вычисляются коэффициенты c_i из выражения (13.04.6) и сопротивления $(Z_{oe})_i$ и $(Z_{oo})_i$ из выражений (13.03.8), (13.03.9). Тогда физические размеры определяются по данным § 5.05.

13.С.5. Типичные конструкции односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ при среднем значении переходного затухания порядка 3 дБ

На рис. 13.05.1 показана наиболее распространенная конструкция полностью заэкранированного четвертьволнового ответвителя с сильной связью [6]. Ответвитель был рассчитан на переходное затухание (при передаче в плечо 2), равное 2,9 дБ на средней частоте полосы. Линии расположены несимметрично относительно верхней и нижней заземленных пластин, поэтому в соединениях на концах линий могут возбуждаться паразитные типы колебаний. Однако они не будут распространяться, если конструкция полностью экранирована, как показано на рисунке. Здесь же приведены результаты измерения переходного затухания, направленности и ксв. Такие отличные характеристики получены без использования каких-либо специальных методов согласования, так как средняя частота была равна только 225 МГц. При работе на частотах порядка 1000 МГц и выше обычно необходимо вставлять емкостные настроенные виты на каждом конце связанных линий. Эти виты компенсируют неоднородности и позволяют получить удовлетворительные значения направленности и ксв. обычно мало влияя на характеристику переходного затухания.

Метод расчета ответвителя рассматриваемого типа, в конструкции которого используются тонкие медные полоски толщиной 0,0508 мм, поддерживаемые полистироловым диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r=2,56$, заключается в следующем.

По известным параметрам — переходному затуханию на средней частоте полосы, равному 2,9 дБ (так, что $c=0,716$), и сопротивлению нагрузки $Z_0=50$ ом — из выражений (13.02.5) и (13.02.6) находим $\sqrt{\epsilon_r Z_{oe}}=197$ ом и $\sqrt{\epsilon_r Z_{oo}}=32,5$ ом. Расстояние между полосками выбрано равным 0,813 мм; таким образом, при $b=10,16$ мм (см. рис. 13.05.1) получаем $s/b=0,08$ и $t/b=0,005$. Тогда значение ω/b определяется либо по ф-ле (5.05.16), либо по ф-ле

(5.05.17) с учетом значения величин $C'_{pe}/\epsilon=0,545$ или $C_{fo}/\epsilon=1,21$, полученных из рис. 5.05.4. Формула (5.05.16) выведена для случая $t/b=0$. Так как при определении Z_{oe} наибольший вклад вносят поля между обеими полосками и заземленными пластинами, то в этой формуле нужно вместо s/b подставить величину $\frac{s+2t}{b}=0,09$,

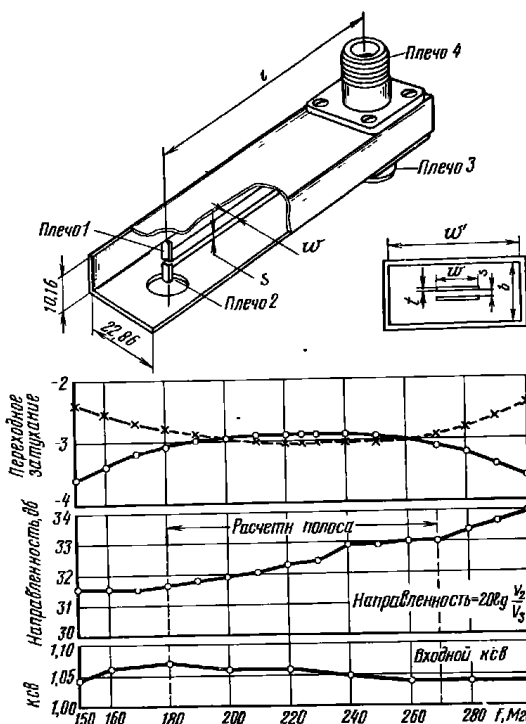


Рис. 13.05.1. Конструкция и экспериментальная характеристика 3-децибельного ответвителя, выполненного печатным способом.

Размеры поперечного сечения: $s/b=0,08$; $\omega/b=0,352$; $\omega'/b=2,25$; $t/b=0,005$. Кривая с незачерненными кружками на верхнем графике соответствует характеристике переходного затухания ($20 \lg \frac{V_2}{V_1}$), а кривая с крестиками — характеристике затухания в плече 4 ($20 \lg \frac{V_4}{V_1}$). Все размеры в мм

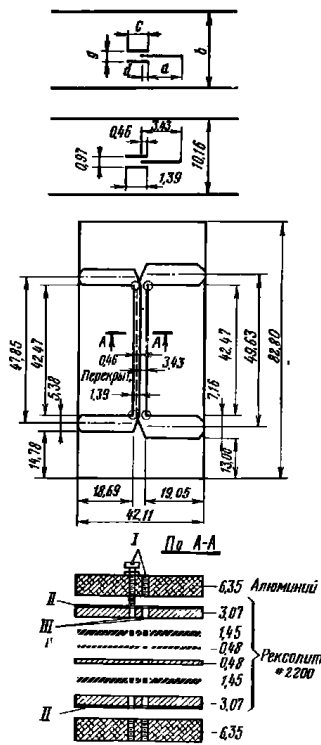


Рис. 13.05.2 Детали конструкции 3-децибелного направленного ответвителя, в котором используется конфигурация типа «проклад-ка».

Средняя частота полосы пропускания ответвителя 1 Гц. I — настроенные винты 4—40 (всего 8 шт.); II — медные листы; III — отверстия для винтов; IV — медные проводники. Все размеры в мм.

Размеры полосок определяются следующим образом. Умножив значения Z_{0e} и Z_{0o} , вычисляемые из выражений (13.02.5) и (13.02.6), и $\sqrt{\epsilon_r}$, получаем $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0e} = 205 \text{ ом}$ и $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0o} = 32,8 \text{ ом}$. Далее из

после чего находим $w/b = 0,373$. При использовании ф-лы (5.05.17) для $s/b = 0,08$ (поскольку при определении Z_{0o} наиболее важны поля между самими полосками) получаем значение $w/b = 0,337$. Разные значения величины w/b при расчете по двум формулам указывают на приближенность этих формул.

В данном ответвителе использована величина $w/b = 0,352$, т. е. лежащая между отмеченными двумя теоретическими значениями. Эта величина была получена приближенным методом еще до вывода расчетных ф-л (5.05.16) и (5.05.17). Расстояние $\frac{w' - w}{2}$ между концами полосок и боковыми стенками металлического экрана сделано достаточным большим, чтобы экран не оказывал заметного влияния на сопротивление для четного и нечетного типов колебаний.

На рис. 13.05.2 приведен другой удобный для применения при сильной связи тип печатной конструкции [13], а на рис. 13.05.3 — его экспериментальные характеристики. Этот ответвитель рассчитан для работы на 50-омную нагрузку при переходном затухании 2,8 дБ на средней частоте полосы, так как поглощение в диэлектрике с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,77$ оказалось достаточным, чтобы уменьшить передачу в плечо 2 на 0,2 дБ.

ф-лы (5.05.20) определяем $\frac{\Delta C}{\epsilon} = 4,82$, выбираем $g/b = 0,096$, а из рис. 5.05.5 получаем $d/g = 0,445$. После этого из графиков на рис. 5.05.6 и 5.05.7 находим $\frac{C'_{e\infty}}{\epsilon} = 0,55$ и $\frac{C'_{oe}}{\epsilon} = 0,115$. Используя эти величины и значение $\frac{C_{oe}}{\epsilon} = 1,81$, определенное по ф-ле (5.05.18), получаем из ф-лы (5.05.21) $c/b = 0,108$. Затем из рис. 5.05.8 находим $\frac{C'_{ae}}{\epsilon} = -0,105$, а из ф-лы (5.05.22a) получаем $a/b = 0,284$.

Поскольку ширина полоски c получилась слишком малой по сравнению с размером b , краевые поля на каждой из сторон полоски (ее ребер) взаимодействуют между собой и уменьшают ее

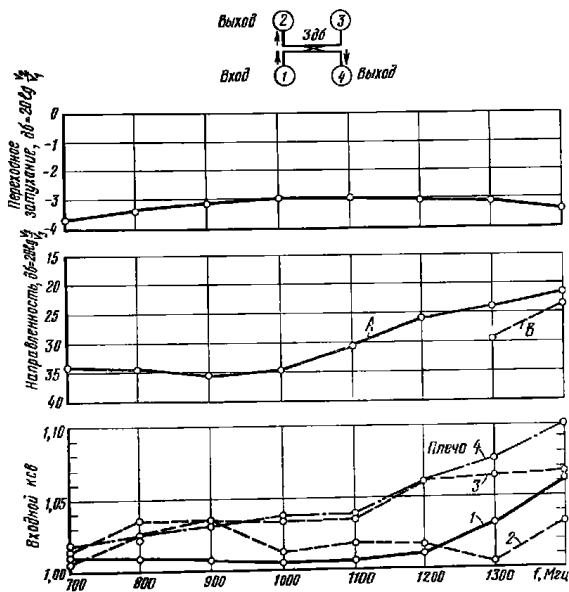


Рис. 13.05.3 Экспериментальные характеристики 3-децибелного противонаправленного ответвителя, конструкция которого приведена на рис. 13.05.2.

A и B — характеристики направленности соответственно с фиксированными и регулируемой нагрузкой

полную емкость. Поэтому величину c необходимо увеличить согласно выражению (5.05.22а). В результате получаем окончательное значение $c/b = 1,42$.

Последовательные индуктивные неоднородности, внесенные углами в каждом плече ответвителя, скомпенсированы посредством емкостных винтов (см. рис. 13.05.2), встроенных симметрично относительно средней плоскости ответвителя так, чтобы предотвратить возбуждение паразитного колебания ТЕМ между наружными пластинами. Такой метод коррекции оказался гораздо более эффективным, чем добавление емкостных петель непосредственно к самим полоскам.

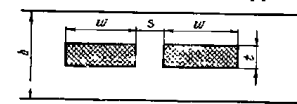


Рис. 13.05.4. Обозначения конструктивных размеров для 3-двухполоскового ответвителя со связанными проводниками конечной толщины

Направленный ответвитель с сильной связью может быть получен и при использовании толстых полосок [14], как показано на рис. 13.05.4. Достаточная их толщина обеспечивает механическую жесткость конструкции. Следовательно, опорами для проводников

могут служить тонкие диэлектрические шайбы с малым отражением, подобные опорным шайбам центральных проводников коаксиальных линий. В некоторых случаях проводники могут быть укреплены непосредственно в переходах, в каждом из четырех плеч, причем для компенсации появляющихся неоднородностей необходимо использовать в этих плечах емкостные настроечные винты.

В качестве примера, иллюстрирующего нахождение размеров связанных проводников четвертьволнового ответвителя описанного типа, рассмотрим его расчет при переходном затухании на средней частоте 2,8 дБ и 50-омных нагрузках (тогда переходное затухание в пределах ширины полосы в октаву будет равно $3,0 \pm 0,3$ дБ).

Из выражений (13.02.5) и (13.02.6) получаем соответственно $Z_{0e} = 127,8$ ом и $Z_{0o} = 19,6$ ом, а ф-ла (5.05.20) дает величину $\frac{\Delta C}{e} = 8,13$. Затем произвольно выбираем толщину полосок так, чтобы $t/b = 0,1$. Далее из рис. 5.05.9 получаем $s/b = 0,015$ и $\frac{C'_{fe}}{e} = 0,578$, а

из рис. 5.05.11 — $\frac{C'_l}{e} = 1,2$ и из выражения (5.05.18) — $\frac{C_{0e}}{e} = 2,95$.

Затем, используя выражение (5.05.23), определяем $w/b = 0,396$. Для того чтобы снизить до минимума влияние неоднородностей, лучше всего выбрать размер $b \leq 0,1\lambda$, где λ — длина волны в диэлектрике, заполняющем поперечное сечение. При этом длина связанных полосок будет равна $0,25\lambda$ на средней частоте полосы.

На рис. 13.01.2з была показана своеобразная конструкция, пригодная для сильной связи, предложенная Коном [7]. На рис. 13.05.5

представлен ее полностью экранированный вариант. Две коаксиальные передающие линии размещены рядом друг с другом. Их внутренние проводники A и B полностью разделены, а внешние — сливаются и превращаются в один «двухствольный» проводник C длиной в четверть длины волны. Он поддерживается диэлектрическими опорами (на рисунке не показанными), его потенциал «плавает» относительно потенциалов внутренних проводников A , B и потенциалом металлического экрана D . Проводник A соединяет

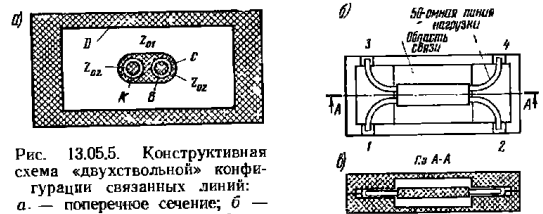


Рис. 13.05.5. Конструктивная схема «двухствольной» конфигурации связанных линий: а — поперечное сечение; б — вид сверху; в — вид сбоку

плечи 3 и 4, а проводник B — плечи 1 и 2. Волновое сопротивление проводника C , находящегося внутри экрана D , обозначается через Z_{01} , а каждой из двух коаксиальных линий внутри проводника C — через Z_{02} .

Как и ранее, анализ проводится с помощью четного и нечетного типов колебаний. При нечетном типе колебаний потенциалы проводников A и B равны по величине, но противоположны по знаку, а потенциал проводника C равен нулю. Поэтому

$$Z_{0o} = Z_{02}. \quad (13.05.1)$$

При четном типе колебаний каждая внутренняя коаксиальная линия (проводники A или B вместе с внешним проводником C) будет последовательно соединена с половинной внешней линией (C — внутренний проводник, D — внешний). Это объясняется тем, что проводник C с «плавающим» потенциалом пропускает токи, текущие от его внутренней поверхности к внешней, и, значит, эти поверхности будут соединены последовательно. Отсюда следует, что [7]

$$Z_{0e} = Z_{02} + 2Z_{01}. \quad (13.05.2)$$

Теперь сопротивления связи определяются, как и ранее, с помощью выражений (13.02.4) — (13.02.6).

Выше было показано, что, например, для ответвителя с переходным затуханием 2,7 дБ при $Z_0 = 50$ ом сопротивление Z_{0e} должно равняться 127,8 ом, а $Z_{0o} = 19,6$ ом. Решая уравнения (13.05.1) и (13.05.2) относительно Z_{01} и Z_{02} , получаем $Z_{01} = 54,1$ ом, $Z_{02} = 19,6$ ом.

В экспериментальной модели [7] проводник C образовывали две спаянные вместе трубки, каждая с наружным диаметром

6,35 мм. Толщина стенки каждой трубки была равна 0,559 мм, а ее внутренний диаметр — 5,232 мм. Диаметр внутренних проводников А и В составлял 3,785 мм, что давало величину сопротивления $Z_{02} = 19,6$ ом. Размеры наружной линии с сопротивлением Z_{01} определялись по графикам волнового сопротивления полосковой линии с прямоугольным внутренним проводником, приведенным на рис. 5.04.16. При этом величина t равнялась 6,35 мм, а эффективная ширина w была определена путем приравнивания площадей поперечных сечений. Тогда $w = \left(1 + \frac{\pi}{4}\right) t = 1,786t$. Из рис. 5.04.16 находим расстояние между параллельными пластинами $b = 18,92$ мм.

Волновое сопротивление каждой из четырех линий, выходящих из ответвителя в области, где внутренние проводники поворачиваются на 90° по направлению к четырем разъемам (см. рис. 13.05.56), должно равняться 50 ом. Для указанной области (с круглым внутренним проводником между заземленными пластинами) были выбраны следующие размеры: диаметр внутреннего проводника — 3,175 мм, расстояние между пластинами $b = 5,79$ мм (при этом получается линия с волновым сопротивлением 50 ом [7]). Поскольку расстояние между пластинами b меньше толщины проводника С (равной 6,35 мм), следует предусмотреть маленький зазор между плоскостью перепада размеров (ступенчатым изменением размера b от 18,92 до 5,79 мм) и областью связи. Это ясно показано на рис. 13.05.56. Величина зазора была взята равной 1,27 мм.

Для двух экспериментальных ответвителей, рассчитанных на средние частоты 500 и 1500 Мгц, получены значения направленности, равные 29 дБ и более в пределах ширины полосы в октаву [7]. Был выполнен и трехсекционный ответвитель со средней секцией описанного типа; для двух других использовались конфигурации, показанные на рис. 13.01.2а [7].

13.06. Типичные конструкции односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ и слабой связью

В этом параграфе рассматривается теоретический расчет ответвителей с волной ТЕМ, работающих на 50-омные сопротивления нагрузки при переходе затухании 20 дБ на средней частоте полосы. На этой частоте длина каждого ответвителя $l = 0,25\lambda$, где λ — длина волны в диэлектрике, окружающем связанные линии. Для того чтобы максимально уменьшить влияние неоднородностей, расстояние b между наружными пластинами в этих ответвителях должно быть не более $1/10$ длины волны на самой большой рабочей частоте.

На рис. 13.06.1а показано поперечное сечение одного из таких ответвителей. Толщина t связанных проводников обычно пренебрежимо мала. Считая, что проводники поддерживаются диэлек-

триком с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2,56$, который полностью заполняет поперечное сечение, и используя выражения (13.02.5) и (13.02.6), получаем: $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0e} = 88,5$ ом; $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0o} = 72,3$ ом. Тогда из рис. 5.05.3а находим значение $s/b = 0,32$, а из рис. 5.05.3б — значение $w/b = 0,715$.

Поперечное сечение ответвителя другого типа приведено на рис. 13.06.1б. Допустим снова, что толщина t связанных проводников и толщина проводников, образующих щель шириной d , прене-

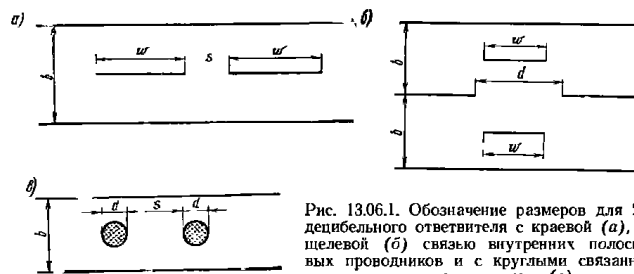


Рис. 13.06.1. Обозначение размеров для 20-дБ ответвителя с краевой (а), со щелевой (б) связью внутренних полосковых проводников и с круглыми связанными проводниками (а)

брежимо малы. Длина этой щели равна, разумеется, четверти длины волны на средней частоте полосы. Диэлектрик, поддерживающий проводники, имеет относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_r = 2,56$. Выражения (13.02.5) и (13.02.6) дают значения $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0e} = 88,5$ ом и $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0o} = 72,3$ ом. Величина $\sqrt{\epsilon_r} Z_{0o}$ равна $\sqrt{\epsilon_r} Z_0$ — волновому сопротивлению несвязанной линии, и поэтому из рис. 5.04.1а получаем $w/b = 0,86$. Далее при помощи выражений (5.05.7) — (5.05.10) находим $d/b = 1,05$.

Наконец, поперечное сечение третьего типа ответвителя показано на рис. 13.06.1в. В нем нет необходимости применять диэлектрик в качестве опоры для проводников, кроме того, поскольку здесь используются круглые проводники, такой ответвитель лучше всего применять для устройств большой мощности. Из выражений (13.02.5) и (13.02.6) находим $Z_{0e} = 55,3$ ом и $Z_{0o} = 45,2$ ом. Затем из ф-лы (5.05.11) получаем $s/b = 1,01$, а из ф-лы (5.05.12) — $d/b = 0,59$.

13.07. Вывод расчетных формул для односекционных направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ

На рис. 13.07.1а схематически показан направленный ответвитель на связанных передающих линиях, в каждом плече которого имеется активное сопротивление нагрузки Z_0 . Он возбуждается

источником напряжения $2E$, последовательно включенным в плечо 1. На рис. 13.07.16 и в представлены два различных состояния возбуждения этого ответвителя. При нечетном возбуждении в плечи 1 и 2 последовательно подаются противоположные по фазе напряжения (используется последовательная схема включения ис-

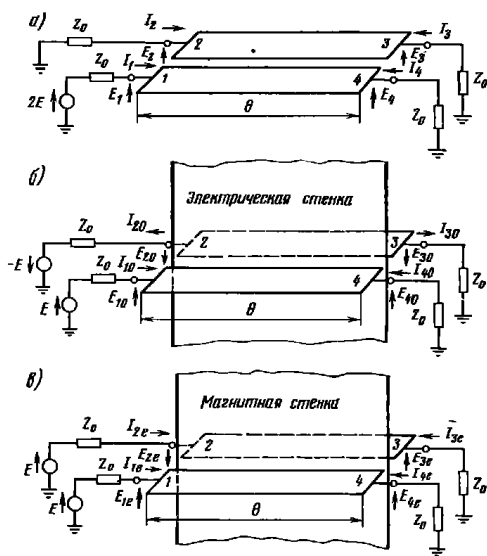


Рис. 13.07.1. Схема направленного ответвителя на связанных полосковых линиях (а) при нечетном (б) и четном (в) типах возбуждения

точников), а для четного возбуждения в обоих плечах применяются два источника напряжения, совпадающие по фазе. С помощью принципа наложения нетрудно установить, что работа направленного ответвителя с источником напряжения $2E$ в плече 1 описывается с помощью четного и нечетного возбуждения.

Из соображений симметрии видно, что в плоскости симметрии между проводниками ответвителя, когда он возбуждается напряжениями, имеющими нечетную симметрию, можно поместить вертикальную электрическую стенку, а когда он возбуждается напряжениями, имеющими четную симметрию, — вертикальную магнитную стенку. Волновое сопротивление одного из этих проводников

в присутствии электрической стенки равно Z_{0e} , а волновое сопротивление проводника в присутствии магнитной стенки равно Z_{0e} .

Для того чтобы направленный ответвитель был полностью согласован на всех частотах, необходимо, чтобы входное сопротивление Z_{in} было равно Z_0 . При использовании принципа наложения входное сопротивление направленного ответвителя, нагруженного на сопротивление Z_0 , может быть записано в виде

$$Z_{in} = \frac{E_{1o} + E_{1e}}{I_{1o} + I_{1e}} = \frac{\frac{Z_{1o}}{Z_0 + Z_{1o}} + \frac{Z_{1e}}{Z_0 + Z_{1e}}}{\frac{1}{Z_0 + Z_{1o}} + \frac{1}{Z_0 + Z_{1e}}}, \quad (13.07.1)$$

где

$$Z_{1o} = Z_{0e} \frac{Z_0 + i Z_{0e} \operatorname{tg} \theta}{Z_{0e} + i Z_0 \operatorname{tg} \theta} \quad (13.07.2)$$

и

$$Z_{1e} = Z_{0e} \frac{Z_0 + i Z_{0e} \operatorname{tg} \theta}{Z_{0e} + i Z_0 \operatorname{tg} \theta}. \quad (13.07.3)$$

Подставляя два последних выражения в первое, получим, что при

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (13.07.4)$$

$Z_{in} = Z_0$ для всех значений θ .

При условии $Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$ напряжение, которое подводится ко входу 1, равно $E_1 = E$. Напряжения $E_{2e} = E_{1e}$ и $E_{3e} = E_{4e}$ могут быть определены непосредственно из анализа передающей линии длиной θ с волновым сопротивлением Z_{0e} , нагруженной на каждом конце на сопротивление $\sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$ и возбуждаемой источником E . Аналогично напряжения $E_{2o} = -E_{1o}$ и $E_{3o} = -E_{4o}$ можно определить из анализа передающей линии длиной θ с волновым сопротивлением Z_{0o} , нагруженной на сопротивление $\sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}$. Результаты этого анализа показывают, что

$$\frac{E_2}{E} = \frac{E_{2e} - E_{2o}}{E} = i \frac{\sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}} - \sqrt{\frac{Z_{0o}}{Z_{0e}}} \right)}{2 \cos \theta + i \sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}} + \sqrt{\frac{Z_{0o}}{Z_{0e}}} \right)} = \quad (13.07.5)$$

$$= \frac{i c \sin \theta}{\sqrt{1 - c^2} \cos \theta + i \sin \theta}; \quad (13.07.6)$$

$$E_a = E_{3e} - E_{3o} = 0; \quad (13.07.7)$$

$$\frac{E_4}{E} = \frac{E_4 - E_{42}}{E} = \frac{2}{2 \cos \theta + i \sin \theta \left(\sqrt{\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}} + \sqrt{\frac{Z_{0o}}{Z_{0e}}} \right)} = \quad (13.07.8)$$

$$= \frac{\sqrt{1-c^2}}{\sqrt{1-c^2} \cos \theta + i \sin \theta} \quad (13.07.9)$$

Максимальное ответвленное напряжение E_2 получается, когда длина ответвителя равна четверти длины волны (т. е. $\theta = 90^\circ$). При этом выражение (13.07.5) дает ф-лу (13.02.3) для максимального коэффициента связи s . При подстановке ее в выражения (13.07.5) и (13.07.8) напряжение в плече 2 может быть записано в виде ф-лы (13.02.1), а напряжение в плече 4 — в виде ф-лы (13.02.2). Максимальная связь имеет место на средней частоте ($\theta = \pi/2$) и определяется по ф-ле (13.02.3).

13.08. Схемы четвертьволновых фильтров-прототипов для направленных ответвителей на связанных передающих линиях с волной ТЕМ

На рис. 13.08.1 показана схема четвертьволнового фильтра-прототипа. Она состоит из двух ступенчатых перепадов сопротивлений (один вверх и другой вниз), разнесенных на расстояние θ (в электрических градусах). Все волновые сопротивления нормируются относительно волновых сопротивлений двух нагружающих

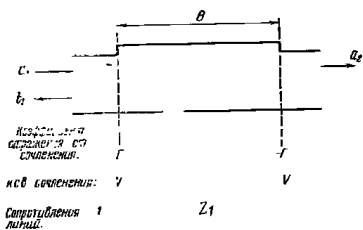


Рис. 13.08.1. Схема четвертьволнового фильтра-прототипа для односекционного ответвителя с волной ТЕМ.

$$a_1, a_2, b_1 \text{ — амплитуды волн; } V = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad \text{или, равносильно,} \quad (13.08.1)$$

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{\Gamma(1 - e^{-2i\theta})}{1 - \Gamma^2 e^{-2i\theta}} \quad (13.08.2)$$

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{(1 - \Gamma^2) e^{-i\theta}}{1 - \Gamma^2 e^{-2i\theta}} \quad (13.08.3)$$

или

$$\frac{a_2}{a_1} = \frac{\left(\frac{1-\Gamma^2}{1+\Gamma^2} \right)}{\left(\frac{1-\Gamma^2}{1+\Gamma^2} \right) \cos \theta + i \sin \theta} \quad (13.08.4)$$

Теперь из выражений (13.07.6), (13.07.9) и (13.08.2), (13.08.4) видно, что b_1/a_1 соответствует E_2/E , а $a_2/a_1 = E_4/E$. Эти выражения эквивалентны друг другу, если принять, что

$$c = \frac{2\Gamma}{1+\Gamma^2} = \frac{Z_1^2 - 1}{Z_1^2 + 1} \quad (13.08.5)$$

и если Z_1 выбрано большим единицы. Обратное соотношение:

$$\Gamma = \frac{1 - \sqrt{1-c^2}}{c} \quad (13.08.6)$$

Отсюда следует, что четвертьволновые направленные ответвители на связанных линиях с волной ТЕМ могут быть рассчитаны по той же методике, что и четвертьволновые фильтры (см. начало § 13.03). Можно показать, что для односекционного ответвителя, показанного на рис. 13.01.1а [ср. выражения (6.02.5) и (6.02.6)],

$$\left| \frac{E}{E_4} \right| = 1 + \frac{(R-1)^2}{4R} \sin^2 \theta, \quad (13.08.7)$$

где

$$R = Z_1^2 = \frac{1+c}{1-c} \quad (13.08.8)$$

представляет собой квс фильтра-прототипа (см. рис. 13.08.1) на средней частоте ($\theta = \frac{\pi}{2}$). Тогда общее выражение для коэффициента связи по мощности будет иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \left| \frac{E_2}{E} \right|^2 &= 1 - \left| \frac{E_4}{E} \right|^2 = \\ &= \frac{(R-1)^2 \sin^2 \theta}{4R} \\ &= \frac{(R-1)^2 \sin^2 \theta}{1 + \frac{(R-1)^2 \sin^2 \theta}{4R}} \\ &= \frac{c^2 \sin^2 \theta}{1 - c^2 \cos^2 \theta} \end{aligned} \right\} \quad (13.08.9)$$

Ниже приведены основные соотношения для ответвителей с волной ТЕМ (как имеющих, так и не имеющих симметрии относительно пар зажимов 1, 2 и 4, 3), выраженные через параметры четвертьволнового фильтра-прототипа.

ОБЩИЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЯХ С ВОЛНОЙ ТЕМ НА ОСНОВЕ ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОГО ФИЛЬТРА-ПРОТОТИПА

Коэффициент стоячей волны R четвертьволнового фильтра на средней частоте связан с общим коэффициентом связи c_0 ответвителя следующим образом:

$$R = \frac{1+c_0}{1-c_0} \text{ или } c_0 = \frac{R-1}{R+1}. \quad (13.08.10)$$

Значение величины R на средней частоте равно

$$R = \left(\frac{Z_1 Z_2 Z_3 \dots}{Z_2 Z_4 Z_6 \dots} \right)^{\pm 2} > 1, \quad (13.08.11)$$

где Z_i — нормированные сопротивления секций четвертьволнового фильтра-прототипа.

Коэффициенты связи c_i отдельных секций ответвителя и нормированные сопротивления Z_i секций четвертьволнового фильтра-прототипа находятся в следующем соотношении:

$$Z_i^2 = \frac{1+c_i}{1-c_i}; \quad c_i = \frac{Z_i^2-1}{Z_i^2+1}. \quad (13.08.12)$$

Сопротивления секций ответвителя для четного и нечетного типов колебаний равны:

$$(Z_{0e})_i = Z_0 \sqrt{\frac{1+c_i}{1-c_i}}; \quad (13.08.13)$$

$$(Z_{0o})_i = Z_0 \sqrt{\frac{1-c_i}{1+c_i}}. \quad (13.08.14)$$

Для ответвителей с полной симметрией, учитывая, что n — нечетное, можно ввести следующие упрощения:

$$c_i = c_{n+1-i}; \quad (13.08.15)$$

$$Z_i = Z_{n+1-i}; \quad (13.08.16)$$

$$V_i = V_{n+2-i} \text{ к св } i\text{-й ступеньки прототипа}; \quad (13.08.17)$$

$$R = (V_1 V_3 V_5 \dots V_n)^2 = (V_2 V_4 V_6 \dots V_{n+1})^2. \quad (13.08.18)$$

На рис. 13.03.1 был показан симметричный трехсекционный ответвитель с волной ТЕМ, а также его четвертьволновый фильтр-прототип, который, в отличие от трансформаторов, рассмотренных в гл. 6, симметричен по отношению к своему входу и выходу. Но этот фильтр-прототип не согласован на средней частоте, так как нулевое отражение в нем соответствует нулевому значению переходного затухания в соответствующем направленном ответвителе. Характеристики направленного ответвителя на связанных линиях с волной ТЕМ точно такие же, как у четвертьволнового фильтра, в котором прямая и обратные волны разделены и превращены

в две бегущие (в противоположных направлениях) волны в двух параллельных передающих линиях. При этом общее выражение для коэффициента отражения прототипа превращается в общее выражение для коэффициента связи ответвителя. Это также показано на рис. 13.03.1.

До сих пор еще не удалось получить общих решений для симметричных n -секционных ответвителей с волной ТЕМ, характеристики которых имели бы равные пульсации, как показано на рис. 13.08.2 (решения для трехсекционного и пятисекционного ответвителей приведены в §§ 13.03 и 13.04). Однако Леви [25] представил общее решение для оптимальных несимметричных ответвителей с равнопульсирующими характеристиками.

Фазовые соотношения между выходными сигналами. Для симметричного ответвителя выходные напряжения E_2 и E_4 (для трехсекционного ответвителя они были показаны на рис. 13.03.1) находятся в квадратуре на всех частотах (т. е. отличаются на 90° , если их измерить непосредственно на зажимах ответвителя). Этот результат непосредственно следует из аналогии с четвертьволновым фильтром, поскольку для любого симметричного четырехполюсника без потерь фазы падающей и отраженной волн отличаются на 90° [17].

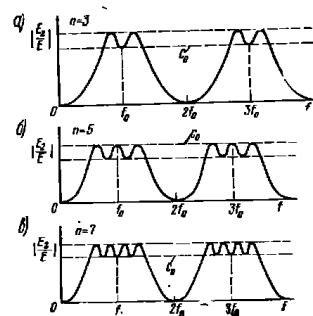


Рис. 13.08.2. Требуемые характеристики переходного затухания для симметричных ответвителей с волной ТЕМ: а — трехсекционного; б — пятисекционного; в — семисекционного

13.09. Некоторые общие соотношения для шлейфовых ответвителей

Шлейфовые ответвители представляют собой направленные ответвители, состоящие из двух параллельных передающих линий, связанных посредством ряда шлейфов (рис. 13.09.1). Длины шлейфов и расстояния между ними равны одной четверти длины волны в волноводе на средней частоте. Для улучшения электрических характеристик можно менять волновые сопротивления двух параллельных главных линий от секции к секции, а также изменять и сопротивление шлейфов.

Схема на рис. 13.09.1 в равной степени относится к сечению внутреннего проводника коаксиальной линии и к изготовленному печатным способом центральному проводнику полосковой переда-

ющей линии, и к сечению волновода в плоскости E (см. § 13.14). На этом рисунке P_1 — уровень мощности на выходе прямого плеча (точнее величина ослабления относительно входной мощности); P_2 — уровень ответвленной мощности; D — направленность. Все указанные величины — в децибелах.

Шлейфы могут быть соединены параллельно с главной линией (в случае использования коаксиальной и полосковой линии) или последовательно (для волноводов). При параллельных соединениях удобнее иметь дело с проводимостями, а при последовательных — с сопротивлениями. В дальнейшем будет использоваться термин «иммитанс» для обозначения либо проводимостей (в случае параллельных соединений), либо сопротивлений (в случае последовательных соединений).

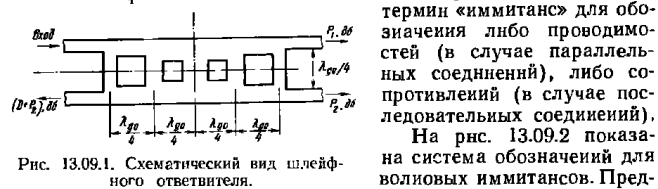


Рис. 13.09.1. Схематический вид шлейфного ответвителя.

P_1 , P_2 и $(D + P_2)$ — уровни мощности в дБ относительно мощности на входе

$K_1 = K_n$ и т. д. В данной главе удобно произвести нормировку относительно иммитансов нагрузки, т. е. $K_0 = K_{n+1} = 1$.

Будем считать, что все соединения либо идеальные параллельные, либо идеальные последовательные соединения и что каждый отрезок линии между ними ведет себя как линия, равная четверти длины волны волновода на средней частоте. Учет расположения

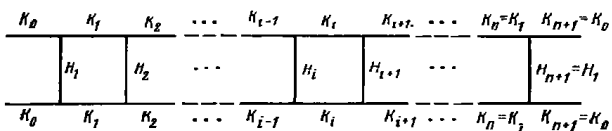


Рис. 13.09.2. Система обозначений иммитансов шлейфного ответвителя

референсных плоскостей сочленений (см. § 13.14) производится только при расчете окончательных физических размеров. Влияние реактивных сопротивлений неоднородностей сочленений часто бывает невелико, и поэтому во многих случаях, как показано на примере в § 13.14, оно может быть учтено при помощи данных, приведенных в § 6.07 и в работах [18—20].

Шлейфные ответвители (см. § 13.11) на прямоугольном волноводе обычно имеют вид, показанный на рис. 13.09.1 (см. также § 13.14), где две внешние стенки (верхняя и нижняя) представ-

ляют собой прямые линии. Однако такое представление не является обязательным для всех случаев.

Анализ шлейфных ответвителей на основе четного и нечетного типов колебаний. Шлейфные ответвители можно анализировать на основе режимов четных (напряжение на двух входах в фазе) и нечетных колебаний (напряжение на двух входах в противофазе).

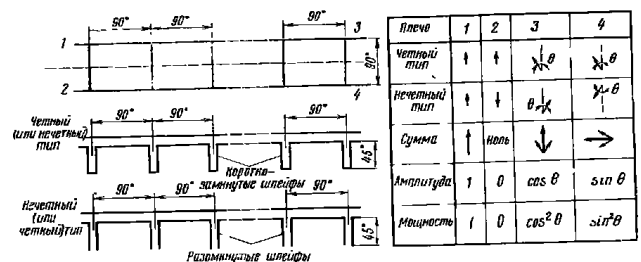


Рис. 13.09.3. Результаты анализа ответвителя с помощью четного и нечетного типов колебаний

При суперпозиции напряжения складываются в одном плече и вычитаются в другом так, что фактически получается только один входной сигнал, как и показано на рис. 13.09.3.

Для параллельно соединенных шлейфов два входных напряжения при нечетном типе колебаний дают нуль напряжения в центре всех шлейфов, т. е. каждый из них в этом месте может быть короткозамкнут. Следовательно, две половинки ответвителя можно «разделить» так, что каждая половина будет состоять из передающей линии с короткозамкнутыми шлейфами в 45° при расстояниях между ними в 90° . При этом для четного типа колебаний аналогично получаются разомкнутые шлейфы длиной 45° (см. рис. 13.09.3). При возбуждении в четном и нечетном режимах короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы длиной 45° дают равные и противоположные фазовые сдвиги $\pm \theta$ на средней частоте. Тогда для согласованного ответвителя с идеальной направленностью, если мощность входного сигнала (сумма четного и нечетного режимов) равна единице, мощности двух выходных сигналов будут равны $\cos^2 \theta$ и $\sin^2 \theta$. Для последовательно соединенных шлейфов справедливы те же самые рассуждения, но четный и нечетный типы колебаний меняются ролями. Более полное объяснение работы ответвителя можно найти в трудах [8—11].

Каскадно соединенные согласованные направленные ответвители. Если согласованные ответвители соединены каскадно (рис. 13.09.4), то они работают как один направленный ответвитель. Уровни выходных мощностей устройства $P_{1\text{общ}}$ и $P_{2\text{общ}}$ лег-

ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ШЛЕЙФНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ (НА СРЕДНЕЙ

	Число		
	2	3	4
Условия для идеального согласования и направленности	$K_1^2 = 1 + H_1^2$	$H_2 = \frac{2H_1K_1^2}{1 + H_1^2}$	$K_2^2 = H_2^2 + \frac{K_1^2(K_1^2 - 2H_1H_2)}{1 + H_1^2}$
$\frac{E_2}{E_1} = \text{anti lg} \left(\frac{P_1 - P_2}{20} \right)$ (P_1 и P_2 — положительные)	$\frac{2H_1}{1 - H_1^2 + K_1^2}$	$\frac{2H_1K_1^2 + H_2(1 - H_1^2)}{2(K_1^2 - H_1H_2)}$	$\frac{2(H_1K_2^2 - H_1H_2^2 + H_2K_1^2)}{K_1^4 + (1 - H_1^2)(K_2^2 - H_2^2) - 2H_1H_2K_1^2}$
Условия для 3-децибелного направленного ответвителя	$H_1 = 1;$ $K_1 = \sqrt{2}$	$H_1 = \sqrt{2} - 1;$ $K_1^2 = H_2 \sqrt{2}$	$H_2 = \frac{K_1^2(1 - H_1)}{1 + 2H_1 - H_1^2}$ $K_2^2 = \frac{2H_2^2}{(1 - H_1)^2} \left \begin{matrix} K_2 = \frac{H_2}{1 - H_1} \\ \text{если } H_1 < 1 \end{matrix} \right.$
Условия для направленного ответвителя со связью 0 дБ	неосуществимо ($H_1, K_1 \rightarrow \infty$)	$H_1 = 1;$ $H_2 = K_1^2$	$K_2 = H_2 = \frac{K_1^2}{2H_1}$

ЧАСТОТЕ), ИМЕЮЩИХ ДО ШЕСТИ СЕКЦИИ

шлейфов	Число	
	5	6
$\frac{H_3}{K_2^2} = \frac{2(H_2 + H_1^2H_2 - H_1K_1^2)}{K_1^4 + H_2^2(1 + H_1^2) - 2H_1H_2K_1^2}$	$K_2^4 - H_2^2K_3^2 + H_2^2H_3^2 + H_1^2K_2^4 - K_1^4K_3^2 + H_3^2K_1^4 - H_1^2H_3^2K_3^2 + H_1^2H_2^2H_3^2 + 2(-H_2H_3K_2^2 + H_1H_2K_1^2K_3^2 + H_1H_2K_1^2K_2^2 - H_1H_2K_1^2K_3^2 - H_1H_2H_3K_2^2) = 0$	
$2[K_1^2K_2^2 - H_2H_3K_1^2 - H_1H_2(2K_2^2 - H_2H_3)]$	$\frac{\left\{ (1 - H_1^2)H_2(2K_2^2 - H_2H_3) + \right\}}{\left\{ + 2H_1K_1^2(K_2^2 - H_2H_3) + H_3K_1^4 \right\}} \cdot \left[\begin{matrix} 2(H_1K_2^4 - 2H_1H_2H_3K_2^2 + H_2K_1^2K_2^2 - \\ - H_1H_2^2K_3^2 + H_2K_1^2K_3^2 + H_1H_2^2H_3^2 - \\ - H_2H_3^2K_1^2) \end{matrix} \right]$ $\frac{[K_2^4 - H_2^2K_3^2 + H_2^2H_3^2 - H_1^2H_2^4 - H_3^2K_1^4 + K_1^4K_3^2 + H_1^2H_2^2K_3^2 - H_2^2H_2^2K_3^2 + 2(H_1^2H_2H_3K_2^2 + H_1H_2H_3^2K_1^2 - H_1H_2K_1^2K_3^2 - H_1H_2K_1^2K_2^2)]}{[K_2^4 - H_2^2K_3^2 + H_2^2H_3^2 - H_1^2H_2^4 - H_3^2K_1^4 + K_1^4K_3^2 + H_1^2H_2^2K_3^2 - H_2^2H_2^2K_3^2 + 2(H_1^2H_2H_3K_2^2 + H_1H_2H_3^2K_1^2 - H_1H_2K_1^2K_3^2 - H_1H_2K_1^2K_2^2)]}$	
$\frac{K_1^2}{1 + H_1} \cdot \frac{H_2(2K_2^2 - H_2H_3)}{K_2^2 - H_2H_3};$ $\frac{K_1^4}{1 - 2H_1 - H_1^2} \cdot \frac{H_2(2K_2^2 - H_2H_3)}{H_3}$	$\frac{K_1^2(1 - H_1)}{1 + 2H_1 - H_1^2} = H_2 + \frac{H_2K_2^2}{K_3^2 - H_3^2};$ $\frac{K_1^2}{1 - H_1} = \frac{(K_2^2 - H_2H_3 - H_2K_3)(K_2^2 - H_2H_3 + H_2K_3)}{H_2(K_3^2 - H_3^2) + H_2K_2^2}$	
$\frac{K_1^2}{H_1} = \frac{H_2(2K_2^2 - H_2H_3)}{K_2^2 - H_2H_3}$ $\frac{K_1^4}{1 - H_1^2} = \frac{H_2(2K_2^2 - H_2H_3)}{H_3}$	$K_3 = \frac{H_2K_1^2}{K_1^2 - 2H_1H_2}$ при $K_1^2 > 2H_1H_2$ $K_2^2 = H_2(K_3 + H_3)$ при $K_2 > H_2H_3$	

ко вычисляются с помощью соответствующих величин для отдельных ответвителей P_{1i} , дб , и P_{2i} , дб , по следующим формулам:

$$P_{\text{общ}} = 20 \lg \left[\cos \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right], \text{ дб}, \quad (13.09.1)$$

$$P_{2\text{общ}} = 20 \lg \left[\sin \left(\sum_{i=1}^N \theta_i \right) \right], \text{ дб}, \quad (13.09.2)$$

где

$$\theta_i = \arccos \left[\text{antilg} \left(\frac{P_{1i}}{20} \right) \right] \quad (13.09.3)$$

или

$$\theta_i = \arcsin \left[\text{antilg} \left(\frac{P_{2i}}{20} \right) \right]. \quad (13.09.4)$$

Так, например, фазовый сдвиг $\theta=30^\circ$ дает 6-децибелный ответвитель, а фазовый сдвиг $\theta=90^\circ$ — ответвитель в 0 дб . Следо-

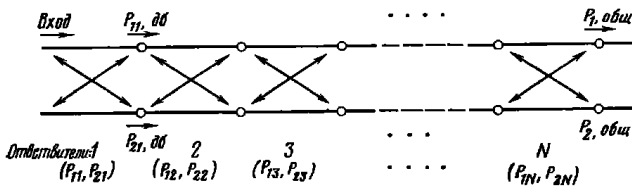


Рис. 13.09.4. Согласованные направленные ответвители, соединенные каскадно. $P_{11}, P_{21}, \dots, P_{1N}, P_{2N}$ — уровни мощности в дб относительно мощности на входе ответвителя

вательно, каскадное соединение трех согласованных 6-децибелных ответвителей приводит к ответвителю в 0 дб .

Формулы для расчета параметров ответвителей на средней частоте полосы. Идеальное согласование и идеальная направленность на средней частоте обеспечиваются при определенных соотношениях. Кроме того, на этой частоте отношение двух выходных напряжений $E_1 \sim \text{antilg}(-P_1/20)$ и $E_2 \sim \text{antilg}(-P_2/20)$ можно легко выразить через параметры H_1 и K_i (см. рис. 13.09.2). В табл. 13.09.1 приведены эти формулы для различного числа шлейфов вплоть до шести. Здесь же даны и более простые формулы, которые определяют условия для переходного затухания в 3 и 0 дб при идеальном согласовании и идеальной направленности на средней частоте.

13.10. Периодические шлейфные ответвители

На иммитансы симметричных ответвителей (см. рис. 13.09.2) можно наложить дополнительные ограничения. В частности, если

$$\left. \begin{aligned} K_i &= K_0, \quad i=1, 2, \dots, n+1 \\ H_i &= H_0, \quad 2 \leq i \leq n \end{aligned} \right\} \quad (13.10.1)$$

и, кроме того, величина $H_1 = H_{n+1}$ выбрана так, чтобы получить идеальное согласование на входе на средней частоте, то такие ответвители будем здесь называть периодическими. Отсюда следует, что главные линии окажутся однородными, а все внутренние шлейфы — одинаковыми. Ответвители данного типа были рассмотрены Ридом и Уилером (Reed, Wheeler [8, 9]).

Обозначим коэффициент связи по мощности на средней частоте

$$c_0^2 = \text{antilg} \left(-\frac{P_2}{10} \right), \quad (13.10.2)$$

где P_2 — измеряется в децибелах (см. рис. 13.09.1). Например, для 6-децибелного ответвителя $c_0^2 = \frac{1}{4}$.

В решении для периодических ответвителей используются полиномы Чебышева $S_n(x)$, численно протабулированные в работе [21] и определяемые следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} S_0(x) &= 1 \\ S_1(x) &= x \\ S_2(x) &= x^2 - 1 \\ S_3(x) &= x^3 - 2x \\ S_4(x) &= x^4 - 3x^2 + 1 \\ S_5(x) &= x^5 - 4x^3 + 3 \\ S_6(x) &= x^6 - 5x^4 + 6x^2 - 1 \\ S_n(x) &= xS_{n-1}(x) - S_{n-2}(x) \end{aligned} \right\} \quad (13.10.3)$$

Тогда иммитансы H_1 и H_2 периодического ответвителя должны удовлетворять выражениям [9]:

$$S_{n-1}(-H_2) = \begin{cases} \sqrt{1-c_0^2} & \text{при } n \text{ — нечетном;} \\ c_0 & \text{при } n \text{ — четном;} \end{cases} \quad (13.10.4)$$

$$H_1 = \left| \frac{\sqrt{1-S_{n-1}^2(-H_2)} - |S_{n-2}(-H_2)|}{S_{n-1}(-H_2)} \right|. \quad (13.10.5)$$

В табл. 13.10.1 [9] даны решения для ответвителей с переходным затуханием 0, 3 и 10 дб .

В табл. 13.10.2 приведены параметры четырех периодических ответвителей с переходным затуханием 3 дБ, полученных по данным табл. 13.10.1. В верхней части таблицы даются значения максимальных ксв в пределах трех заданных полос пропускания, определяемых из выражения

ТАБЛИЦА 13.10.1
РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА НЕСКОЛЬКИХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С ПЕРЕХОДНЫМ ЗАТУХАНИЕМ 0,3 И 10 дБ

Число секций, л	0 дБ		3 дБ		10 дБ	
	H_1	H_2	H_1	H_2	H_1	H_2
2	1,000	1,000	0,4141	0,7071	0,162	0,3162
3	0,500	1,000	0,2346	0,5412	0,0945	0,2265
4	0,618	0,618	0,2088	0,3810	0,0811	0,1602
5	0,309	0,618	0,1464	0,3179	0,0592	0,1312
6	0,445	0,445	0,1374	0,2583		
7	0,2225	0,445	0,1064	0,2257		
8	0,3473	0,3473	0,1022	0,1948		
9	0,1736	0,3473	0,0837	0,1752		
10	0,2846	0,2846				
11	0,1423	1,2846				
12	0,2410	0,2410				
13	0,1205	0,2410	0,0587	0,1210		

ТАБЛИЦА 13.10.2
ПАРАМЕТРЫ ЧЕТЫРЕХ 3-ДЕЦИБЕЛЬНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ В ПРЕДЕЛАХ ЗАДАННЫХ ПОЛОС

Относит. полоса ω_b	Ответвители с числом шлейфов			
	4	5	6	8
	Максимальные ксв			
0,16	1,02	1,05	1,02	1,01
0,28	1,08	1,10	1,05	1,04
0,48	1,32	1,12	1,15	1,07
	Разбалансировка связи, дБ			
0,16	0,20	0,18	0,16	0,14
0,28	0,67	0,51	0,49	0,43
0,48	2,3	1,6	1,5	1,4

$$\omega_b = 2 \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right). \quad (13.10.6)$$

В этом выражении λ_{g1} и λ_{g2} представляют собой соответственно наибольшую и наименьшую длины волн в волноводе в пределах рассматриваемой полосы. На средней ее частоте длина волны в волноводе определяется по формуле

$$\lambda_{g0} = \left(\frac{2\lambda_{g1}\lambda_{g2}}{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}} \right). \quad (13.10.7)$$

По мере отклонения частоты от середины полосы величина P_2 (см. рис. 13.09.1) уменьшается (связь увеличивается), а величина P_1 увеличивается (передача в плечо l уменьшается) примерно с одинаковой скоростью относительно значений P_1 и P_2 в середине полосы, равных 3 дБ.

Значения суммарного изменения $|\Delta P_1| + |\Delta P_2|$ (на краях полосы), названного здесь «разбалансировкой связи», для тех же 3-децибелльных ответвителей представлены в низу таблицы.

В табл. 13.10.3 приведены параметры нескольких периодических ответвителей с переходным затуханием 0 дБ, полученных по данным табл. 13.10.1 для тех же значений полос, что и в предыдущей таблице¹⁾. Параметры даны для ответвителей только с четным числом шлейфов (n — нечетное); при нечетном числе шлейфов (n — четное) ответвители не имеют таких хороших характеристик. Это, по-видимому, является следствием следующего обстоятельства. Когда число шлейфов нечетное, иммитансы всех шлейфов одинаковы (включая и два оконечных), поэтому отсутствует эффект согласования на концах. Так, например, 12-шлейфный периодический ответвитель с переходным затуханием 0 дБ дает лучшую электрическую характеристику по сравнению с 13-шлейфным с тем же переходным затуханием [22].

ТАБЛИЦА 13.10.3
ПАРАМЕТРЫ НЕСКОЛЬКИХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С ПЕРЕХОДНЫМ ЗАТУХАНИЕМ 0 дБ В ПРЕДЕЛАХ ЗАДАННЫХ ПОЛОС

Относит. полоса ω_b	Ответвители с числом шлейфов						
	3	4	6	8	10	12	14
	Максимальные ксв						
0,16			1,10	1,06	1,04	1,03	1,02
0,28			1,19	1,09	1,05	1,03	1,02
0,48			1,21	1,10	1,12	1,09	1,05
	Максимальные вносимые потери, дБ						
0,16	0,7	0,1	0,02	0,01	0,006	0,004	0,003
0,28	2,0	0,7	0,11	0,04	0,02	0,013	0,011
0,48	3,1	1,9	0,33	0,22	0,19	0,15	0,113

¹⁾ Более подробные характеристики некоторых из этих, а также других ответвителей приведены в работах [9] и [22].

13.11. Характеристики синхронных шлейфовых ответвителей

Условие синхронной настройки в том виде, в каком оно применяется в фильтрах на передающих линиях, формально было определено в конце § 6.01. Напомним, что анализ четного и нечетного типов колебаний сводит шлейфовый ответвитель к двум фильтрам на передающих линиях, как показано на рис. 13.09.3. Если волновое сопротивление главной линии будет однородным, то ни один из этих фильтров не будет синхронно настроенным, поскольку отражения от любых двух конечных реактивных сопротивлений, размещенных на расстоянии в одну четверть длины волны, не отрегулированы по фазе для их максимального подавления. Однако можно добиться нужной настройки по фазе, подбирая сопротивления главной линии, и тогда оказывается, что «фильтры» и для четного, и для нечетного типов колебаний становятся синхронно настроенными при том же самом выборе сопротивлений главной линии [11]. Тогда в качестве прототипа можно использовать четвертьволновый трансформатор (см. гл. 6), приводящий к ответвителю с четко выраженной полосой пропускания, в которой коэф. и направленность близки к оптимальным. С такими оптимизированными ответвителями потребуется меньшее число шлейфов для получения требуемой электрической характеристики в пределах заданной ширины полосы по сравнению с периодическими ответвителями (см. § 13.10); численные примеры показывают, что число шлейфов при этом уменьшается вдвое [22]. С другой стороны, некоторые из них оказываются шире, чем любые шлейфы в соответствующей периодической конструкции, и, следовательно, работа реального устройства будет сильнее отличаться от работы при условиях идеальности сочленений.

Указанные соображения необходимо принять во внимание перед тем, как выбрать тип ответвителя. Главные преимущества синхронных ответвителей перед периодическими заключаются в том, что они являются более компактными (при заданной характеристике), поскольку содержат меньшее число шлейфов, и в том, что их характеристики можно представить достаточно точно.

Первым этапом расчета синхронного ответвителя с заданными значениями переходного затухания $P_{2,0}$ дБ, на средней частоте и относительной ширины полосы ω , в пределах которой характеристика должна быть оптимальной, является определение отношения R выходного сопротивления к входному и относительной ширины полосы ω_q четвертьволнового трансформатора-прототипа. Обычно они достаточно точно вычисляются из приближенных соотношений:

$$P_{2,0} \approx 20 \lg \left(\frac{R+1}{R-1} \right), \text{ дБ}; \quad (13.11.1)$$

$$\omega_b \approx 0,6 \omega_q. \quad (13.11.2)$$

Выражение (13.11.1) представлено графически на рис. 13.11.1. Это

— 256 —

выражение будет точным для ответвителей, которые идеально согласованы на средней частоте (таких, как все ответвители с четным n и любые ответвители с максимально плоской характеристикой). Оно будет также достаточно точным почти для всех практических случаев, но завышает численное значение $P_{2,0}$ пропорционально потерям на отражение¹⁾.

Заметим, что для переходного затухания 0 дБ потребовалось бы, чтобы $R \rightarrow \infty$. Поэтому такое переходное затухание нельзя получить в одном синхронном ответвителе. Однако если каскадно соединить два синхронных 3-децибелльных ответвителя или три синхронных 6-децибелльных ответвителя и т. д., то получим ответвитель с переходным затуханием 0 дБ.

Формула (13.11.2) является менее точной, причем численный коэффициент обычно находится в пределах 0,5–0,7.

Более точное его значение можно найти из графика, приведенного на рис. 13.11.2 после того, как выбрано число шлейфов. На рисунке показана зависимость значений коэффициента уменьшения ширины полосы

$$\beta = \omega_b / \omega_q \quad (13.11.3)$$

от величины R или $P_{2,0}$ при различных значениях n , взятого в качестве параметра. Этот график получен на основе большого количества численных решений [11] и позволяет произвести наилучшую оценку величины β .

Если значения R и ω_q определены по заданному переходному затуханию $P_{2,0}$ и относительной ширине полосы ответвителя ω_b , то единственным независимым параметром остается число секций n или число шлейфов $n+1$ (см. рис. 13.09.2). При этом с увеличением n пульсации коэф. V_T трансформатора уменьшаются. Вели-

¹⁾ В работе [11] приведена точная формула, которую необходимо применять только для больших значений коэф. на средней частоте.

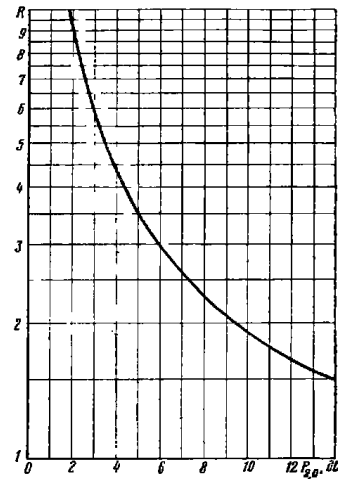


Рис. 13.11.1. График переходного затухания на средней частоте для согласованного шлейфового ответвителя.

$$P_{2,0} \text{ дБ} = -20 \lg \frac{R-1}{R+1}$$

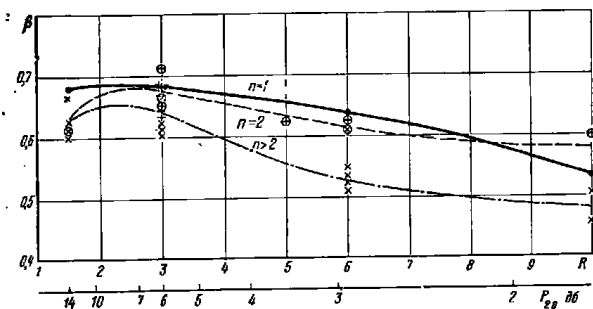


Рис. 13.11.2. График наилучших значений коэффициента уменьшения ширины полосы β , полученный на основе 27 численных решений. Зачерненными кружками показаны результаты решений при $n=1$, косыми в прямые крестиками в кружках — при $n=2$ соответственно для максимально плоской характеристики и для 40- или 80%-ной полосы; косыми и прямыми крестиками без кружков — аналогичные решения, но при $n=3, 4, 5$ или 6

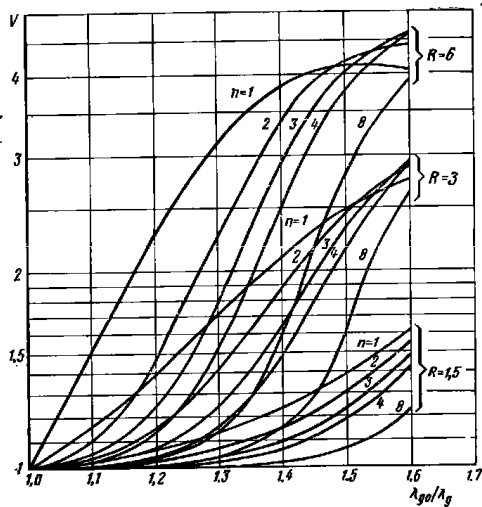


Рис. 13.11.3. Кривые ксв (V) для шлейфных ответвителей с максимально плоской характеристикой

чину их легко определить по данным § 6.02. Тогда максимальный ксв в полосе пропускания ответвителя V_{\max} и его минимальная направленность D_{\min} могут быть достаточно точно определены из следующих выражений:

$$V_{\max} \approx 1 + \frac{V_r - 1}{\text{anti lg } (P_2/20)} ; \quad (13.11.4)$$

$$D_{\min} \approx -20 \lg \left[\frac{V_r - 1}{2 \text{anti lg } (P_1/20)} \right] - P_2, \text{ дБ} \quad (13.11.5)$$

(направленность D определяется как отношение мощности в «развязанном» плече к мощности ответвленной волны, см. рис. 13.09.1). Точные формулы (необходимые только для больших значений V_r)

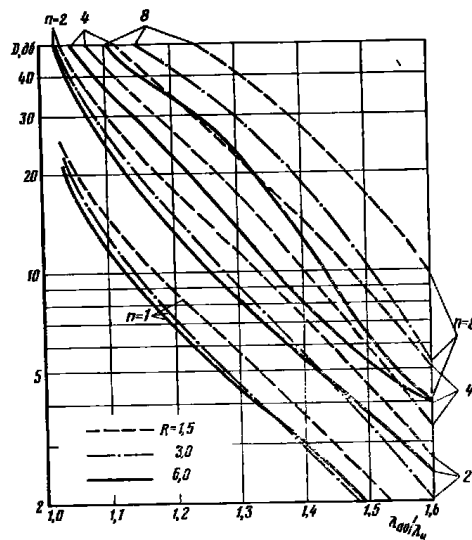


Рис. 13.11.4. Кривые направленности D для шлейфных ответвителей с максимально плоской характеристикой

приведены в работе [11]. Для получения требуемых характеристик число секций n необходимо брать достаточно большим.

На рис. 13.11.3—13.11.5 приведены частотные зависимости входного ксв V , направленности D , дБ, и двух затуханий (в прямом плече P_1 , дБ, и в переходном плече P_2 , дБ) для ответвителей, основанных на четвертьволновых трансформаторах-прототипах с макс-

симально плоской характеристикой при $n=1, 2, 4$ и 8 и для $R=1, 5, 3$ и 6 . Это соответствует значениям переходного затухания на средней частоте $P_{2,0}$ приблизительно 14, 6 и 3 дБ. Значения иммитансов ответвителей приведены в табл. 13.12.1 и 13.12.2.

Графики построены как функции величины λ_{g0}/λ_g (λ_g — длина волны в волноводе; λ_{g0} — ее значение на средней частоте полосы) и симметричны относительно значения $\lambda_{g0}/\lambda_g=1$ так, что хотя кривые показаны только для значений λ_{g0}/λ_g от 1,0 до 1,6, фактически они перекрывают диапазон от 0,4 до 1,6.

Для недисперсионных линий (с волной ТЕМ) длина волны в волноводе λ_g сводится к длине волны в свободном пространстве λ , и тогда величина λ_{g0}/λ_g заменяется другой величиной $\frac{\lambda_0}{\lambda} = \frac{f}{f_0}$,

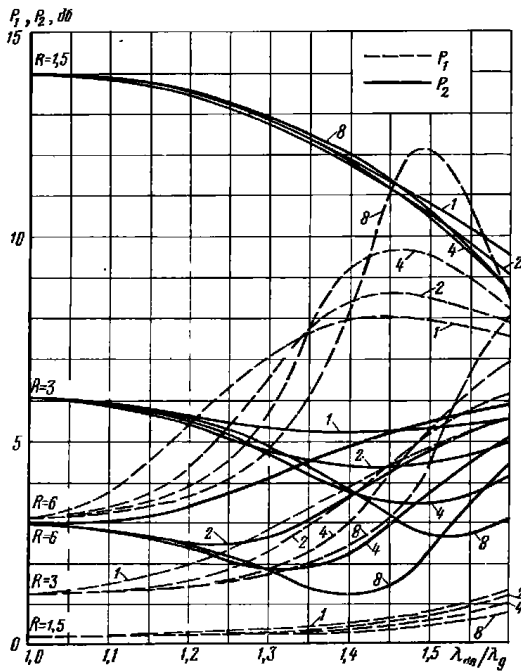


Рис. 13.11.5. Кривые переходного затухания P_2 и затухания прямой передачи P_1 для шлейфных ответвителей с максимальной плоской характеристикой

где f — частота, а f_0 — ее значение в середине полосы (называемое также средней частотой).

Из кривых на рис. 13.11.5 можно сделать вывод, что ответвление в плечо 2 возрастает (величина P_2 , измеренная в децибелах, уменьшается) при удалении от средней частоты в обе стороны (кривые симметричны относительно $\lambda_{g0}/\lambda_g=1$) и соответственно уменьшается передача в плечо 1 (величина P_1 , измеренная в децибелах, увеличивается).

Частотные зависимости величин P_1 и P_2 для ответвителей, основанных на чебышевских трансформаторах-прототипах, оказываются очень схожими с этими кривыми для ответвителей, основанных на трансформаторах-прототипах с максимально плоской характеристикой.

13.12. Таблицы иммитансов для синхронных шлейфных ответвителей

В § 13.11 была описана методика определения параметров R , ω_d четвертьволнового трансформатора-прототипа и числа секций n (соответствующего $n+1$ шлейфам). Расчет иммитансов ответвителя H_i и K_i (см. рис. 13.09.2) мы здесь опускаем ввиду его громоздкости. Процесс расчета упрощается при использовании специальной диаграммы [11], которая позволяет найти любые значения сопротивлений трансформатора. Практически это эквивалентно использованию в качестве прототипов трансформаторов с максимально плоской и чебышевской характеристиками (см. гл. 6). Иммитансы H_i и K_i , полученные из таких трансформаторов, были рассчитаны на вычислительной машине [22] и протабулированы в табл. 13.12.1—13.12.3, из которых путем интерполяции можно находить значения иммитансов для большинства случаев, встречающихся на практике.

ТАБЛИЦА 13.12.1
ИММИТАНСЫ ШЛЕЙФНОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ С ЧИСЛОМ СЕКЦИЙ $n=1$
(ДВА ШЛЕЙФА)

R	K_1	H_0	R	K_1	H_0
1,25	1,006	0,1119	4,00	1,260	0,7500
1,50	1,021	0,2040	5,00	1,341	0,894
2,00	1,061	0,3535	6,00	1,429	1,021
2,50	1,108	0,4732	8,00	1,592	1,238
3,00	1,155	0,5775	10,00	1,739	1,423

Система обозначений иммитансов H_i и K_i уже приводилась на рис. 13.09.2. Для ответвителя с последовательными Т-образными сочленениями эти параметры будут представлять собой волно-

ТАБЛИЦА 13.12.2

ИММИТАНСЫ ШЛЕЙФНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ С МАКСИМАЛЬНО ПЛОСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ДЛЯ ЧИСЛА СЕКЦИЙ n ОТ 2 ДО 8 (ОТ ТРЕХ ДО ДЕВЯТИ ШЛЕЙФОВ)

R	K_1	K_2	K_3	K_4	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5
n=2									
1,50	1,0153				0,1010	0,2062			
2,00	1,0449				0,1715	0,3639			
2,50	1,0783				0,2251	0,4983			
3,00	1,1124				0,2679	0,6188			
4,00	1,1785				0,3333	0,8333			
5,00	1,2399				0,3819	1,0249			
6,00	1,2965				0,4202	1,2008			
8,00	1,3978				0,4775	1,5196			
10,00	1,4861				0,5194	1,8070			
n=3									
1,50	1,0089	1,0206			0,0501	0,1539			
2,00	1,0258	1,0606			0,0840	0,2694			
2,50	1,0446	1,1067			0,1086	0,3656			
3,00	1,0634	1,1546			0,1274	0,4498			
4,00	1,0988	1,2499			0,1542	0,5957			
5,00	1,1307	1,3416			0,1732	0,7220			
6,00	1,1694	1,4288			0,1854	0,8351			
8,00	1,2087	1,5909			0,2029	1,0344			
10,00	1,2501	1,7392			0,2138	1,2091			
n=4									
1,50	1,0047	1,0176			0,0249	0,1017	0,1548		
2,00	1,0137	1,0517			0,0415	0,1750	0,2738		
2,50	1,0235	1,0907			0,0533	0,2331	0,3758		
3,00	1,0333	1,1307			0,0620	0,2814	0,4676		
4,00	1,0514	1,2093			0,0740	0,3596	0,6326		
5,00	1,0675	1,2835			0,0817	0,4220	0,7811		
6,00	1,0816	1,3530			0,0870	0,4743	0,9185		
8,00	1,1057	1,4795			0,0935	0,5589	1,1698		
10,00	1,1256	1,5924			0,0971	0,6265	1,3986		

Продолжение табл. 13.12.2

R	K_1	K_2	K_3	K_4	H_1	H_2	H_3	H_4	H_5
n=5									
1,50	1,0024	1,0124	1,0206		0,0124	0,0630	0,1285		
2,00	1,0070	1,0363	1,0606		0,0206	0,1069	0,2259		
2,50	1,0121	1,0630	1,1067		0,0264	0,1400	0,3079		
3,00	1,0170	1,0902	1,1546		0,0306	0,1662	0,3804		
4,00	1,0262	1,1421	1,2499		0,0363	0,2058	0,5078		
5,00	1,0342	1,1899	1,3416		0,0398	0,2348	0,6196		
6,00	1,0413	1,2335	1,4288		0,0422	0,2573	0,7210		
8,00	1,0532	1,3106	1,5909		0,0450	0,2904	0,9019		
10,00	1,0630	1,3769	1,7392		0,0464	0,3140	1,0625		
n=6									
1,50	1,0012	1,0079	1,0185		0,0062	0,0376	0,0957	0,1290	
2,00	1,0035	1,0230	1,0544		0,0103	0,0631	0,1658	0,2284	
2,50	1,0061	1,0397	1,0956		0,0131	0,0817	0,2225	0,3138	
3,00	1,0086	1,0564	1,1380		0,0152	0,0959	0,2707	0,3908	
4,00	1,0132	1,0878	1,2216		0,0180	0,1162	0,3509	0,5295	
5,00	1,0172	1,1161	1,3010		0,0197	0,1301	0,4170	0,6549	
6,00	1,0208	1,1414	1,3758		0,0208	0,1402	0,4738	0,7712	
8,00	1,0268	1,1852	1,5128		0,0221	0,1539	0,5689	0,9646	
10,00	1,0317	1,2220	1,6361		0,0228	0,1626	0,6477	1,1796	
n=7									
1,50	1,0006	1,0047	1,0143	1,0206	0,0031	0,0218	0,0665	0,1126	
2,00	1,0018	1,0137	1,0419	1,0606	0,0051	0,0364	0,1135	0,1983	
2,50	1,0030	1,0236	1,0731	1,1067	0,0065	0,0468	0,1499	0,2709	
3,00	1,0043	1,0334	1,1048	1,1546	0,0076	0,0546	0,1795	0,3355	
4,00	1,0066	1,0516	1,1662	1,2499	0,0089	0,0653	0,2258	0,4497	
5,00	1,0086	1,0678	1,2233	1,3416	0,0098	0,0724	0,2612	0,5509	
6,00	1,0104	1,0822	1,2759	1,4288	0,0103	0,0772	0,2898	0,6431	
8,00	1,0134	1,1067	1,3699	1,5909	0,0110	0,0834	0,3339	0,8090	
10,00	1,0159	1,1270	1,4520	1,7392	0,0113	0,0869	0,3672	0,9574	

Продолжение табл. 13.12.2

R	K ₁	K ₂	K ₃	K ₄	H ₁	H ₂	H ₃	H ₄	H ₅
n=8									
1,50	1,0003	1,0027	1,0101	1,0190	0,0015	0,0124	0,0440	0,0895	0,1129
2,00	1,0009	1,0079	1,0293	1,0559	0,0025	0,0207	0,0743	0,1558	0,2000
2,50	1,0015	1,0135	1,0508	1,0982	0,0032	0,0265	0,0969	0,2100	0,2748
3,00	1,0021	1,0191	1,0724	1,1419	0,0037	0,0308	0,1146	0,2567	0,3425
4,00	1,0033	1,0295	1,1134	1,2282	0,0044	0,0366	0,1408	0,3357	0,4644
5,00	1,0043	1,0386	1,1508	1,3104	0,0049	0,0402	0,1595	0,4021	0,5749
6,00	1,0052	1,0467	1,1846	1,3881	0,0051	0,0427	0,1737	0,4601	0,6775
8,00	1,0067	1,0603	1,2436	1,5308	0,0055	0,0457	0,1939	0,5591	0,8661
10,00	1,0080	1,0715	1,2940	1,6598	0,0056	0,0474	0,2078	0,6426	1,0388

вые сопротивления (например, для сочленений в плоскости E волновода), а для ответвителя с параллельными T-образными сочленениями — волновые проводимости (например, для коаксиальных или плосковых передающих линий).

ТАБЛИЦА 13.12.3
ИММИТАНСЫ ШЛЕЙФНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ ДЛЯ ЧИСЛА СЕКЦИЙ n=2, 3 и 4
(ТРИ, ЧЕТЫРЕ И ПЯТЬ ШЛЕЙФОВ)

w ₀ =0,2					
R	K ₁	K ₂	H ₁	H ₂	H ₃
n=2					
1,50	1,0155		0,1022	0,2036	
2,00	1,0453		0,1738	0,3594	
2,50	1,0790		0,2282	0,4922	
3,00	1,1135		0,2717	0,6111	
4,00	1,1803		0,3385	0,8229	
5,00	1,2425		0,3883	1,0121	
6,00	1,3000		0,4276	1,1859	
8,00	1,4029		0,4870	1,5007	
10,00	1,4929		0,5307	1,7845	

n=3					
R	K ₁	K ₂	H ₁	H ₂	H ₃
1,50	1,0090	1,0206	0,0511	0,1530	
2,00	1,0262	1,0606	0,0856	0,2678	
2,50	1,0454	1,1067	0,1108	0,3634	
3,00	1,0645	1,1546	0,1300	0,4473	
4,00	1,1006	1,2499	0,1574	0,5925	
5,00	1,1331	1,3416	0,1761	0,7182	
6,00	1,1624	1,4288	0,1897	0,8309	
8,00	1,2129	1,5909	0,2078	1,0295	
10,00	1,2554	1,7392	0,2193	1,2036	

n=4					
R	K ₁	K ₂	H ₁	H ₂	H ₃
1,50	1,0048	1,0177	0,0256	0,1017	0,1535
2,00	1,0140	1,0519	0,0426	0,1751	0,2715
2,50	1,0241	1,0909	0,0547	0,2332	0,3727
3,00	1,0341	1,1311	0,0636	0,2817	0,4638
4,00	1,0527	1,2099	0,0760	0,3602	0,6274
5,00	1,0692	1,2844	0,0839	0,4230	0,7747
6,00	1,0837	1,3543	0,0894	0,4756	0,9110
8,00	1,1085	1,4814	0,0962	0,5610	1,1603
10,00	1,1290	1,5949	0,1000	0,6293	1,3872

w ₀ =0,4					
R	K ₁	K ₂	H ₁	H ₂	H ₃
n=2					
1,50	1,0159		0,1061	0,1958	
2,00	1,0464		0,1807	0,3456	
2,50	1,0811		0,2376	0,4733	
3,00	1,1166		0,2835	0,5876	
4,00	1,1857		0,3543	0,7913	
5,00	1,2503		0,4078	0,9731	
6,00	1,3102		0,4506	1,1400	
8,00	1,4181		0,5162	1,4424	
10,00	1,5132		0,5655	1,7148	

Продолжение табл. 13.12.3

n=3					
1,50	1,0095	1,0206	0,0540	0,1500	
2,00	1,0275	1,0606	0,0907	0,2627	
2,50	1,0477	1,1067	0,1176	0,3567	
3,00	1,0679	1,1546	0,1381	0,4391	
4,00	1,1061	1,2499	0,1678	0,5821	
5,00	1,1407	1,3416	0,1882	0,7062	
6,00	1,1719	1,4288	0,2031	0,8174	
8,00	1,2260	1,5909	0,2235	1,0139	
10,00	1,2718	1,7392	0,2367	1,1862	

n=4					
1,50	1,0052	1,0178	0,0276	0,1016	0,1497
2,00	1,0150	1,0523	0,0459	0,1751	0,2647
2,50	1,0259	1,0917	0,0590	0,2335	0,3634
3,00	1,0367	1,1323	0,0688	0,2823	0,4522
4,00	1,0567	1,2119	0,0823	0,3617	0,6117
5,00	1,0745	1,2873	0,0911	0,4255	0,7554
6,00	1,0904	1,3580	0,0972	0,4791	0,8884
8,00	1,1173	1,4869	0,1048	0,5667	1,1315
10,00	1,1397	1,6023	0,1093	0,6373	1,3528

$w_0=0,6$

R	K_1	K_2	H_1	H_2	H_3
---	-------	-------	-------	-------	-------

n=2

1,50	1,0165		0,1128	0,1824	
2,00	1,0483		0,1925	0,3220	
2,50	1,0846		0,2539	0,4408	
3,00	1,1218		0,3037	0,5471	
4,00	1,1945		0,3818	0,7363	
5,00	1,2630		0,4418	0,9051	
6,00	1,3269		0,4906	1,0598	
8,00	1,4430		0,5674	1,3398	
10,00	1,5464		0,6271	1,5917	

Продолжение табл. 13.12.3

n=3					
1,50	1,0103	1,0206	0,0594	0,1446	
2,00	1,0299	1,0606	0,1000	0,2535	
2,50	1,0518	1,1067	0,1299	0,3444	
3,00	1,0739	1,1546	0,1530	0,4243	
4,00	1,1159	1,2499	0,1867	0,5632	
5,00	1,1542	1,3416	0,2104	0,6839	
6,00	1,1889	1,4288	0,2281	0,7925	
8,00	1,2497	1,5909	0,2529	0,9845	
10,00	1,3018	1,7392	0,2696	1,1533	

n=4					
1,50	1,0058	1,0181	0,0313	0,1012	0,1432
2,00	1,0169	1,0530	0,0522	0,1746	0,2533
2,50	1,0292	1,0930	0,0672	0,2332	0,3476
3,00	1,0413	1,1342	0,0785	0,2824	0,4327
4,00	1,0642	1,2152	0,0942	0,3630	0,5853
5,00	1,0845	1,2920	0,1046	0,4283	0,7228
6,00	1,1027	1,3641	0,1119	0,4836	0,8500
8,00	1,1339	1,4960	0,1214	0,5746	1,0826
10,00	1,1600	1,6143	0,1271	0,6486	1,2944

$w_0=0,8$

R	K_1	K_2	H_1	H_2	H_3
---	-------	-------	-------	-------	-------

n=2

1,50	1,0173		0,1225	0,1630	
2,00	1,0508		0,2097	0,2875	
2,50	1,0891		0,2776	0,3933	
3,00	1,1286		0,3333	0,4879	
4,00	1,2062		0,4221	0,6557	
5,00	1,2798		0,4919	0,8049	
6,00	1,3491		0,5499	0,9413	
8,00	1,4760		0,6437	1,1872	
10,00	1,5905		0,7192	1,4075	

Продолжение табл. 13.12.3

n=3					
1,50	1,0114	1,0206	0,0679	0,1361	
2,00	1,0334	1,0606	0,1147	0,2388	
2,50	1,0580	1,1067	0,1495	0,3247	
3,00	1,0830	1,1546	0,1768	0,4004	
4,00	1,1309	1,2499	0,2175	0,5324	
5,00	1,1749	1,3416	0,2468	0,6476	
6,00	1,2153	1,4288	0,2692	0,7513	
8,00	1,2870	1,5909	0,3020	0,9353	
10,00	1,3491	1,7392	0,3254	1,0975	

n=4					
1,50	1,0069	1,0184	0,0374	0,0997	0,1339
2,00	1,0199	1,0540	0,0626	0,1724	0,2368
2,50	1,0344	1,0947	0,0808	0,2309	0,3251
3,00	1,0489	1,1368	0,0947	0,2803	0,4045
4,00	1,0763	1,2196	0,1143	0,3620	0,5472
5,00	1,1009	1,2983	0,1276	0,4288	0,6757
6,00	1,1230	1,3725	0,1372	0,4860	0,7946
8,00	1,1614	1,5083	0,1501	0,5813	1,0119
10,00	1,1939	1,6306	0,1582	0,6598	1,2097

$w_0=1,0$

R	K_1	K_2	H_1	H_2	H_3
---	-------	-------	-------	-------	-------

n=2

1,50	1,0183		0,1354	0,1373	
2,00	1,0537		0,2326	0,2418	
2,50	1,0944		0,3091	0,3303	
3,00	1,1364		0,3728	0,4090	
4,00	1,2195		0,4759	0,5480	
5,00	1,2990		0,5590	0,6708	
6,00	1,3742		0,6294	0,7824	
8,00	1,5133		0,7463	0,9821	
10,00	1,6397		0,8432	1,1595	

Продолжение табл. 13.12.3

n=3					
1,50	1,0131	1,0206	0,0807	0,1233	
2,00	1,0383	1,0606	0,1369	0,2165	
2,50	1,0668	1,1067	0,1795	0,2948	
3,00	1,0958	1,1546	0,2134	0,3639	
4,00	1,1521	1,2499	0,2652	0,4847	
5,00	1,2047	1,3416	0,3039	0,5904	
6,00	1,2534	1,4288	0,3347	0,6859	
8,00	1,3412	1,5909	0,3817	0,8556	
10,00	1,4189	1,7392	0,4173	1,0057	

n=4					
1,50	1,0084	1,0188	0,0472	0,0961	0,1214
2,00	1,0246	1,0552	0,0794	0,1667	0,2147
2,50	1,0426	1,0969	0,1030	0,2240	0,2946
3,00	1,0607	1,1400	0,1211	0,2728	0,3665
4,00	1,0952	1,2251	0,1476	0,3545	0,4955
5,00	1,1267	1,3062	0,1661	0,4223	0,6118
6,00	1,1554	1,3828	0,1799	0,5803	0,7191
8,00	1,2057	1,5237	0,1994	0,5802	0,9152
10,00	1,2490	1,6510	0,2127	0,6635	1,0935

$w_0=1,2$

R	K_1	K_2	H_1	H_2	H_3
---	-------	-------	-------	-------	-------

n=2

1,50	1,0192		0,1513	0,1056	
2,00	1,0665		0,2607	0,1855	
2,50	1,0995		0,3479	0,2527	
3,00	1,1441		0,4212	0,3121	
4,00	1,2325		0,5419	0,4160	
5,00	1,3174		0,6410	0,5067	
6,00	1,3982		0,7263	0,5884	
8,00	1,5481		0,8708	0,7331	
10,00	1,6852		0,9929	0,8601	

Продолжение табл. 13.12.3

R	K ₁	K ₂	H ₁	H ₂	H
n=3					
1,50	1,0152	1,0206	0,0994	0,1046	
2,00	1,0445	1,0606	0,1696	0,1838	
2,50	1,0780	1,1067	0,2238	0,2504	
3,00	1,1125	1,1546	0,2680	0,3092	
4,00	1,1800	1,2499	0,3376	0,4123	
5,00	1,2439	1,3416	0,3918	0,5025	
6,00	1,3040	1,4288	0,4364	0,5841	
8,00	1,4140	1,5909	0,5082	0,7291	
10,00	1,5133	1,7392	0,5657	0,8572	
n=4					
1,50	1,0108	1,0192	0,0631	0,0886	0,1047
2,00	1,0315	1,0566	0,1066	0,1542	0,1851
2,50	1,0548	1,0994	0,1393	0,2080	0,2539
3,00	1,0785	1,1438	0,1650	0,2544	0,3157
4,00	1,1243	1,2316	0,2037	0,3331	0,4263
5,00	1,1667	1,3156	0,2320	0,3995	0,5256
6,00	1,2059	1,3951	0,2541	0,4578	0,6171
8,00	1,2761	1,5419	0,2873	0,5481	0,7837
10,00	1,3381	1,6753	0,3119	0,6437	0,9345

13.13. Примеры, иллюстрирующие методику расчета синхронных шлейфных ответвителей

Пусть требуется рассчитать ответвитель с переходным затуханием 3 дБ. Величина КСВ на входе не должна превышать 1,10, а величина направленности должна, по меньшей мере, составлять 20 дБ в пределах относительной ширины полосы в 24%. Из графика на рис. 13.11.1 при $P_{2,0}=3$ дБ или из выражения (13.11.1) получаем значение $R=5,84$.

Сначала рассмотрим двухшлейфный ответвитель, соответствующий односекционному четвертьволновому трансформатору-прототипу ($n=1$). Из рис. 13.11.2 находим, что при $n=1$ $\beta=0,64$, поэтому согласно выражению (13.11.3) относительная ширина полосы про-

тотипа должна быть равна $\omega_b/\beta = \frac{24}{0,64} \%$, т. е. почти 40%. Максимальный КСВ односекционного четвертьволнового трансформатора при $R=6$ и $\omega_q=0,40$ равен 1,86 (см. табл. 6.02.2). При этом, как следует из выражения (13.11.4), V_{\max} ответвителя будет значительно больше заданного значения 1,10.

Теперь рассмотрим ответвитель с тремя шлейфами, соответствующий двухсекционному четвертьволновому трансформатору ($n=2$). Из рис. 13.11.2 получаем при $n=2$ значение $\beta=0,62$, так что относительная ширина полосы прототипа снова должна быть

$\frac{24}{0,62} \%$, т. е. почти 40%. Далее из табл. 6.02.3 получаем, что максимальный КСВ двухсекционного четвертьволнового трансформатора при $R=6$ и $\omega_q=0,40$ равен 1,11. Для 3-децибельного ответвителя выражение (13.11.4) дает величину $V_{\max} = 1 + \frac{0,11}{1,414} = 1,08$, что

меньше заданного значения 1,10. Полученная из выражения (13.11.5) величина направленности будет лучше, чем $-20 \lg 0,04 = -P_2 = 25$ дБ, что превосходит заданное значение 20 дБ.

Таким образом, четвертьволновый трансформатор-прототип в этом случае будет иметь две секции ($n=2$), величину $R=5,84$ и ширину полосы $\omega_q=0,40$. Соответствующий расчет шлейфного ответвителя можно выполнить с помощью интерполяции по табл. 13.12.3.

Если использовать график, приведенный на рис. 13.11.5, то трудно заметить, что в пределах заданной полосы в 24% величины P_1 и P_2 рассматриваемого 3-децибельного ответвителя с тремя шлейфами изменяются примерно на 0,3 дБ. Таким образом, если бы ответвитель был рассчитан на переходное затухание 3 дБ на средней частоте (соответствующее ранее выбранной величине $R=5,84$), то значения P_2 и P_1 были бы соответственно равны 2,7 и 3,3 дБ на границах 24%-ной полосы. Если же требуется, чтобы отклонения этих величин составляли $\pm 0,15$ дБ относительно 3 дБ в пределах 24%-ной полосы, т. е. если нужно получить оптимальную симметрию характеристики во всей указанной полосе, то ответвитель следовало бы рассчитывать на переходное затухание в середине полосы $P_{2,0}=3,15$ дБ, соответствующее значению $R=5,7$ (согласно рис. 13.11.1 или выражению (13.11.1)). В этом втором случае из табл. 13.12.3 имеем:

$$K_0 = 1, K_1 = 1,2902, H_1 = 0,4363, H_2 = 1,0844.$$

Характеристики данного ответвителя, рассчитанные с помощью вычислительной машины, приведены на рис. 13.13.1. Они почти точно соответствуют заданным (как и ранее показана только половина кривых, так как они симметричны относительно средней частоты полосы). Из рисунка получаем следующие значения основных параметров характеристик в пределах 24%-ной полосы:

максимальный ксв 1,07 (ожидаемая величина 1,08); минимальная направленность 26 дБ (ожидалось 25 дБ), величины P_1 и P_2 отличаются от 3 дБ на $\pm 0,2$ дБ (ожидалось $\pm 0,15$ дБ).

Сравнение синхронных и периодических ответвителей. В табл. 13.10.2 приведены значения максимального ксв и разбалансировки связи нескольких 3-децибелльных периодических ответ-

зительно оптимальную характеристику соответственно для полос $\omega_b=0,16, 0,28$ и $0,48$, которые соответствуют ширине полос в табл. 13.10.2.

ТАБЛИЦА 13.13.1
ПАРАМЕТРЫ ТРЕХ СИНХРОННЫХ 3-ДЕЦИБЕЛЛИНЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ (ЧЕТЫРЕ ШЛЕЙФА)

Ответвитель	Относит. полоса ω_b	Максимальные ксв	Разбалансировка связи, дБ
1	0,16	1,01	0,19
2	0,28	1,02	0,57
3	0,48	1,07	1,9

В табл. 13.13.1 приведены значения максимального ксв и разбалансировки связи в пределах этих полос пропускания. Сравнение с данными табл. 13.10.2 показывает, что ксв синхронных ответвителей с четырьмя шлейфами практически равен (или меньше), чем ксв периодического ответвителя с восемью шлейфами. Наблюдается также небольшое улучшение в разбалансировке связи по сравнению с периодическим ответвителем с четырьмя шлейфами.

13.14. Расчет экспериментального волноводного шлейфного ответвителя

Рассмотрим расчет 6-децибелльного волноводного ответвителя. Выбранный трансформатор-прототип имел следующие параметры: $n=4$ (пять шлейфов), $R=3$, $\omega_q=0,40$. Ко времени выполнения расчета [11] еще не были получены таблицы, приведенные в § 13.12. Поэтому иммитансы вычислялись с помощью диаграмм [11] и имели следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= 1,0 (1,0); & H_1 &= 0,070 (0,0688) \\ K_1 &= 1,036 (1,0367); & H_2 &= 0,274 (0,2823) \\ K_2 &= 1,127 (1,1323); & H_3 &= 0,450 (0,4522) \end{aligned} \right\} (13.14.1)$$

В скобках для сравнения показаны более точные значения величины, взятые по табл. 13.12.3 (при проектировании они не использовались).

Исследование с помощью вычислительной машины подтвердило, что с этими табличными результатами можно осуществить лучший ответвитель, однако эффект оказывается не настолько значительным, чтобы оправдать расходы на создание новой модели. Было также показано [11, 22], что характеристика данного ответвителя могла быть предсказана заранее с достаточной точностью. Подробности проведенных вычислений аналогичны примеру в предыдущем параграфе и здесь не приводятся.

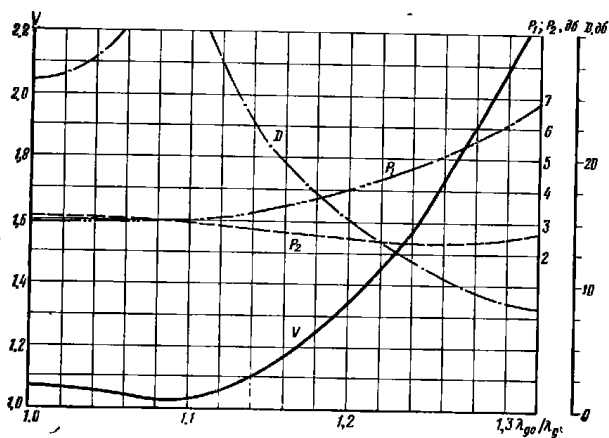


Рис. 13.13.1. Расчетные характеристики для трехшлейфного ($n=2$) ответвителя: ксв V ; направленность D ; затухание прямой передачи P_1 и переходное затухание P_2 .

вителей для трех относительных полос ω_b . Ни один из них не может быть рассчитан на любую заданную ширину полосы, и характеристика любого такого ответвителя просто медленно ухудшается с увеличением рабочей полосы (например, увеличиваются пульсации ксв). Для улучшения характеристики ответвителя в пределах некоторой заданной ширины полосы можно увеличить число шлейфов, но следует избегать перехода от четного к нечетному их числу.

В противоположность этому синхронные ответвители имеют четко выраженную полосу пропускания, в пределах которой, по крайней мере, их ксв и направленность будут оптимальными. С помощью таблиц в § 13.12 были получены параметры трех различных синхронных ответвителей с четырьмя шлейфами. У каждого из них $n=3$ и $R=5,5$, а ширина полос их трансформаторов-прототипов равнялась $\omega_q=0,40$ (ответвитель 1), $\omega_q=0,60$ (ответвитель 2) и $\omega_q=0,80$ (ответвитель 3). Эти три ответвителя дают прибли-

Рассчитанные характеристики ответвителя показаны на рис. 13.14.1. Экспериментальные точки, нанесенные на том же графике, поясняются ниже.

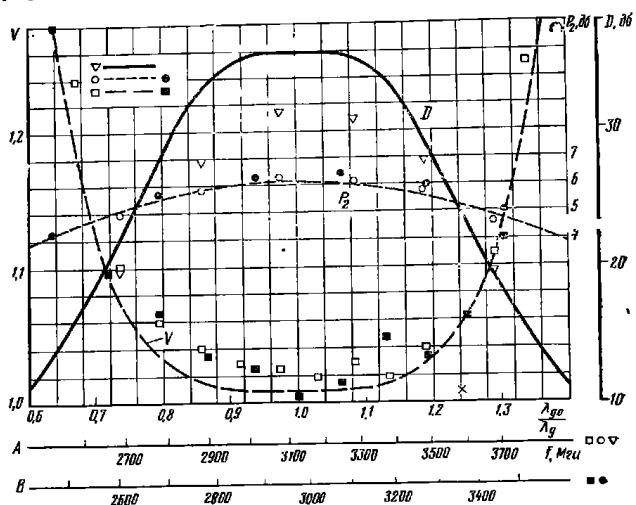


Рис. 13.14.1. Расчетные характеристики пятишлейфного ($n=4$) ответвителя. ксв V ; направленность D и переходное затухание P_2 . Точками показаны результаты измерений на экспериментальных моделях (см. рис. 13.14.3 и 13.14.4)

Конструкция и экспериментальные характеристики. Требовалось сконструировать ответвитель S -диапазона¹⁾ с волноводными выходами (использовались прямоугольные волноводы размерами $36,07 \times 72,14$ мм²). Средняя частота должна была иметь значение 2975 МГц (или $\lambda_{cp} = 11,07$ см).

Поскольку волноводные Т-образные сочленения представляют собой последовательные соединения, иммитансы K_i и H_i будут полными сопротивлениями. Вместе с тем, так как Т-образные сочленения волноводов не являются идеальными последовательными соединениями, то их можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 13.14.2²⁾.

В любом Т-образном сочленении ответвителя параметры K_{i-1} и K_i , как правило, не равны. Однако поскольку они отличаются

очень незначительно, то параметр K_{av} на рис. 13.14.2а был взят равным среднему арифметическому значению $\frac{K_{i-1} + K_i}{2}$. Аналогично высота волновода (подставляемая в графиках работы [20] для получения параметров Т-образного сочленения) была принята равной $b_{av} = \frac{b_{i-1} + b_i}{2}$ и сочленение считалось симметричным (см. рис. 13.14.2а).

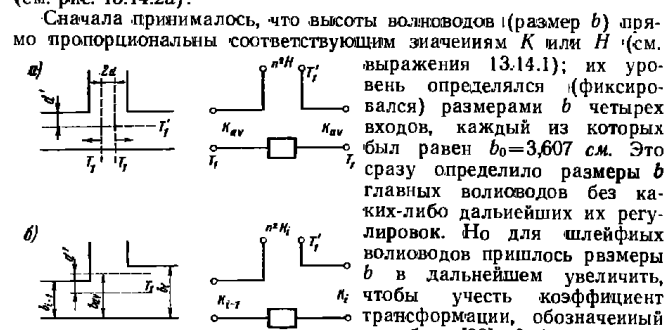


Рис. 13.14.2. Эквивалентные схемы Т-образных сочленений: а — симметричного; б — несимметричного.

Прямоугольником обозначено реактивное сопротивление, которое в данном случае не учитывается:

$$b_{av} = \frac{b_{i-1} + b_i}{2}; K_{av} = \frac{K_{i-1} + K_i}{2}$$

что это изменило размеры сочленения, величину n^2 пришлось определить снова. Если нужно, то подобная операция повторяется несколько раз (хотя такая необходимость обычно не возникает) по тех пор, пока каждое произведение n^2 и размера b шлейфного волновода не станет пропорциональным соответствующему сопротивлению H . И, наконец, были определены положения d и d' референсных плоскостей каждого сочленения (см. рис. 13.14.2 и работу [20]).

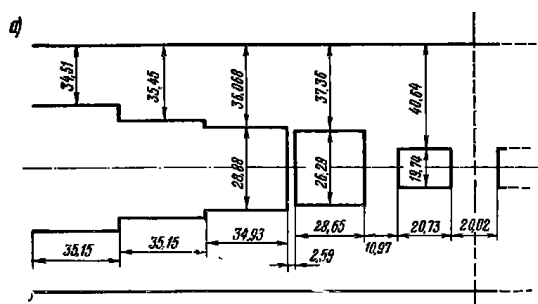
Размеры ответвителя вычислялись по значениям сопротивлений, полученным из выражений (13.14.1) и эквивалентных схем Т-образного сочленения из работы [20]¹⁾.

Можно было ожидать, что в поперечном сечении ответвителя в плоскости E верхняя и нижняя стенки (см. рис. 13.09.1) будут

¹⁾ В некоторых из наиболее ранних расчетов характеристик ответвителей учитывались и последовательные реактивные сопротивления. Однако, как оказалось, они мало влияют на характеристики, и поэтому во всех более поздних расчетах ими пренебрегали.

¹⁾ S — диапазон охватывает частоты от 2,60 до 3,94 ГГц (прим. ред.).

²⁾ Подобная же схема приведена в работе [20], стр. 338, рис. 6.1.2.



б)



Рис. 13.14.3. Размеры (а) и внешний вид (б) 6-децибелного ответвителя с пятью шлейфами для S-диапазона.

Все размеры в мм. Глубина канала 36,07

ступенчатыми, чтобы получить изменения сопротивлений K_i , предусмотренные выражениями (13.14.1). Однако референсные плоскости (T_i на рис. 13.14.2) передвигаются таким образом, что шлейфы должны больше укорачиваться там, где величина сопротивлений K_i больше, а это приводит к тому, что верхняя и нижняя стенки оказываются почти прямыми. Для того чтобы они были строго прямыми, как показано на рис. 13.09.1, и в то же время сохранить правные значения сопротивлений K_i , необходимо

несколько изменить длины некоторых шлейфов по сравнению с их расчетными значениями [20].

Полученные, таким образом, размеры ответвителя приведены на рис. 13.14.3а. Он сконструирован из двух половин, как показано на рис. 13.14.3б. Для образования каждого из и-образных оснований были использованы по три алюминиевые калиброванные пластины. В каждом основании размещены и закреплены болтами шесть алюминиевых вставок, образующих волноводные каналы. С помощью этих вставок реализуются трансформаторы для перехода от высоты волновода 3,607 см к высоте 3,404 см так, чтобы можно было присоединить измерительные приборы к стандартному волноводу типа WR-284. Глубина всех каналов равна половине от 7,214 см, т. е. 3,607 см. Две части, показанные на рисунке, были затем наложены друг на друга и скреплены болтами для образования 6-децибелного ответвителя.

Результаты измерения характеристик собранного ответвителя показаны незачерченными точками на рис. 13.14.1, нанесенными относительно частотной шкалы (А) (она показана в нижней части рисунка). Если же их рассматривать относительно шкалы λ_0/λ_g , то они очень точно соответствуют рассчитанным кривым, однако, средняя частота вместо расчетного значения 2975 МГц равна 3125 МГц. Предполагалось, что такое расхождение вызвано относительно большими величинами размеров b , из-за чего, например, длины наружных сторон двух центральных прямоугольников на рис. 13.14.3а равны только примерно 1/7 длины волны. Таким образом, могли возникнуть нераспространяющиеся колебания более высокого порядка, приводящие к эффектам взаимодействия на столь близких расстояниях.

Для снижения средней частоты от 3125 до 2975 МГц длины всех шлейфов и промежутки между ними номинально четвертьволновой длины были пересчитаны относительно длины волны в волноводных секциях. Затем характеристики ответвителя измерялись снова. Как и ожидалось, средняя частота уменьшилась, но связь увеличилась от 6,1 до 5,8 дБ.

Поскольку связь становится еще сильнее на частотах, смещенных от центра, было решено уменьшить высоты шлейфов с тем, чтобы ослабить связь на 0,5 дБ на средней частоте и получить значение переходного затухания 6,3 вместо 5,8 дБ. Вычисленные вновь размеры ответвителя приведены на рис. 13.14.4. Результаты измерений показаны черными точками на рис. 13.14.1. Они соответствуют шкале частот (В) в нижней части рисунка. Как видно из него, у этого ответвителя получилось требуемое значение средней частоты, и его характеристика хорошо совпадает с расчетными кривыми.

Уровень допустимой мощности. Для увеличения уровня допустимой мощности все края конструкции, перпендикулярные вектору напряженности электрического поля для волны TE₁₀, были скруглены. Радиус скругления краев восьми прямоугольных вставок

вок составлял 3,2 мм, а радиус скругления краев четырех внешних вставок со стороны самых узких шлейфов — 1,6 мм. При этих значениях радиусов согласно результатам, изложенным далее в гл. 15 (см. рис. 15.02.5), напряженность поля на краях уменьшилась до величины, менее чем в два раза превышающей напряженность поля в волноводах [23]. Любое дальнейшее закругление привело бы к незначительному эффекту. Измеренные характеристики ответвителя с закругленными краями повторяют характеристики ответвителя, показанные на рис. 13.14.1, в пределах точности измерений.

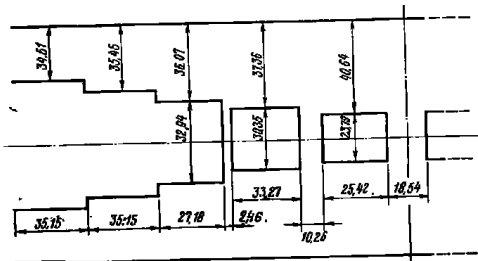


Рис. 13.14.4. Размеры 6-децибелного ответвителя с пятью шлейфами для S-диапазона после модификации. Скругление углов не показано. Все размеры в мм. Глубина канала 36,07

Было определено [22], что рассмотренный ответвитель должен пропускать примерно 39% от максимальной мощности волновода, что для волновода типа WR-284 соответствует приблизительно 1 Мвт. Это обусловлено, главным образом, радиусами углов T-образных сочленений. Ответвитель был испытан [11] на высокую мощность с импульсом 3,8 мксек и частотой его повторения 60 гц на несущей частоте 2857 Мгц. При максимальной мощности 1 Мвт, воздушном заполнении и атмосферном давлении никакого искрения не наблюдалось.

Литература

1. Cohn S. B., Shimizu J. K., Jones E. M. T. and Sherk P. M. Strip Transmission Lines and Components, Final Report, Contract DA 36-039 SC-63232, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (February 1957).
2. Oliver V. M. Directional Electromagnetic Couplers, Proc. IRE 42, pp. 1686—1692 (November 1954).
3. Firestone W. L. Analysis of Transmission Line Directional Couplers, Proc. IRE 42, pp. 1529—1538 (October 1954).
- 4*. Jones E. M. T. and Bolljahn J. T. Coupled-Strip-Transmission Line Filters and Directional Couplers, IRE Trans. PGMTT—4, pp. 75—81 (April 1956). См. сборник переводов «Полосковые системы сверхвысоких частот», под ред. В. И. Сушкевича. ИЛ, 1953, стр. 214—229.

- 5*. Shimizu J. K. and Jones E. M. T. Coupled-Transmission Line Directional Couplers, IRE Trans. PGMTT—6, pp. 403—410 (October 1958). См. «Зарубежная радиоэлектроника», 1959, № 11, стр. 26—34.
6. Shimizu J. K. A Strip-Line 3 db Directional Coupler, Scientific Report 1, Contract AF 19 (604)-1571, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (June 1957).
7. Cohn S. B. and Wehn S. L. Microwave Hybrid Coupler Study Program, Second Quarterly Progress Report, Contract DA 36-2395c-87435, Rantec Corporation, Calabasas, California (November 1961).
- 8*. Reed J. and Wheeler G. A. Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks, IRE Trans. PGMTT—4, pp. 246—252 (October 1956). См. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, 3(39).
9. Reed J. The Multiple Branch Waveguide Coupler, IRE Trans. PGMTT—6, pp. 398—403 (October 1958).
10. Young Leo. Branch Guide Directional Couplers, Proc. Nat. Electronics Conf., Vol. 12, pp. 723—732 (1956).
11. Young Leo. Synchronous Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications, IRE Trans. PGMTT—10, pp. 459—475 (November 1962).
12. Cohn S. B. and Koontz R. H. Microwave Hybrid Coupler Study Program; Third Quarterly Progress Report, Contract DA 36-239-SC-87435, Rantec Corporation, Calabasas, California (February 1962).
13. Getsinger W. J. A Coupled Strip-Line Configuration Using Printed-Circuit Construction that Allows Very Close Coupling, IRE Trans. PGMTT—9, pp. 535—544 (November 1961).
14. Getsinger W. J. Coupled Rectangular Bars Between Parallel Plates, IRE Trans. PGMTT—10, pp. 65—72 (January 1962).
15. Фельдштейн А. Л. Синтез ступенчатых направленных ответвителей — «Радиотехника и электроника», 1961, № 2.
16. Young Leo. Analysis of a Transmission Cavity Wavemeter, IRE Trans. PGMTT—8, pp. 436—439 (July 1960). Показатель степени в числителе ф-лы (20) должен быть — 10, а не — 2/0.
17. Young Leo. A Theorem on Lossless Symmetrical Networks, IRE Trans. PGMTT—7, p. 75 (March 1960).
18. Cohn S. B., Getsinger W. J., Jones E. M. T., Schiffman B. M., Shimizu J. K. Design Criteria for Microwave Filters and Coupling Structures, Tech. Report 3, Contract DA 36-039 SC-74862, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (August 1958).
19. Franco A. G. and Oliner A. A. Symmetric Strip Transmission Line Tee Junction, IRE Trans. PGMTT—10, pp. 118—124 (March 1962).
- 20*. Marcuvitz N. Waveguide Handbook, pp. 336—350, MIT Rad. Lab Series, Vol. 10 (McGraw-Hill Book Co., Inc., New-York, N. Y. 1951). Справочник по волноводам, пер. с англ. под ред. Я. Н. Фельда, «Советское радио», 1952.
21. Tables of Chebyshev Polynomials $S_n(x)$ and $C_n(x)$, National Bureau of Standards Applied Mathematics Series No. 9, United States Government Printing Office, Washington 25, D. C. (1952).
22. Young Leo. The Design of Branch Guide Directional Couplers for Low and High Power Applications, Tech. Note 3, Contract AF 30(602)-2392, Stanford Research Institute, Menlo Park, California. RADC-TDR-62-130 (February 1962).
23. Cohn S. B. Rounded Corners in Microwave High-Power Filters and Other Components, IRE Trans. PGMTT—9, pp. 389—397 (September 1961).
- 24*. Young Leo. The Analytical Equivalence of TEM-Mode Directional Couplers and Transmission-Line Stepped-Impedance Filters, Proc. IEE, 110, pp. 275—281 (February 1963). См. «Зарубежная радиоэлектроника», 1964, № 2, стр. 98—100.
25. Levy R. General Synthesis of Asymmetric Multi-Element Coupled-Transmission-Line Directional Couplers, IEE Trans. PTGMTT—11, pp. 226—237 (July 1963).

НАПРАВЛЕННЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ И КОЛЬЦЕВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

14.01. Введение

В этой главе рассматриваются весьма важные типы многоканальных фильтров, называемые направленными разделительными фильтрами [1, 2, 3], которые используются для сложения или разделения сигналов различных частот¹⁾. Излагаются также сведения об устройстве с сильной связью — кольцевом резонаторе бегущей волны, являющемся пассивным умножителем мощности. Он получил широкое применение в лабораторных испытаниях элементов свч цепей, предназначенных для работы при высоком уровне мощности [4, 5, 6, 7].

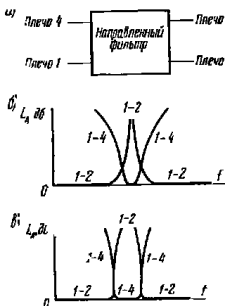


Рис. 14.01.1. Схема (а) и типичные характеристики затухания однорезонаторного (б) и многорезонаторного (в) направленных фильтров

Направленный фильтр представляет собой устройство с четырьмя плечами, характеристики вносимых потерь которого при нагрузке каждого из плеч на свое волновое сопротивление имеют вид, показанный на рис. 14.01.1.

При подведении мощности к плечу 1 она частично передается в плечо 4 с ослаблением, соответствующим характеристике полонспропускающего фильтра. Оставшаяся часть мощности передается в плечо 2 и ее ослабление соответствует характеристике дополнительного полонспропускающего фильтра. Мощность не передается в плечо 3 и не отражается от плеча 1.

Работа фильтра не зависит от выбора входного плеча (т. е. если в качестве входного выбрать не плечо 1, а какое-либо другое, то все остальные плечи могут быть пронумерованы соответственно новому выбору входного плеча, и характеристики, приведенные на рис. 14.01.1б, в останутся прежними).

Вносимые потери на средней частоте между плечами направленного фильтра с полонспропускающей характеристикой равны вносимым потерям обычного двухплечевого полонспропускающего фильтра с той же самой характеристикой при условии, что в обоих типах фильтров ненагруженные добротности резонаторов одинаковы и конечны. Эту потери можно вычислить с помощью методов, приведенных в §§ 4.13 и 11.06.

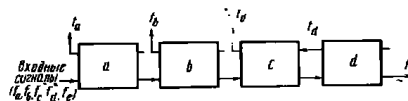


Рис. 14.01.2. Пример использования направленных фильтров для разделения каналов

Рис. 14.01.2 иллюстрирует применение направленных фильтров для разделения каналов. В фильтрах *a*, *b* и *d* изолированное плечо не используется, но в фильтре *c* используется с тем, чтобы сигналы на частотах f_c и f_d имели общий выход. Так как направленный фильтр является взаимным устройством, то рассматриваемая схема может также служить для суммирования частот, если все стрелки повернуть в противоположную сторону. При необходимости возможны и другие способы соединенных направленных фильтров между собой.

Хотя было разработано большое количество различных типов направленных фильтров, однако на практике широкое применение получили лишь некоторые из них. Четыре наиболее важных типа фильтров, показанные на рис. 14.01.3 подробно рассматриваются в данной главе.

В первом направленном фильтре (рис. 14.01.3а) используются два прямоугольных волновода, которые работают в режиме основных колебаний TE_{10} . Они соединены между собой при помощи цилиндрических объемных резонаторов с непосредственной связью, работающих в режиме колебаний TE_{11} с круговой поляризацией. Для получения большего затухания по соседнему каналу в этом направленном фильтре может использоваться любое число таких резонаторов. Полоса пропускания фильтра обычно менее 1%. Однако, используя специальные апертуры связи с прямоугольными волноводами, можно получить полосу порядка 3% для однорезонаторных и порядка 2% для многорезонаторных фильтров. Высокая добротность резонаторов позволяет получить характеристику с низкими потерями при данной полосе пропускания.

¹⁾ Некоторые дополнительные сведения о фильтрах направленного типа будут изложены в § 16.02.

На рис. 14.01.3б и в показаны два типа полосковых направленных фильтров с аналогичной частотной характеристикой, но резонаторы в них уже невозможно соединить каскадно, как в ранее описанном волноводном фильтре [3] с целью получения большего затухания по соседнему каналу. Такой тип направленного фильтра применяется только в том случае, когда между плечами 1 и 4

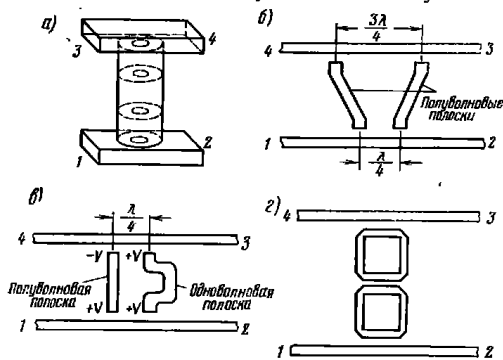


Рис. 14.01.3. Наиболее распространенные типы направленных фильтров

требуется получить полоснопропускающую характеристику, свойственную однорезонаторному фильтру. При этом легко достигается полоса пропускания в несколько процентов.

Наконец, в четвертом направленном фильтре (рис. 14.01.3в) используются кольцевые резонаторы бегущей волны, периметр которых по средней линии обычно равен длине волны на средней частоте полосы. Они связаны друг с другом и с оконечными полосковыми линиями с помощью четвертьволновых направленных ответвителей, описанных в гл. 13. Как и в случае волноводного направленного фильтра, для получения большего затухания по соседнему каналу между плечами 1 и 4 может быть использовано любое число кольцевых резонаторов. Фильтр этого типа принципиально может обеспечить полосу пропускания порядка 10% или более, так как между резонаторами и оконечными линиями, а также между самими резонаторами легко добиться достаточно сильной связи. Однако на практике такие фильтры обычно рассчитываются на более умеренную полосу, порядка лишь нескольких процентов. Разумеется, изготовление направленных фильтров в полосковом виде проще, однако при этом получаются небольшие добротности резонаторов. Следовательно, для некоторой заданной полосы пропускания потери в полосковом фильтре будут больше, чем в волноводном.

Последний тип направленного фильтра можно было бы выполнить на волноводе, также используя волноводные ответвители для связи кольцевого резонатора с внешним волноводом, однако на практике подобные конструкции не применяются.

На рис. 14.01.4 показано устройство с сильной связью и волноводным резонатором бегущей волны, которое широко используется в качестве умножителя мощности. Оно представляет собой однорезонаторный направленный фильтр бегущей волны без выходного волновода. Когда кольцевой резонатор, периметр которого обычно равен нескольким длинам волны в волноводе, находится в режиме резонанса, то наибольшая часть мощности, подводимой в плечо 1, добавляется к мощности бегущей волны в пределах кольца, а остальная ее часть поступает в нагрузку. Средний уровень мощности волны, циркулирующей в пределах кольца, может быть весьма высоким.

Рассмотрим следующий количественный пример умножения мощности. Пусть затухание бегущей волны за один цикл равно 0,2 дБ, а направленный ответвитель имеет переходное затухание —16 дБ. Тогда средний уровень мощности волны, циркулирующей в пределах кольца, будет в 20 раз больше входной мощности. Таким образом, те устройства свч (например, волноводные диафрагмы), которые должны работать при высоком уровне мощности и поглощать незначительную ее часть, могут испытываться, если их поместить в кольцевую цепь. При этом саму кольцевую цепь можно возбуждать источником относительно низкой мощности.



Рис. 14.01.4. Волноводный умножитель мощности на кольцевом резонаторе бегущей волны

Позднее в § 16.02 будет описана другая цепь, которая работает как направленный фильтр. В этой цепи для получения характеристики направленного фильтра используются два гибридных соединения и два обычных фильтра.

14.02. Волноводные направленные фильтры

В этом параграфе приводятся расчетные соотношения и экспериментальные характеристики для волноводных направленных фильтров типа, показанного на рис. 14.02.1.

Два прямоугольных резонатора работают в режиме колебаний ТЕ₁₀, а цилиндрические резонаторы с непосредственной связью — в режиме колебаний ТЕ₁₁ с круговой поляризацией. Объемные резонаторы связаны между собой и с внешним волноводом при помощи круглых отверстий. Связь с внешним волноводом может

быть осуществлена и посредством других типов апертур, которые будут рассмотрены ниже.

Сигнал, подаваемый в плечо 1, на средней частоте полосы возбуждает колебания TE_{11} с круговой поляризацией в объемных резонаторах. Волна с круговой поляризацией в n -м резонаторе затем возбуждает колебания TE_{10} во внешнем волноводе. Эти колебания распространяются к выходу 4. В плечо 3 мощность не поступает. Частотная характеристика затухания между плечами 1 и 4 эквивалентна характеристике полоснопропускающего фильтра, а частотная характеристика затухания между плечами 1 и 2 является дополнительной и эквивалентна характеристике полоснозапирающего фильтра.

Форма характеристики затухания между входом 1 и выходом 4 определяется числом резонаторов в направленном фильтре. Действительно, любую форму частотной характеристики в полосе пропускания (как, например, на рис. 14.02.2 справа), которую может иметь полоснопропускающий волноводный фильтр с n резонаторами

Рис. 14.02.1. Волноводный направленный фильтр с n резонаторами

(см. § 8.06), можно также получить и в случае n резонаторного направленного фильтра. Полоса пропускания для характеристики, соответствующей передаче между плечами 1 и 4, обычно менее 1%. Однако, как будет показано ниже, она может быть увеличена до нескольких процентов с помощью особой формы апертур связи между прямоугольными волноводами и цилиндрическими резонаторами.

Расчетные формулы и порядок расчета волноводного направленного фильтра, показанного на рис. 14.02.1, приведены ниже.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА
ДЛЯ НАПРАВЛЕННЫХ ФИЛЬТРОВ НА КРУГЛОМ ВОЛНОВОДЕ

Параметры g_0, g_1, \dots, g_{n+1} определены в § 4.04, а величинами $\omega'_1, \omega_0, \omega_1$ и ω_2 — на рис. 14.02.2:

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega'_1}{w} \text{ — внешняя добротность; } \quad (14.02.1)$$

$$k_{i, i+1} |_{i=1 \div n} = \frac{w}{\omega'_i \sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ — коэффициент связи; } \quad (14.02.2)$$

$$(Q_e)_B = \frac{\omega'_1 g_n g_{n+1}}{w} \text{ — внешняя добротность, } \quad (14.02.3)$$

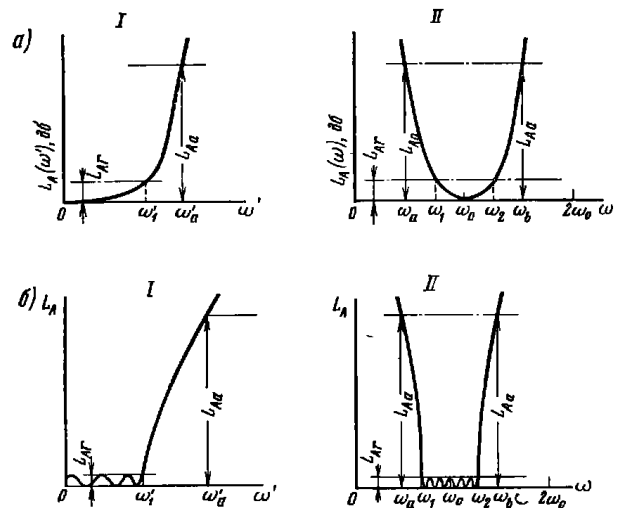


Рис. 14.02.2. Максимально плоские (а) и чебышевские (б) характеристики прототипа нижних частот и соответствующего ему полоснопропускающего фильтра.

I — характеристика прототипа; II — характеристика полоснопропускающего фильтра

где

$$\omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} \text{ и } \omega_0 \approx \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \quad (14.02.4)$$

$$c_{01} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(Q_e)_A}{2\pi p} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda'_{g0}}\right)^2 + \frac{1}{2}}} \quad (14.02.5)$$

$$c_{i, i+1} |_{i=1 \div n-1} = p \pi k_{i, i+1} \left(\frac{\lambda'_{g0}}{\lambda_0}\right)^2; \quad (14.02.6)$$

$$c_{n, n+1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(Q_e)_B}{2\pi p} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda'_{g0}}\right)^2 + \frac{1}{2}}} \quad (14.02.7)$$

где $(c_{i, i+1})^2$ — коэффициент связи по мощности; p — число полуволн, укладываемых по длине резонаторов.

Для нахождения размеров апертур сначала вычисляем коэффициенты поляризуемости (приведенные ниже формулы наиболее точны для очень малых апертур):

$$M_{i, i+1}|_{k=0 \text{ и } n} = \sqrt{\frac{3a^2 b D^2 \lambda'_{g0} (c_{i, i+1})^2}{32\pi^2 \lambda_{g0} \cos^2\left(\frac{\pi x}{a}\right)}}; \quad (14.02.8)$$

$$M_{i, i+1}|_{k=1 \pm n-1} = \frac{3c_{i, i+1} D^2 \lambda'_{g0}}{32\pi}, \quad (14.02.9)$$

где a , b и D определены на рис. 14.02.1;

$$x = \frac{a}{\pi} \operatorname{arccg} \frac{2a}{\lambda_{g0}} \text{ — расстояние от малой апертуры до боковой стенки волновода}; \quad (14.02.10)$$

$$\lambda'_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{1.706D}\right)^2}} \text{ — длина волны в цилиндрическом волноводе диаметра } D \text{ на частоте } \omega_0; \quad (14.02.11)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \text{ — длина волны в прямоугольном волноводе шириной } a \text{ на частоте } \omega_0; \quad (14.02.12)$$

λ_0 — длина плоской волны на частоте ω_0 .

Для малых круглых апертур требуемые диаметры отверстий приблизительно равны

$$d_{i, i+1}|_{k=0 \pm n} = \sqrt[3]{6M_{i, i+1}}. \quad (14.02.13)$$

Приближенные поправки на толщину t и размеры апертур можно получить, рассчитав откорректированные коэффициенты поляризуемости

$$(M_{i, i+1})_c = M_{i, i+1} \left[1 - \left(\frac{1.7d_{i, i+1}}{\lambda_0} \right)^2 \right] \times \times 10^{-\frac{1.6t}{d_{i, i+1}}} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7d_{i, i+1}}{\lambda_0} \right)^2} \quad (14.02.14)$$

и затем пересчитав диаметры $d_{i, i+1}$, используя в ф-ле (14.02.13) коэффициенты $(M_{i, i+1})_c$:

$$\Phi_i = \pi \rho - \frac{1}{2} \left[\operatorname{arctg} \frac{2X_{i-1, i}}{Z_0} + \operatorname{arctg} \frac{2X_{i, i+1}}{Z_0} \right], \text{ рад — электрическое расстояние между диафрагмами}, \quad (14.02.15)$$

где

$$\frac{X_{i, i+1}}{Z_0} = \frac{16M_{i, i+1}}{0.955D^2 \lambda'_{g0}} \text{ — нормированное параллельное реактивное сопротивление диафрагмы.}$$

Частотное преобразование дается соотношением (см. § 8.04)

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{\omega} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right). \quad (14.02.16)$$

Расчетные параметры для волноводных направленных фильтров, определяемые приведенными выше формулами, основаны на частотной характеристике полоснопропускающего типа, соответствующей передаче мощности между плечами 1 и 4. Эта характеристика связана, в свою очередь, с коэффициентами связи $k_{i, i+1}$ и внешними добротностями $(Q_e)_A$ и $(Q_e)_B$ двухплечевого полоснопропускающего фильтра, обладающего идентичной частотной характеристикой, а также с характеристикой прототипа нижних частот и его элементами $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$.

Как было показано в §§ 4.13 и 11.06, приращение затухания на средней частоте $(\Delta L_A)_0$ на выходе плеча 4, обусловленное потерями рассеяния в цепи, может быть вычислено на основе величин элементов прототипа и добротностей резонаторов.

Величина c , указанная выше, равна корню квадрату модуля коэффициента связи по мощности. Он равен квадрату модуля соответствующего коэффициента матрицы рассеяния (см. § 2.12), определенного в табл. 5.10.1 (№ 3) и 5.10.2 (№ 2). Так, например, коэффициент связи по мощности $(c_{i, i+1})$ между объемными резонаторами i и $i+1$ определяется следующим образом. Допустим, что длина резонатора $i+1$ была увеличена и в него вставлена согласованная¹⁾ нагрузка. Разделим далее резонатор i на две части и подадим мощность к диафрагме $i, i+1$ от согласованного генератора с линейной или круговой поляризацией волны. Тогда отношение мощности, поступающей в нагрузку, к максимальной мощности генератора, т. е. мощности, отдаваемой генератором в согласованную нагрузку, равно величине $(c_{i, i+1})^2$, которая, в свою очередь, равна $|S_{12}|^2$ [см. табл. 5.10.1 (№ 3)].

Коэффициенты связи по мощности $(c_{01})^2$ и $(c_{n, n+1})^2$ определяются подобным же образом. Предположим опять, что длина первого резонатора увеличивается и в резонатор вставляется согла-

¹⁾ Понятие «согласование» здесь надо понимать в смысле согласования волнового сопротивления волновода (без учета диафрагмы).

сованная нагрузка. Аналогично согласованная нагрузка подключена к плечу 2, а согласованный генератор — к плечу 1. Отношение всей мощности волны с круговой поляризацией, поступающей в нагрузку в цилиндрическом волноводе, к максимальной мощности генератора равно $(\cos \alpha)^2$, что соответствует сумме величин $|S_{14}|^2 + |S_{13}|^2$, приведенных в табл. 5.10.2 (№ 2) (для круговой поляризации $|S_{14}| = |S_{13}|$).

Практически во всех случаях длина объемных резонаторов примерно равна половине длины волны в волноводе $\lambda_{g0}/2$ на средней частоте полосы. Однако, в принципе, длина резонаторов может

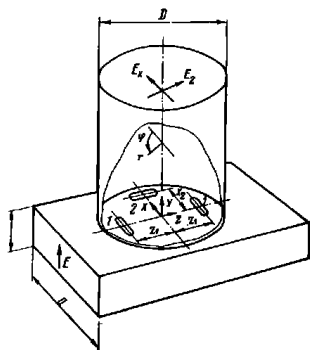


Рис. 14.02.3. Эскиз широкополосного ответвителя с круговой поляризацией волны

быть равна примерно целому числу p полуволн. Вследствие запаса магнитной энергии в апертурах связи точное значение электрической длины φ резонаторов, определяемое по ф-ле (14.02.15), будет несколько меньше, чем $180p$ электрических градусов.

Если связь с внешними прямоугольными волноводами осуществляется с помощью круглых диафрагм, то для получения в объемных резонаторах волны с чисто круговой поляризацией ось последних должна быть смещена на расстояние x от стенки прямоугольного волновода (см. ф-лу (14.02.10)). При этом волна с чисто круговой поляризацией возбуждается только на расчетной средней частоте. Однако и в пределах полосы пропускания поляризация волны близка к круговой.

На рис. 14.02.3 показано устройство связи с тремя щелями, которое обеспечивает возбуждение в резонаторах волны с поляризацией, близкой к круговой в пределах более широкого интервала частот [8]. В этом устройстве ось цилиндрических резонаторов проходит через ось прямоугольных волноводов.

Коэффициент эллиптичности определяется как отношение векторов напряженности поля E_x и E_z , перпендикулярных друг к другу. Для малых апертур условие круговой поляризации имеет вид

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{4x_2 a J_1(\alpha z_1) \cos(360z_1/\lambda_{g0})}{\xi \lambda_{g0} z_1 J_1(\alpha x_2) \sin(180x_2/a)}, \quad (14.02.17)$$

где M_1 — коэффициент магнитной поляризуемости каждой поперечной щели (см. рис. 5.10.4a);

M_2 — коэффициент магнитной поляризуемости продольной щели (см. рис. 5.10.4a);

— 288 —

λ_{g0} — длина волны в прямоугольном волноводе на средней частоте;

$$\alpha = \frac{2\pi}{1,705D};$$

ξ — поправочный коэффициент; при $\xi=1,02$ коэффициент эллиптичности в круглом волноводе будет меньше, чем 1,02, если $\lambda_g = 8,82z_1 \div 6,28z_1$. В этом случае расчетное среднее значение λ_{g0} равно $7,30z_1$.

При условии круговой поляризации

$$c^2 = \frac{128\pi^2 \lambda_{g0} M_2^2 \sin^2(180x_2/a) [J_1(\alpha x_2)]^2}{3a^2 b D^2 \lambda_{g0}^2 \alpha^2 x_2^2}, \quad (14.02.18)$$

где λ'_{g0} — длина волны на средней частоте в объемном резонаторе с круговой поляризацией волны.

Более широкую полосу волноводных направленных фильтров можно получить с помощью больших апертур связи, показанных на рис. 14.02.4. Размеры этих апертур слишком велики, чтобы с достаточной точностью воспользоваться для их расчета данные для малых апертур, приведенные в гл. 5. Однако теория малых апертур Бета (Bethe) позволяет получить первое приближение для щелей связи в случае двухщелевой конфигурации (см. рис. 14.02.4б) и после экспериментальной проверки внести нужные поправки. Если M_1 — коэффициент магнитной поляризуемости поперечной щели в поперечном направлении, а M_2 — коэффициент магнитной

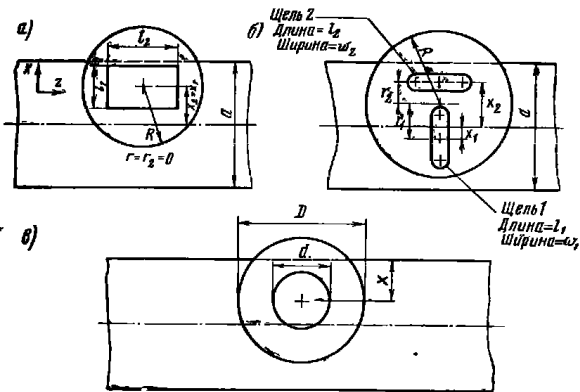


Рис. 14.02.4. Апертуры с большим коэффициентом связи: а — прямоугольная апертура; б — апертура с двумя щелями; в — круглое отверстие большого диаметра

поляризуемости продольной щели в продольном направлении, то в соответствии с указанной теорией эти коэффициенты равны:

$$M_2 = \frac{Rkc r_2}{4\pi \sqrt{2} \left(\sin \frac{\pi x_2}{2} \right) J_1(kc r_2)} \sqrt{\frac{3a^2 b \lambda_g'}{\lambda_g}}; \quad (14.02.19)$$

$$M_1 = \frac{M_2 \lambda_g \sin \left(\frac{\pi x_2}{a} \right) \frac{J_1(kc r_2)}{kc r_2}}{2a \cos \left(\frac{\pi x_1}{a} \right) \left[J_0(kc r_1) - \frac{J_1(kc r_1)}{kc r_1} \right]}, \quad (14.02.20)$$

где λ_g — длина волны в прямоугольном волноводе; λ_g' — длина волны в круглом волноводе; a — ширина прямоугольного волновода; b — высота прямоугольного волновода; R, r_1, r_2, x_1 и x_2 — расстояния, показанные на рис. 14.02.4б; $k_c = 1,84/R$; c — корень

ТАБЛИЦА 14.02.1

РАЗМЕРЫ И ТИПИЧНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СВЯЗИ БОЛЬШИХ АПЕРТУР ДЛЯ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ФИЛЬТРОВ НА ЧАСТОТЕ $f=9780$ МГц

Размеры и параметры	Круглое отверстие (рис. 14.02.4а)	Прямоугольное отверстие (рис. 14.02.4а)	Двухщелевой ответвитель (рис. 14.02.4б)	Двухщелевой ответвитель (рис. 14.02.4б)
Основные размеры апертур, мм	$d=11,18$; от боковой стенки $x=5,26$; $r_1=r_2=0$; $D=28,3$	$l_1=11,23$; $l_2=11,43$; $x_1=x_2=5,82$ от центральной линии; $r_1=r_2=0$; $K=14,07$	$l_1=11,71$; $w_1=3,45$; $l_2=13,16$; $w_2=3,61$; $x_1=0$; $x_2=8,13$; $r_1=6,17$; $r_2=1,96$; $R=14,07$	$l_1=12,95$; $w_1=3,45$; $l_2=14,35$; $w_2=3,61$; $x_1=0$; $x_2=8,13$; $r_1=6,17$; $r_2=1,96$; $R=14,07$
Толщина апертур t , мм	0,58	0,64	0,64	0,64
Коэффициент эллиптичности	1,03	1,04	1,04	1,10
Полный коэффициент связи, $10 (\lg c^2)$ дБ	-17,3	-12,8	-8,8	-8,2
КСВ в прямоугольном волноводе	1,05	1,08	1,25	1,23
$(Q_c)A$	556	194	73,5	63,5

квадратный из коэффициента связи по мощности, равный величинам c_{01} или $c_{n, n+1}$, получаемым из ф-л (14.02.5) или (14.02.7)

Предварительные размеры щелей можно определить по графикам на рис. 5.10.4а и ф-лы (5.10.6), учитывая поправку на толщину. После этого размеры щелей уточняются с помощью экспериментальных методов, описанных ниже.

В табл. 14.02.1 приведены окончательные размеры и измеренные параметры для нескольких устройств с апертурой типов, по-

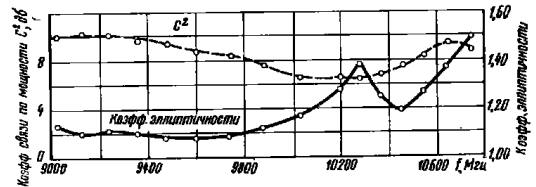


Рис. 14.02.5. График коэффициента связи c^2 , дБ, и коэффициента эллиптичности для пары щелей, обеспечивающих большие коэффициенты связи

казанных на рис. 14.02.4. Все эти устройства обладают относительно сильной связью, но у двухщелевых конфигураций она несомненно наиболее сильная. Указанный в таблице коэффициент эллиптичности представляет собой отношение напряженностей взаимно ортогональных полей в плоскости, перпендикулярной к оси круглого волновода. Для чисто круговой поляризации этот коэффициент равен единице.

На рис. 14.02.5 показаны экспериментальные характеристики коэффициентов связи по мощности и эллиптичности для двухщелевой конфигурации, размеры которой приведены в левом крайнем столбце табл. 14.02.1.

На рис. 14.02.6 приведена схема однорезонаторного волноводного направленного фильтра X-диапазона¹⁾, а на рис. 14.02.7 — экспериментальный образец такого фильтра в собранном и в разобранном виде. Цилиндрический резонатор (изготовленный из латуни) разрезан вдоль средней плоскости там, где имеет место

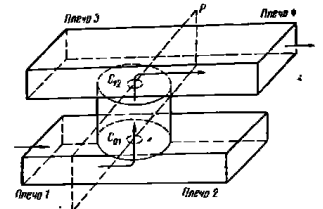


Рис. 14.02.6. Схема волноводного направленного фильтра с одним обратным резонатором

¹⁾ X-диапазон охватывает частоты от 8,2 до 12,4 ГГц (прим. ред.).

минимум продольного тока вдоль стенки). Поэтому сочленение очень мало снижало ненагруженную добротность резонатора. Обе половинки фильтра скреплены с помощью скобы, однако их можно было легко спаять. Емкостные винты для настройки, показанные на рисунке, отрегулированы так, чтобы два пространственно ортогональных колебания типа TE_{11} , которые могут существовать в объеме резонатора, оказались в резонансе на одной и той же

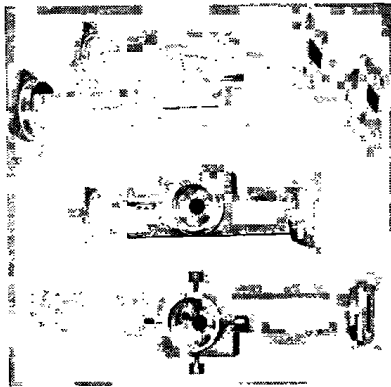


Рис. 14.02.7. Экспериментальный образец волноводного направленного фильтра с одним объемным резонатором в собранном и разобранном виде

частоте. Необходимость такой настройки станет очевидной, если вспомнить, что возбуждаемое в резонаторе колебание с круговой поляризацией можно разложить на пространственно ортогональные колебания типа TE_{11} , возбуждаемые в квадратуре (со сдвигом во времени, соответствующим фазовому сдвигу в 90°).

Внутренние размеры прямоугольных волноводов рассматриваемого фильтра равны: $a=2,27$ см, $b=1,02$ см; толщина апертур связи $t=0,51$ мм. Диаметр объемного резонатора, его высота и диаметры отверстий связи соответственно равны: $D=2,83$ см, $h=1,82$ см, $d=1,05$ см. Ось цилиндрических резонаторов находилась на расстоянии $x=0,53$ см от боковой стенки прямоугольных волноводов. Характеристики этого экспериментального однорезонаторного направленного фильтра показаны на рис. 14.02.8. Изме-

ренная добротность *нагруженного на обоих концах резонатора* $Q'_L=249$, а затухание на средней частоте полосы $(L_A)_0=0,72$ дБ [(член $(P_m/P_{\text{вых}})=1,19$).

С помощью соотношения

$$Q'_e = Q'_L \sqrt{\frac{P_m}{P_{\text{вых}}}} = \frac{Q_e}{2}, \quad (14.02.21)$$

которое применяется для однорезонаторных направленных фильтров так же, как и для однорезонаторных двухплечевых фильтров, можно найти, что внешняя добротность *нагруженного на обоих концах резонатора* $Q'_e=271$. Поэтому внешняя добротность резонатора, *нагруженного на одном конце* (см. ф-лу 14.02.1), $Q_e=542$. Из соотношения

$$\frac{1}{Q'_L} = \frac{1}{Q'_e} + \frac{1}{Q_u} \quad (14.02.22)$$

находим, что добротность *ненагруженного резонатора* $Q_u=3030$. Эта величина приблизительно удвоится, если резонатор посеребрить или выполнить из меди.

Коэффициент связи, вычисленный по измеренной величине добротности $Q_e=(Q_e)_A=542$ с помощью ф-лы (14.02.5), равен $(c_{01})^2=0,0195$ или $-17,1$ дБ. Зная величину $d_{01}=1,05$ см, с помощью ф-л (14.02.13) и (14.02.8) получаем также, что $(c_{01})^2=-16,6$ дБ. Это второе значение неожиданно хорошо согласуется с предыдущим значением коэффициента связи, которое было получено, исходя из добротности (Q_e), учитывая то, что отверстие связи велико и близко расположено к боковой стенке волновода. Практически, в соответствии с ф-лой (14.02.14) надо было бы вычислить поправки, учитывающие как большой диаметр апертуры, так и ее толщину. Однако в нашем случае из-за непосредственной близости боковой стенки такие поправки окажутся весьма грубыми, ввиду чего желательна экспериментальная проверка апертур. Для описываемой конструкции это и было осуществлено на основе измерения добротности Q_e .

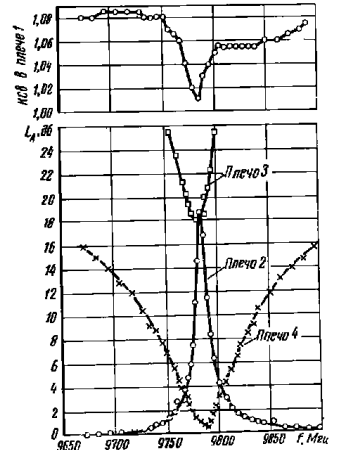


Рис. 14.02.8. Характеристики экспериментального волноводного направленного фильтра с одним объемным резонатором.

ТАБЛИЦА 14.02.2

ИЗМЕРЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ И РАЗМЕРЫ ДВУХРЕЗОНАТОРНОГО ВОЛНОВОДНОГО НАПРАВЛЕННОГО ФИЛЬТРА

Параметры и размеры, мм	Связь меньше критической	Критическая связь ¹⁾	Связь больше критической ²⁾
Резонансная частота f_0 , МГц	9775	9774	9774
Относительная полоса на уровне 3 дБ	0,00256	0,00317	0,00338
Вносимые потери ³⁾ на частоте f_0 , дБ	0,9	1,25	0,95
Ксв на частоте f_0	—	1,10	1,04
Максимальный ксв (вне резонанса)	—	1,14	1,17
Диаметр d_{12} центральной диафрагмы	4,55	4,83	4,98
Толщина t_{12} центральной диафрагмы	0,64	0,64	0,64
Диаметр $d_{01}=d_{20}$ оконечных диафрагм	10,52	10,52	10,52
Толщина $t_{01}=t_{20}$ оконечных диафрагм	0,58	0,58	0,58
Внутренний диаметр каждого резонатора D	28,3	28,3	28,3
Высота каждого резонатора	19,56	19,56	19,56
Смещение оси круглого волновода от боковой стенки прямоугольного волновода	5,26	5,26	5,26
Высота прямоугольного волновода	10,16	10,16	10,16
Ширина прямоугольного волновода	22,86	22,86	22,86

1) См. рис. 14.02.10а.

2) См. рис. 14.02.10б.

3) Внутренние поверхности резонаторов были сделаны из латуни. Если их отполировать и посеребрить, то можно ожидать, что величина вносимых потерь на средней частоте уменьшится до 0,5 дБ.

На рис. 14.02.9 показан двухрезонаторный направленный фильтр, сконструированный на основе описанного выше, но несколько измененного однорезонаторного фильтра. Изменение заключалось в том, что между обеими половинами первоначального фильтра был введен отрезок цилиндрического волновода с диафрагмой связи в его средней плоскости. Диаметр d_{12} центральной диафрагмы постепенно увеличивался с тем, чтобы связь вначале была меньше критической, затем равна критической и, наконец, стала больше критической. Экспериментальные характеристики этого фильтра показаны на рис. 14.02.10. Размеры фильтра и его параметры приведены в табл. 14.02.2.

Диаметр центральной диафрагмы, соответствующий критической связи, был определен опытным путем и оказался равным $d_{12}=4,83$ мм. Эта величина достаточно хорошо совпадает со значением 4,52 мм, полученным при помощи ф-л (14.02.13) и (14.02.8) с учетом поправки, определяемой по ф-ле (5.10.6). Измеренная величина затухания $(\Delta L_A)_0$ на средней частоте полосы, обусловленного потерями рассеяния в двухрезонаторном фильтре, также хорошо совпадает со значением этого затухания, вычисленным по ф-ле (4.13.11).

В качестве примера рассмотрим случай, когда частотная характеристика максимально плоская (или соответствует критической связи), а параметры прототипа нижних частот равны: $g_0=1$, $g_1=g_2=1,414$, $g_3=1$ и $\omega_1=1$ (на уровне 3 дБ), $w=0,00317$, ненатруженная добротность (которая была определена при измерениях однорезонаторного фильтра) $Q_u=3030$. При этих условиях коэффициент рассеяния (см. § 4.13) $d=\omega_1/wQ_u=0,0104$. По ф-ле (4.13.11) получаем $(\Delta L_A)_0=1,28$ дБ; измеренное значение затухания в середине полосы равно 1,25 дБ. Это затухание в основном обусловлено потерями рассеяния, так как в середине полосы ксв имел весьма малую величину.

В каждом резонаторе было установлено по четыре винта, регулировкой которых осуществлялась настройка. Методика ее для однорезонаторных волноводных фильтров весьма проста и состоит в следующем.

К плечам 4 и 2 подключают согласованные детекторы, к плечу 3 — согласованную нагрузку, а в плечо 1 подают сигнал от генератора. Затем регулируют четыре равномерно размещенных

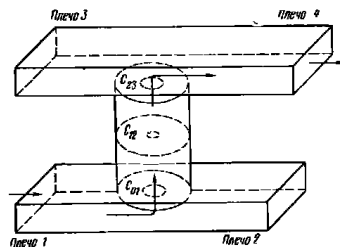


Рис. 14.02.9. Схема волноводного направленного фильтра с двумя объемными резонаторами

винта так, чтобы в плече 4 был максимум сигнала, а в плече 2 его минимум.

Для многорезонаторных фильтров эту методику трудно использовать и нужно обращаться к другим способам настройки. Один

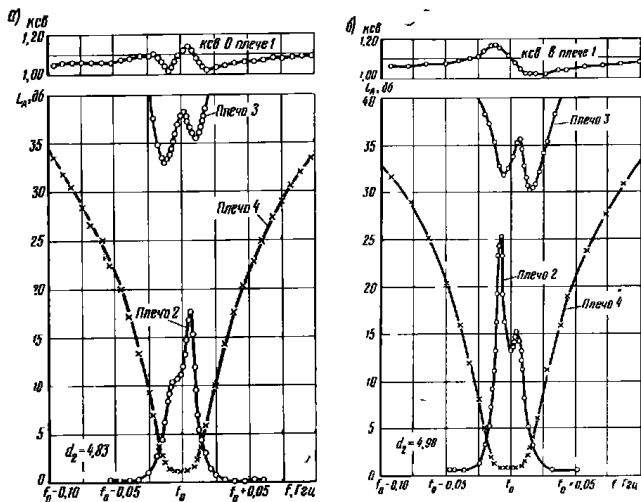


Рис. 14.02.10. Характеристики экспериментального волноводного направленного фильтра с двумя объемными резонаторами: а — при критической связи; б — при связи немного большей критической

из них заключается в том, что каждый резонатор настраивается отдельно с помощью установки, показанной на рис. 14.02.11.

Сигнал с линейной поляризацией поступает в цилиндрический резонатор через переходное устройство от прямоугольного к круглому волноводу, проходя также вращающееся сочленение. Пластинчатое сопротивление в переходном устройстве предназначено для подавления поперечно-поляризованных волн, которые могут возникнуть в результате отражения от резонатора. Когда электрическое поле в возбуждающем волноводе ориентировано, как показано на рисунке, то два настроечных винта, параллельные направлению этого поля, регулируются по максимуму сигнала на выходе детектора. После этого возбуждающий волновод поворачивается на 90° и по максимуму сигнала на выходе детектора регулируется другая пара настроечных винтов. Так как регулировка последних не будет полностью независимой, то процесс повторяется до тех

пор, пока сигнал на выходе детектора не станет независимым от направления поляризации возбуждающей волны. Экспериментальные характеристики, показанные на рис. 14.02.10, были получены

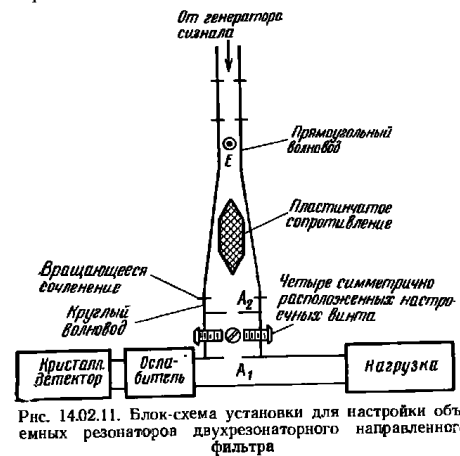


Рис. 14.02.11. Блок-схема установки для настройки объемных резонаторов двухрезонаторного направленного фильтра

при настройке резонаторов как раз по такому способу, причем после сборки фильтра дополнительная регулировка настроечных винтов не производилась.

При другом способе настройки многорезонаторного фильтра рассматриваемого типа используется та же установка, но сигнал с линейной поляризацией подается одновременно во все резонаторы. В этом случае к верхнему прямоугольному волноводу присоединяется измерительная линия, а резонаторы могут быть настроены для каждой из двух ортогональных линейных поляризаций путем наблюдения четвертьволнового смещения минимума напряжения во входном волноводе по мере последовательного перевода резонаторов в режим резонанса. Данный способ настройки не отличается от описанного в § 11.05 для фильтров с непосредственной связью. Если есть подходящий свип-генератор, то резонаторы можно просто настроить по максимуму сигнала на выходе детектора в прямоугольном волноводе для двух ортогональных линейных поляризаций сигнала.

Метод измерения коэффициента связи и коэффициента эллиптичности волны, возбуждаемой с помощью больших апертур типа, представленного на рис. 14.02.4, иллюстрируется с помощью рис. 14.02.12. Коэффициент связи по мощности s^2 равен отношению суммы мощностей, которые поступают в детектор (при его поло-

жении, показанном на рисунке, и когда он повернут на 90° , к максимальной мощности генератора. Коэффициент эллиптичности равен корню квадратному из отношения максимального значения

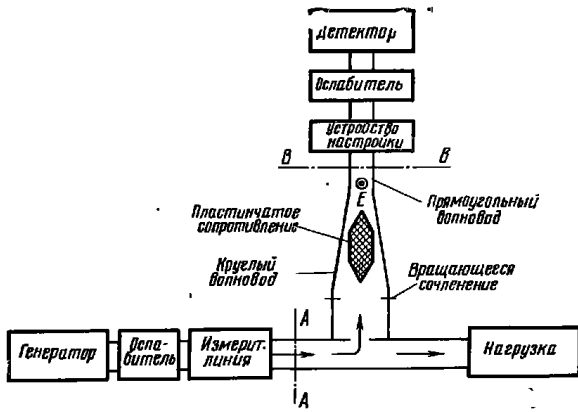


Рис. 14.02.12. Блок-схема установки для измерения характеристик апертур с большими коэффициентами связи

мощности, поступающей в детектор, к ее минимальному значению. Эти значения достигаются вращением детектора.

14.03. Направленные фильтры с полуволновыми и одноволновыми полосковыми резонаторами

На рис. 14.03.1 показан очень важный тип полоскового направленного фильтра. Основные параметры, необходимые для его расчета, определяются по формулам, приведенным в подпункт к рисунку. Может создаться впечатление, что если резонаторы в таком фильтре соединить каскадно, как показано на рис. 14.03.2, то получится направленный фильтр, обладающий характеристикой многорезонаторного фильтра. На самом деле это не так [3]. Поэтому данный тип направленного фильтра применяется только тогда, когда между плечами 1 и 4 требуется получить полоснопропускающую характеристику однорезонаторного фильтра.

Работу фильтров типа, приведенного на рис. 14.03.1, можно понять с помощью принципа суперпозиции. Возбуждение плеча 1 волной с амплитудой V эквивалентно возбуждению плеч 1 и 4 в референсных плоскостях T_1 и T_4 волнами с амплитудой $+V/2$ (случай четного типа колебаний) и возбуждению их в этих же плоскостях волнами соответственно с амплитудой $+V/2$ и $-V/2$

(случай нечетного типа колебаний). Четный тип возбуждения плеч 1 и 4 на средней частоте приводит к режиму резонанса только правый полосковый проводник, который отражает волны с амплитудой $+V/2$ в этих плечах. С другой стороны, нечетный тип

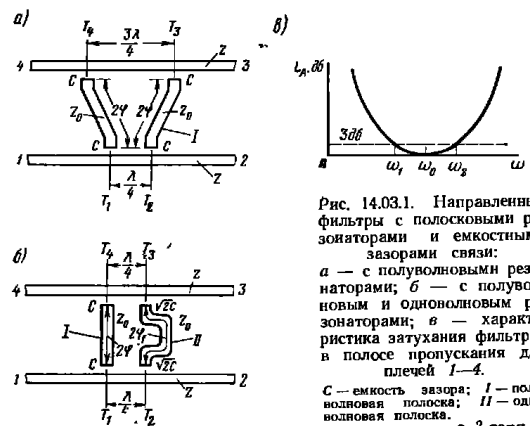


Рис. 14.03.1. Направленные фильтры с полосковыми резонаторами и емкостными зазорами связи: а — с полуволновыми резонаторами; б — с полуволновым и одноволновым резонаторами; в — характеристика затухания фильтров в полосе пропускания для плечей 1—4.

C — емкость зазора; I — полуволновая полоска; II — одноволновая полоска.

$$\frac{1}{Q} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = \frac{2\omega_0^2 C^2 Z_0}{\pi}$$

$$= \frac{1}{(Q \text{ цепи без потерь, включенной между входами } I-4)}$$

$$2\varphi = \pi - 2\omega_0 C Z_0, \text{ рад}$$

$$2\varphi_1 = 2\pi - 2\sqrt{2} \omega_0 C Z_0, \text{ рад}$$

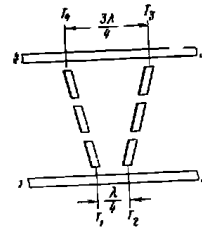


Рис. 14.03.2. Пример многорезонаторной структуры, не имеющей свойств направленного фильтра

возбуждения приводит к режиму резонанса только левый полосковый проводник, причем амплитуда отражаемой волны в плече 1 равна $-V/2$, а в плече 4 $+V/2$. Следовательно, на резонансной частоте полосковых проводников амплитуда отраженной волны в плече 4 равна V , а в плече 1 — нулю. Другими словами, на средней частоте сигнал, поступающий в плечо 1, полностью передается в плечо 4; на частотах, удаленных от резонансной частоты, сигнал без затухания проходит в плечо 2.

Как указывалось выше, многорезонаторные полосковые структуры типа, представленного на рис. 14.03.2, не могут быть направ-

ленными фильтрами. Причину этого можно качественно объяснить, сива применяя принцип суперпозиции. Действительно, нетрудно заметить, что когда в плечи 1 и 4 поступают волны четного или нечетного режимов, то некоторые из резонаторов как слева, так и справа будут возбуждаться. Поэтому не создаются необходимые разностная интерференция между отраженными волнами четного и нечетного режимов в плече 1 и суммарная интерференция между отраженными волнами этих же режимов в плече 4. В результате структура не будет иметь свойств направленного фильтра. С другой стороны, Вэнзелю (Wanselow) и Таттл (Tuttle) показали [9], что маргинальная (т. е. определенная только по одному из признаков) характеристика направленного фильтра получается при использовании многорезонаторных структур рассматриваемого типа. Объяснение этого кажущегося парадокса заключается в том, что Вэнзелю и Таттл закоротили плечо 3, по-видимому, в референс-

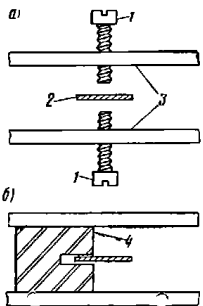


Рис. 14.03.3. Элементы для настройки полоскового направленного фильтра. 1—медный настроечный винт; 2—вид полоски с торца; 3—наружные пластины; 4—диэлектрический сердечник

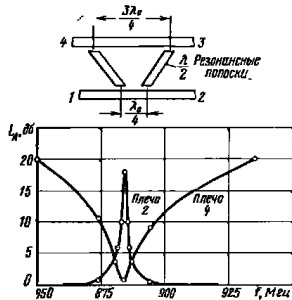


Рис. 14.03.4. Характеристики полоскового направленного фильтра с полуволновыми резонаторами. $k_{\text{св}}=1,24$ на частоте $f_0=884$ МГц

ной плоскости T_3 и, таким образом, получили трехплечевое устройство (шестиполосник). Если при этих условиях сигнал поступает в плечо 1, то действие правой цепочки резонаторов эквивалентно подключению к входу 1 относительно большого параллельного сопротивления, а короткое замыкание в референсной плоскости T_3 равносильно подключению разомкнутой цепи в референсной плоскости T_4 . Поэтому характеристика передачи между плечами 1 и 4 похожа на характеристику передачи левой многорезонаторной цепочки в структуре, показанной на рис. 14.03.2.

Размеры линий с волновыми сопротивлениями Z и Z_0 (см. рис. 14.03.1) можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 5.04.1, а размеры зазоров на концах резонаторов, необходимые для осуществления емкостной связи, — из графиков на рис. 5.05.9. При этом следует помнить, что емкость зазора C примерно равна произведению величины ΔC на ширину полоскового резонатора.

Для настройки двух резонаторов в направленном фильтре на одну и ту же частоту можно применить медные настроечные винты или диэлектрические вставки, как показано на рис. 14.03.3. Максимальная эффективность достигается, когда эти элементы настройки располагаются вблизи любого конца резонатора, где будет большая напряженность электрического поля. Медные настроечные винты, кроме того, должны располагаться симметрично относительно любой из наружных пластин, чтобы не возбуждалось паразитное колебание типа ТЕМ между наружными пластинами.

Экспериментальные характеристики такого полоскового направленного фильтра показаны на рис. 14.03.4.

14.04. Направленный фильтр с петлевыми резонаторами бегущей волны

На рис. 14.04.1 показан полосковый направленный фильтр, который можно составить из нескольких резонаторов, чтобы получить большое затухание по соседнему каналу. Резонаторы в таком фильтре представляют собой петлевые петли с бегущей волной,

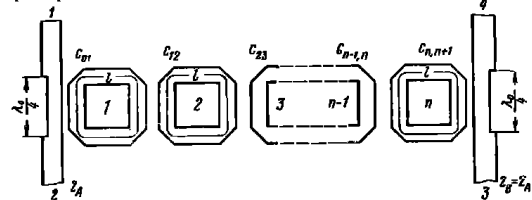


Рис. 14.04.1. Направленный фильтр с n петлевыми резонаторами бегущей волны

средний периметр которых кратен 360° на средней частоте полосы. Волновые сопротивления всех несвязанных линий равны Z_A ; параллельно связанные линии характеризуются волновыми сопротивлениями для четного и нечетного типов колебаний $(Z_{0e})_{i,i+1}$ и $(Z_{0o})_{i,i+1}$.

Связь между петлевыми резонаторами осуществляется с помощью четвертьволновых направленных ответвителей, описанных в гл. 13. Сигнал, поступающий в плечо 1, возбуждает в каждой петле на средней частоте полосы бегущие волны, направленные

по часовой стрелке. Бегущая волна в n -й петле возбуждает сигнал в плече 4. На частотак, достаточно удаленных от резонансной частоты петлевых резонаторов, поступающий в плечо 1 сигнал передается в плечо 2.

Ниже приведен порядок расчета направленных фильтров с петлевыми резонаторами на основе прототипов нижних частот. Расчет обеспечивает получение требуемой полоснопропускающей характеристики между плечами 1 и 4.

**РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА
ДЛЯ НАПРАВЛЕННЫХ ПЕТЛЕВЫХ ФИЛЬТРОВ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ
ТИПА, ПРЕДСТАВЛЕННОГО НА РИС. 14.04.1**

Параметры g_0, g_1, \dots, g_{n+1} определены в § 4.04, а величины $\omega_1, \omega_2, \omega_1$ и ω_2 — на рис. 14.02.2:

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega_1}{w} \text{ — внешняя добротность; } \quad (14.04.1)$$

$$k_{i, i+1} |_{i=1 \div n-1} = \frac{w}{\omega_1 \sqrt{g_i g_{i+1}}} \text{ — коэффициент связи; } \quad (14.04.2)$$

$$(Q_e)_B = \frac{\omega_1 g_n g_{n+1}}{w} \text{ — внешняя добротность, } \quad (14.04.3)$$

где

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}; \quad (14.04.4)$$

$$c_{01} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(Q_e)_A}{2\pi m} + \frac{1}{2}}}; \quad (14.04.5)$$

$$c_{i, i+1} |_{i=1 \div n-1} = m \pi k_{i, i+1}; \quad (14.04.6)$$

$$c_{n, n+1} = \frac{1}{\sqrt{\frac{(Q_e)_B}{2\pi m} + \frac{1}{2}}}. \quad (14.04.7)$$

где $c_{i, i+1}$ — коэффициенты связи по напряжению; m — число длин волн в петлевых резонаторах при резонансе.

Сопровожения секций направленных ответвителей для четного и нечетного типов колебаний равны:

$$(Z_{0e})_{i, i+1} |_{i=0 \div n} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c_{i, i+1}}{1-c_{i, i+1}}}; \quad (14.04.8)$$

$$(Z_{0o})_{i, i+1} |_{i=0 \div n} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c_{i, i+1}}{1+c_{i, i+1}}}. \quad (14.04.9)$$

Длина секций направленных ответвителей равна четверти длины волны на частоте ω_0 .

Предлагаемое частотное преобразование дается соотношением (см. § 8.04)

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right). \quad (14.04.10)$$

Коэффициенты $c_{i, i+1}$ представляют собой коэффициенты связи по напряжению на средней частоте полосы для полосковых направленных ответвителей и определяются выражением (13.02.2). Коэффициенты $k_{i, i+1}$ представляют собой коэффициенты связи резонаторов фильтра, приведенного на рис. 8.02.5. Направленный фильтр рассматриваемого типа с петлевыми резонаторами можно также выполнить из волноводов. В этом случае приведенные выше расчетные формулы должны быть видоизменены точно таким же образом, как это делалось ранее (см. § 14.02), т. е. путем введения коэффициента $(\lambda'_{g0}/\lambda_0)^2$.

На рис. 14.04.2 показан эскиз конструкции двух однорезонаторных направленных фильтров, один из которых настроен на частоту 1024 Мгц, а другой — на частоту 1083 Мгц. Характеристика

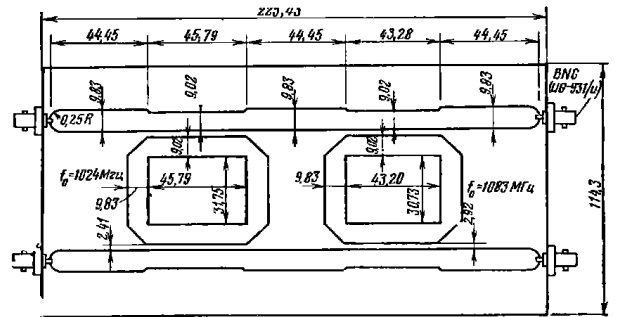


Рис. 14.04.2 Конструкция из двух направленных фильтров. Все размеры в мм. Промежуток между наружными пластинами, равный 12,75, заполнен полистиролом. Толщина медных полосок 0,051

экспериментального устройства такого типа приведена на рис. 14.04.3. Один фильтр со средней частотой 1024 Мгц был рассчитан на полосу 8,2 Мгц ($Q_e=250, (c_{01})^2=(c_{12})^2=0,0251$), а второй фильтр — на полосу 6,9 Мгц ($Q_e=314$ и $(c_{01})^2=(c_{12})^2=0,020$). Полоса отсчитывалась по уровню 3 дб. Длины участков связи кольцевых резонаторов были приняты равными четверти длины волны на средней частоте. Примерно такими же были приняты и длины двух других сторон каждого резонатора с учетом эквивалентной длины двух согласованных уголков неоднородностей. Данные по

определению эквивалентной длины компенсированной уголковой неоднородности приведены на рис. 5.07.3, однако показанная здесь конструкция была спроектирована до появления этих данных.

Область связи каждого петлевого резонатора с нагружающими линиями рассчитывается в соответствии с формулами гл. 13 для согласованного 50-омного направленного ответвителя с заданным выше коэффициентом связи. Требуемые сопротивления Z_{0e} и Z_{0o}

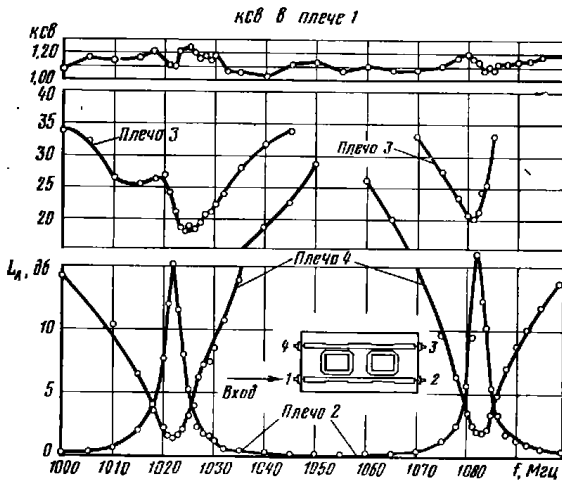


Рис. 14.04.3. Экспериментальные характеристики конструкции из двух направленных фильтров

для четного и нечетного типов колебаний определяются из выражений (13.02.5) и (13.02.6) или из выражений (14.04.8) и (14.04.9). Ширина полосковых проводников, необходимая для реализации этих сопротивлений, для обычной печатной конструкции определяется из номограмм на рис. 5.05.3. Ширина полосковых проводников, образующих остальные участки петли, равна ширине 50-омной линии передачи (несвязанной), определяемой из графиков на рис. 5.04.1. Таким образом, 50-омный уровень сопротивлений поддерживается по всему периметру петли.

Обычно трудно рассчитать петлевые резонаторы так, чтобы в них отсутствовали отражения; поэтому если в каждом резонаторе должна быть только бегущая волна, то необходимо осуществить небольшую настройку. Даже весьма малая неоднородность в любом резонаторе приводит к возникновению отраженной волны

со значительной амплитудой, поскольку она постоянно возбуждается при прохождении прямой волны по петле.

Один из наиболее распространенных способов настройки петлевых резонаторов, применяемый при изготовлении большого числа направленных фильтров, заключается в экспериментальном определении ширины петли и ее угловых участков на модели, после чего конструкция поступает в массовое производство.

Другой эффективный способ настройки заключается в использовании четырех пар настроечных винтов (типа, приведенного на рис. 14.03.3), размещенных по периметру каждого резонатора через четверть длины волны, как показано на рис. 14.04.4. Было установлено, что резонаторы фильтров, представленных на рис. 14.04.2, можно настраивать в пределах 6%-ной полосы частот с помощью винтов размером 4×40 мм.

При подключении согласованной нагрузки к плечу 3 и генератора сигналов к плечу 1 правильная регулировка настроечных винтов осуществляется по выходному сигналу согласованных детекторов, подключенных к плечам 2 и 4. Если имеется свипгенератор, который может быть подключен к плечу 1, то точно так же осуществляется настройка двух- или трехрезонаторных направленных фильтров.

14.05. Кольцевой резонатор бегущей волны

Кольцевой резонатор бегущей волны (рис. 14.05.1) тесно связан с направленными фильтрами петлевого типа и широко используется в качестве пассивного умножителя мощности¹⁾ в схемах для испытаний элементов свч цепей, рассчитанных на большую

¹⁾ В обычном смысле понятие «усиление по мощности» означает, что в активной нагрузке выделяется мощность, превышающая максимально достижимую мощность данного генератора (т. е. отдаваемую генератором в согласованную нагрузку). В пассивном приборе, каким является резонатор бегущей волны, естественно, такого усиления получить невозможно. Однако если рассматривать мощность, переносимую через любое поперечное сечение кольцевого резонатора бегущей волной, установившейся в этом резонаторе, и сравнивать ее с мощностью первой из величин ко второй может быть больше единицы и допустимо говорить об усилении мощности в указанном смысле. Различие заключается в том, что в первом случае сравнение максимальной мощности генератора проводится с мощностью, отдаваемой в нагрузку, а во втором — с мощностью, запасенной в резонаторе бегущей волны (прим. ред.).

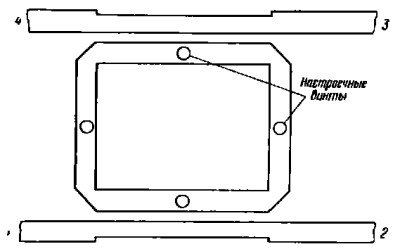


Рис. 14.04.4. Размещение настроечных винтов для направленного фильтра с петлевым резонатором бегущей волны

мощность. Такой умножитель мощности, обычно изготавливаемый из волноводов, можно получить из однорезонаторного направленного фильтра петлевого типа, если удалить выходной направленный

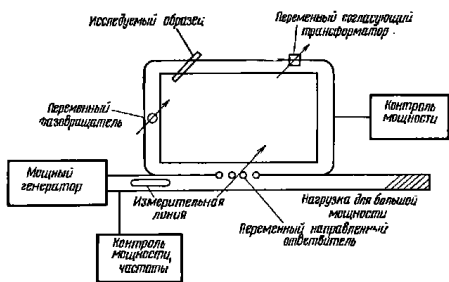


Рис. 14.05.1. Резонансная кольцевая цепь

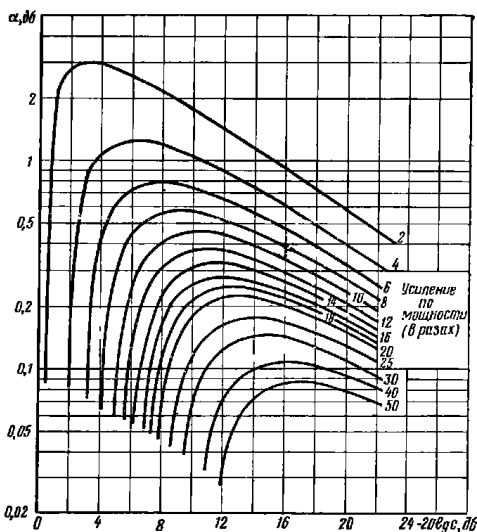


Рис. 14.05.2. График затухания α , дБ, кольцевого резонатора в функции коэффициента связи $-20 \lg c$, дБ, при коэффициенте усиления мощности в качестве параметра.

α — затухание за один пробег волны по кольцу

ответвитель. Для того чтобы внутри кольца с бегущей волной разместить испытываемые элементы, его периметр выбирается равным нескольким длинам волны. Путем регулировки фазовращателя и согласующего трансформатора в кольце может быть возбуждена чисто бегущая волна, даже если испытываемый элемент не полностью согласован.

Наибольшая часть подводимой от генератора мощности идет на получение большой амплитуды бегущей волны в пределах кольца, и только небольшая часть ее рассеивается в нагрузке.

Выражение для коэффициента умножения или усиления мощности волны в пределах кольца имеет вид

$$K_p = \left[\frac{c}{1 - 10^{-\alpha/20} \sqrt{1 - c^2}} \right]^2, \quad (14.05.1)$$

где c — коэффициент связи по напряжению для направленного ответвителя;

α — затухание за один пробег волны по кольцу, дБ.

Графики, построенные с помощью выражения (14.05.1) и приведенные на рис. 14.05.2 и 14.05.3, облегчают определение коэф-

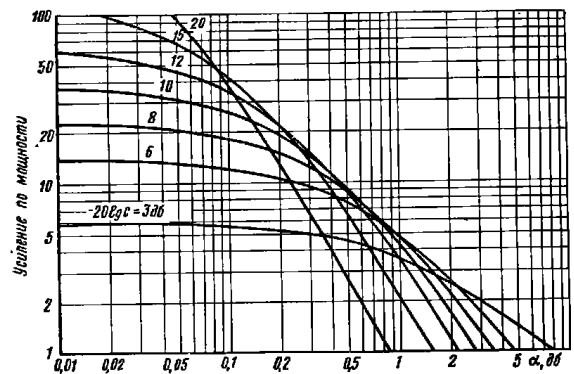


Рис. 14.05.3. График коэффициента усиления мощности кольцевого резонатора (в размах) в функции его затухания α , дБ, при коэффициенте связи $-20 \lg c$, дБ, в качестве параметра.

α — затухание за один пробег волны по кольцу

фициента усиления мощности в кольцевом резонаторе бегущей волны. Легко заметить, что большие значения коэффициента усиления мощности могут быть получены даже при относительно больших значениях затухания α .

14.06. Вывод расчетных формул для волноводных направленных фильтров

Для получения полного представления о работе волноводных (см. § 14.02) и петлевых (см. § 14.04) направленных фильтров, а также кольцевого резонатора бегущей волны достаточно рассмотреть поведение многократно отраженных волн внутри резонаторов. Такой анализ применительно к волноводному направленному фильтру приводится в этом параграфе. Обратимся сначала к одно-резонаторному волноводному направленному фильтру типа, показанного на рис. 14.02.6, и предположим, что удовлетворяются следующие условия:

1. Апертуры связи возбуждают в цилиндрическом волноводе волну TE_{11} с чисто круговой поляризацией и не приводят к отражению в прямоугольном волноводе.

2. Резонатор строго симметричен относительно своей оси, так что в его полости два ортогональных колебания с линейной поляризацией резонируют на одной и той же частоте.

3. Каждое плечо фильтра нагружается на свое волновое сопротивление.

Референсная плоскость P выбирается так, чтобы она проходила через центральные точки апертур связи и была перпендикулярна осям прямоугольных волноводов.

Пусть амплитуда волны во входном плече 1 равна единице. Тогда сразу же после того, как поступившая в резонатор волна отразилась в первый раз от верхней торцевой стенки, амплитуды в четырех плечах фильтра будут равны соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \text{в плече 1: } E_1 = 1; \text{ в плече 2: } E_2 = \sqrt{1-c_1^2} \\ \text{в плече 3: } E_3 = 0; \text{ в плече 4: } E_4 = c_1 c_2 e^{-\alpha h - i\theta} \end{aligned} \right\} \quad (14.06.1)$$

где величина c_1^2 обозначает здесь величину $(c_{01})^2$ и представляет коэффициент связи по мощности [см ф-лу (14.02.5)] для нижней апертуры, а $c_2^2 = (c_{12})^2$ — для верхней апертуры; h — высота цилиндрического резонатора по оси; α — коэффициент затухания в неперах на единицу длины в круглом волноводе; θ — электрическая длина резонатора в радианах плюс фазовые сдвиги, которые вносят апертуры.

В области, близкой к резонансу, и в случае узкой полосы имеем

$$\theta \approx p\pi \frac{\lambda'_{g0}}{\lambda'_g} - \pi, \quad (14.06.2)$$

где λ'_{g0} — значение λ'_g при резонансе; p — число полуволновых изменений поля вдоль оси резонатора.

Вследствие многократных отражений между торцевыми стенками резонатора установившаяся амплитуда волны в плече 4 состоит из бесконечной суммы составляющих:

$$E_4 = c_1 c_2 e^{-(\alpha h + i\theta)} + c_1 c_2 (1-c_1^2)^{1/2} (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0^2 e^{-3(\alpha h + i\theta)} + \dots \\ + c_1 c_2 (1-c_1^2)^{p-1} (1-c_2^2)^{p-1} \rho_0^{2(p-1)} e^{-(2p-1)(\alpha h + i\theta)} + \dots \quad (14.06.3)$$

где ρ_0 — коэффициент, учитывающий уменьшение амплитуды отраженной волны вследствие потерь рассеяния в отражающей торцевой стенке. Он примерно равен величине коэффициента отражения волны напряжения, если бы эта волна отражалась от торцевой стенки резонатора при отсутствии апертуры, поэтому

$$\rho_0 = \left| \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \right| = \left| \frac{R_s + iR_s - Z_0}{R_s + iR_s + Z_0} \right|, \quad (14.06.4)$$

где Z_s — поверхностное полное сопротивление торцевой стенки в омах на единицу площади;

R_s — поверхностное активное сопротивление торцевой стенки в омах на единицу площади;

$Z_0 = 377 \lambda'_g / \lambda$ — волновое сопротивление по полю круглого волновода в омах на единицу площади.

Так как $R_s \ll Z_0$, то коэффициент ρ_0 приближенно равен

$$\rho_0 \approx 1 - \frac{R_s \lambda}{60 \pi \lambda'_g}. \quad (14.06.5)$$

Амплитуда E_4 выразится в замкнутой форме следующим образом:

$$E_4 = \frac{c_1 c_2 e^{-(\alpha h + i\theta)}}{1 - (1-c_1^2)^{1/2} (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0^2 e^{-2(\alpha h + i\theta)}}. \quad (14.06.6)$$

Подобным же образом можно получить формулу для E_2 :

$$E_2 = (1-c_1^2)^{1/2} - c_1^2 (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0 e^{-2(\alpha h + i\theta)} - c_1^2 (1-c_2^2) \times \\ \times (1-c_1^2)^{1/2} \rho_0^3 e^{-4(\alpha h + i\theta)} - c_1^2 (1-c_2^2)^{3/2} (1-c_1^2) \rho_0^5 e^{-6(\alpha h + i\theta)} - \\ - \dots = (1-c_1^2)^{1/2} - \\ - \frac{c_1^2 (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0 e^{-2(\alpha h + i\theta)}}{1 - (1-c_1^2)^{1/2} (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0^2 e^{-2(\alpha h + i\theta)}} \quad (14.06.7)$$

$$E_2 = \frac{(1-c_1^2)^{1/2} - (1-c_2^2)^{1/2} [\rho_0^2 - c_1^2 \rho_0 (\rho_0 - 1)] e^{-2(\alpha h + i\theta)}}{1 - (1-c_1^2)^{1/2} (1-c_2^2)^{1/2} \rho_0^2 e^{-2(\alpha h + i\theta)}}. \quad (14.06.8)$$

При резонансе $\theta = (p-1)\pi$, так что

$$e^{-2(\alpha h + i\theta)} = e^{-2\alpha h}. \quad (14.06.9)$$

В обычном случае слабой связи также имеем $c_1^2 \rho_0 (\rho_0 - 1) \ll \rho_0^2$. Следовательно, в режиме резонанса условие полного затухания на выходе плеча 2 будет

$$\frac{e^{2\alpha h}}{\rho_0^2} = \frac{(1-c_2^2)}{(1-c_1^2)}. \quad (14.06.10)$$

Обычно потери в резонаторе достаточно малы, поэтому величины c_1^2 и c_2^2 определяемые из ф-лы (14.06.10), оказываются почти одинаковыми. При этом если связи сделать равными, то на выходе плеча 2 получится глубокая, хотя и не полное, подавление сигнала.

Выведем для случая $c_1^2 = c_2^2 = c^2$ формулу, позволяющую определить добротность Q'_L резонатора, нагруженного на обоих концах. Добротность Q'_L определяется соотношением $f_0/2(f_0 - f_1)$, где f_1 — частота, на которой передаваемая мощность уменьшается в 2 раза по сравнению с ее значением на резонансной частоте. Поэтому необходимо найти угол θ_1 , соответствующий частоте f_1 .

Первый этап заключается в том, чтобы получить следующие зависимости:

$$|E_4 E_4^*| = \frac{1}{2} = \frac{c^2 e^{-2\alpha h} e^{i\theta_1} e^{-i\theta_1}}{|1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h} (\cos 2\theta_1 - i \sin 2\theta_1)|^2}; \quad (14.06.11)$$

$$\cos 2\theta_1 = 1 - \frac{[1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}]^2}{2(1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}}. \quad (14.06.12)$$

При резонансе $\theta = \theta_0 = (p-1)\pi$. Тогда для узкой полосы $\cos 2\theta_1$ можно заменить на $\cos 2(\delta\theta)_1$, где $(\delta\theta)_1 = \theta_0 - \theta_1$ и, следовательно, получить

$$\cos 2\theta_1 = 1 - \frac{[2(\delta\theta)_1]^2}{2} + \dots \quad (14.06.13)$$

Таким образом,

$$(\delta\theta)_1 = \frac{1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}}{2(1-c^2)^{1/2}\rho_0 e^{-\alpha h}}. \quad (14.06.14)$$

Далее необходимо найти соотношение между $(\delta\theta)_1$ и $(\delta f)_1 = f_0 - f_1$. С помощью известной формулы для длины волны в волноводе получаем

$$\delta\theta = \frac{-p\pi\lambda_{g0}}{(\lambda_g')^2} \delta\lambda_g' \approx -p\pi \frac{\delta\lambda_g'}{\lambda_g'} = p\pi \frac{\delta f}{f} \left(\frac{\lambda_g'}{\lambda}\right)^2. \quad (14.06.15)$$

Теперь в соответствии с приведенным выше определением добротности выразится формулой

$$Q'_L = \frac{p\pi(1-c^2)^{1/2}\rho_0 e^{-\alpha h}}{1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}} \left(\frac{\lambda_g'}{\lambda}\right)^2. \quad (14.06.16)$$

Это — полная добротность нагруженного на обоих концах резонатора, учитывающая как внутренние потери, так и внешние на-

грузки. Если влияние первого фактора незначительно по сравнению со вторым, то добротность Q'_L будет равна внешней добротности Q'_e резонатора, нагруженного на обоих концах:

$$Q'_e = \frac{p\pi(1-c^2)^{1/2}}{c^2} \left(\frac{\lambda_g'}{\lambda}\right)^2 \approx p\pi \left(\frac{\lambda_g'}{\lambda}\right) \left(\frac{1}{c^2} - \frac{1}{2}\right). \quad (14.06.17)$$

В большинстве случаев коэффициент $(1-c^2)^{1/2}$ в числителе можно заменить единицей и если величины c_1 и c_2 различаются между собой незначительно, то с достаточной точностью в приведенные выше формулы для добротности можно подставлять величину $c^2 = c_1 c_2$.

Внешняя добротность Q_e оконечного резонатора многорезонаторного направленного фильтра, нагруженного, как это определено ф-лами (14.02.1), (14.02.3), только на одном конце, равна $2Q'_e$. Если $E_1 = 1$, то относительная величина мощности, переданной в плечо 4 на резонансной частоте, определяется простым соотношением $|t|^2 = E_2^2$ при $\theta = 0$. Отсюда

$$|t|^2 = \frac{c_1^2 c_2^2 e^{-2\alpha h}}{[1 - (1-c_1^2)^{1/2}(1-c_2^2)^{1/2}\rho_0^2 e^{-2\alpha h}]^2} \quad (14.06.18)$$

или при $c_1 = c_2 = c$

$$|t|^2 = \frac{c^4 e^{-2\alpha h}}{[1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}]^2}. \quad (14.06.19)$$

Затухание в децибелах равно $10 \lg(1/|t|^2)$, т. е.

$$L_A = 20 \lg \left[\frac{1 - (1-c^2)\rho_0^2 e^{-2\alpha h}}{c^4 e^{-2\alpha h}} \right], \text{ дБ}. \quad (14.06.20)$$

Преобразуя ф-лу (14.06.17) с учетом ф-л (14.06.14) и (14.06.19), получим $Q'_e = Q'_L / (\rho_0 |t|)$. Однако величина ρ_0 будет иметь значение порядка 0,9999 и, следовательно, можно связать внешнюю добротность Q'_e и полную нагруженную добротность простым равенством

$$Q'_e = \frac{Q'_L}{|t|}. \quad (14.06.21)$$

Нетрудно также показать, что в случае высокой добротности и узкой полосы полученные формулы приводят к следующему соотношению между Q'_L , Q'_e и ненагруженной добротностью Q_u объемного резонатора:

$$\frac{1}{Q'_L} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q'_e}. \quad (14.06.22)$$

Это то же самое выражение, которое широко применяется в случае простого двухплечевого фильтра, состоящего из одного резонатора.

Формула для ненагруженной добротности, выраженная через параметры волноводного резонатора, имеет вид

$$Q_u = \frac{1}{\frac{\alpha \lambda^2}{\pi \lambda_g'} + \frac{R_s}{30\pi^2 \rho} \left(\frac{\lambda}{\lambda_g'}\right)^3} \quad (14.06.23)$$

Коэффициенты связи по мощности $(c_{01})^2$ и $(c_{n, n+1})^2$ для оконечных апертур (см. рис. 14.02.1), выраженные через элементы прототипа нижних частот, получаются из ф-л (14.06.17) и (8.02.14) или (8.02.15), причем используется приближение

$$\sqrt{1 - c_{01}^2/c^2} \approx 1/c^2 - 1/2.$$

Для многорезонаторных направленных фильтров величины $c_{i, i+1}$ для внутренних апертур (см. рис. 14.02.1), выраженные через элементы прототипа нижних частот, получаются с помощью соотношения

$$c_{i, i+1} \approx \left| \frac{2Y_0'}{B_{i, i+1}} \right| \quad (14.06.24)$$

и выражений (8.06.2) и (8.06.4).

Коэффициент связи $k_{i, i+1}$ затем находится с помощью ф-лы (8.02.16).

14.07. Вывод формул для расчета направленных фильтров с петлевыми резонаторами и для кольцевого резонатора бегущей волны

Подобный же анализ, как и в предыдущем параграфе, можно провести для направленных фильтров с петлевыми резонаторами бегущей волны. Частным случаем при этом является рассмотрение усиления мощности в кольцевом резонаторе бегущей волны. Предполагается, что в петле распространяются колебания типа ТЕМ, но, как будет показано ниже и с учетом изложенного в § 14.04, результаты анализа после небольших изменений справедливы также, когда кольцо представляет собой линию передачи с дисперсией.

Предположим, что выполняются следующие условия:

1. Все линии имеют одинаковое волновое сопротивление Z_A .

2. Все направленные ответвители, нагруженные на сопротивление Z_A , идеально согласованы и обладают бесконечной направленностью.

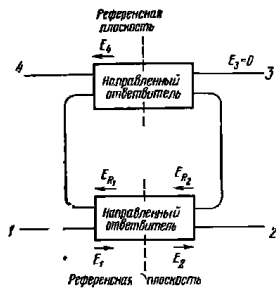


Рис. 14.07.1. Схематическое представление петлевого направленного фильтра бегущей волны

3. В петле распространяется чисто бегущая волна.

Блок-схема фильтра рассматриваемого типа приведена на рис. 14.07.1. Фазы напряжений на зажимах направленных ответвителей для удобства отсчитываются относительно их средних плоскостей. Однако показанные на рисунке амплитуды относятся к зажимам ответвителей. Полная длина петли при резонансе, включая отрезки областей связи, равна $l = m\lambda_0$, где m — целое число, а λ_0 — длина плоской волны на резонансной частоте.

Как видно из рис. 14.07.1, за первый прогон волны по петле возбуждаются следующие напряжения (с целью упрощения обозначений заменим снова c_{01} на c_1 и c_{12} на c_2):

$$E_1 = 1, \text{ угол } 0^\circ; \quad (14.07.1)$$

$$E_2 = (1 - c_1^2)^{1/2}, \text{ угол } 0^\circ; \quad (14.07.2)$$

$$E_3 = 0; \quad (14.07.3)$$

$$E_4 = c_1 c_2 e^{-\frac{\alpha l}{2}}, \text{ угол } 0^\circ; \quad (14.07.4)$$

$$E_{R_1} = c_1, \text{ угол } +90^\circ; \quad (14.07.5)$$

$$E_{R_2} = c_1 (1 - c_2^2)^{1/2} e^{-\alpha l}, \text{ угол } +90^\circ, \quad (14.07.6)$$

где c_1 и c_2 — коэффициенты связи по напряжению для направленных ответвителей; α — затухание в петлях на единицу длины петлевой линии передачи.

Для m -го обхода петли напряжения могут быть представлены через величину E_{R_2} следующим образом:

$$E_2 = (1 - c_1^2)^{1/2} - c_1 E_{R_2}, \text{ угол } 0^\circ; \quad (14.07.7)$$

$$E_3 = 0; \quad (14.07.8)$$

$$E_4 = \frac{c_2 e^{-\frac{\alpha l}{2}}}{(1 - c_2^2)^{1/2}} E_{R_2}, \text{ угол } 0^\circ; \quad (14.07.9)$$

$$E_{R_1} = \frac{e^{\alpha l}}{(1 - c_2^2)^{1/2}} E_{R_2}, \text{ угол } +90^\circ, \quad (14.07.10)$$

где

$$E_{R_2} = c_1 (1 - c_2^2)^{1/2} e^{-\alpha l} \left[1 + \sum_{i=1}^{i=m} (1 - c_1^2)^{i/2} (1 - c_2^2)^{i/2} e^{-i\alpha l} \right], \text{ угол } +90^\circ. \quad (14.07.11)$$

Полагая, что $m \rightarrow \infty$, после суммирования этого выражения получим

$$E_{R_2} = \frac{c_1 (1 - c_2^2)^{1/2} e^{-\alpha l}}{1 - (1 - c_1^2)^{1/2} (1 - c_2^2)^{1/2} e^{-\alpha l}}, \text{ угол } +90^\circ. \quad (14.07.12)$$

Если положить, что $E_2=0$, то найдем условие полного подавления сигнала между плечами 1 и 2:

$$e^{2at} = \frac{1-c_2^2}{1-c_1^2} \quad (14.07.13)$$

Для полного его подавления при $a>0$ должно быть выполнено неравенство $c_2 < c_1$.

Предполагая, что $c_1=c_2=c$, можно вычислить добротность фильтра, нагруженного с обеих сторон. При резонансе выходное напряжение равно

$$E_4 = \frac{c^2 e^{-\frac{at}{2}}}{1 - (1-c^2) e^{-at}} \quad (14.07.14)$$

На другой частоте, которая соответствует электрической длине петли, равной $2\pi m + \theta$, выходное напряжение равно

$$E_4 = \frac{c^2 e^{-(at+i\theta)/2}}{1 - (1-c^2) e^{-(at+i\theta)}} \quad (14.07.15)$$

Определив нагруженную добротность из соотношения $Q'_L = f_0/2(f_0-f_1) = \pi\lambda/\theta_1$, где значения f_1 и θ_1 берутся в точке половинной мощности, с помощью выражений (14.07.14) и (14.07.15) получаем

$$E_4 = \left| \frac{c^2 e^{-(at+i\theta_1)/2}}{1 - (1-c^2) e^{-(at+i\theta_1)}} \right| = \frac{\sqrt{2}}{2} \frac{c^2 e^{-\frac{at}{2}}}{[1 - (1-c^2) e^{-at}]} \quad (14.07.16)$$

Взяв абсолютные значения левого и правого выражений и упростив их, можно решить это уравнение относительно θ_1 :

$$\cos \theta_1 = 1 - \frac{[1 - (1-c^2) e^{-at}]^2}{2(1-c^2) e^{-at}} \quad (14.07.17)$$

Если величина θ_1 мала, то $\cos \theta_1$ можно заменить на $1 - \theta_1^2/2$, что дает

$$\theta_1 = \frac{1 - (1-c^2) e^{-at}}{(1-c^2)^{1/2} e^{-\frac{at}{2}}} \quad (14.07.18)$$

Добротность рассматриваемого фильтра, нагруженного с двух сторон, равна

$$Q'_L = \frac{\pi \lambda (1-c^2)^{1/2} e^{-\frac{at}{2}}}{1 - (1-c^2) e^{-at}} \quad (14.07.19)$$

Следует отметить, что это выражение дает истинную величину добротности нагруженного резонатора, соответствующую ее зна-

— 314 —

чению, которое может быть получено из измерений, и учитывает внешнюю нагрузку, виносимую двумя ответвлениями, а также потери в передающей линии петли¹⁾.

Затухание при резонансе определяется выражением $20 \lg E_1/E_4$, так как $E_1=1$, получаем²⁾

$$L_A = 20 \lg \frac{1 - (1-c^2) e^{-at}}{c^2 e^{-\frac{at}{2}}} \quad (14.07.20)$$

Формулы (14.07.19) и (14.07.20) были выведены в предположении, что волновые сопротивления линий передачи одинаковы и что величина c представляет собой коэффициент связи по напряжению. Однако они достаточно точны также, когда сопротивления кольца и входного и выходного плеч не одинаковы, если при этом под величиной c^2 подразумевается коэффициент связи по мощности для направленных ответвителей.

Расчетные соотношения для петлевых направленных фильтров, приведенные в § 14.04, выводятся, исходя из изложенного анализа, точно таким же способом, каким были получены формулы, приведенные в § 14.02, для расчета волноводного направленного фильтра на основе анализа, рассмотренного в § 14.06.

Коэффициент усиления мощности кольцевого резонатора бегущей волны (в размах) численно равен величине $|E_R|^2$ при $c_2=0$.

Если указанное условие соблюдается, то значение этого коэффициента, вычисленное по ф-ле (14.05.1), можно получить и по ф-ле (14.07.10).

14.08. Вывод формул для расчета направленных фильтров с полуволновыми и одноволновыми полосковыми резонаторами

Направленные фильтры с полуволновыми и одноволновыми полосковыми резонаторами проще всего исследовать с помощью четного и нечетного возбуждения плеч 1 и 4, как было описано в § 14.03. В дальнейшем предполагается, что в пределах полосы пропускания фильтра электрическое расстояние между резонаторами постоянно. Для узкополосных фильтров такое предположение вполне справедливо.

Обратимся к рис. 14.03.1. При четном возбуждении плеч 1 и 4 в референсных плоскостях T_1 и T_4 волна проходит, минуя левый резонатор без отражения, но будет отражаться в референсных плоскостях T_3 и T_2 , так как она возбуждает резонансный тип ко-

¹⁾ Когда в фильтре используется волноводная петля, то добротность Q'_L , вычисленная с помощью ф-лы (14.07.19), должна быть умножена на величину $(\lambda_g/\lambda)^2$, где λ_g — длина волны в волноводе, а λ — длина волны в свободном пространстве.

²⁾ Выражение (14.07.20) для затухания применяется без изменения и для волноводов.

лебания только в правом резонаторе. Аналогично при нечетном возбуждении плеч 1 и 4 волна будет отражаться в референсных плоскостях T_1 и T_4 , так как она возбуждает резонансный тип колебания только в левом полосковом резонаторе. Для каждого из этих случаев коэффициент отражения по напряжению Γ в соответствующих референсных плоскостях одинаков, и его можно записать следующим образом:

$$\Gamma = \frac{1}{1 + i \frac{2X}{Z}} \quad (14.08.1)$$

Здесь Z — волновое сопротивление главных линий передачи, а X — параллельное реактивное сопротивление, вносимое полуволновым полосковым резонатором с заземленной средней точкой, или резонатором длиной λ , разомкнутым в средней точке.

Параллельное реактивное сопротивление, вносимое полуволновым полосковым резонатором, равно

$$X = -\frac{1}{\omega C} + Z_0 \operatorname{tg} \varphi, \quad (14.08.2)$$

где C — емкость зазора на любом из двух концов полуволнового резонатора — 2φ — его электрическая длина.

Параллельное реактивное сопротивление, вносимое одноволновым полосковым резонатором, равно

$$X_f = -\frac{1}{\omega C_f} - Z_0 \operatorname{ctg} \varphi_f, \quad (14.08.3)$$

где C_f — емкость на любом конце одноволнового резонатора; $2\varphi_f$ — его электрическая длина.

Для того чтобы частотные характеристики резонаторов длиной λ и $\lambda/2$ были одинаковы, в пределах полосы пропускания должно выполняться равенство $X_f = X$ или, что то же самое, параметр крутизны реактивного сопротивления χ должен быть одинаковым для обоих резонаторов. Так как $\varphi_f \approx 2\varphi$, то можно показать, что это условие выполняется при $C_f = \sqrt{2}C$.

Так как отраженные волны четного и нечетного режимов складываются в плече 4 и уничтожаются в плече 1, то затухание L_A между этими плечами при использовании параметров полуволнового резонатора можно записать в следующем виде:

$$L_A = 10 \lg \frac{1}{|\Gamma|^2} = 10 \lg \left[1 + 4 \left(\frac{Z_0}{Z} \operatorname{tg} \varphi - \frac{1}{\omega CZ} \right)^2 \right], \quad \text{дб}, \quad (14.08.4)$$

а при использовании параметров одноволнового резонатора — в виде

$$L_A = 10 \lg \left[1 + 4 \left(\frac{Z_0}{Z} \operatorname{ctg} \varphi_f + \frac{1}{\sqrt{2} \omega CZ} \right)^2 \right], \quad \text{дб}. \quad (14.08.5)$$

Выражение (14.08.4) показывает, что на средней частоте рабочей полосы электрическая длина φ_0 полуволнового резонатора определяется из условия

$$\operatorname{tg} \varphi_0 = \frac{1}{\omega C}. \quad (14.08.6)$$

Аналогичное условие для электрической длины одноволнового резонатора на средней частоте полосы имеет вид

$$\operatorname{ctg} \varphi_{0f} = -\frac{1}{\sqrt{2} \omega CZ_0}. \quad (14.08.7)$$

Полоса любого из двух рассматриваемых направленных фильтров будет теперь определяться через параметры полуволнового резонатора. Анализ выражения (14.08.4) показывает, что затухание увеличивается до 3 дб, когда

$$\left| \frac{Z_0}{Z} \operatorname{tg} \varphi - \frac{1}{\omega CZ} \right| = \frac{1}{2}. \quad (14.08.8)$$

При узкой полосе и бесконечной величине ненагруженной добротности внешняя добротность Q'_e равна

$$Q'_e = \frac{f_0}{(\Delta f)_{3 \text{ дб}}} = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0}{Z} \frac{1}{(\omega_0 CZ_0)^2}. \quad (14.08.9)$$

Эта формула получена из выражения (14.08.5) с помощью разложения в ряд Тэйлора аналогично выводу Ф-л (14.06.17) и (14.07.19).

Литература

- 1* Cohn S. B. and Coale F. S. Directional Channel Separation Filters, Proc. IRE-44, pp. 1018—1024 (August 1956).
- 2* Coale F. S. A Traveling-Wave Directional Filter, IRE Trans. MTT-4, pp. 256—260 (October 1956).
3. Steven R. L., Dorato P. E. Strip Transmission Line Directional Filter. Статья представлена на симпозиуме Института радиотехников (Institute of Radio Engineers PGMTT National Symposium 9—11 May 1960, San Diego, California).
4. Tomiyasu K. Attenuation in a Resonant Ring Circuit, IRE Trans. MTT-8, pp. 253—254 (March 1960).
5. Young L. A Hybrid-Ring Method of Simulating Higher Powers than Are Available in Waveguide, Proc. IEE (London) Vol. 101, Part 111, pp. 189—190 (May 1954).
6. Milosevic L. J. and Vautey R. Traveling-Wave Resonator, IRE Trans. MTT-6, pp. 126—143 (April 1958).
7. Miller S. J. The Travelling Wave Resonator and High-Power Microwave Testing, The Microwave Journal, pp. 50—58 (September 1960).
8. Cohn S. B. Impedance Measurements by Means of a Broadband Circular Polarization Coupler, Proc. IRE 42, pp. 1554—1658 (October 1954).
9. Wanslow R. D. and Tuffe L. P. Jr., Practical Design of Strip-Transmission Line Half-Wavelength Resonator Directional Filters, IRE Trans. MTT-7, No. 1, pp. 168—173 (January 1959).

Глава 15

ФИЛЬТРЫ НА БОЛЬШУЮ МОЩНОСТЬ

15.01. Введение и общие положения

Мощные радиолокационные свч передатчики излучают, помимо мощности, на несущей и нормальных боковых модуляционных частотах, определяющих полезный сигнал, значительную паразитную мощность также на других частотах [1—21]. На выходе таких передающих устройств необходимо включать фильтры, рассчитанные на большую мощность, которые пропускали бы указанный полезный сигнал, но подавляли паразитные излучения и, таким образом, исключали возможность возникновения вызываемых ими помех в соседней аппаратуре.

Другой областью применения подобных фильтров являются системы, где требуется подключить к одной антенне два (или более) передатчика, работающих на различных частотах. Это аналогично случаю разделения на два или большее число каналов с несколькими приемниками, соединенными с одной антенной, при дополнительном требовании высокого уровня допустимой мощности (высокой импульсной или высокой средней мощности, или одновременно первой и второй).

В данном параграфе приводятся некоторые соображения по расчету и практическому использованию различных типов фильтров на большую мощность, а в последних параграфах этой главы — более подробные сведения о наиболее распространенных типах таких фильтров.

Паразитные излучения передатчиков. Современные мощные свч передатчики обычно содержат либо магнетронный генератор, либо клистронный усилитель, либо усилитель на ЛБВ. Каждая из этих ламп генерирует заметную мощность на частотах, являющихся гармониками основной частоты. Кроме того, магнетрон часто излучает и на так называемых модовых частотах, близких к несущей частоте (рис. 15.01.1). Эти частоты возникают, когда магне-

трон слегка генерирует не только на основном, но и на других типах колебаний. Как видно из рисунка, мощность паразитных гармоник магнетрона убывает с ростом частоты, причем мощность четных гармоник остается ниже мощности смежных нечетных.

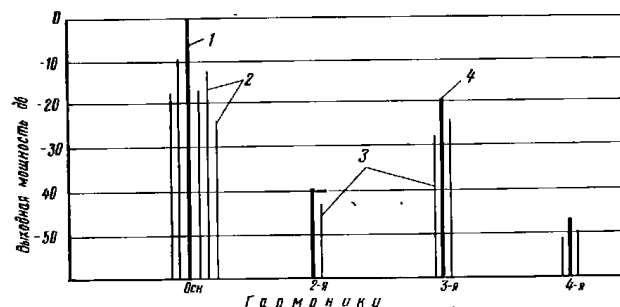


Рис. 15.01.1. Типичный спектр сигналов, генерируемых магнетроном.

1 — только требуемый сигнал; 2 — паразитные сигналы, вызванные как возбуждением нежелательных типов колебаний так и другими причинами; 3 — гармоники паразитных частот; 4 — гармоника основной частоты. На рисунке не показаны составляющие перекрестной модуляции для каждой из приведенных гармоник. По оси ординат отложен уровень выходной мощности относительно выходной мощности на основной частоте, который принят за нулевой (0 дБ).

Мощность паразитных гармоник клистронных усилителей и усилителей на ЛБВ обычно монотонно уменьшается с увеличением номера гармоник.

На рис. 15.01.2 приведена выходная мощность гармоник клистронного передатчика. Эти данные получены для клистронного усилителя непрерывных колебаний [20], но они, по-видимому, характерны также и для импульсных ламп. Вначале измерялась выходная мощность гармоник клистрона без каких-либо особых мер по уменьшению мощности гармоник, т. е. при нормальном режиме работы клистрона (линии А). Затем путем регулировки напряжений на электродах и снижения мощности возбуждения на 3 дБ была до предела уменьшена вторая гармоника после чего снова измерена выходная мощность гармоник (линии В). В результате наблюдалось значительное улучшение (по меньшей мере на 13 дБ, а в отдельных случаях и до 24 дБ), свидетельствующее о том, что хорошую фильтрацию можно осуществить соответствующей регулировкой одного лишь передатчика.

Относительные уровни мощности гармоник усилителя на ЛБВ могут превышать те же величины для клистрона на 20 дБ. Встречаются и некоторые другие типы паразитных излучений мощных ламп; они были рассмотрены Томиязу (Tomiyasu) [21].

Фильтры для подавления паразитных излучений. В идеальном случае фильтры, предназначенные для этой цели, должны иметь, во-первых, полосу пропускания с малыми потерями такой ширины, чтобы проходили несущая частота и модуляционные составляющие, а во-вторых, — для подавления паразитных гармоник —

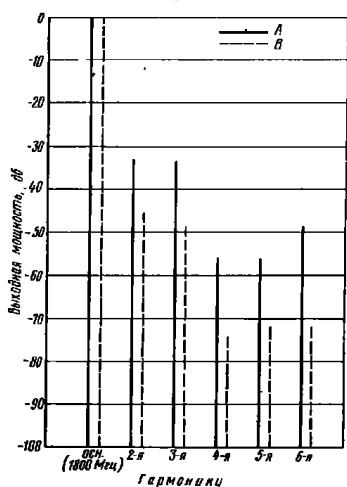


Рис. 15.01.2. Частотный спектр на выходе клистронного усилителя до (А) и после (В) регулировки клистрона, минимизирующей мощности гармоник при постоянной мощности основной частоты.

По оси ординат отложен уровень выходной мощности в дБ относительно уровня выходной мощности на основной частоте, который принят за нулевой (0 дБ).

15.01.3а, используются два отражающих полоснопропускающих фильтра и два трехдецибелных направленных ответвителя. В полосе пропускания фильтров мощность передается со входа на выход без ослабления, а в полосе зашпирирования — отражается от фильтров. В рабочей полосе частот направленных ответвителей большая часть этой отраженной мощности поглощается в нагрузке слева, и с передатчиком обеспечивается хорошее согласование (в идеальном случае в нагрузку справа мощность не поступает; ее включают для поглощения любой паразитной мощности, обусловленной рассогласованием нагрузки на выходе и другими причинами). На частотах, лежащих за пределами рабочей полосы на-

полосу зашпирирования, простирающуюся вверх на много октав. Кроме того, всегда бывает желательным, а зачастую и обязательным устранение возможности возникновения резонансов на паразитных частотах в передающей линии между источником высокой мощности и фильтром. Предотвращение таких резонансов важно, как с точки зрения сведения к минимуму трудностей, связанных с пробоем, так и для обеспечения оптимального режима работы лампы. Как правило, один фильтр не может удовлетворить всем предъявляемым требованиям, и поэтому приходится прибегать к различным сочетаниям фильтров и вспомогательных элементов, описываемым ниже.

На рис. 15.01.3 приводятся блок-схемы наиболее распространенных фильтрующих устройств на большую мощность.

В фильтрующем устройстве, показанном на рис.

правленных ответвителей, возможно значительное рассогласование с передатчиком.

В фильтрующем устройстве, показанном на рис. 15.01.3б, используются отражающий фильтр нижних частот, трехдецибелный направленный ответвитель и сужающиеся на конус волноводы, которые заканчиваются активными нагрузками и выполняют функции фильтров верхних частот [22]. Полоса пропускания данного

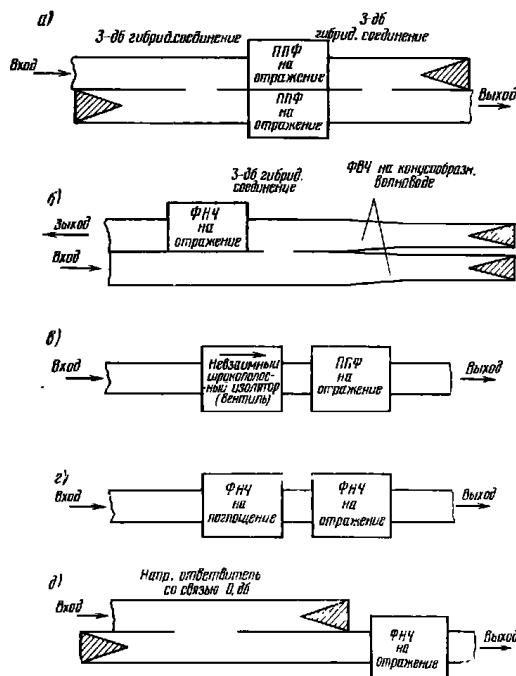


Рис. 15.01.3. Типичные блок-схемы фильтрующих устройств для подавления паразитного излучения мощных передатчиков. Заштрихованными треугольниками показаны согласованные нагрузки.

устройства соответствует полосе пропускания фильтра нижних частот. При этом фильтры верхних частот работают в своих полосах зашпирирования и отражают всю падающую на них мощность. На вы-

соких частотах затухание в устройстве возрастает, так как фильтры верхних частот начинают пропускать и большая часть падающей на них мощности рассеивается в согласованных нагрузках. Однако не вся паразитная мощность поглощается таким образом, поскольку некоторые распространяющиеся в регулярном волноводе типы волн не будут пропускаться конусообразными волноводами. Любые отраженные волны в полосе запираания устройства, кроме того, ослабляются фильтром нижних частот. В рабочем диапазоне частот трехдецибелного направленного ответвителя получается относительно хорошее согласование, хотя за пределами этого диапазона может наблюдаться значительное рассогласование. В обоих приведенных устройствах успешно используются шлейфные направленные ответвители (см. гл. 13), а также мостовые схемы с короткими щелями [23], в которых отверстие связи располагается в боковой стенке.

В фильтрующем устройстве на рис. 15.01.3а применен невязанный широкополосный вентиль на большую мощность [24] в сочетании с отражающим полосопронускающим фильтром. В идеальном случае рабочий диапазон частот вентиля должен намного превышать ширину полосы пропускания фильтра, тогда обеспечивалось бы хорошее согласование во всем рабочем диапазоне вентиля. Хотя ширина рабочей полосы имеющихся в настоящее время вентилях недостаточна для фильтрации высших гармоник, тем не менее их можно успешно использовать для поглощения излучения на частотах, близких к основной частоте.

Фильтрующее устройство, показанное на рис. 15.01.3б, представляет собой каскадное соединение отражающего и поглощающего фильтров нижних частот (поглощающий фильтр ослабляет сигнал, поглощая падающую на него мощность; обычно он очень хорошо согласован как в полосе пропускания, так и в полосе запираания). В полосе пропускания оба фильтра имеют низкий уровень потерь. Поглощающий фильтр, как правило, вносит относительно высокое затухание на частотах второй и третьей гармоник и меньшее затухание на более низких частотах. Если в качестве отражающего фильтра использовать описываемый ниже (см. § 15.05) фильтр вафельного типа, то его полоса запираания с высоким уровнем затухания может простираться от второй и вплоть до десятой гармоники основной частоты. Тогда данное устройство можно рассчитать так, чтобы вафельный фильтр обеспечивал большую часть затухания, а поглощающий фильтр работал, главным образом, как согласованный ослабитель, создавая при этом хорошее согласование с передатчиком на частотах гармоник. В тех случаях, когда не требуется высокий уровень затухания на гармониках выше третьей, можно отражающий фильтр в схему не включать, а для получения требуемого затухания на частотах второй и третьей гармоник увеличить длину поглощаемого фильтра.

В фильтрующем устройстве, показанном на рис. 15.01.3в, поглощающий фильтр нижних частот (см. рис. 15.01.3б) заменен от-

ветвителем, который в рабочей полосе будет направленным с переходным затуханием 0 дБ, причем геометрия его такова, что мощность на второй гармонике и на более высоких частотах проходит в основном в холостую нагрузку, а не к включенному на выходе отражающему фильтру. [Направленные ответвители с регулируемой связью, шлейфные [23, 25] ответвители (см. гл. 13) и мостовые схемы с короткими щелями в боковой или верхней стенках волновода экспериментально исследовались в рассматриваемой схеме. Преимущество шлейфных ответвителей заключается в том, что в шлейфы могут быть включены фильтры, что улучшает разделение основной частоты и гармоник. Эксперименты показывают, что два каскадно соединенных трехдецибелных ответвителя с короткой щелью в боковой стенке, образующих, таким образом, ответвитель с переходным затуханием 0 дБ, обеспечивают сравнительно хорошую характеристику данной схемы, кроме того, они компактны и относительно недороги [23].

Для улучшения согласования с передатчиком на частотах, лежащих за пределами рабочей полосы направленных ответвителей, можно также включить поглощающий фильтр между передатчиком и устройствами, схемы которых приведены на рис. 15.01.3а и б.

Размещение фильтра. Фильтр, предназначенный для подавления гармонических частот, следует располагать вблизи выхода системы, после ее последнего нелинейного элемента. Так, например, имеются некоторые доказательства, что переключатели типа приемник—передатчик генерируют значительное число гармоник. Поэтому предпочтительнее включать фильтр, подавляющий паразитные частоты, между антенным переключателем и антенной, а не перед антенным переключателем непосредственно после передатчика.

15.02. Допустимая мощность в различных линиях передачи

В линиях передачи при распространении в них импульсных сигналов малой длительности (приблизительно менее 5 мксек) с низким уровнем средней, но высоким уровнем импульсной мощности величина допустимой мощности обычно ограничивается пробоем, обусловленным ионизацией газа, заполняющего волновод. Нагревание волновода в этом случае не наблюдается. Градиент напряжения, при котором происходит пробой в воздухе, составляет около 29 кВ/см при давлении в одну атмосферу и расстоянии между электродами, много большем, чем размах колебания свободных электронов, который, в свою очередь, много больше средней длины свободного пробега электронов.

Указанные условия выполняются в обычных заполненных воздухом волноводах и коаксиальных линиях, работающих в частотном диапазоне 1÷100 Гц при давлениях 0,1—10 атм. Возникающий при этом пробой представляет собой безэлектродный разряд, так как большинство свободных электронов совершает много пе-

риодов колебаний, прежде чем достигнет электрода. Голд (Gould) [26] и другие авторы [27] провели обширные исследования явления газового пробоя; тем, кто интересуется данным вопросом более подробно, следует обратиться к их работам. Харт (Hart) и другие [28, 29] провели, кроме того, измерения величины допустимой импульсной мощности для целого ряда волноводных элементов и узлов.

Следующее условие, необходимое для возникновения разряда — наличие свободного электрона. В конечном итоге бомбардировка космическими лучами или естественная радиоактивность всегда дадут этот электрон. Однако считается, что при измерениях напряжения пробоя целесообразно получать его от радиоактивного источника, например, кобальта-60. Такой источник может обеспечить активность 100 мюри (т. е. испускать $3,7 \cdot 10^9$ электронов в секунду).

Минимальная величина пробивной напряженности поля наблюдается при таком давлении, когда радиочастота равна частоте соударений в газе. На сверхвысоких частотах величина этого давления для воздуха меняется линейно от ~ 1 мм рт. ст. на частоте 1 Гц и до ~ 10 мм рт. ст. на частоте 10 Гц. При более низких давлениях пробивная напряженность поля быстро возрастает. При давлениях порядка 10^{-6} мм рт. ст., соответствующих высокому вакууму, пробой уже определяется не ионизацией оставшихся молекул газа, а другим явлением, механизм которого полностью еще не выяснен. По всей вероятности, наиболее важное значение здесь имеет автоэлектронная эмиссия, т. е. вырывание электронов из металлических поверхностей электрическими полями с напряженностями порядка нескольких $Mв/см$ [30]. Такие напряженности поля могут возникнуть из-за мельчайших неоднородностей на поверхности металла даже в том случае, когда средняя напряженность поля на ней много ниже указанной величины. Следовательно, в вакуумированных фильтрах на большую мощность и линиях передачи очень важно, чтобы внутренние поверхности были совершенно гладкими [31]. В случае мощных ламп в качестве расчетной величины часто используют пробивную напряженность постоянно поля для гладких поверхностей, равную 350 кВ/см. Предполагается, что это значение пробивной напряженности приемлемо и для свч полей в условиях высокого вакуума, поскольку других сведений по этому вопросу пока нет.

Следует отметить еще одно явление, которое в обычных условиях не вызывает заметного снижения мощности, передаваемой через вакуумированную линию передачи или фильтр — так называемый мультипакторный эффект или резонансный высокочастотный разряд. Этот эффект представляет собой резонансную вторичную эмиссию и наблюдается, когда время пробега электронов между противоположными электродами под действием электрического поля равно половине периода радиочастотного колебания. Обычно такое явление происходит при напряжении сигнала по-

рядка 1000 в. Его недавно использовали при создании антенных переключателей типа прием—передача [32].

На рис. 15.02.1 приводятся величины допустимой импульсной мощности в рабочих диапазонах частот для ряда стандартных прямоугольных волноводов, заполненных воздухом при атмосферном давлении [33]. Эти значения мощностей можно вычислить по ф-ле (5.06.14), полагая, что максимальная напряженность элек-

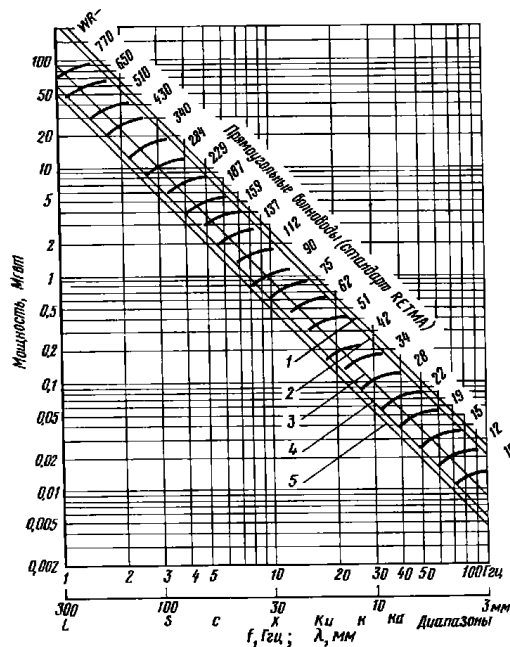


Рис. 15.02.1. Диаграмма для определения допустимой импульсной мощности волноводов (при пробивной напряженности электрического поля 29 кВ/см).

Граничные случаи: 1 — волна ТЕМ; 2 — волна TE_{10} при $f/f_c = 2$; 3 — волна TE_{10} при $f/f_c = 1,41$; 4 — волна TE_{10} при $f/f_c = 1,25$; 5 — волна ТЕМ в коаксиальной линии с волновым сопротивлением 41 ом

трического поля при пробое равна 29 кВ/см. Волноводы обозначены по стандарту RETMA или EIA (трехзначное число обозначает ширину волновода в дюймах, умноженную на 100). Здесь же

приведена величина допустимой импульсной мощности для 44-омной коаксиальной линии [ее можно вычислить по ф-ле (5.03.7)] с длиной средней окружности, равной длине волны (наружный диаметр линии составляет 0,430λ, а внутренний — 0,206λ). Этот случай соответствует максимальной допустимой импульсной мощности в коаксиальной линии [34] при условии, что в ней может распространяться только основная волна TEM. Самая верхняя линия на диаграмме вычислена для гипотетического плоскопараллельного волноводного с TEM волной, в котором ширина и высота

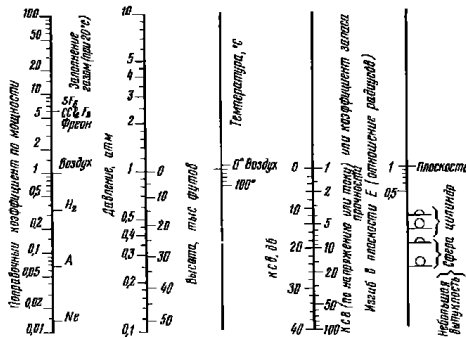


Рис. 15.02.2. Диаграмма поправочных коэффициентов для оценки допустимой мощности. Масштаб по оси ординат такой же, как на рис. 15.02.1

равны половине длины волны. Такой волновод обладает наибольшими размерами, при которых возможно распространение волны TEM без распространения волн высших типов.

Диаграмма на рис. 15.02.2 дает поправочные коэффициенты для определения мощности пробоя волноводов и коаксиальных линий в частотном диапазоне 1÷100 Гц [33]. Эти поправочные коэффициенты приведены в том же логарифмическом масштабе, который использован на предыдущем рисунке. Поэтому, пользуясь шкалами на рис. 15.02.2, можно найти поправочные коэффициенты к величинам, взятым из рис. 15.02.1, что в некотором смысле подобно умножению на логарифмической линейке. В центре каждой шкалы отмечено исходное условие (начало) отсчета. Стандартные (исходные) условия следующие: воздух при 20°C и давлении 1 атм (нулевая высота над уровнем моря), распространяющаяся без отражения волна (кскв=1 или 0 дБ), прямой гладкий волновод без изгибов и неровностей.

Для иллюстрации пользования приведенными диаграммами определим, например, допустимую импульсную мощность, которую

можно передать по волноводу WR90 на частоте 10 Гц при следующем заданном комплексе условий. Предположим, что волновод заполнен воздухом при 20°C, передача энергии происходит на высоте 5000 фут над уровнем моря, кскв в линии равен 3 дБ, коэффициент запаса прочности равен 2, а остальные условия стандартные.

Из рис. 15.02.1 находим, что допустимая импульсная мощность волновода составляет 1 Мвт, а поправочные коэффициенты по мощности (ПКМ) соответственно равны: при работе на высоте 5000 фут — 0,7, при кскв=3 дБ — 0,7 и для заданного запаса прочности — 0,5. Отсюда допустимая импульсная мощность будет равна 1 Мвт×0,7×0,7×0,5=0,25 Мвт.

Кон (S. V. Cohn) [35] вычислил электростатическое поле для случая двумерной конструкции со скругленными углами. Полученные им данные с достаточной для практики точностью можно применить к реальным конструкциям фильтров, если: 1) при рассмотрении скругленных углов в фильтре на большую мощность допустимо предположение, что они образованы бесконечными цилиндрическими поверхностями и 2) дуги скругленных углов малы по сравнению с длиной волны, так что распределение поля в этих областях близко к статическому.

Результаты Кона [35] представлены в виде отношения E_{max}/E_0 , где E_{max} — максимальная напряженность электрического поля на скруглении, а E_0 — значение напряженности поля в некоторой, достаточно удаленной от скругленной кромки области, принятое за отсчетное. Поскольку допустимая импульсная мощность в фильтре пропорциональна квадрату напряженности электрического поля, то величина ПКМ фильтров со скругленными углами будет равна $(E_0/E_{max})^2$. При этом рассматриваются две формы границ в виде двумерных кривых: 1) оптимальная, дающая постоянное значение электрического поля по криволинейной поверхности, и 2) в виде дуги окружности, которую обычно используют в большинстве практических конструкций фильтров. Кривые для случая трехмерной геометрии со сферическими углами будут приведены ниже в § 15.05.

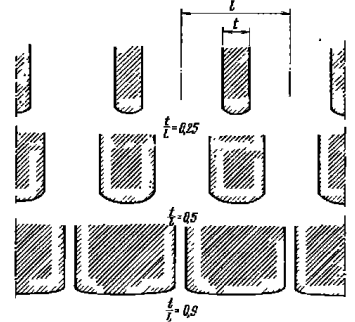


Рис. 15.02.3. Решетки из 180-градусных углов, скругленных для обеспечения постоянства напряженности электрического поля. Формы сечений криволинейных поверхностей приведены на рис. 15.02.1

Один из типов криволинейных границ с которыми можно столкнуться при исследовании фильтров на большую мощность, изображен на рис. 15.02.3. Эта граница представляет собой решетку из 180-градусных углов, для которых форма граничных кривых под-

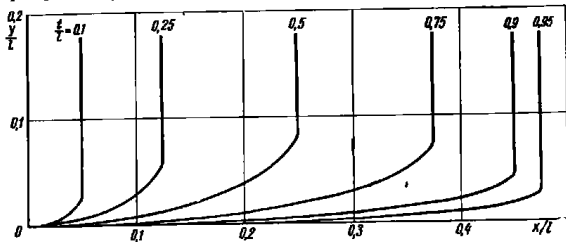


Рис. 15.02.4. Формы скругления 180-градусных углов для различных значений отношения t/l .

бирается так, чтобы обеспечить постоянство напряженности электрического поля вдоль криволинейных участков границы. Образующие эти углы кривые в более крупном масштабе представле-

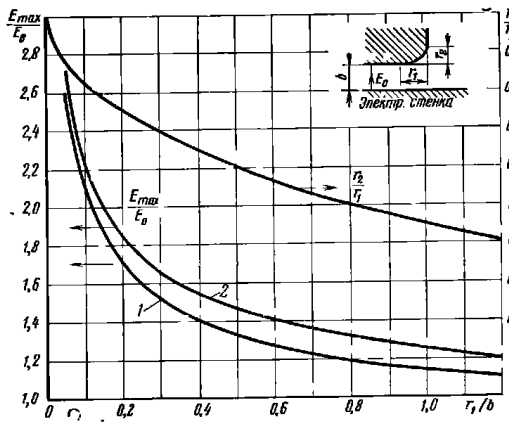


Рис. 15.02.5. Графики отношения E_{max}/E_0 для скругленного 90-градусного угла, находящегося вблизи электрической стенки.

1 — для границы с равномерным распределением поля ($r_1 > r_2$); 2 — для приблизительно круговой границы ($r_1 = r_2 = r$). График r_2/r_1 относится к границе с равномерным (однородным) распределением напряженности поля.

ны на рис. 15.02.4. Оказывается, что величина постоянной напряженности поля вдоль криволинейного участка границы E_{max} связана очень простым соотношением с величиной напряженности однородного поля в области, значительно удаленной от решетки, а именно,

$$\frac{E_{max}}{E_0} = \sqrt{\frac{l}{t}}. \quad (15.02.1)$$

На прямых вертикальных границах напряженность электрического поля очень быстро падает.

Часто встречается другая конфигурация — скругленный угол вблизи электрической стенки. Отношение E_{max}/E_0 для этого случая приведено на рис. 15.02.5. На рисунке показано также, как определить радиус кривой, ограничивающей угол в случае

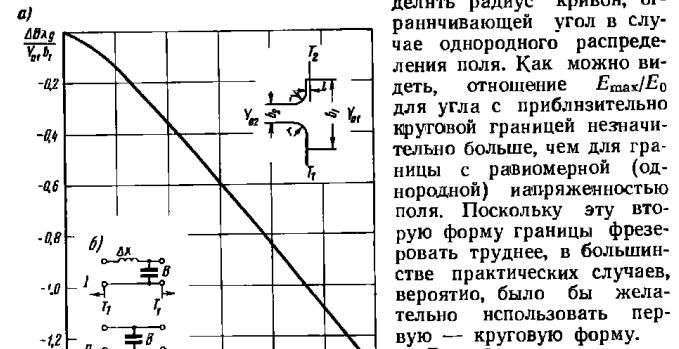


Рис. 15.02.6. График для коррекции емкостной проводимости (а) и эквивалентные схемы для скругленной ступеньки в волноводе (б).

Расчетные формулы для параметров схемы I:

$$\frac{B}{Y_{01}} = \frac{B|_{r=0}}{Y_{01}} + \frac{\Delta B}{Y_{01}}; \quad \frac{\Delta X}{Z_{01}} = \frac{2,7r^2}{b_1 \lambda_e};$$

для параметров схемы II:

$$\frac{B'}{Y_{01}} = \frac{B|_{r=0}}{Y_{01}} + \frac{\Delta B}{Y_{01}}; \quad \frac{2,7r^2 b_1}{b_2^2 \lambda_g};$$

$$I = 0,425 \frac{r^2}{b^2}$$

Резкий скачок высоты волновода или диаметра коаксиальной линии (для случая, когда радиус скругления $r=0$) можно представить эквивалентной схемой, состоящей из параллельно включенной емкостной проводимости $B|_{r=0}$ в плоскости отсчета, соответствующей скачку. Данные для такой неоднородности в волноводе были графически представлены на рис. 5.07.10, а для эквивалентной емкости неоднородности в коаксиальной линии — на рис. 5.07.1. Параллельная проводимость скругленного угла, показанного на рис. 15.02.5, равна проводимости нескругленно-

го угла, уменьшенной на величину ΔB . График величины ΔB для скругленного угла в волноводе приведен на рис. 15.02.6.

Таким образом, полная проводимость B скругленного угла равна

$$B = B|_{r=0} + \Delta B. \quad (15.02.2)$$

Заметим, что величина ΔB — отрицательная. Скругление угла, кроме того, приводит к росту запасаемой магнитной энергии. Это можно учесть, добавив в эквивалентную схему в плоскости скачка последовательно включенную индуктивность или сдвинув одну из плоскостей отсчета и изменив величину B . Эквивалентные схемы показаны на рис. 15.02.6б. Приведенные величины ΔB являются точными при условиях $r \leq (b_1 - b_2)/4$ и $X/Z_{02} < 0,3$, где $Z_{02} = 1/Y_{02}$.

В заключение рассмотрим угол, скругленный вблизи магнитной стенки. Графики напряженности поля и радиусов скругления при однородном распределении напряженности поля приведены на рис. 15.02.7. Из сравнения этих графиков и представленных на

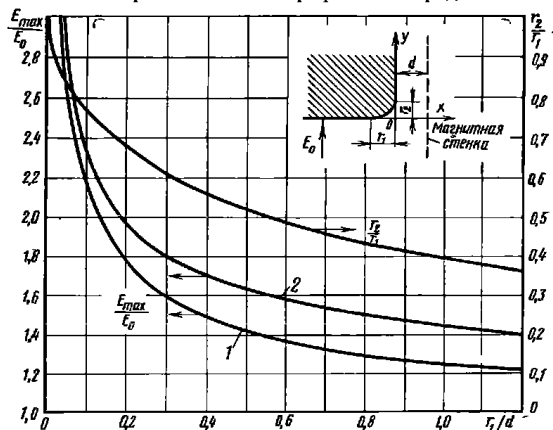


Рис. 15.02.7. График отношения E_{\max}/E_0 для скругленного 90-градусного угла, находящегося вблизи магнитной стенки.

1 — для границы с равномерным распределением поля ($r_1 > r_2$); 2 — для приблизительно круговой границы ($r_1 = r_2 = r$). График r_2/r_1 относится к границе с равномерным (однородным) распределением напряженности поля

рис. 15.02.5 видно, что для угла вблизи магнитной стенки напряженности поля несколько выше, чем для угла вблизи электрической стенки.

Допустимая средняя мощность линий передачи определяется допустимым повышением температуры их стенок [36, 37]. Кривые,

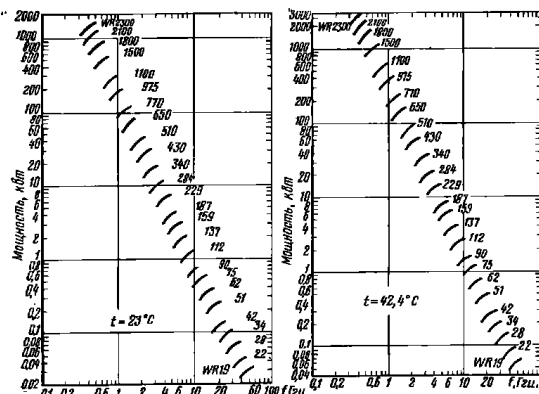


Рис. 15.02.8. Теоретические кривые допустимой средней мощности медного прямоугольного волновода для различных температур нагрета его стенок.

Волновод работает на волне TE_{10} при $\text{кв} = 1$ и температуре окружающей среды 30°C . Волноводы обозначены согласно стандарту RETMA

определяющие зависимость допустимой средней мощности для медного волновода от температуры его стенок, приведены на рис. 15.02.8. При расчете этих зависимостей предполагалось, что тепло из волновода переносится только посредством тепловой кон-

векции и теплового излучения и что коэффициент излучения стенок волновода равен 0,3, а также, что рассеяние мощности на единицу площади в стенках волновода одинаково для всех стенок. Когда температура окружающей среды не равна 40°C (эта температура принимается за эталон), то из кривых, приведенных на рис. 15.02.9, необходимо найти поправочный множитель F к допустимой средней мощности.

Стоячие волны в волноводах снижают их допустимую среднюю мощность для данного допустимого повышения температуры, так как они создают вдоль стенок волновода области местного перегрева.

Рис. 15.02.9. Теоретические зависимости поправочного множителя для допустимой средней мощности прямоугольного волновода от температуры окружающей среды T_a при различных температурах T_w стенок волновода. Сплошные линии относятся к волноводу типа WR-2300, в пунктирные — к волноводу типа WR-19.

Теплопроводность медных волноводов достаточно велика, и поэтому заметное количество тепла от указанных областей перегрева растекается вдоль оси волновода, понижая, таким образом, их температуру. На рис. 15.02.10 приведены кривые коэффициента снижения номинальной мощности как для медного волновода, так и для гипотетического волновода, в котором отсутствует осевой перенос тепла. Кривыми на рис. 15.02.10а следует пользоваться, когда мощность, передаваемая в нагрузку, постоянна, а кривыми на рис. 15.02.10б — при постоянной величине мощности волны на входе волновода.

Направленные ответители. Ответители были уже показаны на нескольких схемах рис. 15.01.3. Об уровне допустимой мощности ответителей с короткой щелью известно мало. Приблизительно найдено¹⁾, что допустимая мощность трехдцатидецибельного ответив-

теля с отверстием связи в боковой стенке волновода колеблется в пределах от полной мощности волновода и до 1/3 ее. Трехдцатидецибельный ответитель с отверстием связи в широкой стенке менее пригоден для работы в условиях высоких мощностей и обычно добирается при 1/4 допустимой средней мощности волновода.

Допустимая мощность шлейфных ответителей в первом приближении не зависит от коэффициента связи, а также от отношения волновых сопротивлений шлейфа и главного волновода. Уровень ее в значительной степени определяется радиусами углов волноводных Т-образных соединений и может быть рассчитан с помощью графиков, приведенных на рис. 15.02.5. Допустимую мощность легко довести до 40% от допустимой мощности в волновод (как в примере в § 13.14), и вероятно, ее можно было бы увеличить до 60 или 70%, удвоив радиус угла, используемый в указанном примере.

15.03. Теоретическое определение допустимой импульсной мощности для фильтров с непосредственной связью

В данном параграфе рассматривается вопрос о допустимой импульсной мощности полоснопропускающих фильтров типа, представленного на рис. 15.03.1а с частотной характеристикой, показанной на рис. 15.03.1в. Приводимые здесь расчетные данные предназначены, главным образом, для узкополосных фильтров и выражены через элементы g_k фильтра-прототипа нижних частот, приведенного на рис. 15.03.1г. Объемные резонаторы, которые образуют фильтр, можно изготовить из линий передачи с любой фор-

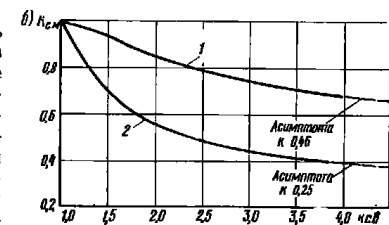
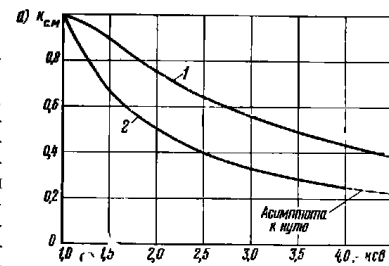


Рис. 15.02.10. Зависимости коэффициента снижения допустимой средней мощности $K_{с.м}$ от ксв.

а — при условии передачи в нагрузку постоянной мощности; б — при условии, что мощность падающей волны (на входе волновода) сохраняется постоянной.

Кривая 1 — для медного волновода; кривая 2 — при отсутствии осевого переноса тепла. Пунктиром показано асимптотическое стремление кривых $K_{с.м}$ к нулю и к значениям 0,46 и 0,25.

¹⁾ Частное сообщение Рибле (H. I. Riblet), Янг (L. Young) 9 июля 1962. В подтверждение его заметим, что согласно недавно проведенным измерениям в Стэнфордском исследовательском институте (SRI) допустимая мощность ответителя со связью в боковой стенке составляет 70% от полной мощности однородного волновода, а ответителя с отверстием связи в широкой стенке — 40%.

мой поперечного сечения, а нагружающие передающие линии могут иметь либо такие же, как у резонаторов, либо иные поперечные сечения.

Уровень допустимой импульсной мощности ограничивается величиной пробивного напряжения в тех участках внутри фильтра, где создается высокая напряженность электрического поля. При использовании обычных индуктивных отверстий связи между резонаторами максимумы электрического поля возникают не в отверстиях, а внутри объемных резонаторов, как это схематически показано на рис. 15.03.1а.

Допустимая импульсная мощность узкополосных фильтров в середине полосы пропускания. В узкополосных фильтрах вопрос о допустимой мощности может стать серьезной проблемой. Большинство расчетов таких фильтров основано на использовании схемы фильтра-прототипа нижних частот (см. гл. 4), и они обычно хорошо согласованы в середине полосы пропускания. Поэтому вначале ограничимся рассмотрением узкополосных фильтров, которые являются неотражающими в середине полосы пропускания. Общая точная формула будет приведена позднее [Ф-ла (15.03.4)].

Обозначим импульсную мощность (т. е. уровень мощности в течение короткого импульса), при передаче которой через фильтр

с n резонаторами только начинается пробой в k -м объемном резонаторе, через P_{qk} . Тогда, как будет показано в конце данного параграфа, получим (независимое доказательство этого положения приведено также в работе [38]), что на средней частоте полосы пропускания f_0

$$(P_{qk})_0 = \frac{P'_{qk} \pi m w}{2g_k \omega_1} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2, \quad (15.03.1)$$

где P'_{qk} — уровень допустимой импульсной мощности согласованного волновода того же сечения, что и резонатор;
 $(P_{qk})_0$ — значение P_{qk} для $f=f_0$;
 λ_{g0} — длина волны в волноводном пространстве на частоте f_0 ;
 λ_0 — длина волны в свободном пространстве на частоте f_0 ;
 m — длина резонатора, выраженная в половинах длины волны в волноводе;

$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$ — относительная ширина полосы пропускания;

g_k — соответствующий элемент в схеме фильтра-прототипа нижних частот, значения элементов которого нормированы таким образом, что $g_0=1$.

Поскольку величины элементов g_k в фильтре-прототипе нижних частот не всегда должны быть одинаковыми, допустимая импульсная мощность всего фильтра ограничивается напряжением пробоя в резонаторе, связанном с наибольшей величиной g_k .

Когда все элементы прототипа нижних частот равны, допустимая импульсная мощность фильтра в середине полосы пропускания будет максимальной для заданной избирательности по соседнему каналу. Применение равноэлементного прототипа, кроме того, приводит приблизительно к минимальным потерям рассеяния $(\Delta L_A)_0$ в середине полосы пропускания при заданных добротностях резонаторов и избирательности по соседнему каналу, как это уже рассматривалось в §§ 6.14 и 11.07.

В табл. 15.03.1 приведены формулы для расчета допустимых импульсных мощностей P'_q некоторых линий передачи, а также для допустимой импульсной мощности $(P_{qk})_0$ в середине полосы пропускания объемных резонаторов, построенных из этих линий. Указанные формулы получены на основе Ф-лы (15.03.1). Как будет видно далее из материала данного параграфа, уровень допустимой мощности вблизи края полосы пропускания меньше, чем в ее середине. Множитель $\lambda_{g1} \{ \lambda [1 - (\lambda/\lambda_{gc})^2] \}$, встречающийся в табл. 15.03.1, в крайней справа колонке, представляет собой безразмерную функцию отношения рабочей длины волны к критической длине волны; его величина обычно лежит между значениями 3 и 4.

Для удобства расчетов на рис. 15.03.2 даны графики допустимой импульсной мощности $(P_{qk})_0$ для резонаторов с воздушным

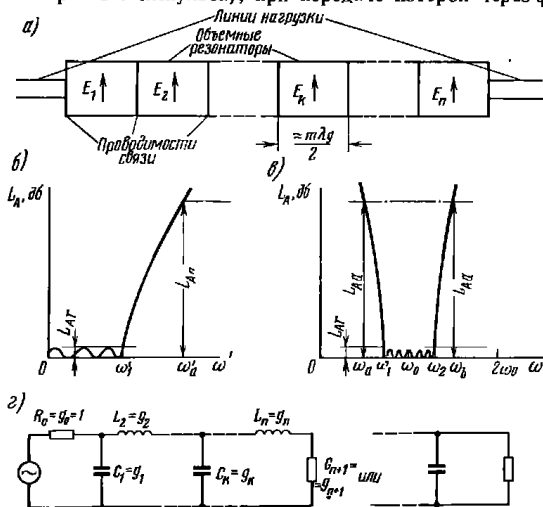


Рис. 15.03.1. Схемы волноводного полоснопропускающего фильтра (а), его прототипа нижних частот (з) и их характеристики (б и в)

ТАБЛИЦА 15.03.1
 ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ДОПУСТИМЫХ ИМПУЛЬСНЫХ МОЩНОСТЕЙ НЕКОТОРЫХ
 ПЕРЕДАЮЩИХ ЛИНИЙ И ОБРАЗОВАННЫХ ИЗ НИХ ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ

Тип линии передачи	Допустимая импульсная мощность согласованной линии P_q	Критическая длина волны λ_c	Допустимая импульсная мощность на средней частоте n -секционного фильтра при начале пробоя в резонаторе k (P_{qk}) ₀
 TE ₁₀	TE ₁₀ волна $0,14 \frac{\lambda}{\lambda_g} \frac{\lambda_c^2}{\lambda_g} \frac{b}{a}$	2a	$198 \frac{mbw}{ag_k \omega_1^2 f_c^2} \frac{\lambda_g}{\lambda \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right)^2 \right]}$
 TE ₁₁	TE ₁₁ волна $0,144 \frac{\lambda}{\lambda_g} \lambda_c^2$	3,415a	$204 \frac{m\omega}{g_k \omega_1^2 f_c^2} \frac{\lambda_z}{\lambda \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_z} \right)^2 \right]}$
 TE ₀₁	TE ₀₁ волна $0,625 \frac{\lambda}{\lambda_g} \lambda_c^2$	1,64a	$886 \frac{m\omega}{g_k \omega_1^2 f_c^2} \frac{\lambda_g}{\lambda \left[1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right)^2 \right]}$
 TEM $Z_0 = 30 \text{ Ом}$	TEM волна 1,29b ²	Нет	$2,03 \frac{m\omega b^2}{g_k \omega_1}$
 TEM $Z_0 = 50 \text{ Ом}$	TEM волна 1,105b ²	Нет	$1,74 \frac{m\omega b^2}{g_k \omega_1}$
 TEM $Z_0 = 44,4 \text{ Ом}$	Максимальная импульсная мощность при работе на критической длине волны λ_c первого колебания высшего порядка типа TE $0,055 \lambda_c^2$	Критическая длина волны первого колебания высшего порядка типа TE $\lambda_c = \frac{30}{f_c} \approx \pi(a+b)$	$77,8 \frac{m\omega}{g_k \omega_1^2 f_c^2} = 1,87 \frac{m\omega b^2}{g_k \omega_1}$

Примечание. Предполагается, что устройства заполнены воздухом при атмосферном давлении и пробивная напряженность поля равна 29 кВ/см.
 Все размеры и длины волн даны в сантиметрах; частоты f и f_c — в гигагерцах; мощности P_q и $(P_{qk})_0$ — в мегаваттах; f_c — критическая частота волновода; $\omega = (\omega_p - \omega_1)/\omega_0 = (f_p - f_1)/f_0$ — относительная полоса; m — число полуволн в резонаторах, параметры g_k , ω_1 определены на рис. 15.03.1 (где считаем, что g_k пронормированы так, чтобы $g_0=1$).

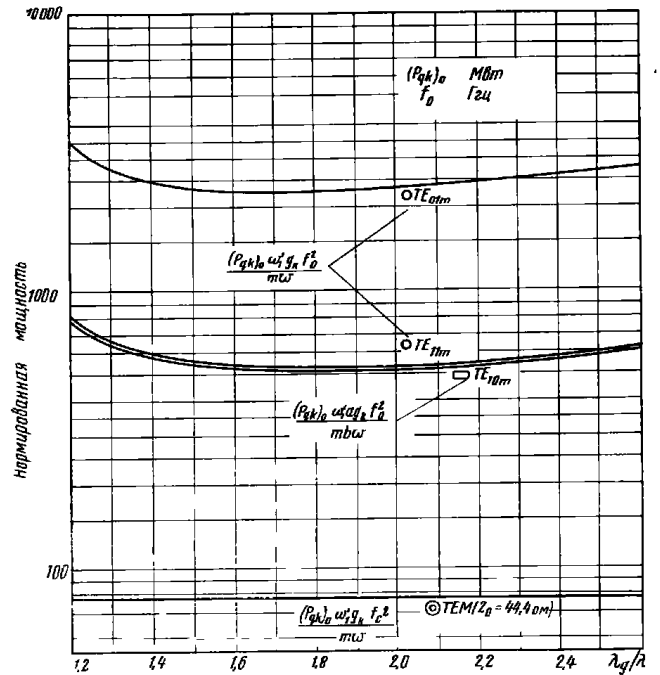


Рис. 15.03.2. Кривые допустимой импульсной мощности в середине полосы $(P_{qk})_0$ и резонаторного фильтра при начале пробоя в резонаторе k .
 Частота f_0 — в Гц, мощность $(P_{qk})_0$ — в Мвт. Определения параметров приведены в табл. 15.03.1

заполнением, работающих при атмосферном давлении. Если резонаторы заполнены каким-либо другим газом или давление отличается от атмосферного, то для определения допустимой мощности в середине полосы пропускания фильтра следует пользоваться этими графиками совместно с поправочными коэффициентами, приведенными на рис. 15.02.2.

Зависимость допустимой импульсной мощности узкополосных фильтров от частоты. Значения максимумов электрического поля в различных резонаторах полоснопропускающего фильтра изменяются с частотой. Самый простой путь определения этого изме-

нения в узкополосных фильтрах — воспользоваться тем фактом, что максимумы электрического поля в объемных резонаторах пропорциональны напряжениям на емкостях и токам через индуктивности в прототипе нижних частот [39].

На рис. 15.03.3 приведены графики квадратов нормированных максимальных напряженностей электрических полей E^2 в объемных резонаторах трехрезонаторного фильтра, у которого все эле-

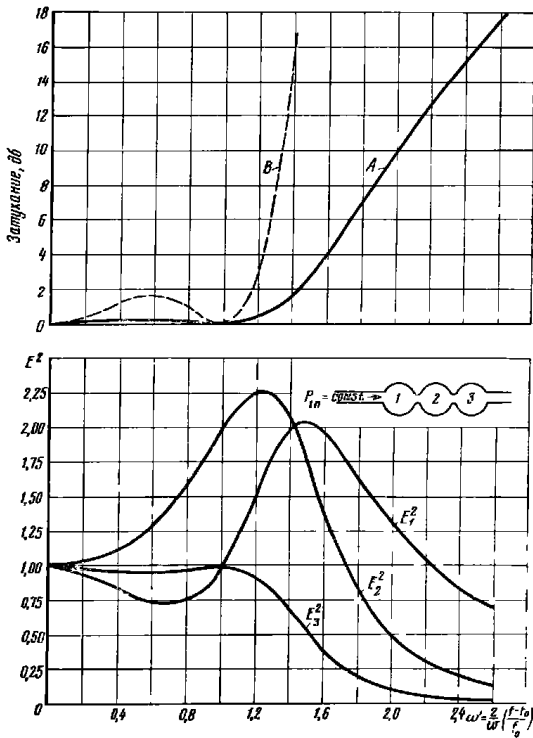


Рис. 15.03.3. Зависимость квадрата нормированной максимальной напряженности электрического поля E^2 от частоты в трехрезонаторном фильтре, у которого все элементы прототипа нижних частот одинаковы. Приведена также характеристика затухания прототипа ФНЧ.

A — кривая затухания, дБ; B — кривая затухания $\times 10$ дБ

менты фильтра-прототипа нижних частот g_0, g_1, g_2, g_3 и g_4 равны единице. Кривые построены относительно частотной переменной ω' фильтра-прототипа нижних частот. Здесь же для сравнения приведена характеристика рабочего затухания фильтра-прототипа нижних частот. Аналитические выражения для квадратов нормированных максимальных значений напряженностей электрических полей в трех объемных резонаторах имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} E_1^2 &= \frac{1 - (\omega')^2 + (\omega')^4}{P_{\text{max}}/P_{\text{вых}}} \\ E_2^2 &= \frac{1 + (\omega')^2}{P_{\text{max}}/P_{\text{вых}}} \\ E_3^2 &= \frac{1}{P_{\text{max}}/P_{\text{вых}}} \end{aligned} \right\} \quad (15.03.2)$$

Рабочий коэффициент потерь мощности $P_{\text{max}}/P_{\text{вых}}$ равен

$$\frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{вых}}} = 1 + \frac{(\omega')^2 [1 - (\omega')^2]^2}{4} \quad (15.03.3)$$

Обращаясь к рис. 15.03.3, можно видеть, что величина E_2^2 (квадрат нормированной максимальной напряженности электрического поля во втором резонаторе) при $\omega' = 1,24$ в 2,25 раза больше, чем в середине полосы пропускания. Поэтому допустимая импульсная мощность этого фильтра составляет только 0,445 от величины импульсной мощности P_{q2} в середине полосы пропускания, определенной из рис. 15.03.2.

Фильтры с произвольной шириной полосы пропускания. Максимальные напряженности электрических полей в резонаторах полоснопропускающих фильтров, образованных из отрезков линий передач, можно точно определить как в середине полосы пропускания, так и на любой другой частоте [40]. При этом ширина полосы пропускания может быть произвольной. Для каждого резонатора сначала вычисляют внутренний ксв (по напряжению) S_k , который будет виден от (изнутри) k -го резонатора в направлении к нагрузке (см. § 6.14), а затем — отношение P'_{qk}/P_{qk} , исходя из следующего равенства:

$$\frac{P'_{qk}}{P_{qk}} = S_k \quad (15.03.4)$$

где P'_{qk} — допустимая мощность согласованного волновода с таким же поперечным сечением, как и у k -го объемного резонатора. Эквивалентное отношение мощностей (ЭОМ) определяется как отношение мощности P'_{qk} к максимально допустимой падающей (т. е. отдаваемой генератором в согласованную нагрузку) мощности, при которой еще не возникает пробоя. Поскольку мощность P_{qk} , передаваемая в нагрузку, равна падающей мощности, умноженной на величину $(1 - |\rho_0|^2)$, где ρ_0 — коэффициент отражения на входе фильтра, то ЭОМ можно записать следующим образом:

$$\text{ЭОМ} = \frac{P_{0k}'}{P_{0k}} (1 - |\rho_0|^2) = S_k (1 - |\rho_0|^2). \quad (15.03.5)$$

Величины внутренних квб S_k в середине полосы пропускания легко определить для синхронных фильтров (см. § 6.14), и затем на основании тех же самых величин S_k найти допустимую мощность непосредственно из ф-лы (15.03.4) или (15.03.5).

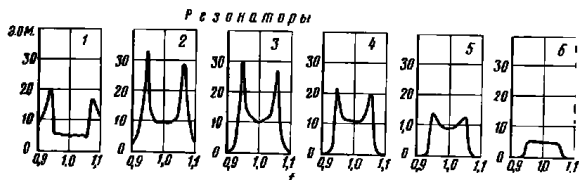


Рис. 15.03.4. Графики эквивалентного отношения мощностей (ЭОМ) для шестирезонаторного фильтра, рассчитанного на 10%-ую полосу при величине пульсаций в полосе пропускания 0,01 дБ.

На рис. 15.03.4 приведены зависимости ЭОМ от частоты, рассчитанные по ф-ле (15.03.5), для шестирезонаторного фильтра с параллельными индуктивными связями (или последовательными емкостными связями), например, такого, как показанный на рис. 8.06.1. Поперечные сечения подводных линий и резонаторов в этом фильтре одиваковы.

Фильтр был рассчитан в § 9.04 на 10%-ную ширину полосы пропускания (выраженную в величинах, обратных длине волны в волноводе) при величине пульсаций затухания в полосе пропускания 0,01 дБ. В этом фильтре резонатор 1 находится ближе всех к генератору, а резонатор 6 — ближе всех к нагрузке.

Связь с групповой задержкой и потерями рассеяния. Для того чтобы определить изменение допустимой мощности от частоты для фильтров, удовлетворяющих условию (6.09.1), которое справедливо для большинства фильтров приблизительно до 20%-ной ширины полосы пропускания, можно воспользоваться универсальными кривыми времени задержки на рис. 6.15.1—6.15.5. Для этого вначале нужно вычислить допустимую мощность в середине полосы пропускания по ф-ле (15.03.1) или (15.03.4). Величина ЭОМ пропорциональна запасенной энергии и, следовательно, пропорциональна групповой задержке во всей полосе пропускания (см. § 6.15).

Потери рассеяния и групповая задержка возрастают по мере среднего увеличения запасенной энергии, так что они почти строго пропорциональны во всей полосе пропускания. Таким образом, из универсальных кривых на рис. 6.15.1—6.15.5 можно получить лишь среднее увеличение запасенной энергии в полосе пропускания. С другой стороны, допустимая мощность связана с наибольшим

увеличением запасенной энергии в любом из звеньев или резонаторов. Указанные универсальные кривые показывают в основном характер возрастания эквивалентной мощности к краям полосы пропускания и частоту, на которой наблюдается максимум этой мощности. Эта частота почти одна и та же для всех резонаторов. У ближайшего к нагрузке резонатора нет максимума кривой ЭОМ вблизи границ полосы пропускания (см. рис. 15.03.3 и 15.03.4). Наибольшее увеличение эквивалентной мощности относительно середины полосы пропускания обычно наблюдается в резонаторе, ближайшем к генератору. Можно предположить, что отношение максимальной эквивалентной мощности к ее величине в середине полосы пропускания никогда не превышает более чем в 2 раза отношение максимальной групповой задержки к ее значению в середине полосы пропускания. Так, например, из рис. 15.03.3 следует, что максимальная эквивалентная мощность во 2-м резонаторе на краях полосы пропускания в 2,25 раза больше, чем значение этой мощности в середине полосы пропускания, в то время как максимальная групповая задержка на краях полосы в 0,6/0,38=1,6 раза (см. рис. 6.15.16) больше, чем групповая задержка в середине полосы. Подобное сравнение кривых эквивалентной мощности и групповой задержки (см. рис. 11.19, в работе [43]) для фильтра, графики которого показаны на рис. 15.03.4, дает значения указанных отношений 4,1 и 2,25. В таком случае целесообразно предположить, что по кривым групповой задержки, приведенным на рис. 6.15.1—6.15.5, можно определить увеличение эквивалентной мощности на краях полосы при условии, что используется коэффициент запаса, учитывающий большее увеличение мощности в ближайших к генератору резонаторах; этот коэффициент, по-видимому, всегда меньше 2 (ср. 2,25/1,6=1,4 и 4,1/2,25=1,8 в приведенных выше примерах).

Связь с внешней добротностью Q_0 одиночного объемного резонатора. Симметричный одиночный объемный резонатор схематично изображен на рис. 15.03.5. Величина коэффициента связи по мощности c^2 определяется следующим образом:

$$c^2 = \frac{P}{P'} \quad (15.03.6)$$

или

$$c^2 = \frac{4S}{(S+1)^2}, \quad (15.03.7)$$

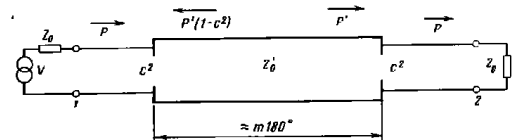


Рис. 15.03.5. Схема фильтра с одним объемным резонатором.

где S — внутренний ксв, равный в этом случае ксв неоднородности $V_1=V_2$ (см. гл. 6).

Определим добротность как отношение запасенной энергии, умноженной на 2π , к энергии, рассеянной за период колебания [41, 42]. Тогда можно показать, что внешняя добротность резонатора, нагруженного только на одно отверстие связи, равна

$$Q_e = \pi m \frac{(S+1)^2}{2S} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2 = \frac{2\pi m}{c^2} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2, \quad (15.03.8)$$

где λ_{g0} — длина волны в волноводе в середине полосы пропускания;

λ_0 — длина волны в свободном пространстве;

m — длина резонатора, выраженная в половинах длины волны в волноводе.

Для ступенчатых фильтров (см. гл. 6) m — целое число, и в этом случае ф-ла (15.03.8) будет точной; для узкополосных фильтров с реактивными связями величина m — близка к целому числу, и тогда эта формула дает хорошее приближение.

Заметим, что, внешняя добротность Q_e была определена для резонатора, нагруженного с одной стороны. Если резонатор, представленный на рис. 15.03.5, нагружен с обеих сторон, то внешняя добротность его Q'_e будет ровно в два раза меньше:

$$Q'_e = \frac{Q_e}{2}. \quad (15.03.9)$$

Уравнение (15.03.8) можно разрешить относительно S , выразив его через Q_e . Полученное выражение после подстановки его в ф-лу (15.03.4) дает отношение P'_q/P_q . Особенно простая формула получается для узкополосных фильтров ($S \gg 1$, $c \ll 1$):

$$\frac{P'_q}{P_q} \approx \frac{2Q_e}{\pi m} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}}\right)^2. \quad (15.03.10)$$

Доказательство ф-лы (15.03.1). Из выражений (6.09.2) и (6.14.10), справедливых для узкополосных фильтров, можно получить при $g_0=1$

$$S_k = \frac{4}{\pi} \frac{\omega_1}{\omega_q} g_k. \quad (15.03.11)$$

Для узкополосных фильтров с относительной шириной полосы пропускания w , у которых длины отрезков линий передачи в резонаторах составляют m половинок длины волны, получим

$$w = \frac{\omega_q}{2m} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}}\right)^2. \quad (15.03.12)$$

Подстановка выражений (15.03.11) и (15.03.12) в ф-лу (15.03.4) и приводит к ф-ле (15.03.1).

15.04. Перестраиваемый узкополосный фильтр на большую мощность с колебанием TE_{011}

В данном параграфе рассмотрим расчет узкополосного фильтра на большую мощность, в котором используются цилиндрические резонаторы с колебанием TE_{011} [38]. Его можно рассчитать так, чтобы, кроме узкой полосы пропускания, он отличался и очень малыми вносимыми потерями на средней частоте. Кроме того, из рис. 15.03.2 можно видеть, что допустимая мощность этого фильтра на средней частоте значительно больше, чем у фильтров, образованных из резонаторов других типов. Поэтому такой фильтр идеально подходит для использования в мощных передатчиках с целью подавления паразитных излучений на частотах, близких к основной. Вместе с тем он имеет недостатки, главный из которых — наличие паразитных полос пропускания на частотах, относительно близких к основной полосе пропускания, возникающих, когда объемные резонаторы резонируют на волнах других типов. Однако, используя описываемую ниже методику, можно в этих паразитных полосах получить очень высокий уровень вносимых потерь в пределах значительного диапазона частот.

На рис. 15.04.1 показаны результаты измерений вносимых потерь экспериментального трехрезонаторного фильтра с волной TE_{011} , изготовленного из алюминия и перестраиваемого в диапазоне частот $1250 \div 1350$ Мгц. Отверстия связи в фильтре подбирался таким образом, чтобы произведение внешней добротности оконечных резонаторов на коэффициент связи между резонаторами приблизительно равнялось единице. Таким образом, частотная характеристика этого фильтра почти полностью совпадает с характеристикой фильтра, рассчитанного на основе равноэлементного прототипа нижних частот.

Теоретическое значение допустимой импульсной мощности на средней частоте для фильтра с воздушным заполнением при атмосферном давлении ограничивается пробивной напряженностью резонаторов и, как можно определить из рис. 15.03.2, составляет около $2,25$ Мвт.

Допустимая импульсная мощность снижается на краях полосы пропускания приблизительно до 1 Мвт по причинам, рассмотренным выше в § 15.03.

На рис. 15.04.2 приведен конструктивный чертеж фильтра, а на рис. 15.04.3 показана его экспериментальная характеристика затухания в середине полосы в зависимости от частоты перестройки. Затухание измерялось методом замещения, причем фильтр на одном из концов нагружался на согласованную нагрузку с ксв около 1,10. Таким образом, максимальная ошибка в измерениях по методу замещения из-за потерь рассогласования составляла $0,04$ дБ.

Теоретическое значение ненагруженной добротности объемных резонаторов при условии, что удельная проводимость алюми-

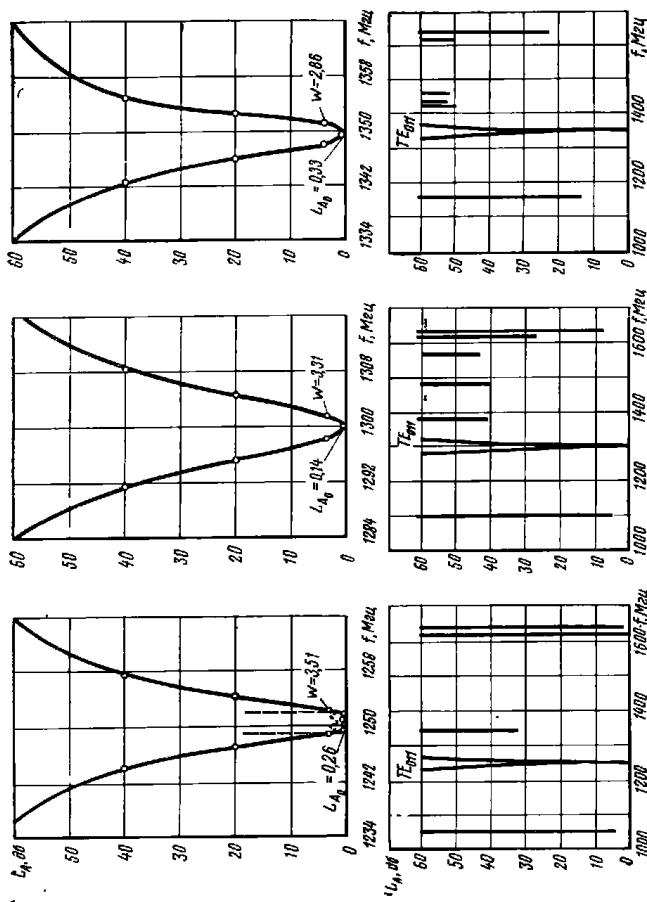


Рис. 15.04.1. Характеристики затухания, трансформаторного перестраиваемого фильтра с колебаниями $T_{\text{эф}}$. На рисунке приведены величины потерь L_n на уровне $\pm 0,6$, а также потери в среднем полосе L_n . Об. Пунктиром показана кривая возможных потерь в усиленном каскаде (затухание $\times 3$)

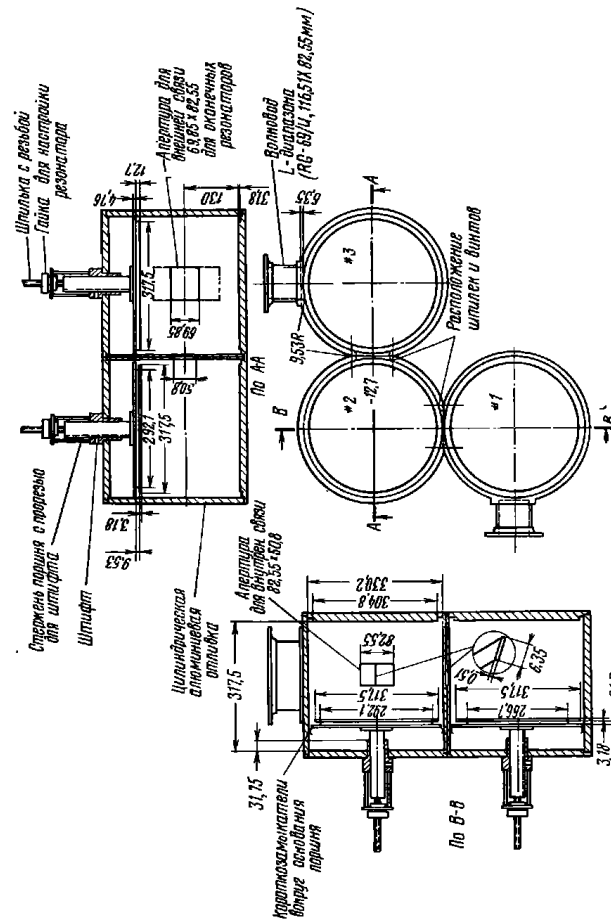


Рис. 15.04.2. Конструкция экспериментального трансформаторного фильтра с колебаниями $T_{\text{эф}}$. Все размеры в мм.

ния составляет 40% от удельной проводимости отожженной меди, колеблется в пределах от 53 000 на частоте 1250 Мгц до 47 000 на частоте 1350 Мгц. Добротности Q_u , полученные на основе измеренных величин затухания на средней частоте и ширины полосы пропускания фильтра на уровне 3 дБ по ф-лам (4.13.11) и (4.13.3), составляют 27 300, 55 700 и 28 400 соответственно на частотах 1250, 1300 и 1350 Мгц. Отклонение экспериментально найденных величин Q_u

от расчетных, по-видимому, вызвано погрешностями измерений или не учитываемыми при расчете потерями в поглощающем материале, установленном за перестроечными плунжерами. Этот вопрос рассмотрен ниже в данном параграфе.

Методика расчета фильтров с волной TE_{011} . Метод, используемый при расчете фильтров описываемого типа, сочетает элементы

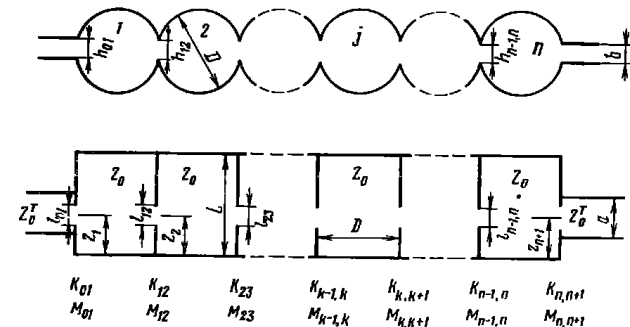


Рис. 15.04.4. Схема многорезонаторного фильтра с колебаниями типа TE_{011} при непосредственной связи между резонаторами.
 n — число резонаторов

теории и эксперимента. Фильтр-прототип нижних частот уже был показан на рис. 15.03.1г; принципиальная схема рассматриваемого фильтра представлена на рис. 15.04.4, а формулы для его расчета в случае узкой полосы пропускания приведены ниже.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ФИЛЬТРОВ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ ОБЪЕМНЫХ РЕЗОНАТОРОВ, С КОЛЕБАНИЯМИ ТИПА TE_{011}

Параметры прототипа g_0, g_1, \dots, g_{n+1} определены на рис. 15.03.1г (и в § 4.04), величины $\omega_1, \omega_0, \omega_1$ и ω_2 — на рис. 15.03.1б, в, а размеры фильтра — на рис. 15.04.4.

$$\text{Внешняя добротность } (Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega_1'}{w}; \quad (15.04.1)$$

$$\text{коэффициент связи } k_{k, k+1} |_{k=1 \div n} = \frac{w}{\omega_1' g_k g_{k+1}}; \quad (15.04.2)$$

$$\text{внешняя добротность } (Q_e)_B = \frac{g_n g_{n+1} \omega_1'}{w}, \quad (15.04.3)$$

где

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ и } \omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}; \quad (15.04.4)$$

$$(M_1)_{01}^2 = \frac{L \lambda_{g0}^T ab D^4}{(Q_e)_A 47,5 \lambda_0^2 \sin^2 \left(\frac{\pi z_1}{L} \right)}; \quad (15.04.5)$$

$$(M_1)_{k, k+1} = \frac{L D^4 k_{k, k+1}}{3,78 \lambda_0^2 \sin^2 \left(\frac{\pi z_k}{L} \right)}; \quad (15.04.6)$$

$$(M_1)_{n, n+1} = \frac{L \lambda_{g0}^T ab D^4}{(Q_e)_B 47,5 \lambda_0^2 \sin^2 \left(\frac{\pi z_{n+1}}{L} \right)}. \quad (15.04.7)$$

Или, если использовать нормированные параметры инверторов сопротивлений:

$$\frac{K_{01}}{Z_0^T} = \sqrt{\frac{w \pi Z_0 \lambda_{g0}^2}{2 \omega_1' Z_0^T \lambda_0^2 g_1 g_0}}; \quad (15.04.8)$$

$$\frac{K_{k, k+1}}{Z_0^T} = \frac{w \pi \lambda_{g0}^2}{2 \omega_1' \lambda_0^2 \sqrt{g_k g_{k+1}}}; \quad (15.04.9)$$

$$\frac{K_{n, n+1}}{Z_0^T} = \sqrt{\frac{w \pi Z_0 \lambda_{g0}^2}{2 \omega_1' Z_0^T \lambda_0^2 g_n g_{n+1}}}, \quad (15.04.10)$$

где
$$\frac{Z_0}{Z_0^T} = \frac{0,528D^4}{L \lambda_{g0}^T ab \sin^2 \left(\frac{\pi z_1}{L} \right)}, \quad (15.04.11)$$

то
$$(M_1)_{01} = \left(\frac{K_{01}}{Z_0^T} \right) \frac{\lambda_{g0}^T ab}{4\pi}; \quad (15.04.12)$$

$$(M_1)_{k, k+1} = \left(\frac{K_{k, k+1}}{Z_0} \right) \frac{D^4}{23,7L \sin^2 \left(\frac{\pi z_k}{L} \right)}; \quad (15.04.13)$$

$$(M_1)_{n, n+1} = \left(\frac{K_{n, n+1}}{Z_0^T} \right) \frac{\lambda_{g0}^T ab}{4\pi}, \quad (15.04.14)$$

где a , b , D и L определены на рис. 15.04.4;

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{0,821D} \right)^2}} \left[\begin{array}{l} \text{длина волны на частоте } \omega_0 \text{ в круглом} \\ \text{волноводе диаметром } D, \text{ работающем} \\ \text{на волне TE}_{01} \end{array} \right]; \quad (15.04.15)$$

$$\lambda_{g0}^T = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}} \left[\begin{array}{l} \text{длина волны на частоте } \omega_0 \text{ в прямоугольном} \\ \text{нагружающем волноводе шириной } a, \text{ рабо-} \\ \text{тающем на волне TE}_{10} \end{array} \right]; \quad (15.04.16)$$

λ_0 — длина волны в свободном пространстве на частоте ω_0 .

Приведенные расчетные соотношения выведены на основе теории малых апертур Бета по методу, аналогичному использованному в §§ 8.07 и 8.14 для расчета узкополосных фильтров из отрезков прямоугольного волновода. В рассматриваемом фильтре применяются прямоугольные отверстия связи; их длина по направлению невозмущенного магнитного поля в отверстии равна $l_{k, k+1}$, высота в перпендикулярном направлении относительно направления невозмущенного магнитного поля в отверстии равна $h_{k, k+1}$, а толщина — $t_{k, k+1}$.

Теоретические значения статических коэффициентов магнитной поляризуемости $(M_1)_{k, k+1}$ различных отверстий (в предположении нулевой толщины отверстий и отсутствия эффектов, связанных с их большой величиной) были определены путем экстраполяции данных для прямоугольных отверстий, приведенных на рис. 5.10.4а. Экстраполированная величина определялась при этом из соотношения

$$\frac{(M_1)_{k, k+1}}{(l_{k, k+1})^3} = 0,061 + 0,197 \frac{h_{k, k+1}}{l_{k, k+1}}. \quad (15.04.17)$$

Действительная величина коэффициента магнитной поляризуемости $(M_1)_{k, k+1}$ с учетом как поправки на толщину, так и частотной поправки затем определялась из выражения (5.10.6), которое в данном случае принимает вид

$$(M_1)_{k, k+1} = \frac{(M_1)_{k, k+1}}{1 - \left(\frac{2l_{k, k+1}}{\lambda} \right)^2} \times 10^{-1} \left[\frac{1,346 l_{k, k+1}}{l_{k, k+1}} \sqrt{1 - \left(\frac{2l_{k, k+1}}{\lambda} \right)^2} \right]. \quad (15.04.18)$$

Поскольку отверстия прорезают в стенках цилиндров, они на краях толще, чем в центре. Используемая в ф-ле (15.04.18) толщина $l_{k, k+1}$ является средней арифметической этих двух толщин.

Как было установлено, ф-ла (15.04.18) дает довольно точные значения коэффициентов магнитной поляризуемости. Это показывает и рис. 15.04.5а, на котором приведено сравнение измеренных и теоретических значений внешней добротности резонаторов. Теоретические значения были вычислены путем решения уравнения (15.04.5) относительно $(Q_e)_A$. Это видно также из рис. 15.04.5б, где сравниваются измеренные значения коэффициента связи k между резонаторами, теоретические значения которых были вычислены путем решения уравнения (15.04.6) относительно $k_{k, k+1}$. Величины внешней добротности определялись на основании импедансных измерений для одного из оконечных резонаторов, нагруженного с одной стороны, в соответствии с методикой, изложенной в § 11.02.

Требуемая величина внешней добротности находилась подбором отверстия связи. После этого два оконечных резонатора связывались посредством малой диафрагмы. На основании измерений частотной характеристики этой пары резонаторов и использования рекомендаций, данных в § 11.04, были получены значения коэффициентов связи. Окончательные величины Q_e и k для отверстий, размеры которых приведены на рис. 15.04.2, сведены в табл. 15.04.1.

Методы подавления паразитных типов колебаний. Диаметр объемных резонаторов в фильтре рассматриваемого типа выбирался таким образом, чтобы по мере изменения длины резонаторов при перестройке частоты от 1250 до 1350 МГц резонансные частоты других типов колебаний были по возможности дальше отодвинуты от резонансной частоты колебания TE_{011} . Внутренний диаметр был выбран равным 33 см, при этом длина невозмущен-

ТАБЛИЦА 15.04.1
РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ ЗНАЧЕНИЙ
КОЭФФИЦИЕНТА СВЯЗИ k И ВНЕШНЕЙ
ДОБРОТНОСТИ Q_e (ДЛЯ ФИЛЬТРА,
ПРИВЕДЕННОГО НА РИС. 15.04.2)

f , МГц	Q_e	k	$k Q_e$
1250	677	0,00137	0,93
1300	562	0,00176	0,99
1350	594	0,00180	1,07

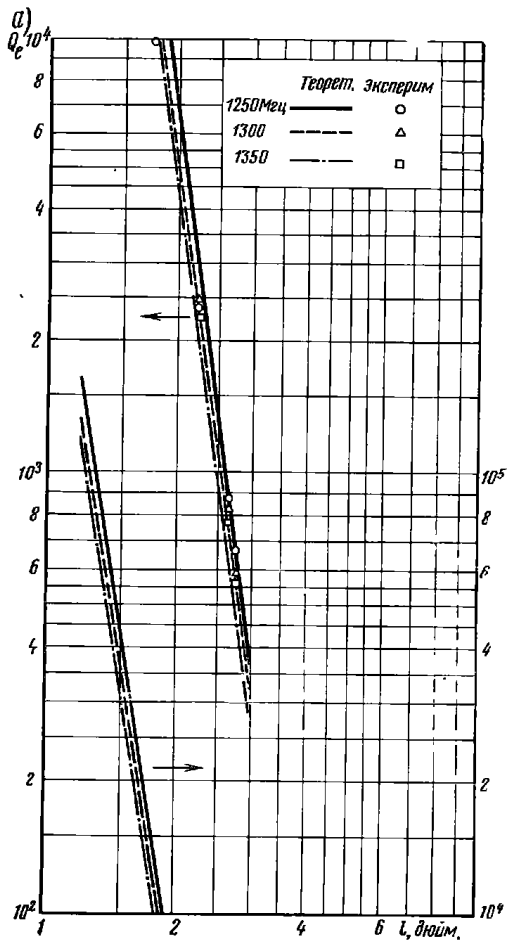
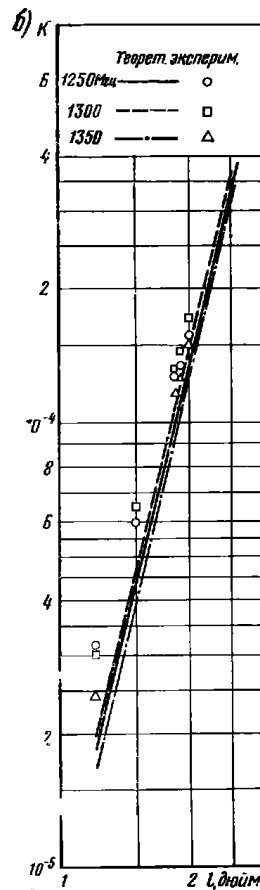


Рис. 15.04.5. Теоретические кривые и экспериментальные точки и коэффициент связи. Сплошной линией и кружками показаны соответственно теоретическая кривая и экспериментальные точки при частоте 1250 Мгц, пунктиром и квадратами — при частоте 1300 Мгц,



для внешней добротности $Q_e(a)$ k (б). Кривая и экспериментальные точки штрих-пунктиром и треугольниками — при частоте 1350 Мгц

ных резонаторов при резонансе должна составлять 25,98 см на частоте 1250 Мгц и 19,41 см на частоте 1350 Мгц. Измерения показали, что фактические длины объемных резонаторов L существенно отличались от указанных значений; это говорит о том, что отверстия связи оказывают заметное влияние на резонансные частоты.

На рис. 15.04.6 приведена диаграмма типов колебаний для невозмущенного цилиндрического резонатора, на которой представлены все типы колебаний, какие могут существовать в резонаторе в частотном диапазоне 1050–1725 Мгц.

Оконечные волноводы ориентировались таким образом, чтобы они были сильно связаны с теми колебаниями типа ТЕ внутри резонаторов, у которых составляющие магнитного поля параллельны осям резонаторов. Колебания типа ТМ, не имеющие таких составляющих, очень слабо возбуждались оконечными волноводами. Однако, как видно из рис. 15.04.2, длина внутренних отверстий, т. е. размер вдоль окружности резонатора, больше их высоты, т. е. размера, параллельного оси резонатора. Поэтому случайно возбужденные в обоих оконечных резонаторах колебания типа ТМ очень сильно связаны друг с другом через внутренние отверстия. Чтобы уменьшить внутреннюю связь колебаний типа ТМ и тем самым снизить побочную передачу через фильтр на этих типах колебаний, поперек каждого отверстия связи параллельно оси резонатора была помещена металлическая полоска с закругленными краями шириной 6,35 и толщиной 0,51 мм (см. рис. 15.04.2). На связь колебаний типа ТЕ она почти не влияла.

Существует несколько способов

сведения к минимуму передачи через фильтр на других возможных колебаниях типа ТЕ (отличных от колебания TE_{011}), которые могут быть связаны с помощью отверстий на частотах, отличающихся от расчетной. Один из них заключается в расположении

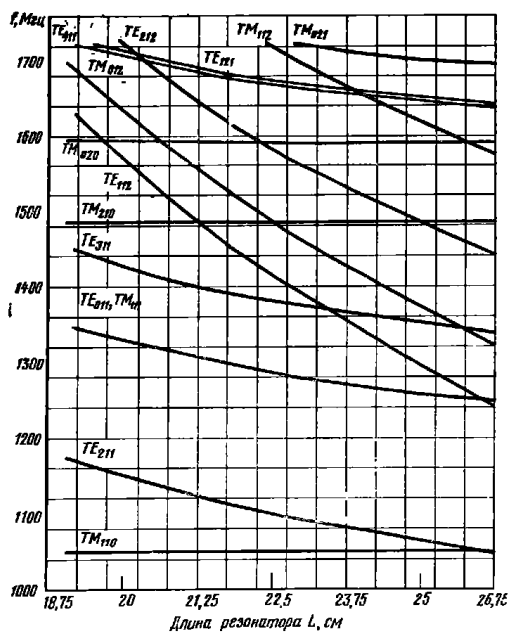


Рис. 15.04.6. Диаграмма типов колебаний для невозмущенного цилиндрического резонатора

отверстий связи посредине между верхней и нижней стенками резонаторов при настройке на частоту 1250 Мгц. Эта мера предельно снижает связь резонаторов между собой и с внешними волноводами при колебаниях TE_{011} .

Для уменьшения связи между резонаторами при колебаниях TE_{011} отверстия связи в каждом из них были расположены под прямым углом друг к другу, чем объясняется необычное взаиморасположение резонаторов, показанных на рис. 15.04.2. Кроме

того, в настроечных плунжерах каждого резонатора были сделаны радиальные линии передачи различной длины (см. рис. 15.04.2), образованные прикреплением к латунным перестраивающим плунжерам контактного типа алюминиевых дисков с прорезью в форме уступа по периферии. В двух перестраивающих плунжерах с самыми глубокими дроссельными канавками помещались два диска поглощающей бумаги толщиной 0,089 мм, имеющих сопротивление 2000 ом на единицу площади. Эти диски были расположены между латунными контактными и алюминиевыми дисками. В соответствующих резонаторах для механического соединения двух частей плунжеров использовались нейлоновые винты. Применение поглощающих листов в двух резонаторах позволило снизить ненагруженную добротность для нежелательных типов колебаний без заметного ее снижения для полезного колебания TE_{011} . В настроечный плунжер с самой короткой радиальной линией поглощающую бумагу не ставили, поскольку в данном случае она снизила бы также и величину ненагруженной добротности резонатора для колебания TE_{011} .

Радиальные линии по-разному сдвигают резонансные частоты нежелательных типов колебаний в объемных резонаторах и, как отмечалось выше, снижают также ненагруженную добротность для таких типов колебаний в двух резонаторах. Следовательно, значительно уменьшается передача на этих колебаниях высших типов. На рис. 15.04.7 проиллюстрирован сдвиг резонансных частот в оконечном резонаторе, вызываемый двумя самыми глубокими дроссельными канавками в настроечных плунжерах для некоторых типов колебаний, близких по частоте к колебанию TE_{011} . Из рисунка видно, что наличие дроссельных канавок не приводит к пересечению кривых перестроек для нежелательных типов колебаний и колебания TE_{011} . Достоинство этих канавок состоит еще в том, что они несколько сдвигают резонансную частоту колебания TM_{011} , в которое всегда вырождается колебание TE_{011} в невозмущенном цилиндрическом резонаторе. Пазы по краям нижних торцевых стенок резонаторов также служат для смещения частоты колебания TM_{011} ; их глубина равна 3,18, а ширина 12,7 мм.

Обычный способ подавления эффектов, связанных с нежелательными типами колебаний в эхо-резонаторах или частотомерах, работающих на колебаниях типа TE_{011} , заключается в размещении поглощающего материала в тех местах объемных резонаторов, где он был бы сильно связан со всеми типами колебаний, за исключением колебаний типа TE_{011} [44], и поэтому сильно снижал бы их ненагруженные добротности Q_0 . Следовательно, такой резонатор с активной нагрузкой при использовании в схеме на проход обеспечивает очень низкую передачу всех типов колебаний, за исключением колебаний типа TE_{011} . При использовании в схеме на отражение он вызывает незначительную реакцию в питающей линии, отражая мощность только на резонансной частоте колебания TE_{011} .

Наиболее часто поглощающий материал располагают позади настроечного плунжера, который делают бесконтактным. Стенки резонаторов можно также выполнить в форме спирали с поглощающим материалом между витками. Поглощающий материал (в особенности при размещении позади настроечного плунжера) сильно смещает резонансные частоты всех типов колебаний, за исключением TE_{01m} . Поэтому их кривые перестройки существенно

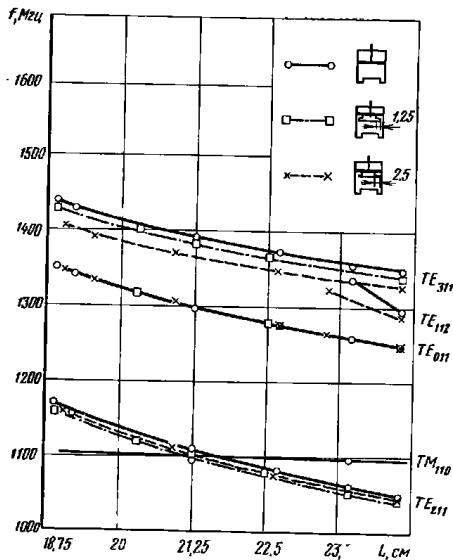


Рис. 15.04.7. Диаграмма типов колебаний для оконечного резонатора, иллюстрирующая сдвиг резонансной частоты из-за апертур связи и дроссельных канавок на перестраивающих плунжерах.
 L — длина резонатора

отличаются от кривых перестройки в невозмущенном цилиндрическом резонаторе, показанных на рис. 15.04.7, и, вероятно, пересекают кривые перестройки для колебаний TE_{01m} . Мощность, поглощаемая этими «пересекающими» колебаниями высшего типа, зависит от отношения добротностей Q_e и Q_u для каждого из таких колебаний. Она максимальна при значении Q_e , равном Q_u , и минимальна, когда значение Q_e значительно отличается от Q_u .

В случае слабо связанных резонаторов с колебанием TE_{01m} , подобных эхо-резонаторам и частотомерам, отношение добротностей Q_e и Q_u всегда очень велико для пересекающих колебаний высших типов, и поэтому они не поглощают заметного количества энергии. Совершенно иное положение в фильтрах с низким уровнем вносимых потерь, работающих на колебаниях TE_{01m} , поскольку в данном случае величина отношения Q_e к Q_u для этого типа колебания очень мала, а следовательно, отношение этих величин для пересекающих колебаний высших типов меньше и может оказаться очень близким к единице. В таком неблагоприятном случае пересекающие типы колебаний поглощают много энергии, и снижается эффективная ненагруженная добротность полезного колебания TE_{01m} , что приводит к большим потерям в фильтре. Указанное явление наблюдалось в рассматриваемом фильтре экспериментально и явилось причиной того, что в нем использовалось минимальное число поглощающих элементов для подавления паразитных типов колебаний.

Приближенное значение максимальной напряженности электрического поля в отверстиях связи. Максимальную напряженность электрического поля в отверстиях, связывающих резонаторы друг с другом и с внешними волноводами, приближенно можно вычислить, предполагая, что распределение поля в отверстиях синусоидальное. Рассмотрим вначале бесконечно тонкие диафрагмы с прямоугольными отверстиями. На рис. 15.04.8 показан прямоугольный волновод, работающий на волне TE_{10} и возбуждаемый прямоугольным отверстием с синусоидальным распределением электрического поля по его длине (в плоскости отверстия), которое определяется выражением

$$E_1 \cos \frac{\pi u}{l}, \quad (15.04.19)$$

где E_1 — максимальное значение напряженности электрического поля в плоскости отверстия длиной l .

Точное выражение для амплитуды E максимального электрического поля, возбуждаемого в прямоугольном волноводе, имеет вид

$$E = \frac{4lh \cos \frac{\pi l}{2a}}{\pi ab \left(1 - \frac{h^2}{a^2}\right)} E_1. \quad (15.04.20)$$

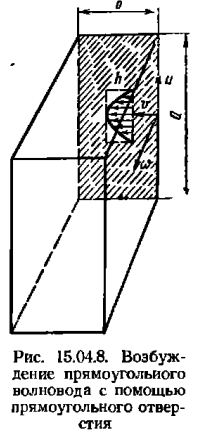


Рис. 15.04.8. Возбуждение прямоугольного волновода с помощью прямоугольного отверстия

Максимальное значение напряженности электрического поля в плоскости прямоугольного отверстия можно также вычислить приближенно по другой формуле, более удобной для расчета электрических полей во внутренних отверстиях. В единицах МКС эта формула имеет вид

$$E_1 = \frac{\pi \omega_0 \mu_0 M'_1 \Delta H}{2h} \text{ в/м}, \quad (15.04.21)$$

где ω_0 — круговая частота; $\mu_0 = 1,257 \times 10^{-6} \text{ гн/м}$; M'_1 — коэффициент магнитной поляризуемости отверстия и ΔH — разность между напряженностями магнитных полей по обе стороны отверстия.

Напряженность магнитного поля H_0 во внешнем отверстии со стороны резонатора значительно больше напряженности магнитного поля внешнего волновода. Поэтому для внешних отверстий $H_0 \approx \Delta H$.

Максимальное значение напряженности электрического поля $E_{k, k+1}$ в плоскости внутреннего отверстия, связывающего k -й и $(k+1)$ -й резонаторы, равно

$$E_{k, k+1} = \frac{\pi \omega_0 \mu_0 M'_{k, k+1} \Delta H_{k, k+1}}{2l_{k, k+1} h_{k, k+1}}, \quad (15.04.22)$$

где $l_{k, k+1}$ и $h_{k, k+1}$ — соответственно длина и высота прямоугольного отверстия связи между k -м и $(k+1)$ -м резонаторами, а $M'_{k, k+1}$ — коэффициент магнитной поляризуемости этого отверстия. Точный расчет величины $\Delta H_{k, k+1}$ трудоемок и утомителен, так как ее значение зависит и от амплитуды, и от фазы магнитного поля по обе стороны отверстия. Для грубой оценки можно предположить, что величина $\Delta H_{k, k+1}$ равна разности напряженностей магнитных полей в двух резонаторах, находящихся в противофазе.

Для того чтобы краевые поля, перпендикулярные к плоскости отверстия, а также и на его краях не были слишком большими, необходимо делать диафрагмы связи толстыми и края отверстий скруглять. Как было показано на рис. 15.04.2, скругляются края отверстия, параллельные оси u (см. рис. 15.04.8), а для краев отверстий, параллельных оси v , в этом нет необходимости. Скругление краев почти не влияет на коэффициенты магнитной поляризуемости отверстий.

Для бесконечно тонкой диафрагмы с отверстием, имеющим размеры $l = 6,985 \text{ см}$, $h = 8,255 \text{ см}$ и возбуждающим прямоугольный волновод с размерами $a = 16,51 \text{ см}$, $b = 8,255 \text{ см}$, выражение (15.04.20) дает максимальное значение напряженности электрического поля E_1 в плоскости отверстия, равное $1,94E$.

Реальная диафрагма конечной толщины в экспериментальном фильтре имела такие же размеры отверстия l и h и, кроме того, внутренний край каждого отверстия был скруглен с радиусом

$8,26 \text{ мм}$) вдоль стороны l . Из рис. 15.02.5 видно, что максимальное значение напряженности электрического поля E'_1 вблизи скругленных углов составляет $1,85E_1$. Следует заметить, что E_1 — максимальное значение напряженности электрического поля в плоскости отверстия, тогда как величина E'_1 представляет собой максимальное значение напряженности электрического поля независимо от направления. Поэтому вблизи внешних отверстий связи (когда во внешнем волноводе возбуждается волна с амплитудой E) $E'_1 = 3,59E$. Допустимая импульсная мощность для внешнего отверстия связи составляет, таким образом, только $0,0776$ от допустимой импульсной мощности внешнего (подводящего) волновода.

Используя соответствующее соотношение из табл. 15.03.1 (что допустимая импульсная мощность P'_m внешнего волновода равна $76,4 \lambda / \lambda_p \text{ Мвт}$ для воздуха при стандартных давлении и температуре), находим, что максимально допустимая импульсная мощность внешних отверстий связи в середине полосы пропускания, где фильтр согласован, равна $4,06$, $4,24$ и $4,37 \text{ Мвт}$ соответственно на частотах 1250 , 1300 и 1350 Мгц . Это превышает допустимую импульсную мощность резонаторов.

Отношение максимального значения напряженности электрического поля в бесконечно тонких внутренних отверстиях связи (между резонаторами) к максимальному значению напряженности электрического поля в бесконечно тонких внешних отверстиях связи (между оконечными резонаторами и подводящими волноводами) можно вычислить с помощью ф-лы (15.04.22). Величину этого отношения можно считать правильной и для реальных отверстий в фильтре, поскольку все края их округлялись в одинаковой степени. Используя окончательные значения размеров $l = 6,985 \text{ см}$, $h = 8,255 \text{ см}$ — для внешних отверстий и $l = 5,08 \text{ см}$, $h = 8,255 \text{ см}$ — для внутренних, получим

$$\frac{E'_{\text{внутр}}}{E'_{\text{внешн}}} = \frac{M_{\text{внутр}}}{M_{\text{внешн}}} \frac{(\Delta H)_{\text{внутр}}}{(\Delta H)_{\text{внешн}}} = 1,375. \quad (15.04.23)$$

Здесь $E'_{\text{внутр}}$ и $E'_{\text{внешн}}$ — максимальные значения напряженностей электрического поля соответственно во внутренних и внешних отверстиях; $(\Delta H)_{\text{внутр}}$ и $(\Delta H)_{\text{внешн}}$ — разности между напряженностями магнитных полей соответственно на противоположных сторонах внутренних и внешних отверстий. С хорошей степенью приближения можно записать, что $(\Delta H)_{\text{внешн}} = H_{\text{внешн}}$ где $H_{\text{внешн}}$ — максимальное значение напряженности магнитного поля в центре внешних отверстий; $M_{\text{внешн}}$ и $M_{\text{внутр}}$ — коэффициенты магнитной

¹⁾ Эта величина радиуса скругления отличается от приведенной на рис. 15.04.2. Авторы указывают ее значение в дюймах, причем на рисунке — $3/8$ (что равно $0,375$ дюйма), а в тексте — $0,325$ дюйма. Очевидно, в тексте допущена ошибка, и правильная величина равна $0,375$ дюйма, т. е. $9,53 \text{ мм}$ (прим. ред.).

поляризуемости внешних и внутренних отверстий. Их значения, вычисленные на частотах 1250, 1300 и 1350 Мгц, оказались соответственно равными: $M_{внешн}=4,60, 4,67, 5,17$ и $M_{внутр}=1,275, 1,288, 1,347$. Если допустить, что $(\Delta H)_{внутр}=2H_{внешн}$, то на указанных частотах допустимая импульсная мощность внутренних отверстий будет равна 7,00, 7,35 и 8,53 Мвт соответственно. Из графиков на рис. 15.03.3 находим, что при $\omega'=1,4$ напряженность поля во втором и третьем резонаторах возрастает приблизительно в 1,4 раза по сравнению с ее значением в середине полосы пропускания. Поэтому на данной частоте разность напряженности $(\Delta H)_{внутр}$ увеличивается приблизительно в 1,4 раза по сравнению с ее величиной в середине полосы. Следовательно, и допустимые импульсные мощности внутренних отверстий снизятся приблизительно в два раза по сравнению с их значением в середине полосы пропускания, но все еще останутся выше допустимой импульсной мощности самих резонаторов фильтра.

15.05. Вафельные фильтры на большую мощность

В данном параграфе приводятся расчет и результаты эксперимента для двух образцов фильтров вафельного типа, работающих в L -диапазоне¹⁾ (см. § 7.05). В первом фильтре, разработанном раньше [45], главным требованием было создание очень широкой полосы загираания, а именно, нужно было подавить все гармоники со второй до десятой включительно. Конструкция состояла из трех каскадно включенных вафельных фильтров с перекрывающимися полосами загираания. Во втором образце [43] упор делался на величину допустимой мощности и ширину полосы пропускания. Поставленные требования были удовлетворены путем замены квадратных выступов круглыми, изменения оконечных секций и параллельного включения четырех одинаковых фильтров, что позволило увеличить допустимую мощность более чем в 5 раз. Нет причин, которые препятствовали бы соединению наилучших свойств обоих образцов для создания фильтра с широкой полосой загираания (от второй до десятой гармоники), с широкой полосой пропускания (исв менее 1,2 почти во всем L -диапазоне) и с величиной допустимой мощности, приблизительно равной 8 Мвт в воздухе при атмосферном давлении. Однако такая модель пока еще не создана. Рассмотрим каждый из образцов в отдельности.

Фильтр вафельного типа с полосой загираания до десятой гармоники включительно [45, 59]. В этой конструкции три вафельных фильтра с перекрывающимися полосами загираания соединены каскадно, что дает общую полосу загираания от 2,2 до 13,7 Гц с затуханием 60 дб и более для всех возможных распространяющихся типов волн. Полоса загираания перекрывает гармоники ча-

стот полосы пропускания 1,25÷1,35 Гц со второй по десятую включительно. В полосе пропускания рассматриваемый фильтр согласован с волноводом типа WR650 с помощью четвертьволновых ступенчатых трансформаторов (см. гл. 6). Как показали измерения, уровень импульсной мощности, передаваемой без пробоя в присутствии радиоактивного источника на кобальте-60, составляет 1,4 Мвт в воздухе при атмосферном давлении, длительности импульсов 2 мксек и частоте повторения 60 имп/сек.

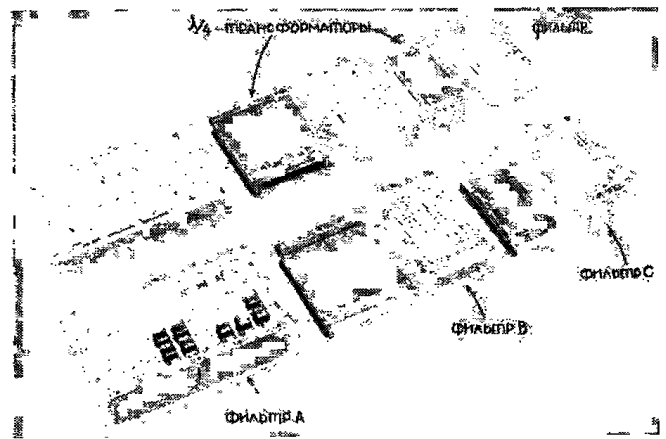


Рис. 15.05.1. Фильтр вафельного типа (в разобранном виде) и соединительные четвертьволновые трансформаторы

На рис. 15.05.1 показан внешний вид такого фильтра в разобранном виде; видны также четвертьволновые трансформаторы, используемые для соединения различных вафельных секций друг с другом; не показаны лишь трансформаторы, соединяющие вафельный фильтр с волноводом WR650. Примерный вид кривых характеристического затухания в полосе загираания каждой из секций фильтра представлен на рис. 15.05.2.

Расчет вафельной секции А был описан ранее в качестве первого примера в § 7.05 в подразделе, озаглавленном «Расчет фильтра вафельного типа, использующий данные Кома для обычного фильтра на рифленном волноводе». Для того чтобы получить в полосе загираания теоретическое значение затухания около 80 дб, эта секция составлялась из 10 звеньев (по длине фильтра).

¹⁾ L -диапазон охватывает частоты от 1,12 до 1,70 Гц (прим. ред.).

Вафельные секции *B* и *C* были рассчитаны по методике, описанной в § 7,05, в подразделе, озаглавленном «Расчет, использующий эквивалентную цепь T-образного сочленения, предложенную Маркущезем». Секция *B* выполнена из 7 звеньев (по длине фильтра) для получения теоретической величины затухания более 60 дБ

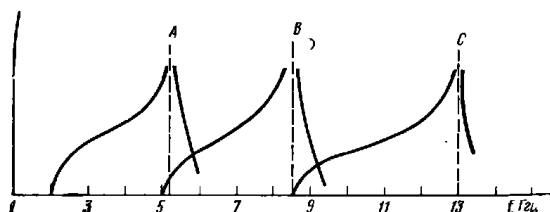


Рис. 15.05.2. Характеристические затухания α фильтров вафельного типа

в полосе заграждения на частотах выше 5,75 Гц, а секция *C* — из 9 звеньев для получения теоретической величины затухания более 60 дБ в полосе заграждения на частотах выше 9,25 Гц.

На рис. 15.05.3 показано типичное сечение вафельного фильтра на большую мощность и используемые обозначения его размеров, а в табл. 15.05.1 приведены размеры всех трех вафельных секций.

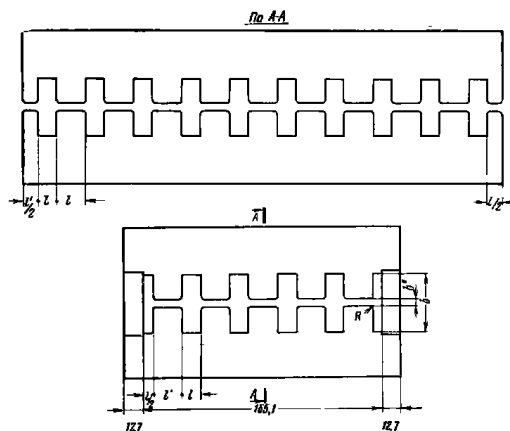


Рис. 15.05.3. Поперечные сечения типичного фильтра вафельного типа L-диапазона.
Все размеры — в мм

— 360 —

ТАБЛИЦА 15.05.1

РАЗМЕРЫ СЕКЦИЙ А, В И С ВАФЕЛЬНОГО ФИЛЬТРА. ПОКАЗАННОГО НА РИС. 15.05.1 И 15.05.3

Секция фильтра	Размеры, мм					Число секций		Длина, мм	Радиусы скругления углов, мм
	b'	b''	b	l	l'	по ширине	по длине		
A	7,11	5,33	40,9	13	20	5	10	330	1,6
B	7,11	5,33	25	5,87	9,14	11	7	105	1,6
C	7,11	5,33	17,8	3,81	6,5	16	9	93	1,1

Углы выступов в каждом из них скруглены для уменьшения в этих местах напряженности электрического поля. Используемые радиусы скругления также даны в таблице. Для вафельных секций *A* и *B*, у которых $b'' < l$, целесообразно при определении величины напряженности электрического поля на скругленных углах пользоваться графиками на рис. 15.02.5. Обращаясь к этому рисунку, можно видеть, что максимальная величина напряженности электрического поля на скругленных углах только в 1,4 раза превышает значение напряженности в центре выступа. Для вафельной секции *C*, у которой $l < b''$, правильнее для той же цели пользоваться графиками на рис. 15.02.7. Из этого рисунка видно, что максимальное значение напряженности электрического поля на углах в 1,58 раза превышает значение напряженности поля в центре выступа.

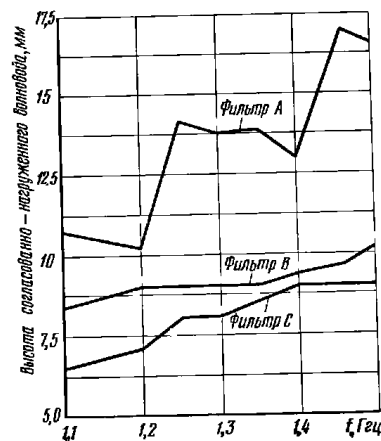


Рис. 15.05.4. Экспериментальные кривые высот оконечных (нагружающих) волноводов, необходимых для согласования характеристических сопротивлений

Высота волноводов, необходимая для согласования характеристических сопротивлений каждой из вафельных секций, была

— 361 —

рассчитана с помощью методов, описанных в § 7.05. Кроме того, измерялось характеристическое сопротивление этих секций по методу Дэвиса (см. § 3.09). Результаты измерений приведены на рис. 15.05.4, где построены кривые высот нагружающих волноводов, которые необходимы для согласования характеристических сопротивлений.

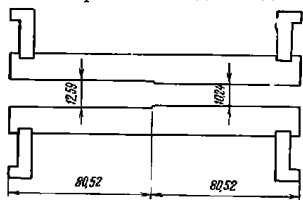


Рис. 15.05.5. Поперечное сечение трансформатора между секциями А и В фильтра вафельного типа. Все размеры — в мм

Требуемые высоты четвертьволновых трансформаторов, обеспечивающие условия согласования вафельных секций друг с другом и с оконечными волноводами в диапазоне частот 1250–1350 МГц, были определены из этих кривых и из таблиц, приведенных в § 6.04. Высота односекционного четвертьволнового трансформатора между вафельными секциями В и С составляет 8,66 мм. Размеры двухсекционного четвертьволнового трансформатора между вафельными секциями А и В приведены на рис. 15.05.5, в размеры трансформаторов на концах фильтра — на рис. 15.05.6.

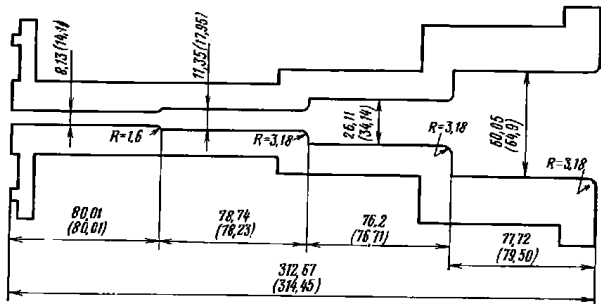


Рис. 15.05.6. Поперечное сечение входного и выходного трансформаторов фильтра вафельного типа. Размеры без скобок относятся к трансформатору, согласующему фильтр С с волноводом L-диапазона, а размеры в скобках — к трансформатору, согласующему фильтр А. R — радиус скругления. Все размеры — в мм

На рис. 15.05.7 показаны измеренные кривые КСВ и затухания в полосе загираания собранного вафельного фильтра.

Характеристики одиночной вафельной секции S-диапазона при работе ее в условиях вакуума и под давлением описали также Газарт (Guthart) и Джонс (Jones) [46].

Фильтр вафельного типа с увеличенной шириной полосы пропускания и повышенным уровнем допустимой мощности [43]. Принцип

создания вафельного фильтра с широкой полосой пропускания (и широкой полосой загираания) был изложен ранее в конце § 7.05 (где также указывались его размеры), а внешний вид его показан на рис. 7.05.10. Теперь объясним, как можно добиться увеличения допустимой мощности вафельного фильтра при использовании круглых выступов вместо квадратных.

Представленный на рис. 15.05.1 фильтр испытывался в условиях высокого уровня мощности до возникновения дугового разряда.

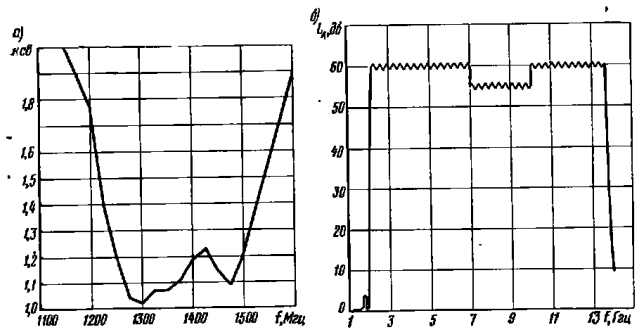


Рис. 15.05.7. КСВ (а) и затухание (б) собранного фильтра вафельного типа

Затем он был разобран и исследован. На четырех углах выступов в трех центральных продольных рядах были обнаружены сильные признаки выгорания (на выступах, расположенных в двух рядах у боковых стенок, они обнаружены не были). Скругление только одних кромок выступов оставило бы рубчики на четырех углах. Поэтому углы также скруглялись примерно до сферической формы, хотя это место все же оставалось самой слабой частью фильтра с точки зрения допустимой мощности. Было доказано, что для более равномерного распределения поля лучше использовать круглый выступ, а не квадратный, поскольку у него только один край я, естественно, нет углов. Для получения количественного сравнения принимались во внимание следующие соображения.

Так, Кон [35] провел анализ поля вблизи двумерных скругленных углов. При одинаковых размерах круглого и квадратного выступов полученные им результаты должны быть еще достаточно точными для полей вблизи линейных кромок выступов. Нижняя кривая на рис. 15.05.8 (из рис. 15.02.5) дает значение максимальной напряженности электрического поля вблизи скругленного края с круговой границей. Эта кривая представлена в функции отношения $2R/b''$, где R — радиус скругления края, а b'' — расстояния

между выступами (см. рис. 15.05.3). Для вычисления максимально-го значения напряженности поля вблизи сферически скругленных углов квадратных выступов поступим следующим образом [43].

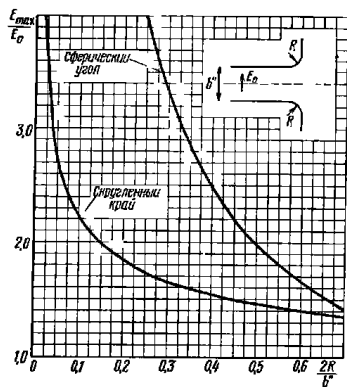


Рис. 15.05.8. Максимальная напряженность поля вблизи скругленных краев круглых выступов (с круговой формой двумерной границы скругления) и вблизи сферических углов квадратных выступов

Будем полагать, что плоскость симметрии между выступами имеет потенциал земли. Напряженность электрического поля в глубине области между выступами обозначим через E_0 . Тогда потенциал V выступа равен

$$V = \pm E_0 b'' / 2. \quad (15.05.1)$$

Напряженность поля E_{\max} на поверхности изолированной сферы радиуса R при потенциале V относительно земли выражается формулой

$$E_{\max} = \frac{V}{R} = \frac{E_0 b''}{2R}. \quad (15.05.2)$$

Поэтому для трехмерных углов квадратных выступов, когда углы имеют сферическую форму, приблизительно справедливо соотношение

$$\frac{E_{\max}}{E_0} \approx \frac{b''}{2R}. \quad (15.05.3)$$

Это соотношение также представлено графически (верхняя кривая) на рис. 15.05.8 в зависимости от величины $2R/b''$ (эта кривая является равнобочной гиперболой). Для рассматриваемых фильтров имеем

$$\frac{2R}{b''} = \frac{0,126}{0,210} = 0,6. \quad (15.05.4)$$

Из рис. 15.05.8 находим, что E_{\max}/E_0 равно 1,415 для круглого края и 1,667 для сферического угла. Поэтому вафельный фильтр с круглыми выступами должен был бы работать при мощности приблизительно в

$$\left(\frac{1,667}{1,415}\right)^2 = 1,39 \quad (15.05.5)$$

раз большей, чем при квадратных выступах. В случае параллельного включения четырех вафельных секций с круглыми выступами, как показано на рис. 15.05.9, такой фильтр должен пропустить мощ-

ность приблизительно в $4 \times 1,39 = 5,56$ раз большую, чем одиночный фильтр, изображенный на рис. 7.05.10; это соответствует приблизительно 15% допустимой мощности прямоугольного волновода WR650 L-диапазона.

Рассматриваемый фильтр из четырех вафельных секций испытывался в присутствии радиоактивного источника на кобальте-60

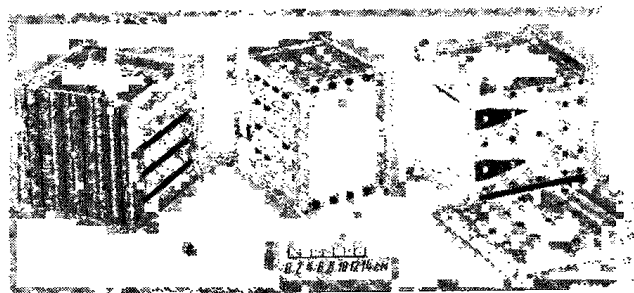


Рис. 15.05.9. Фильтр вафельного типа на большую мощность, составленный из четырех параллельно включенных секций с круглыми выступами

в воздухе при атмосферном давлении с использованием при этом импульсов длительностью 2,5 мксек и частотой повторения 200 имп/сек. При импульсной мощности в 6,5 Мвт (максимально возможной мощности генератора) признаков дугового разряда еще не наблюдалось. Поскольку допустимая мощность одиночного вафельного фильтра с квадратными выступами (см. рис. 15.05.1) равна 1,4 Мвт, то на основании приведенных выше расчетов фильтр, показанный на рис. 15.05.9, должен при тех же условиях пропустить мощность $5,56 \times 1,4 = 7,8$ Мвт.

В начале § 15.02 указывалось, что понятие импульсной мощности относится к случаю коротких импульсов. При использовании полученных результатов в случае импульсов большей длительности следует соблюдать осторожность. Вафельные фильтры и с квадратными, и с круглыми выступами подвергали воздействию импульсов длительностью 110 мксек с частотой повторения 30 имп/сек. При этом допустимая импульсная мощность составила только около 1/3 допустимой мощности, имевшей место для импульсов длительностью 2 мксек. Кроме того, оказалось, что дуговой разряд возникает приблизительно через 50 мксек после начала импульса.

Размеры делителей мощности для вафельного фильтра на большую мощность (см. рис. 15.05.9) приведены на рис. 15.05.10. Каждый из четырех параллельно включенных фильтров имеет те же

размеры, что и одиночный фильтр, описанный в § 7.05 (см. рис. 7.05.10).

В конструкции фильтра, приведенной на рис. 15.05.9, три пластины толщиной 2,82 мм, поддерживающие круглые выступы, были сплошными. Позднее эти пластины видоизменили, прорезав между выступами большие круглые отверстия, как показано на рис. 15.05.11, где также более детально изображена вся новая,

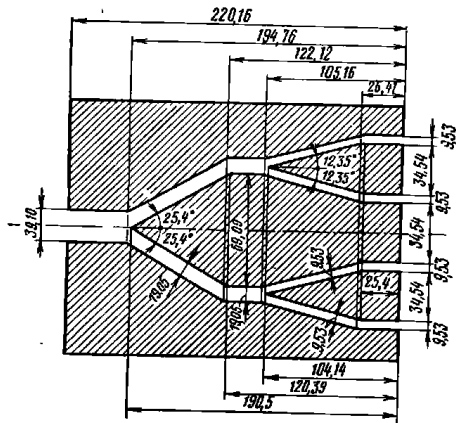


Рис. 15.05.10. Размеры (в мм) делителя мощности фильтра, показанного на рис. 15.05.9. Ширина волновода $a=165,1$ мм

похожая на этажерку, конструкция. Отверстия были прорезаны для того, чтобы обеспечить связь между четырьмя секциями вафельного фильтра, и создать, таким образом, условия, исключющие несифазное распространение сигналов через различные его секции. Тем самым была предотвращена любая возможность возникновения паразитных резонансов вокруг пластин (резонансных ловушек) из-за жестких допусков или других несовершенств (хотя практически такие резонансы никогда не наблюдались ни при наличии отверстий, ни без них).

На рис. 15.05.12 представлены характеристики ксв фильтров первой (рис. 15.05.9) и второй (рис. 15.05.11) конструкций соответственно сплошной и пунктирной линиями. В процессе измерений включались оба делителя мощности. Ксв почти во всем L -диапазоне меньше 1,2 в обоих случаях и менее 1,1 в двух значительных участках этого диапазона.

Характеристика затухания фильтра в полосе заграждения представлена на рис. 15.05.13, здесь же приведена характеристика вафельного фильтра А (который имеет квадратные выступы, состоит

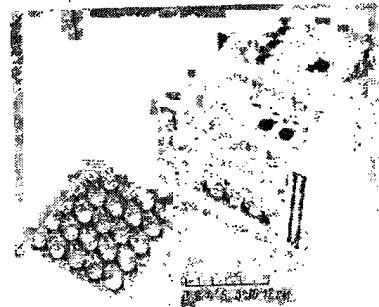


Рис. 15.05.11. Конструкция фильтра, приведенной на рис. 15.05.10 в виде «этажерки»

из 10 звеньев и начинается с полувыступов). Как можно видеть, несмотря на различное число секций (5 и 10), заметного различия характеристик в полосе заграждения нет.

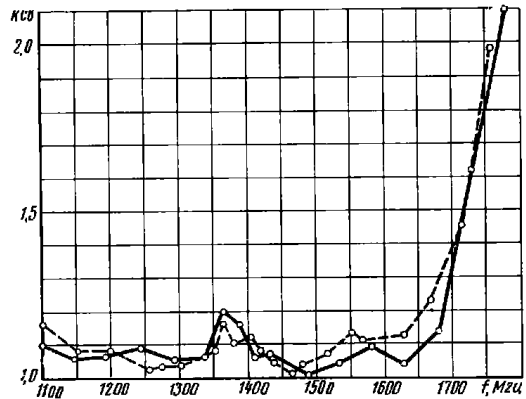


Рис. 15.05.12. Характеристики ксв фильтров без отверстий связи (сплошная линия) и с отверстиями связи (пунктир)

Некоторые трудности возникли вследствие несовершенного контакта на соединительных фланцах. Поскольку в более высокочастотной части полосы заграждения через вафельный фильтр могут распространяться колебания типа TE_{0n} и другие колебания типа TE_{0n} , нужно быть уверенным, что они не будут возбуждаться в

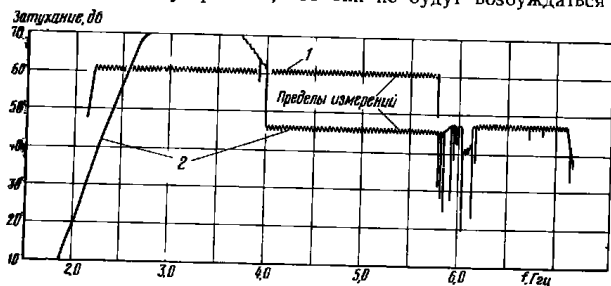


Рис. 15.05.13. Характеристики затухания фильтров вафельного типа.

1 — 10-секционный фильтр, имеющий на концах полувыступы емкостью характера;
2 — 5-секционный фильтр, начинающийся с углублений половинной ширины индуктивного характера

начале вафельной секции. Обычно эти типы колебаний не возбуждаются благодаря симметрии конструкции; кроме того, они подавляются в согласующих волноводных секциях малой высоты, так



Рис. 15.05.14. Фильтр вафельного типа с тонкими стержнями, предназначенными для подавления волны TE_{01} , возбуждающейся из-за неплотного контакта или смещения фланцев волноводов

что ни одно из них не может достичь собственно фильтра. Однако, если фильтр — вафельного типа и волноводные согласующие секции малой высоты изготавливаются отдельно друг от друга, а затем соединяются, то несовершенный контакт на фланцах может вызвать появление указанных или иных нежелательных типов колебаний. В таком случае любое превращение распространяю-

щихся во внешнем волноводе колебаний типа TE_{0n} в распространяющиеся в самом фильтре колебания типа TE_{0n} и последующее обратное превращение на выходе фильтра вызовет появление паразитных полос пропускания. Наблюдалось несколько таких очень острых и узких паразитных полос, причем оказалось, что характеристики улучшаются по мере улучшения пригонки фланцев. Чтобы избежать чрезмерно тщательного соединения фланцев, через фильтр было пропущено шесть стержней диаметром 2,82 мм (рис. 15.05.14), которые полностью устранили все паразитные провалы в полосе заграждения.

15.06. Волноводные фильтры с поглощением

Поглощающие волноводные фильтры нижних частот широко применяются для подавления излучения паразитных гармоник мощных передающих устройств, поскольку эти фильтры хорошо согласуются и в полосе пропускания и в полосе заграждения. Таким образом, они исключают резонансы между генератором и фильтром, которые могли бы привести к повреждению генераторной лампы [47, 48]. Обычно фильтры данного типа вносят максимальное затухание на частотах второй и третьей гармоник и меньшее затухание на более высоких частотах. Большинство их может пропустить, по существу, полную импульсную мощность волновода без увеличения давления. Кроме того, давление в таких фильтрах относительно легко повысить, если это необходимо для их совместной работы с другими элементами в системе.

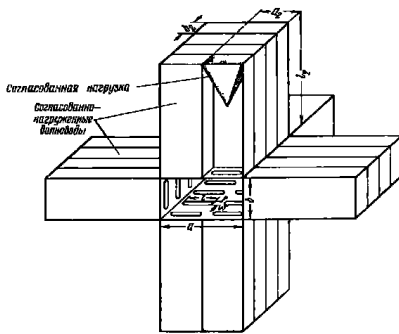


Рис. 15.06.1. Типичная конструкция поглощающего волноводного фильтра

Рис. 15.06.1 схематично изображает часть типичного поглощающего волноводного фильтра. Он состоит из центрального волновода, связанного отверстиями с рядом вторичных волноводов, которые размещены на всех четырех сторонах центрального волновода и каждый из которых нагружен на согласованную нагрузку. Ширина a_2 вторичных волноводов достаточно мала, так что на частотах полосы пропускания фильтра колебания в них не распространяются (критическая частота этих волноводов выше частот полосы пропускания). Следовательно, на указанных частотах энер-

гия может передаваться по центральному волноводу с затуханием, обычно меньшим 0,1 дБ.

Для того чтобы добиться такого низкого затухания в полосе пропускания, заостренные концы нагрузок во вторичных волноводах располагают приблизительно на расстоянии a_2 (равном половине критической длины волны для колебания TE_{10} во вторичном волноводе) от отверстий, так что краевые поля отверстий не взаимодействуют с нагрузками. В полосе заграждения, расположенной на частотах выше полосы пропускания, в боковых волноводах уже могут распространяться колебания, и энергия распространяющихся по центральному волноводу гармоник проникает в боковые волноводы, где поглощается в согласованных нагрузках.

Обычно отверстия связи вторичных волноводов представляют собой (см. рис. 15.06.1) длинные и узкие щели. Максимальное затухание в центральном волноводе наблюдается на частоте, на которой длина отверстия l составляет около половины длины волны в свободном пространстве. Расстояние между центрами отверстий по длине волновода обычно делают меньшим половины длины волны в свободном пространстве на наивысшей частоте рабочего диапазона фильтра во избежание многократных отражений от отверстий, которые повысили бы КСВ в полосе заграждения. Отверстия связи не могут одинаково хорошо обеспечить связь по всем типам волн, распространяющимся в центральном волноводе, число которых быстро увеличивается с ростом частоты. При использовании щелей, показанных на рис. 15.06.1, наиболее сильно ослабляются типы волн с токами, текущими поперек щелей (т. е. для конструкции, приведенной на рис. 15.06.1, имеющей поперечные магнитные поля); в этом случае вторичные волноводы соединены последовательно с центральным волноводом. Кроме того, затухание будет наибольшим, когда центры отверстий связи расположены в местах максимального поперечного магнитного поля (максимального продольного тока в стенке).

Затухание волны (измеренное в децибелах) на некоторой частоте приблизительно обратно пропорционально волновому сопротивлению центрального волновода для той же волны (которое для волн типа TE при заданном соотношении размеров волновода a/b прямо пропорционально отношению длины волны в волноводе к длине волны в свободном пространстве). Поэтому волна высшего типа, для которой отверстия связи подобраны таким образом, чтобы она имела максимальное затухание, может затухать слабее, чем волна более низкого типа, для которой волновое сопротивление волновода меньше. Увеличения затухания, получаемого с помощью вторичных волноводов, расположенных вдоль широкой стенки центрального волновода, можно добиться путем снижения волнового сопротивления центрального волновода за счет уменьшения его высоты b [47]. Однако это снижает также и допустимую импульсную мощность фильтра, поскольку она пропорциональна величине b .

В фильтре типа, приведенного на рис. 15.06.1, вторичные волноводы, расположенные вдоль широкой стенки центрального волновода, будут сильно связаны с ним по мощности второй гармоники, распространяющейся на волне TE_{20} . Кроме того, они почти в такой же степени связаны по мощности второй гармоники, распространяющейся на волне TE_{10} . Волноводы, расположенные вдоль узкой стенки центрального волновода, сильнее всего связаны по мощности второй гармоники, распространяющейся на волне TE_{01} .

Если двойной ряд боковых волноводов, расположенных вдоль каждой широкой стенки центрального волновода (см. рис. 15.06.1), заменить тройным рядом, то фильтр наиболее эффективно будет подавлять энергию на частоте третьей гармоники. По этой причине некоторые фильтры с поглощением имеют двойной ряд волноводов вдоль одной части широкой стенки и тройной ряд вдоль остальной ее части.

Обычно для хорошего согласования поглощающего фильтра с нагружающими волноводами постепенно уменьшают длины отверстий связи от середины фильтра к его концам по линейному закону. Если таким образом уменьшить длины приблизительно двенадцати отверстий на каждом конце фильтра, то КСВ в полосе пропускания будет, как правило, меньше 1,2.

ТАБЛИЦА 15.06.1
ПАРАМЕТРЫ ПОГЛОЩАЮЩЕГО ФИЛЬТРА S-ДИАПАЗОНА

Наименования и обозначения параметров	Численные значения
Число рядов щелей на каждой широкой стенке	2
Число рядов щелей на каждой узкой стенке	1
Число щелей по длине на обеих широких стенках	272
Число щелей по длине на обеих узких стенках	136
Число постепенно сужающихся согласующих щелей в каждом конце каждого ряда щелей	16
Высота боковых волноводов b_2 , мм	6,6
Ширина боковых волноводов a_2 , мм	35,3
Длина боковых волноводов, отходящих от узкой стенки основного волновода l_1 , мм	66
Длина боковых волноводов, отходящих от широкой стенки основного волновода l_2 , мм	61
Длина отверстий связи l , мм	33
Ширина отверстий связи w , мм	4,8
Общая длина фильтра, включая фланцы, мм	914
Внешний диаметр камеры, в которую заключен фильтр (для работы под давлением), мм	235

Поглощающий фильтр S-диапазона¹⁾. Такой фильтр, являющийся, в общем, типичным фильтром с поглощением, был разработан Прайсом (Price) и другими [49]. Конфигурация боковых волноводов здесь аналогична представленной на рис. 15.06.1. Однако фильтр заключен в цилиндрический прочный корпус и поэтому может работать при давлении 2,04 атм. Он был изготовлен из алюминия следующим образом: сначала в центральном волноводе отфрезеровали отверстия связи, затем сделали ряд алюминиевых штампованных деталей, которые при сборке образовали боковые волноводы; после этого боковые и центральный волновод соединили и жестко скрепили друг с другом пайкой тугоплавким припоем (погружая всю конструкцию в бак с жидким припоем).

Параметры фильтра рассмотренного типа приведены в табл. 15.06.1, а его характеристики затухания — на рис. 15.06.2.

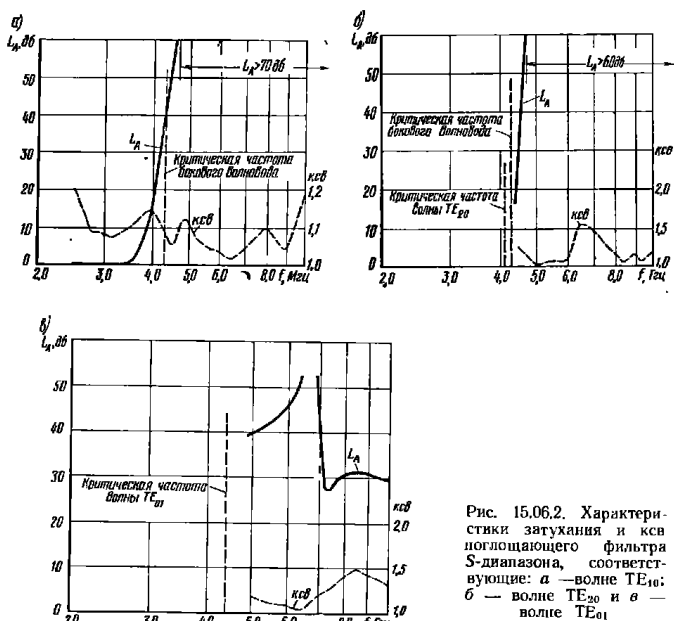


Рис. 15.06.2. Характеристики затухания и $k_{\text{св}}$ поглощающего фильтра S-диапазона, соответствующие: а — волне TE_{10} ; б — волне TE_{20} и в — волне TE_{01} .

¹⁾ S-диапазон охватывает частоты от 2,60 до 3,95 ГГц (прим. ред.).

Были разработаны и другие типы волноводных фильтров со вторичными волноводами, предназначенные для поглощения гармоник. В одной из их наиболее удачных модификаций использовались круглые волноводы вместо прямоугольных вторичных волноводов, которые соединялись с центральным прямоугольным волноводом непосредственно открытыми концами. Вторичные волноводы можно заполнять, а можно и не заполнять диэлектриком, но в любом случае их критическая частота должна быть выше частот полосы пропускания, а распространение в них — начинаться на некоторой частоте ниже второй гармоники.

15.07. Коаксиальные фильтры с поглощением

Поглощающие фильтры нижних частот, предназначенные для подавления паразитной мощности передатчиков, можно выполнить и на основе коаксиальной линии. Принцип их работы, по существу, тот же, что и для волноводных фильтров с поглощением, рассмотренных в § 15.06. Затухание в полосе запаряния на единицу длины для волны ТЕМ в обычном коаксиальном фильтре с поглощением больше, чем в обычном волноводном фильтре с поглощением для самого низкого типа волны, так как волновое сопротивление центральной передающей линии меньше. Однако допустимая импульсная мощность коаксиального фильтра будет меньше, так как для наилучшей коаксиальной линии эта мощность меньше, чем для стандартного волновода в том же самом диапазоне частот.

Экспериментальные образцы коаксиальных фильтров с поглощением разработаны Кристалом [50]. Один из образцов имел частоту среза полосы пропускания 1,7 ГГц, волновое сопротивление 50 ом, внутренний диаметр внешнего проводника 3,879 и диаметр внутреннего проводника 1,687 см. В стенке коаксиальной линии толщиной 1,24 мм была прорезана 21 пара отверстий прямоугольной формы с расстояниями между центрами 1,016 см. Каждая щель шириной 6,35 мм стягивала дугу в 150° окружности коаксиальной линии. Кроме того, в ней были прорезаны по 10 щелей меньших размеров до и после 21-й основной щели. Для улучшения согласования в полосе пропускания дополнительные щели были расположены в виде сужающейся на конус последовательности.

Высота вторичных волноводов была равна 9,52, а ширина 88,9 мм, что соответствовало критической частоте 1,7 ГГц. Длина вторичных волноводов равнялась примерно 30,5 см, но ее можно было бы уменьшить. В конце каждого вторичного волновода помещалась поглощающая бумага Teledeltos¹⁾ (как оказалось, каждая такая нагрузка способна поглотить без охлаждения, по крайней мере, 3 вт средней мощности).

¹⁾ Выпускается фирмой Micro Circuits Co., New Buffalo, Michigan.

На рис. 15.07.1 схематически представлена конструкция фильтра (без сходящихся на конус последовательностей щелей). Его измеренное затухание на основной волне ТЕМ приведено на рис. 15.07.2 для нескольких значений волнового сопротивления коаксиальной линии от 50 до 20 ом. Волновое сопротивление варьировалось путем изменения диаметра внутреннего проводника от

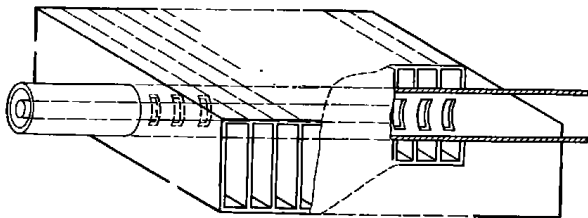


Рис. 15.07.1. Коаксиальный фильтр поглощающего типа

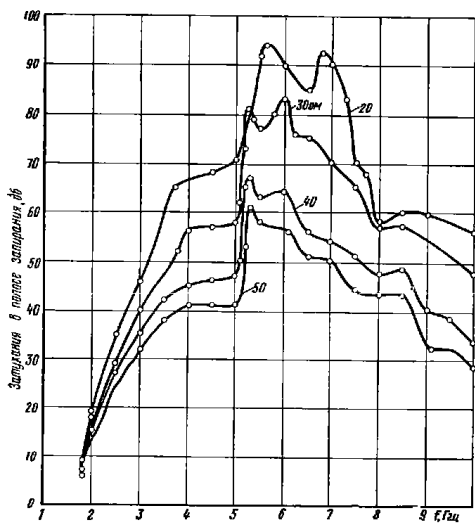


Рис. 15.07.2. Затухание экспериментального коаксиального фильтра поглощающего типа с волной ТЕМ при различных волновых сопротивлениях линии

16,9 мм (для 50 ом) и выше. Из рисунка видно, что затухание на волне ТЕМ достаточно велико в очень широком диапазоне частот для всех значений волнового сопротивления линии и что оно возрастает с уменьшением волнового сопротивления.

Волна TE_{11} распространяется на частотах выше 3,5 Гц. Был разработан возбуждатель волны TE_{11} и измерено затухание поглощающего коаксиального фильтра для двух поляризаций волны TE_{11} . При одной поляризации токи стремятся пересечь щели и сильно затухают, причем общее затухание приблизительно равно затуханию для волны ТЕМ. При другой поляризации щели не возмущают течение тока так сильно, и связь через них намного слабее; измеренное затухание (в децибелах) для этого случая составляет около 1/5 от затухания при ортогональной поляризации волны TE_{11} и для волны ТЕМ.

Один из путей получения высокого затухания волны TE_{11} при всех поляризациях — использование двух каскадно соединенных фильтров, но повернутых на 90° относительно друг друга.

Во время написания книги другие возможности еще только рассматривались.

Для того чтобы найти конфигурацию щелей, соответствующую максимальной связи в полосе задержания, экспериментально подбирались форма и размеры одиночных щелей. Так, например, можно было бы сделать гайтельные щели, которые резонировали бы на более низких частотах, чем обыкновенные прямоугольные щели, и, таким образом, давали бы несколько более сильную связь вблизи частоты среза. Однако неясно было, стоит ли за небольшое улучшение расплачиваться усложнением механической обработки в большинстве устройств.

Проводился также численный анализ некоторых идеализированных случаев для определения зависимости затухания в полосе задержания от различных параметров. В каждом случае щели располагались близко друг от друга. Когда ширину щелей и высоту волноводов пришлось вдвое уменьшить, чтобы разместить удвоенное количество щелей, то увеличение вдвое числа щелей, а также вторичных волноводов на единицу длины не дало заметного повышения затухания. Наибольшее затухание и самая плоская частотная характеристика получились при самых широких щелях (равных по ширине высоте волновода).

Результаты экспериментов показали, что ксв 50-омного фильтра в номинальной полосе пропускания от 1,2 до 1,4 Гц меньше 1,09. В полосе задержания ксв для волны ТЕМ оказался меньше 1,5 в пределах от второй и до пятой гармоники включительно.

Литература

1. Campbell R. D. Radar Interference to Microwave Communication Services, Elec. Eng., Vol. 77, pp. 916—921 (October 1958).
2. Ryan A. H. Control of Microwave Interference, IRE Trans., PGRF1—1, pp. 1—10 (May 1959).

3. Forrer M. P. and Tomiyasu K. Effects and Measurements of Harmonic in High-Power Waveguide Systems, 1957 IRE National Convention Record, Part I, pp. 263-269.
4. Price V. G. Measurement of Harmonic Power Generated by Microwave Transmitters, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 116-120 (January 1959).
5. Cutler C. C. Spurious Modulation of Electron Beams, Proc. IRE, Vol. 44, pp. 61-64 (January 1956).
6. Jepsen R. L. Ion Oscillations in Electron Beam Tubes: Ion Motion and Energy Transfer, Proc. IRE, Vol. 45, pp. 1069-1080 (August 1957).
7. Sutherland A. D. Relaxation Instabilities in High-Perveance Electron Beams, IRE Trans. PGED-7, pp. 268-273 (October 1960).
8. Koike Y. and Kumagai Y. An Experiment of Ion Relaxation Oscillation in Electron Beams, Proc. IRE, Vol. 49, pp. 525-526 (February 1961).
9. Doehler O. Space Effects in Traveling-Wave Tubes Using Crossed Electric and Magnetic Fields, Proceedings of the Symposium on Modern Advances in Microwave Techniques, Brooklyn, N. Y., November 8-10, 1954, Polytechnic Institute of Brooklyn, N. Y., Vol. 4, pp. 101-121 (1955).
См. оц60 срп. 115-119.
10. Gould R. W. Space Charge Effects in Beam-Type Magnetrons, J. Appl. Phys., Vol. 28, pp. 599-605 (May 1957).
11. Novick G. and Price V. G. Measurement and Control of Harmonic and Spurious Microwave Energy, General Electric Microwave Lab., Palo Alto, California, Final Report, Phase III, Contract AF 30(602)-1670, ASTIA Document No. AD-214430 (May 15, 1959). RADC TR-59-172.
12. Price V. G., Rooney J. P., Stone R. H. Measurement and Control of Harmonic and Spurious Microwave Energy, General Electric Microwave Laboratory, Palo Alto, California, Final Report, Change A, Contract AF 30(602)-1670 (March 1960).
13. Price V. G., Stone R. H., Rooney J. P. Measurement and Control of Harmonic and Spurious Microwave Energy, General Electric Microwave Laboratory, Palo Alto, California, Final Report, Phase II, ASTIA Document No. AD-214430 (March 1959).
14. MacKenzie L. A. Klystron Cavities for Minimum Spurious Output Power, Research Report No. EE418, School of Electrical Engineering, Ithaca, N. Y., Cornell University, (January 31, 1959).
15. Tomiyasu K. and Forrer M. P. Diode Oscillation in High-Voltage Klystrons, IRE Trans. PGED-6, pp. 381-386 (September 1961).
16. Chodorow M., et al., Design and Performance of a High-Power Pulsed Klystron, Proc. IRE, Vol. 41, pp. 1584-1602 (November 1953).
См. оц60 срп. 1601.
17. Tomiyasu K. On the Possibility of Drift-Tunnel Oscillations in High Power Klystrons, Proc. IRE, Vol. 49, pp. 1207-1208 (July 1961).
18. Ruetz J. A. and Yocom W. H. High-Power Traveling-Wave Tubes for Radar Systems, IRE Trans. PGMTT-5, pp. 39-45 (April 1961).
19. Dow D. G. Behavior of Traveling-Wave Tubes Near Circuit Cutoff, IRE Trans. PGED-7, pp. 123-131 (July 1960).
20. Young L., Cristal E. G., Sharp E. and Cline J. F. Techniques for the Suppression of Spurious Energy, Final Report, SRI Project 3478, Contract AF 30(602)-2392, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (March 1962). RADC-TDR-62-164.
21. Tomiyasu K. On Spurious Outputs from High-Power Pulsed Microwave Tubes and Their Control, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 480-484 (November 1961).
22. Torgow E. N. Hybrid Junction-Cutoff Waveguide Filters, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 163-167 (January 1959).
23. Cristal E. G., Young L. and Schiffman B. M. Suppression of Spurious Frequencies, Quarterly Progress Report 3, SRI Project 4096, Contract AF 30(602)-2734, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (January 1963).
24. Duncan B. J. and Valiades B. Design of full Waveguide Bandwidth High-Power Isolator, IRE Trans. PGMTT-6, pp. 411-414 (October 1958).
25. Young L. The Application of Branch-Guide Couplers to the Suppression of Spurious Frequencies, Proceedings of the IRE-PGRFI Fourth National Symposium on Radio Frequency Interference, San Francisco, California (June 1962).
26. Gould L. Handbook on Breakdown of Air in Waveguide Systems, Microwave Associates Report, Contract NObSr-63295 (Navy Department, Bureau of Ships), (April 1956). См. также Gould L. and Roberts L. W. Breakdown of Air at Microwave Frequencies, J. Appl. Phys., Vol. 27, pp. 1162-1170 (October 1956).
27. Dettlinger D. and Wengenroth R. D. Microwave Breakdown Study, Final Engineering Report, Wheeler Laboratories, Great Neck, New York, Contract NObSr-52601, ASTIA No. AD 11121 (January 1953).
28. Hart G. K. and Tannenbaum M. S. High Power Breakdown of Microwave Components, IRE Convention Record, Part 8, pp. 62-67 (March 1955).
29. Hart G. K., Stevenson F. R. and Tannenbaum M. S. High Power Breakdown of Microwave Structures, IRE Convention Record, Part 5, pp. 199-205 (March 1956).
30. Boyle W. S., Kisliuk P. and Germer L. Electrical Breakdown in High Vacuum, J. Appl. Phys., Vol. 26, pp. 720-725 (June 1955).
31. Wheeler H. A. and Bachman H. L. Evacuated Waveguide Filter for Suppressing Spurious Transmission from High-Power S-Band Radar, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 154-162 (January 1959). Поправка к этой статье в IRE Trans. PGMTT-7, 3, p. 369 (July 1959).
32. Forrer M. P. and Milazzo C. Duplexing and Switching with Multi-pactor Discharges, Proc. IRE 50, pp. 442-450 (April 1962).
33. Wheeler H. A. Pulse Power Chart for Waveguide and Coaxial Line, Wheeler Monograph No. 16 (April 1953).
34. Ragan G. L. Microwave Transmission Circuits, M.I.T. Rad. Lab. Series, Vol. 9 (McGraw-Hill Book Co., New York, N. Y., 1946).
35. Cohn S. B. Rounded Corners in Microwave High Power Filters and Other Components, Tech. Note 1, SRI Project 2797, Contract AF 30(602)-1998, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (June 1960). Также опубликовано в Rounded Corners in Microwave High-Power Filters, IRE Trans. PGMTT 9, pp. 389-397 (September 1961).
36. King H. E. Rectangular Waveguide Theoretical CW Average Power Rating, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 349-357 (July 1961).
37. Macalpine W. W. Heating of Radio Frequency Cables, Electrical Communication 26, pp. 84-99 (March 1948).
38. Jones E. M. T. A Three-Cavity High-Power L-Band Filter Tunable from 1250-1350 Mc, Tech. Note 2, SRI Project 2797, Contract AF 30(602)-1998, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (February 1961).
39. Cohn S. B. Design Considerations for High Power Microwave Filters, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 149-153 (January 1959).
40. Young L. Peak Internal Fields in Direct-Coupled Cavity Filters, IRE Trans. PGMTT 8, pp. 612-616 (November 1960).
41. Young L. Analysis of a Transmission Cavity Wavemeter, IRE Trans. PGMTT-8, pp. 436-439 (July 1960).
42. Young L. Q-Factors of a Transmission Line Cavity, IRE Trans. PGCT 4, pp. 3-5 (March 1957).
43. Young L., et al. Suppression of Spurious Frequencies, Quarterly Progress Reports 1 and 2, SRI Project 4096, Contract AF 30(602)-2734, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (July and October 1962). См. также [58] и [39].
- 44*. Ginzton E. L. Microwave Measurements, p. 366 (McGraw Hill Book Co., Inc., New York City, New-York, 1957).
Гинстон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах. Пер. с англ. под ред. Г. А. Ремева. ИЛ, 1960.
45. Sharp E. D. A High-Power, Wide-Band Waffle-Iron Filter, Tech. Note 2, SRI Project 3478, Contract AF 30(602)-2392, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (January 1962). RADC-TDR-62-183. Also, IEEE Trans. PTGTT-11, pp. 111-116 (March 1963).

46. Guthart H. and Jones E. M. T. A High-Power S-Band Waffle-Iron Filter, Tech. Note 4, SRI Project 2797, Contract AF 30(602)-1998, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (March 1961). Также опубликовано: A High Power S-Band Filter, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 148-149 (March 1962).
47. Met V. Absorptive Filters for Microwave Harmonic Power, Proc. IRE, Vol. 47, pp. 1762-1769 (October 1959).
48. Price V. G., et al. Harmonic Suppression by Leaky-Wall Waveguide Filter, 1959 IRE WESCON Convention Record, Part 1, pp. 112-118.
49. Price V. G., Rooney J. P. and Stone R. H. Measurement and Control of Harmonic and Spurious Microwave Energy, Final Report, Change A, Contract AF 30(602)-1670, RADC TR-60-77, General Electric Microwave Laboratory, Power Tube Department, Palo Alto, California (March 1960).
50. Cristal E. G. Some Preliminary Experimental Results on Coaxial Absorption Leaky-Wave Filters, Proceedings of the IRE-PGRFI Fourth National Symposium on Radio Frequency Interference, San Francisco, California (June 1962).
Более детальное рассмотрение приведено в Coaxial Absorption Leaky-Wave Filter, Tech. Note 4, SRI Project 3478, Contract AF 30(602)-2392, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (February 1962), RADC-TDR-62-184; и в Quarterly Progress Report 3, SRI Project 4096, Contract AF 30(602)-2734 (January 1963), [23].

Дополнительная литература по фильтрам на большую мощность

Фильтр на большую мощность, в котором используются радиальные линии и одинаковые неоднородности для повышения допустимой мощности, описан в статье:

51. Vogelman J. H. High-Power Microwave Filters, IRE Trans. PGMTT-6, pp. 429-439 (October 1958). См. также IRE Trans. PGMTT-7, pp. 461-465 (October 1959).

Фильтр, построенный по схеме на рис. 15.01.3а, но в котором используются волноводные фильтры верхних частот, описан в статье:

52. Young L. and O'wel J. Q. A High Power Diplexing Filter, IRE Trans. PGMTT-7, pp. 384-387 (July 1959).

Измерение мощности гармоник должно предшествовать выбору и расчету фильтра.

Один метод измерений описан в статье:

53. Sharp E. D. and Jones E. M. T. A Sampling Measurement of Multi-mode Waveguide Power, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 73-82 (January 1962).

Другой метод приведен в [4].

Первый метод позволяет определить уровни мощности гармоник, а второй — спектральное распределение и распределение по видам колебаний, но при этом необходима вычислительная машина для обработки данных.

Способ, по которому можно изменять со временем распределение по видам колебаний и затем определять путем усреднения времени спектральное распределение гармоник на выходе передатчика, описан в статье:

54. Price V. G. and Edson W. A. Mode Scattering Technique for Interference Measurements, IRE-PGRFI Fourth National Symposium on Radio Frequency Interference, San Francisco, California (June 1962).

Электрический пробой в вакууме рассмотрен в статьях:

55. Granberg L. The Initiation of Electrical Breakdown in Vacuum, J. Appl. Phys., Vol. 23, pp. 518-522 (May 1952).

56. Boyle W. S., Kisliuk, P. and Germer L. H. Electrical Breakdown in High Vacuum, J. Appl. Phys., pp. 720-725 (June 1956).

Следующая статья полезна как руководство:

57. Brown S. C. High-Frequency Gas-Discharge Breakdown, Proc. IRE, Vol. 39, pp. 1493-1501 (December 1951).

Дополнительные данные по широкополосным вафельным фильтрам на большую мощность приведены в статьях:

58. Young L. and Schiffman B. M. New and Improved Types of Waffle-Iron Filters, Proc. IEE (London)-110, pp. 1191-1198 (July 1963).

59. Young Leo. Postscript to Two Papers on Waffle-Iron Filters, IEEE Trans. PGMTT-11, pp. 555-557 (November 1963).

В числе последних статей о поглощающих фильтрах на большую мощность имеются следующие:

60. Cristal E. G. Analytical Solution to a Waveguide Leaky-Wave Structure, IEEE Trans. PGMTT-11, pp. 182-190 (May 1963).

61. Cristal E. G. A 1-3/8 Inch Coaxial Leaky-Wave Filter for the Suppression of Spurious Energy, The Microwave Journal, Vol. 6, pp. 72-76 (September 1963).

62. Young Leo. Waveguide 0-db and 3-db Directional Couplers as Harmonic Pads, The Microwave Journal. (Ср. рис. 15.01.3).

Расчет волноводных фильтров на большую мощность с низкими потерями, рассмотренный в § 15.03, далее обсуждается в статье:

63. Young Leo. Some Considerations in the Design of Narrow-Band Waveguide Filters, IEEE Trans. PGMTT.

Глава 16

РАСЧЕТ МУЛЬТИПЛЕКСЕРОВ

16.01. Введение

Как отмечалось в § 1.02, для разделения широкополосного канала на несколько узкополосных необходимо использовать последовательное или параллельное соединение фильтров. Подобные соединения фильтров требуются и для обратной операции сложения нескольких каналов, когда частотные диапазоны различаются и необходимо объединять эти каналы в общем широкополосном канале без потерь энергии (при простом соединении каналов такие потери могли бы иметь место за счет утечки энергии из какого-либо одного из суммируемых каналов в другие).

На рис. 16.01.1 показан трехканальный мультиплексер, в который входят три отдельных полоснопропускающих фильтра; каждый из них служит для выделения соответственно трех каналов: 2,0—2,6; 2,6—3,3 и 3,3—4,0 Гц. На первый взгляд, казалось бы, проектирование такого разделительного устройства можно свести к проектированию полоснопропускающих фильтров по одному из ранее описанных в книге методов и далее соединить фильтры параллельно. Однако хотя данные

Рис. 16.01.1. Группа фильтров, образующая мультиплексер для разделения трех каналов

методы и используются при проектировании мультиплексеров, их необходимо сочетать с рядом специальных приемов во избежание паразитного взаимодействия между фильтрами, которое могло бы привести к очень плохим характеристикам.

Большинство вопросов, рассматриваемых в настоящей главе, связано с проблемой проектирования, обеспечивающего устране-

ние указанного паразитного взаимодействия. Однако в следующем параграфе, где излагается другой подход, основанный на использовании фильтров с постоянными активными входными сопротивлениями, эта проблема полностью снимается благодаря использованию цепей, составленных из направленных фильтров. Такие фильтры обладают согласованным, постоянным и чисто активным входным сопротивлением на всех частотах, так что теоретически никакого паразитного взаимодействия не должно быть.

16.02. Мультиплексеры, в которых используются направленные фильтры

Рассмотренные в гл. 14 направленные фильтры обладают постоянными и активными входными сопротивлениями при условии, что их выходные зажимы нагружены на соответствующие активные сопротивления (согласованные нагрузки). Если эти фильтры рассчитать на одинаковые активные сопротивления нагрузок, а затем соединить их каскадно, как показано на рис. 16.02.1, то полу-

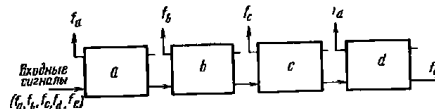


Рис. 16.02.1. Схема, иллюстрирующая использование направленных фильтров для разделения каналов

чим мультиплексер, в котором теоретически исключена возможность паразитного взаимодействия между фильтрами, о которой упоминалось выше. Каждый фильтр здесь представляет собой согласованную нагрузку для соседнего фильтра, так что если отсутствует остаточный ксв, вызванный несовершенством расчета и изготовления, то в системе не будет отражений: фильтр a выделяет частоту f_a и пропускает все другие частоты, фильтр b выделяет частоту f_b и т. д.

Направленные фильтры позволяют просто и изящно решить проблему суммирования и разделения каналов, однако во многих случаях такое решение будет хотя и весьма целесообразным, но отнюдь не всегда самым лучшим. Дело в том, что каждый фильтр обычно обладает некоторым паразитным ксв, который оказывает существенное влияние на работу системы при каскадном включении большого числа фильтров. Но практически, главным недостатком является, по-видимому, то, что у всех фильтров в каждом резонаторе имеется два различных ортогональных типа колебаний, а если число резонаторов более одного-двух, то настройка фильтров может стать затруднительной. Предпринимаются попытки настройки резонаторов для каждого типа колебаний раздельно с помощью различных групп настроечных винтов. Однако настроечные

винты, предусмотренные для одного типа колебаний, оказывают влияние и на колебание другого типа, поэтому процесс настройки приходится обычно повторять несколько раз. Таким образом, если у фильтра больше, чем, например, два резонатора, то отдельная настройка каждого из них для двух типов колебаний при неизбежном взаимовлиянии может потребовать весьма значительных затрат времени.

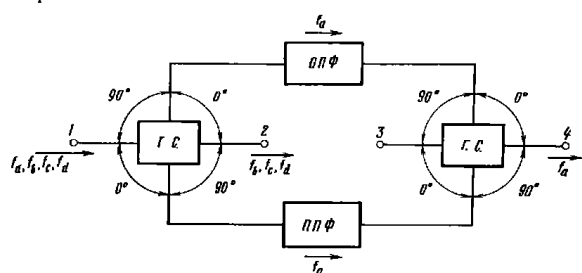


Рис. 16.02.2. Направленный фильтр, образованный из двух полоснопропускающих фильтров (П.П.Ф.) и двух гибридных соединений (Г.С.)

На рис. 16.02.2 приведена еще одна разновидность направленного фильтра, который также обладает постоянным и активным входным сопротивлением, как и фильтры, описанные в гл. 14 [1, 2, 3]. В этой схеме используются два гибридных соединения, таких, как 3-децибелные направленные ответвители, рассмотренные в § 13.03, 3-децибелные шлейфные ответвители, рассмотренные в § 13.12 и § 13.13, щелевые гибридные соединения (с короткими щелями) или соединения типа «магического Т». В последнем случае необходимо к одному из двух боковых плеч гибридного соединения подключить дополнительную четвертьволновую линию, для того чтобы обеспечить между входными сигналами в обоих плечах требуемую разность фаз в 90° . На рис. 16.02.2 показаны также требуемые фазовые соотношения для передачи между различными плечами (плечи пронумерованы, а направления передачи указаны стрелками).

Помимо гибридных соединений, в той же схеме используются два одинаковых полоснопропускающих фильтра, рассчитанных на частоту f_a , которую схема должна выделить из других частот. Таким образом, при подаче на вход 1 сигналов на четырех частотах f_a , f_b , f_c и f_d энергия сигнала на частоте f_a разделяется поровну между двумя боковыми плечами левого гибридного соединения, проходит через полоснопропускающие фильтры и затем поступает в боковые плечи правого гибридного соединения. Фазовые соотношения между указанными двумя составляющими сигнала таковы,

что они взаимно компенсируются в плече 3, и вся энергия сигнала на частоте f_a поступает в плечо 4. В то же время сигналы на частотах f_b , f_c , f_d отражаются полоснопропускающими фильтрами и снова возвращаются в боковые плечи левого гибридного соединения. Фазовые соотношения составляющих этих сигналов таковы, что они компенсируются в плече 1, и вся энергия на частотах f_b , f_c и f_d поступает в плечо 2. Полная характеристика данной схемы подобна характеристике направленных фильтров, рассмотренных в гл. 14. Такие схемы можно также соединять каскадно, как было показано на рис. 16.02.1.

Схему, приведенную на рис. 16.02.2, обычно легче настроить, чем схемы с направленными фильтрами, описанными в гл. 14, особенно если они содержат много резонаторов. Здесь же два одинаковых полоснопропускающих фильтра можно настраивать отдельно, а характеристика гибридных соединений не является особенно критичной. Так, например, если гибридное соединение делит мощность не пополам, а допустим, настолько неудовлетворительно, что в одно плечо поступает вдвое большая мощность, чем в другое, то при условии идентичности обоих гибридных соединений вносимое затухание при передаче от плеча 1 к плечу 4 составит всего лишь 0,5 дБ [3]. Вместе с тем недостатком схемы, представленной на рис. 16.02.2, является то, что она физически сложна и во многих случаях оказывается весьма громоздкой.

Итак, можно сделать вывод, что направленные фильтры, обладающие постоянным и активным входным сопротивлением, представляют значительный интерес для использования в мультиплексерах. Вместе с тем в каждом конкретном случае их достоинства и недостатки необходимо соответственно оценивать сравнительно с другими возможными схемами построения мультиплексеров.

16.03. Мультиплексеры с защитными полосами между каналами, использующие узкополосные фильтры отражающего типа

Если разделяемые частотные каналы очень узки (ширина полосы порядка 1% или меньше) и если между ними имеются защитные полосы, которые в несколько раз (или более) шире полос пропускания отдельных фильтров, то в этом случае относительно простые методы развязки должны обеспечивать достаточное ослабление паразитного взаимодействия между фильтрами.

Один из таких методов иллюстрируется на рис. 16.03.1 [1,4]. Здесь показан трехканальный волноводный мультиплексер, в котором используются фильтры с диафрагмами связи, рассмотренные в §§ 8.06 и 8.07.

Частота f_a соответствует полосе пропускания правого фильтра, а для других двух она окажется в полосе заграждения. Вследствие относительной узкополосности фильтров первый резонатор верхнего и нижнего фильтров слабо связан с главным волноводом. Сле-

довательно, реактивные неоднородности, вносимые входными диафрагмами связи этих фильтров в главный волновод, будут незначительны, и лишь слегка исказят характеристику правого фильтра. Если такие искажения недопустимы, их можно скомпенсировать незначительной подстройкой первого резонатора и элемента входной связи правого фильтра.

Частота f_0 для верхнего фильтра соответствует полосе пропускания, а для других фильтров — полосам заграждения. Поэтому вносимые ими в главный волновод реактивные сопротивления малы. Если верхний фильтр размещается приблизительно на расстоянии четверти длины волны (на частоте f_0) от входной диафрагмы правого фильтра, то правый фильтр будет представлять собой разомкнутую цепь в плоскости диафрагмы связи (на практике из-за остаточного влияния реактивностей желательно взять это расстояние несколько меньше четверти длины волны). Таким образом, правый фильтр окажется полностью развязанным, и сигнал на частоте f_0 пройдет через верхний фильтр почти без искажений. Однако будет иметь место некоторое остаточное влияние сочленения волноводов, которое немного исказит характеристику

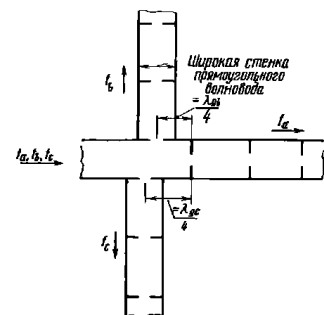


Рис. 16.03.1. Мультиплексер, состоящий из узкополосных волноводных фильтров, соединенных так, чтобы исключить их взаимодействие

верхнего фильтра. Как и в предыдущем случае, эти искажения могут быть скомпенсированы изменением размеров входной диафрагмы связи и подстройкой первого резонатора.

Нижний фильтр связан с главным волноводом аналогичным образом. Если требуется увеличить число каналов, то их фильтры можно разместить на главном волноводе в дополнительных точках, удаленных от правого фильтра (см. рис. 16.03.1) на расстояние, кратное величине $n\lambda_g/4$ (n —любое нечетное число; λ_g — длина волны в волноводе на средней частоте подключаемого фильтра).

На рис. 16.03.2 проиллюстрирован еще один метод развязки, предложенный Клайном (Cline) [6]. Хотя на этом рисунке схемы состоят из сосредоточенных элементов, их можно реализовать с помощью различных, более или менее эквивалентных цепей свч. При этом также предполагается, что фильтры узкополосны, а между каналами имеются защитные полосы. Однако развязка между фильтрами осуществляется с помощью специального резонатора развязки, примыкающего к каждому фильтру. Ввиду узкополосности фильтров, их связь с главной передающей линией очень слаба.

Развязывающие резонаторы также слабо связаны с главной передающей линией, и каждый из них настраивается на среднюю частоту полосы пропускания примыкающего к нему фильтра. Вследствие слабой связи фильтры и развязывающие резонаторы, когда они не находятся в резонансе, оказывают очень малое влияние на передачу.

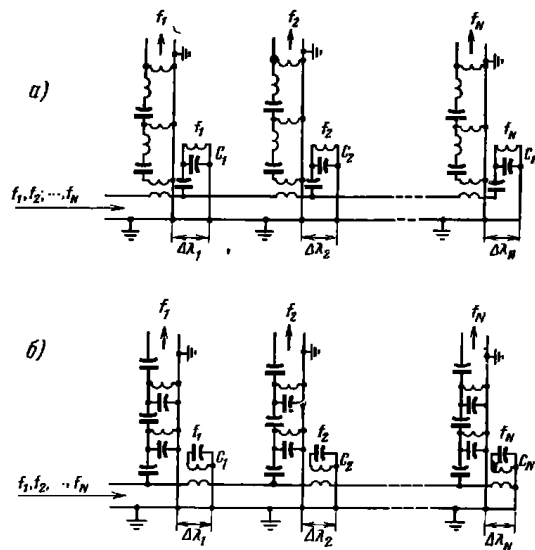


Рис. 16.03.2. Мультиплексер с развязывающими резонаторами: а — последовательное соединение; б — параллельное соединение. В верхней схеме используются фильтры с индуктивно связанными резонаторами, причем развязывающие резонаторы имеют емкостную связь. В нижней схеме — обратная картина

В качестве примера рассмотрим работу данной схемы при подаче на ее вход сигнала на частоте f_2 . Участок, где расположены фильтр и развязывающий резонатор, настроенные на частоту f_2 , этот сигнал проходит с очень малыми отражениями и затем попадает на вход фильтра и развязывающего резонатора, настроенных на частоту f_2 . Развязывающий резонатор — полносвязывающего типа, и для верхней схемы, показанной на рис. 16.03.2, развязывающая цепь, настроенная на частоту f_2 , будет закорачивать всю цепь справа; для нижней схемы развязывающий резонатор размыкает цепь и поэтому отключает всю цепь справа. Следовательно

но, выделяемый сигнал проходит в соответствующий фильтр при минимальных эффектах взаимодействия. Заметим, что в этом случае расстояние между фильтрами не критично и, таким образом, рассматриваемый метод разделения каналов будет особенно полезен тогда, когда необходимо настраивать различные фильтры в диапазоне частот. Расстояние $\Delta\lambda_n$ (отрезок линии) между фильтром и его развязывающим резонатором (см. рис. 16.03.2) выбирается как можно меньше, чтобы избежать нежелательных эффектов, связанных с конечной длиной этого отрезка передающей линии.

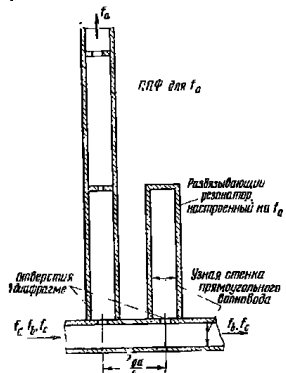


Рис. 16.03.3. Возможный способ реализации развязывающих резонаторов в волноводном мультиплексере

пропускающего фильтра, то на резонансной частоте фильтра и резонатора справа от него будет очень большая параллельная проводимость. При этом фильтр оказывается последовательно соединенным с проводимостью и получит всю энергию на частоте f_0 , а все цепи справа будут полностью развязаны. Сразу за полосой пропускания фильтра его первый резонатор вносит в главный волновод реактивные сопротивления, характер которых подобен сопротивлениям, вносимым полосоузапирающим резонатором. Таким образом, на частотах, достаточно удаленных от частоты f_0 , система действует почти так же, как двухрезонаторный полосоузапирающий фильтр типа, приведенного на рис. 12.08.1, при работе его в полосе пропускания.

Полосоузапирающие резонаторы можно рассчитывать, используя методы расчета полосоузапирающих фильтров, рассмотренные в гл. 12. При этом полосопропускающий фильтр условно заменяется полосоузапирающим резонатором со сходящей (вне резонанса) характеристикой реактивного сопротивления, а развязывающий резонатор рассматривается как второй полосоузапирающий резонатор. При использовании указанного метода система из полосопропускающего фильтра и полосоузапирающего резонатора может обеспечить низкий и легко регулируемый квс на частотах, удаленных от частоты f_0 точно так же, как в правильно рассчитанных двухрезонаторных полосоузапирающих фильтрах.

Рассмотренный метод, проиллюстрированный на рис. 16.03.2 и 16.03.3, особенно перспективен при разделении большого числа каналов, так как он позволяет производить разработку и испытание полосопропускающих фильтров и развязывающих резонаторов раздельно друг от друга и затем соединять их вместе наиболее удобным образом. Подобные схемы можно также реализовать на плосковых и коаксиальных линиях и с помощью полусосредоточенных элементов.

На рис. 16.03.3 показан возможный способ реализации предыдущей схемы для волноводных фильтров. Здесь используется полосопропускающий фильтр с диафрагмами связи, описанный в §§ 8.05 и 8.07, а также волноводный развязывающий резонатор полосоузапирающего типа, описанный в гл. 12. На резонансной частоте резонатор полосоузапирающего типа представляет собой очень большое последовательное реактивное сопротивление, но так как он размещен на расстоянии четверти длины волны от полосо-

пропускающего фильтра, то на резонансной частоте фильтра и резонатора справа от него будет очень большая параллельная проводимость. При этом фильтр оказывается последовательно соединенным с проводимостью и получит всю энергию на частоте f_0 , а все цепи справа будут полностью развязаны. Сразу за полосой пропускания фильтра его первый резонатор вносит в главный волновод реактивные сопротивления, характер которых подобен сопротивлениям, вносимым полосоузапирающим резонатором. Таким образом, на частотах, достаточно удаленных от частоты f_0 , система действует почти так же, как двухрезонаторный полосоузапирающий фильтр типа, приведенного на рис. 12.08.1, при работе его в полосе пропускания.

Полосоузапирающие резонаторы можно рассчитывать, используя методы расчета полосоузапирающих фильтров, рассмотренные в гл. 12. При этом полосопропускающий фильтр условно заменяется полосоузапирающим резонатором со сходящей (вне резонанса) характеристикой реактивного сопротивления, а развязывающий резонатор рассматривается как второй полосоузапирающий резонатор. При использовании указанного метода система из полосопропускающего фильтра и полосоузапирающего резонатора может обеспечить низкий и легко регулируемый квс на частотах, удаленных от частоты f_0 точно так же, как в правильно рассчитанных двухрезонаторных полосоузапирающих фильтрах.

16.04. Мультиплексеры со смежными полосами пропускания ¹⁾

В предыдущем параграфе были рассмотрены мультиплексеры с защитными полосами, разделяющими различные рабочие каналы. В данном параграфе мы рассмотрим мультиплексеры со смежными каналами, т. е. такими, у которых характеристики затухания пересекаются на уровне 3 дБ. Большинство диплексеров является просто двухканальным вариантом мультиплексеров, так что те же самые принципы применимы и к ним. Некоторые особенности проектирования диплексеров будут рассмотрены в § 16.05.

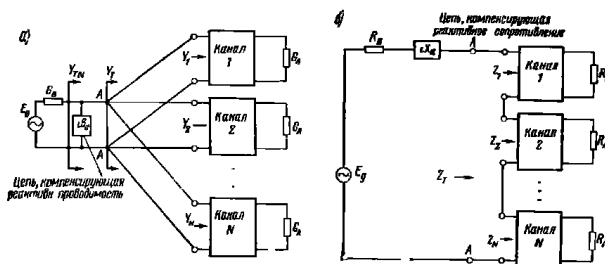


Рис. 16.04.1. Мультиплексеры с параллельной (а) и последовательной (б) схемами соединений фильтров

На рис. 16.04.1а приведена схема разделительного устройства на N каналов, которые составлены из особым образом рассчитанных полосопропускающих фильтров. Поскольку фильтры соединены параллельно, то и цепь, компенсирующая реактивную проводимость

¹⁾ Расчетные соотношения в этом параграфе были получены Кристалом (Cristal). Им же выполнены опытные расчеты.

ность, тоже включена параллельно на входе устройства. Она способствует обеспечению постоянства общей входной проводимости $Y_{ТН}$, которая аппроксимирует активную проводимость генератора G_B во всем рабочем диапазоне мультиплекса. На рис. 16.04.1б приведена аналогичная схема мультиплекса, но составленная из последовательно соединенных фильтров. Так как последовательный вариант в точности дуален параллельному, а общие принципы их проектирования одни и те же, то достаточно ограничиться рассмотрением одного из них. Поэтому, хотя в данном параграфе основное внимание уделено мультиплексу по параллельной схеме, следует помнить, что те же положения применимы и к мультиплексам по последовательной схеме. Достаточно лишь заменить проводимости сопротивлениями, параллельные соединения последовательными соединениями, а фильтры и компенсирующие цепи — дуальными им схемами.

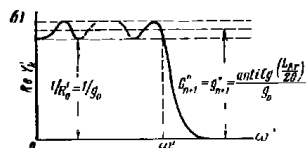
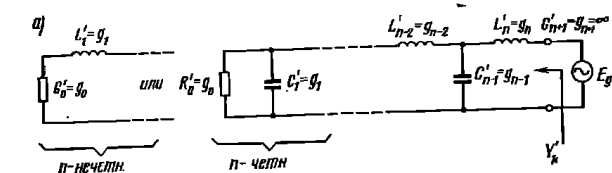
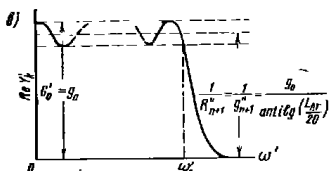


Рис. 16.04.2. Фильтр-прототип нижних частот, возбуждаемый генератором с нулевым внутренним сопротивлением (а) и характеристики вещественной части его входной проводимости для случая n — четного (б) и n — нечетного (в).



ω'_1 — граничная частота полосы пропускания; L_{AR} — величина пульсаций затухания в дБ для чебышевской характеристики прототипа, нагруженного с одной стороны

При расчете полонпропускающих фильтров для мультиплексов рассматриваемого типа целесообразно использовать чебышевские фильтры-прототипы нижних частот, нагруженные с одной стороны (эти фильтры-прототипы были рассмотрены и протабулированы в § 4.06). Рассмотрим схему фильтра нижних частот, приведенную на рис. 16.04.2а. Схема возбуждается справа генератором

с нулевым внутренним сопротивлением и нагружена на активное сопротивление только на левом конце. Как было показано в § 4.06, мощность, передаваемая в нагрузку слева, для этой схемы равна

$$P = |E_g|^2 \operatorname{Re} Y'_k, \quad (16.04.1)$$

где Y'_k — полная проводимость со стороны генератора. Таким образом, если фильтр обладает чебышевской характеристикой передачи, то характеристика $\operatorname{Re} Y'_k$ также должна быть чебышевской. На рис. 16.04.2 б, в приведены типичные характеристики $\operatorname{Re} Y'_k$ для чебышевских фильтров-прототипов нижних частот, возбуждаемых генераторами с нулевыми сопротивлениями. Следует заметить, что на том же рисунке определен параметр прототипа g'_{n+1} , который будет использоваться позднее при подробном рассмотрении расчета мультиплекса. Однако нужно уже отметить сейчас, что величина g'_{n+1} (либо обратная ей) равна среднему геометрическому между максимальным и минимальным значениями пульсаций $\operatorname{Re} Y'_k$. Указанный уровень проводимости для прототипа нижних частот соответствует проводимости G_B источника, показанной на рис. 16.04.1а для реального мультиплекса с полонпропускающими фильтрами. Иначе говоря, при использовании методов данного параграфа мультиплексы нужно рассчитывать так, чтобы у него была чебышевская характеристика $\operatorname{Re} Y_{ТН}$ при проводимости G_B , равной среднему значению пульсаций.

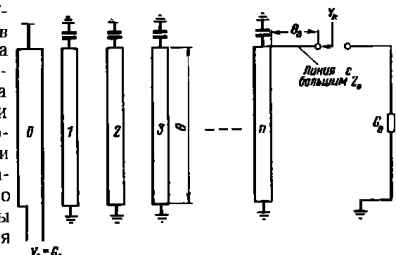


Рис. 16.04.3. Вариант конструкции гребенчатого фильтра для использования в мультиплексах

Принципиальные особенности расчета по предлагаемой методике легче всего уяснить на конкретном примере. Рассмотрим гребенчатый фильтр, приведенный на рис. 16.04.3 (он может быть рассчитан по видоизмененному варианту метода расчета полонпропускающих гребенчатых фильтров, рассмотренного в §§ 8.13 и 8.14). В расчете этого фильтра была учтена высокоомная линия из тонкой проволоки, подключенная с правой стороны для связи с общим соединением (выходом или входом) мультиплекса. Такой способ связи позволяет удобно разместить подключаемые фильтры (избежать «тесноты» у общего соединения). Возможны и другие способы связи, например, с помощью последовательных емкостных зазоров. Однако следует отметить, что из всех возмож-

ных вариантов конструкций фильтров и устройств связи с общим соединением должны быть использованы только те, которые обеспечивают малую реактивную проводимость в полосах заграждения при параллельном соединении фильтров. Если бы реактивные проводимости фильтров в их полосах заграждения были велики, то это привело бы к закорачиванию других фильтров.

В процессе исследования был выполнен расчет четырехрезонаторного гребенчатого фильтра с 10%-ной полосой пропускания (см. рис. 16.04.3). При этом использовался нагруженный с одной стороны четырехэлементный прототип ($n=4$) с величиной пульсации 1 дБ (значения элементов прототипа взяты из табл. 4.06.2). Схема фильтра получена в приближенном виде подобно схеме, приведенной на рис. 8.14.1, а характеристика его входной проводимости Y_k была вычислена на электронно-вычислительной машине. Полученные характеристики пронормированы относительно величины G_A и приведены на рис. 16.04.4. Как видно, характеристика $Re Y_k/G_A$ полу-

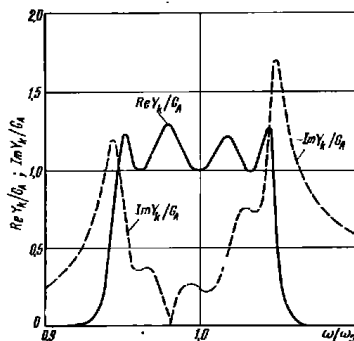


Рис. 16.04.4. Вычисленная характеристика входной проводимости гребенчатого фильтра типа, показанного на рис. 16.04.3. Фильтр имеет четыре резонатора

чилась почти идеально чебышевской, а в полосе пропускания крутизна характеристики $Im Y_k/G_A$ в среднем оказалась отрицательной (правая половина пунктирной кривой соответствует отрицательным значениям $Im Y_k/G_A$).

При использовании для разделения смежных каналов полосно-пропускающих фильтров с такими же характеристиками входной проводимости, как на рис. 16.04.4, их рассчитывают таким образом, чтобы кривые $Re Y_k/G_A$ для соседних фильтров пересекались на уровне 0,5 или несколько ниже. Тогда в случае параллельного включения фильтров их общая характеристика вещественной части входной проводимости $Y_T = Y_1 + Y_2 + Y_3 + \dots + Y_n$ будет близка к чебышевской.

На рис. 16.04.5 а приведена расчетная характеристика вещественной части входной проводимости для трех параллельно включенных гребенчатых фильтров со смежными полосами пропускания. Характеристики входной проводимости отдельных фильтров аналогичны приведенным на рис. 16.04.4 (если не учитывать сдвиг по частоте). На рис. 16.04.5 б показана соответствующая харак-

теристика $Im Y_T/G_A$ для этой же трехканальной конструкции. Следует заметить, что эта характеристика в правой части рисунка отрицательна, и в среднем ее крутизна также отрицательна во всем рабочем диапазоне мультиплексера. Известно, что по теореме Фостера крутизна характеристики реактивной проводимости для цепи без потерь всегда положительна. Следовательно, реактивную

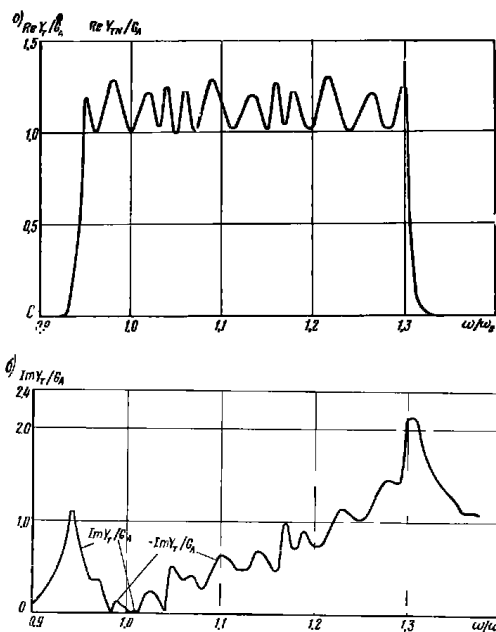


Рис. 16.04.5. Зависимости $Re Y_T/G_A$ (а) и $Im Y_T/G_A$ (б) от частоты для трех параллельно включенных гребенчатых фильтров

проводимость со средней отрицательной крутизной в рабочей полосе (как на рис. 16.04.5 б) можно в значительной степени компенсировать, включив соответствующую параллельную ветвь без потерь, поскольку последняя будет иметь положительную крутизну характеристики реактивной проводимости. В данном случае цепь, компенсирующая реактивную проводимость, может быть выполнена в виде короткозамкнутого шлейфа такой длины, чтобы

обеспечивался резонанс на нормированной частоте $\omega/\omega_0=1,02$, на которой значение $\text{Im } Y_T/G_A$ (см. рис. 16.04.5б) приблизительно равно нулю. Предварительные оценки показали, что если нормированная волновая проводимость шлейфа равна $Y_d/G_A=3,8502$, то крутизна характеристики реактивной проводимости компенсирующей цепи будет достаточной. На рис. 16.04.6 приведена характеристика

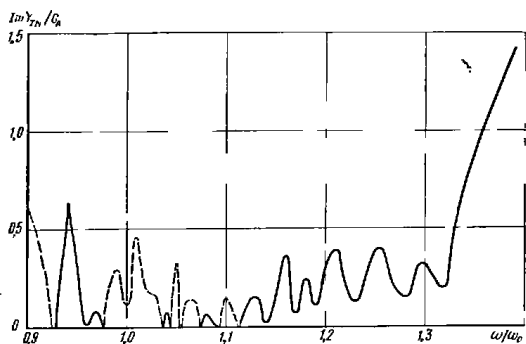


Рис. 16.04.6. Зависимость $\text{Im } Y_T/G_A$ от частоты для мультиплексера на гребенчатых фильтрах. Пунктирной линией показаны отрицательные значения, сплошной — положительные

нормированной реактивной проводимости Y_{TN}/G_A (см. рис. 16.04.1 а), получившейся после подключения цепи, компенсирующей реактивную проводимость. Заметим, что хотя реактивная проводимость $\text{Im } Y_{TN}$ и не была устранена полностью, все же она значительно уменьшилась.

Учитывая, что $\text{Re } Y_{TN}/G_A = \text{Re } Y_T/G_A$, графики на рис. 16.04.5 а и 16.04.6 дают представление также об общей входной проводимости Y_{TN} схемы с подключенной компенсирующей цепью. Если в рабочем диапазоне общая проводимость Y_{TN} приблизительно постоянна, чисто активна и вместе с проводимостью G_B (см. рис. 16.04.1а) образует омический делитель напряжения, то напряжения на зажимах $A-A'$ не будут зависеть от частоты. При этом характеристики фильтров должны быть точно такими же, как если бы фильтры возбуждались генераторами с нулевыми сопротивлениями (исходя из такого предположения, они и рассчитывались). Однако, поскольку в действительности проводимость Y_{TN} только приблизительно равна постоянной и чисто активной величине, характеристики всегда несколько отличаются от этого идеального случая.

Активная проводимость возбуждающего генератора G_B при расчете опытного мультиплексера была задана в виде нормированной величины $G_B/G_A=1,15$, что соответствует равенству активной проводимости генератора среднему значению пульсаций характеристики проводимости на рис. 16.04.5а.

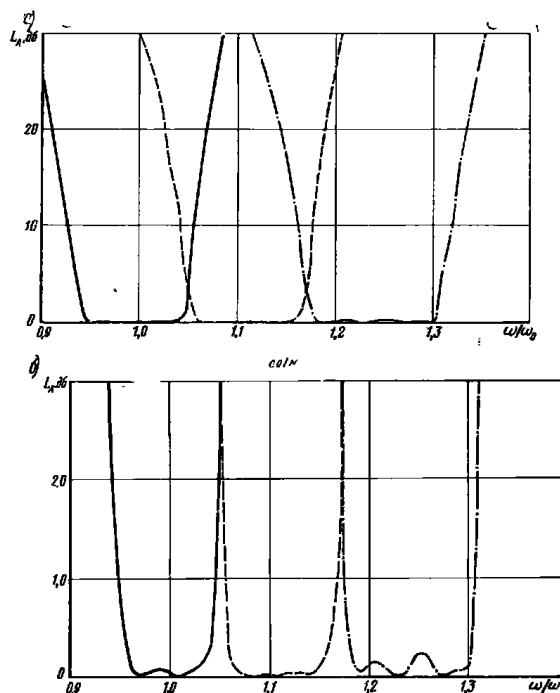


Рис. 16.04.7. Вычисленные характеристики затухания каналов мультиплексера на гребенчатых фильтрах в обычном (а) и увеличенном (б) масштабах

На рис. 16.04.7 а приведена расчетная характеристика мультиплексера, а на рис. 16.04.7б — она же в увеличенном масштабе, чтобы лучше представить работу устройства в полосе пропускания. Заметим, что характеристики затухания пересекаются примерно на уровне 3 дБ, и хотя фильтры рассчитывались на вели-

чину чебышевских пульсаций 1 дБ при идеальном условии возбуждения генератором с нулевым сопротивлением, затухание в полосе пропускания собранного мультиплексера оказалось гораздо меньше указанной величины.

Это в значительной степени вызвано тем, что добавление активной проводимости генератора G_B приводит к сглаживанию пульсаций $\text{Re } Y_{TN}$. Кроме того, при выборе величины проводимости G_B , равной среднему значению $\text{Re } Y_{TN}$ в рабочем диапазоне, также уменьшается рассогласование.

Некоторые особенности расчета. В приведенном выше примере были установлены принципы рассматриваемой методики расчета мультиплексера. Ниже мы вновь проанализируем некоторые положения с целью уточнения особенностей расчета.

При расчете полоснопропускающих фильтров на основе прототипов, нагруженных с одной стороны, типа, показанного на рис. 16.04.2 а, значения элементов этих прототипов $g_0, g_1, \dots, g_n, g_{n+1}$ можно получить из таблиц § 4.06. Заметим, что в этом случае $g_{n+1} = \infty$, что соответствует бесконечному значению внутренней активной проводимости генератора и напряжения с нулевым сопротивлением (или для дуальной схемы — сопротивления генератора тока с бесконечным внутренним сопротивлением). В реальном мультиплексере фильтры возбуждаются генератором с конечным внутренним сопротивлением, так что в расчете нужно заменить величину $g_{n+1} = \infty$ на параметр g_{n+1}^* (см. рис. 16.04.2 б, в). Как указывалось ранее, этот параметр (или его обратная величина) является параметром прототипа, соответствующим активной проводимости G_B (или активному сопротивлению R_B для дуального случая соединения фильтров по последовательной схеме) нагрузки, применяемой в общем соединении мультиплексера.

Полоснопропускающие фильтры мультиплексеров можно рассчитать по методам, описанным в гл. 8 и 10, используя любой из приведенных там типов фильтров. Так, например, если бы потребовался фильтр на сосредоточенных элементах, то его можно было бы рассчитать непосредственно из прототипа, представленного на рис. 16.04.2 а, с помощью метода преобразования, приведенного в подписи к рис. 8.02.3. В результате расчета должен получиться фильтр типа, изображенного на рис. 16.04.8. Заметим, что он

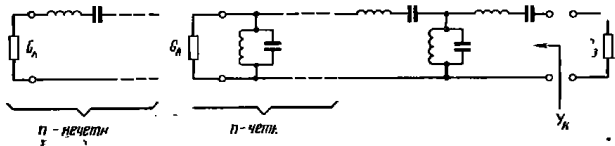


Рис. 16.04.8. Схема полоснопропускающего фильтра на сосредоточенных элементах для одного из каналов

начинается с *последовательного* резонатора, а это приводит к тому, что входная проводимость Y_k будет мала в полосе заграждения. Такое условие является необходимым для фильтра, используемого в мультиплексере по параллельной схеме. Дуальный вариант фильтра с *параллельным* резонатором на входе применяется в мультиплексере по последовательной схеме. При использовании фильтров типа, представленного на рис. 8.02.5 или 8.02.6, у которых резонаторы связаны с помощью *J*- или *K*-инверторов (см. §§ 4.12, 8.02 и 8.03), необходимо, чтобы к общему соединению мультиплексера примыкали *J*-инверторы (см. рис. 8.03.2), при параллельном соединении фильтров или *K*-инверторы (см. рис. 8.03.1) — при последовательном их соединении.

Большинство расчетных данных, приведенных в гл. 8 и 10, применяется непосредственно к расчету мультиплексеров без каких-либо изменений (по крайней мере, для случая, когда все нагрузки мультиплексера одинаковы). Некоторое исключение составляют расчетные ф-лы (8.09.1)—(8.09.8) и (8.13.1)—(8.13.10), а также ф-лы (10.02.6)—(10.02.13) и (10.06.4)—(10.06.16). Соответствующие этим данным структуры включают в себя специальные оконечные согласующие звенья, которые трансформируют характеристику входной проводимости Y_k (или сопротивления Z_k) подобно отрезку передающей линии. Это приводит к тому, что требуемая форма характеристики вещественной части входной проводимости (или сопротивления) не достигается. Возникшую трудность можно разрешить, заменив согласующее звено на конце фильтра, которое должно быть подключено к общему соединению мультиплексера, инвертором на полусосредоточенных элементах. Именно такой прием и осуществлен для случая гребенчатого фильтра, показанного на рис. 16.04.3, где справа изображена используемая в качестве инвертора высокоомная линия из тонкой проволоки. Ниже мы еще вернемся к этому вопросу.

После того как определены параметры прототипа нижних частот, уже невозможно выбрать произвольным образом отношение нагрузок G_A/G_B , если должны использоваться фильтры на сосредоточенных элементах типа, приведенного на рис. 16.04.8. Кроме того, то, что отношение G_A/G_B для данного случая не равно единице, также может представлять некоторые неудобства. Однако для расчетов с инверторами (как в обобщенных примерах, представленных на рис. 8.02.5 и 8.02.6) нагрузки могут быть выбраны произвольно, а *J*- или *K*-инверторы обеспечат требуемое преобразование сопротивлений. Так, например, при использовании расчетных соотношений (8.02.17)—(8.02.24) нагрузки G_A, G_B и параметры крутизны резонаторов b_j можно выбрать произвольно, при этом автоматически будут выполнены условия согласования сопротивлений, определяемые данным выбором параметров прототипа $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n$ и g_{n+1}^* .

Определение ширины полосы для обеспечения требуемой точки пересечения характеристик. При проектировании мультиплексеров

рассматриваемого типа обычно требуется получить пересечение характеристик смежных фильтров на уровне 3 дБ. Для обеспечения этого требования нужно очень тщательно выбрать ширину полосы каждого фильтра. С помощью ф-лы (4.03.4) и (4.03.5) можно найти явное выражение для величины $\text{Re } Y'_k$ как функция от ω' применительно к прототипу, нагруженному с одной стороны. Тогда для n -четного имеем

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} \Big|_{\omega' > \omega'_1} = \text{ch} \left[\frac{1}{n} \text{arcch} \sqrt{\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{1+\varepsilon}{R'_0 \text{Re } Y'_k} - 1 \right)} \right], \quad (16.04.2)$$

где

$$\varepsilon = \left[\text{antilg} \left(\frac{L_{Ar}}{10} \right) \right] - 1; \quad (16.04.3)$$

L_{Ar} — величина чебышевских пульсаций фильтра-прототипа, дБ; R'_0 — нагрузка, показанная на рис. 16.04.2 а, $\text{Re } Y'_k$ и ω'_1 — показаны на рис. 16.04.2 б, в.

Выбрав произведение $R'_0 \text{Re } Y'_k = 0,5$, что приблизительно соответствует точке 3 дБ, можно получать значение нормированной частоты ω'/ω'_1 , соответствующей этой точке. Далее с помощью частотного преобразования, для выбранного типа фильтра, находят требуемую ширину полосы. Пусть, например, требуется получить пересечение характеристик на частотах f_a и $f_b > f_a$, а соответствующее частотное преобразование имеет вид

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{2}{w} \left(\frac{f - f_0}{f_0} \right), \quad (16.04.4)$$

где

$$f_0 = \frac{f_a + f_b}{2}.$$

Тогда требуемая ширина полосы равна

$$w = \frac{2(f_b - f_a)/f_0}{\omega'/\omega'_1}, \quad (16.04.5)$$

где нормированная частота ω'/ω'_1 определена для искомой точки 3 дБ с помощью ф-лы (16.04.2) при условии, что n — четное.

Если n — нечетное, то ф-ла (16.04.2) принимает вид

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} \Big|_{\omega' > \omega'_1} = \text{ch} \left[\frac{1}{n} \text{arcch} \sqrt{\frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{G'_0}{\text{Re } Y'_k} - 1 \right)} \right]. \quad (16.04.6)$$

Осуществление связи с общим соединением мультиплексера. Существует несколько способов связи фильтров с общим соединением мультиплексера. В приведенном в данном параграфе примере мультиплексера с гребенчатыми фильтрами предполагалось, что фильтры связаны с общим соединением при помощи последовательных индуктивностей, образованных из высокоомной линии.

На рис. 16.04.9 показаны такая линия и ее эквивалентная схема для случая, когда эта линия служит J -инвертором. Расчетные выражения для гребенчатого фильтра, приведенные в §§ 8.13 и 8.14, были видоизменены,

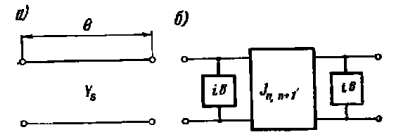


Рис. 16.04.9. Использование высокоомной линии (а) в качестве J -инвертора (б).

$$J_{n,n+1} = Y_s \csc \theta = \sqrt{\frac{G_B b_n w}{\omega'_1 \varepsilon_n \varepsilon_{n+1}}};$$

$$B = Y_s \left[\text{tg} \frac{\theta}{2} - \csc \theta \right]$$

чтобы использовать указанный инвертор на одном конце фильтра. При реализации схемы, приведенной на рис. 16.04.9, проводимость B с одной стороны инвертора учитывается в резонаторе n , а с другой — в компенсирующей цепи. В данном случае применялась связь с помощью высокоомной линии, потому что она обеспечивает удобное подключение фильтров к общему соединению (помогает избежать «тесноты» при соединении фильтров с общим входом). Длина линии должна быть небольшой во избежание нежелательных резонансных явлений, но диаметр — не настолько малым, чтобы заметно увеличивались потери. Поэтому в некоторых случаях при узкополосных каналах предпочтительнее применять емкостные связи, осуществляя приближенную реализацию инвертора типа, приведенного на рис. 8.03.2б.

Ниже дается сводка формул, используемых при расчете фильтров, подобных рассмотренным в примере.

РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ ДЛЯ ГРЕБЕНЧАТЫХ ФИЛЬТРОВ С ВЫСОКОМНОЙ ПРОВОЛОЧНОЙ ЛИНИЕЙ СВЯЗИ НА ОДНОМ КОНЦЕ (СМ. РИС. 16.04.3)

Выбираем фильтр-прототип нижних частот и значения $G_A = Y_A$, $G_B = Y_B$, $b_1/Y_A, \dots, b_n/Y_A$, θ_0 и θ_s .

Нормированные взаимные емкости на единицу длины:

$$\frac{C_{0k}}{\varepsilon} = Y_A \frac{376,7}{V_{\varepsilon_r}} \left[\frac{w}{\omega'_1} \frac{(b_k/Y_A)}{\varepsilon_0 \varepsilon_1} \right]^{1/2}; \quad (16.04.7)$$

$$\frac{C_{i,i+1}}{\varepsilon} = Y_A \frac{376,7}{V_{\varepsilon_r}} \frac{w}{\omega'_1} \left[\frac{(b_i/Y_A)(b_{i+1}/Y_A)}{\varepsilon_i \varepsilon_{i+1}} \right]^{1/2} \text{tg} \theta_0, \quad (16.04.8)$$

$$(i = 1, 2, \dots, n-1)$$

Нормированная проводимость высокоомной линии связи

$$\frac{Y_s}{Y_A} = \left[\frac{w}{\omega'_1} \frac{(b_n/Y_A)(Y_B/Y_A)}{\varepsilon_n \varepsilon_{n+1}} \right]^{1/2} \sin \theta_s, \quad (16.04.9)$$

Нормированные собственные емкости на единицу длины:

$$\frac{C_0}{\varepsilon} = \frac{376,7}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left(Y_A - \frac{C_{01}}{\varepsilon} \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{376,7} \right); \quad (16.04.10)$$

$$\frac{C_i}{\varepsilon} = Y_A \left[\frac{376,7}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{2b_i}{Y_A} [\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0]^{-1} - \frac{(C_{i2}/\varepsilon)}{Y_A} \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{376,7} \frac{(C_{01}/\varepsilon)}{Y_A^2} \right]; \quad (16.04.11)$$

$$\left(\frac{C_i}{\varepsilon} \right) = \frac{Y_A 376,7}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[2 \frac{b_i}{Y_A} [\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0]^{-1} - [(C_{i, i+1}/\varepsilon) + (C_{i-1, i}/\varepsilon)] \right]; \quad (i=2, 3 \dots, n-1); \quad (16.04.12)$$

$$\frac{C_n}{\varepsilon} = \frac{-C_{n-1, n}}{\varepsilon} + \frac{376,7 Y_A}{\sqrt{\varepsilon_r}} \times \left[\frac{2(b_n/Y_A) - (Y_s/Y_A) [\operatorname{ctg} \theta_s + \theta_s \operatorname{csc}^2 \theta_s]}{\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0} \right]. \quad (16.04.13)$$

Нормированные сосредоточенные емкостные проводимости:

$$\frac{\omega_0 C_i^s}{Y_A} = 2 \frac{b_i}{Y_A} [\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0]^{-1} \operatorname{ctg} \theta_0, \quad (i=1, 2, \dots, n-1); \quad (16.04.14)$$

$$\frac{\omega_0 C_n^s}{Y_A} = \frac{Y_s}{Y_A} \operatorname{ctg} \theta_s + \frac{2(b_n/Y_A) - (Y_s/Y_A) [\operatorname{ctg} \theta_s + \theta_s \operatorname{csc}^2 \theta_s]}{\operatorname{ctg} \theta_0 + \theta_0 \operatorname{csc}^2 \theta_0} \operatorname{ctg} \theta_0. \quad (16.04.15)$$

На рис. 16.04.10 изображен общий вид мультиплексера другого типа, спроектированного одним из авторов. Этот мультиплексер делит полосу шириной в октаву на три части и содержит фильтры с емкостными связями типа, показанного на рис. 8.05.4 а. Хотя в фильтрах везде использовались последовательно-емкостные связи, для подключения к общему соединению мультиплексера была применена высокоомная проволочная линия (т. е. последовательно-индуктивная связь), причем проволока была изогнута под прямыми углами, как показано на рис. 16.04.10. Проволочная линия вместе с небольшим отрезком 50-омной линии рассматривалась как инвертор типа, приведенного на рис. 8.03.2 в. При таком типе связи не нужно было выполнять очень малые зазоры между фильтрами и общим соединением мультиплексера, которые были бы необходимы в случае емкостной связи. Кроме того, для фильтров данного типа эта связь давала удобные для их параллельного сое-

динения расположения референсных плоскостей. Для компенсации реактивной проводимости потребовался только небольшой емкостный шлейф.

Полученный результат был обусловлен, во-первых, большим частотным диапазоном, перекрываемым мультиплексером, и, во-вторых, очевидно, довольно большим влиянием неоднородностей сочленения в данной конструкции общего соединения. Мультиплексер рассчитывался так, чтобы рабочие потери не превышали 1 дБ

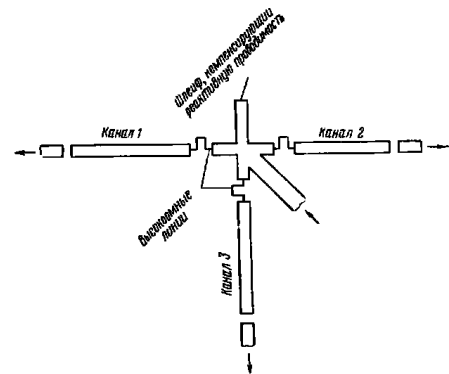


Рис.16.04.10. Блок-схема трехканального мультиплексера, в котором используются фильтры, описанные в § 8.05.

Везде используется емкостная связь (за исключением общего соединения)

в полосах пропускания и, как оказалось, эксперимент вполне соответствовал расчету. Входной квс в общем соединении не превышал 2:1 во всем рабочем диапазоне мультиплексера с перекрытием в октаву. Этот факт свидетельствует о том, что желаемая смежность полос пропускания была достигнута.

Расчет компенсирующих цепей. Решение интегральных уравнений, полученных Бодэ [8], показывает, что если кривая вещественной части входной проводимости имеет прямоугольную форму, определяемую уравнениями:

$$\operatorname{Re} Y_T = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \ll \omega < \omega_a; \\ G_A & \text{при } \omega_a < \omega < \omega_b; \\ 0 & \text{при } \omega_b < \omega < \infty, \end{cases} \quad (16.04.16)$$

то минимальная мнимая часть может быть выражена в виде

$$\operatorname{Im} Y_T = \frac{G_A}{\pi} \operatorname{Im} \left| \frac{1 + \frac{\omega}{\omega_0} \omega - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 - \frac{\omega}{\omega_0} \omega - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right|, \quad (16.04.17)$$

где

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_a \omega_b} \text{ и } \omega = \frac{\omega_b - \omega_a}{\omega_0}.$$

Понятие минимальной мнимой части означает, что из проводимости Y_T (или из цепи, ей соответствующей) не может быть выделена параллельная реактивная проводимость без того, чтобы сделать эту проводимость (или цепь, ей соответствующую) физически нереализуемой [8]. Если фильтры для мультиплексера по параллельной схеме рассчитываются с помощью методов, рассмотренных в данном параграфе, и затем соединяются вместе, то вещественная часть общей входной проводимости может быть аппроксимирована ур-нием (16.04.16). Если, кроме того, предположить, что в элементах связи с общим соединением отсутствуют параллельные реактивные проводимости, то мнимая часть может быть аппроксимирована ур-нием (16.04.17). Для иллюстрации на рис. 16.04.11 приведены расчетные кривые $\operatorname{Re} Y_T$ и $\operatorname{Im} Y_T$ для четырехканального мультиплексера, в котором используются фильтры на сосредоточенных элементах (сплошные линии), а также соответствующие им аппроксимирующие кривые (пунктир), полученные с помощью ур-ний (16.04.16) и (16.04.17). Как можно видеть, степень совпадения кривых достаточно хорошая. У кривых, приведенных на рис. 16.04.5а и б, пульсации $\operatorname{Re} Y_T$ больше, поэтому степень аппроксимации была бы хуже; следует также заметить, что кривая $\operatorname{Im} Y_T$ на рис. 16.04.5б не проходит через нуль вблизи середины рабочего диапазона, как должно было бы быть согласно ур-нию (16.04.17). Это объясняется наличием остаточной параллельной проводимости B (см. рис. 16.04.8 б) высокоомной линии связи с общим соединением.

На практике цель, компенсирующую реактивную проводимость, удобнее проектировать после того, как мультиплексер уже собран и измерена характеристика его полной проводимости со стороны общего соединения (или характеристика полного сопротивления, если мультиплексер собирается по последовательной схеме). При таком подходе можно учесть все побочные явления, связанные с физическими размерами общего соединения. Однако, когда собственное его влияние относительно мало, ур-ние (16.04.17) вместе с возможными коррекциями, учитывающими любую параллельную проводимость, о которой известно, что она подключена на входы фильтров, должны давать очень хорошую оценку мнимой части проводимости Y_T . Располагая такой оценкой, можно рассчитать цель, компенсирующую реактивную проводимость. Эта цель для

мультиплексера по параллельной схеме обычно представляет собой параллельный контур; резонансная частота его равна частоте, на которой $\operatorname{Im} Y_T = 0$.

Приведенные выше исследования в основном осуществлялись на основе понятий проводимостей (в терминах проводимостей) и

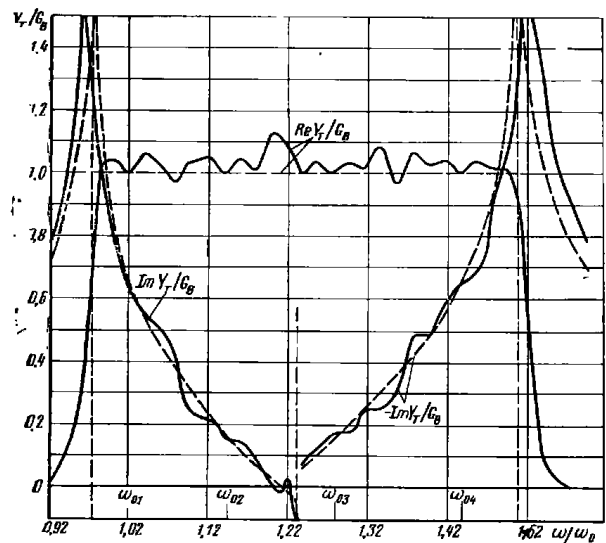


Рис. 16.04.11. Сравнение величины Y_T для мультиплексера на сосредоточенных элементах и этой же величины, вычисленной из выражений (16.04.16), (16.04.17).

Пунктирная кривая соответствует прямоугольной форме характеристики $\operatorname{Re} Y_T / G_B$; сплошная кривая — использованы чебышевских фильтров с величиной пульсаций 0,2 дБ

для мультиплексера по параллельной схеме. Следует напомнить, что все рассуждения применимы в аналогичной форме и для полных сопротивлений дуального мультиплексера по последовательной схеме.

16.05. Диплексеры со смежными полосами пропускания

Диплексеры представляют собой двухканальный вариант мультиплексеров и, значит, их можно рассчитать по методам, рассмотренным в предыдущем параграфе. Но так как диплексеры чаще

всего состоит из фильтров нижних и верхних частот (а не из двух полоснопропускающих фильтров), то этому случаю будет уделено особое внимание. В данном параграфе также предложена и новая методика расчета диплексеров.

На рис. 16.05.1 показан диплексер, состоящий из фильтра нижних частот и фильтра верхних частот. Согласно подходу, принятому в § 16.04, фильтр нижних частот нужно рассчитывать на осно-

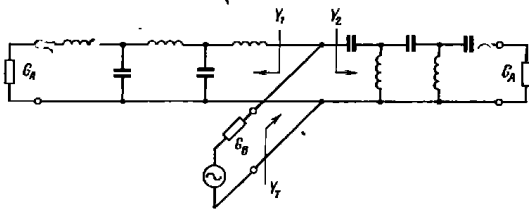


Рис. 16.05.1. Диплексер по параллельной схеме, образованный из фильтров нижних и верхних частот

ве прототипа, нагруженного с одной стороны (см. § 4.06), а фильтр верхних частот на основе того же прототипа, но с использованием преобразований, приведенных на рис. 7.07.2. Для того чтобы чебышевские характеристики фильтров пересекались на уровне 3 дБ, граничные частоты полос пропускания нужно рассчитывать с помощью ф-л (16.04.2), (16.04.3) и (16.04.6), применяя при этом преобразование характеристики нижних частот в характеристику верхних частот, описанное в § 7.07. Можно показать, что в этом случае фильтры будут взаимно компенсировать свои реактивные проводимости, и дополнительной компенсирующей цепи не требуется. Действительно, если фильтры рассчитаны на основе прототипов с максимально плоской характеристикой, нагруженных с одной стороны, то мнимую часть входной проводимости диплексера Y_T (см. рис. 16.05.1) можно свести к нулю на всех частотах (по крайней мере, для идеализированного диплексера на сосредоточенных элементах). Реальные фильтры для сверхвысокочастотного диплексера этого типа в целом ряде случаев можно рассчитывать с помощью методов, рассмотренных в §§ 7.03—7.07.

Иногда для выделения верхнего по частоте канала удобнее использовать полоснопропускающий фильтр с широкой полосой пропускания, а не фильтр верхних частот типа, представленного на рис. 16.05.1. При этом реактивные проводимости фильтров уже не будут взаимно компенсироваться. С помощью интегральных уравнений Боде [8] можно показать, что если вещественная часть входной проводимости параллельного соединения двух соответствующим образом рассчитанных фильтров приблизительно равна

$$\operatorname{Re} Y_T = \begin{cases} G_B & \text{при } 0 \leq \omega \leq \omega_b; \\ 0 & \text{при } \omega_b < \omega < \infty, \end{cases} \quad (16.05.1)$$

то ее минимальная мнимая часть будет равна

$$\operatorname{Im} Y_T = \frac{G_B}{\pi} \ln \left| \frac{\omega_b - \omega}{\omega_b + \omega} \right| \quad (16.05.2)$$

[смысл термина «минимальная мнимая часть» пояснялся выше в связи с ур-нием (16.04.17)]. В этом случае реактивную проводимость можно в значительной степени скомпенсировать с помощью параллельно включенного последовательного резонансного контура. Реактивная проводимость его должна быть равна

$$B(\omega) = \frac{-1}{\omega_c L \left(\frac{\omega}{\omega_c} + \frac{\omega_c}{\omega} \right)}, \quad (16.05.3)$$

где частота ω_c несколько больше ω_b , а L представляет постоянную величину (т. е. индуктивность для цепи из сосредоточенных элементов).

Другой метод расчета диплексера. Теперь рассмотрим еще один метод расчета диплексеров, который требует, однако, большего навыка. Преимущество его заключается в том, что в некоторых случаях он позволяет использовать при построении диплексеров обычные фильтры, нагруженные с двух сторон. Данный метод во многих отношениях эквивалентен методу «частичных нагрузок», который применяется при параллельном соединении фильтров, рассчитанных на основе характеристических параметров [9]. Для определенности будем предполагать, что фильтры соединены последовательно, хотя та же самая методика справедлива и по отношению к дуальному диплексеру по параллельной схеме.

На рис. 16.05.2а приведены полоснопропускающий фильтр и фильтр нижних частот, пунктиром показаны линии, соединяющие их последовательно. Если каждый из фильтров был рассчитан для работы на чисто активные нагрузки с обеих сторон, то при таком соединении характеристики фильтров окажутся сильно искаженными. Эти искажения связаны с тем, что хотя в полосе пропускания каждый фильтр номинально имеет активное входное сопротивление, вне этой полосы он будет иметь большое реактивное сопротивление. Поэтому, если фильтры, представленные на рис. 16.05.2а, обладают смежными полосами пропускания, полоснопропускающий фильтр будет вносить большую реактивную составляющую в сопротивление нагрузки (входной) фильтра нижних частот в полосе пропускания последнего. В свою очередь, фильтр нижних частот будет вносить большую реактивную составляющую в сопротивление нагрузки полоснопропускающего фильтра в полосе пропускания последнего.

Большие величины реактивных составляющих входных сопротивлений Z_a и Z'_a в полосе заграждения этих фильтров (см. рис. 16.05.2а) в значительной степени обусловлены наличием последовательных реактивных сопротивлений X_1 и X'_1 . Если их исключить, то вещественные части получившихся входных сопротивлений Z_b и Z'_b останутся прежними, а реактивные сопротивления в полосе заграждения сильно уменьшатся. Поэтому при проектировании дилексера исключаются сопротивления iX_1 и iX'_1 , а оставшиеся цепи соединяются, как показано на рис. 16.05.2б. Затем вводится до-

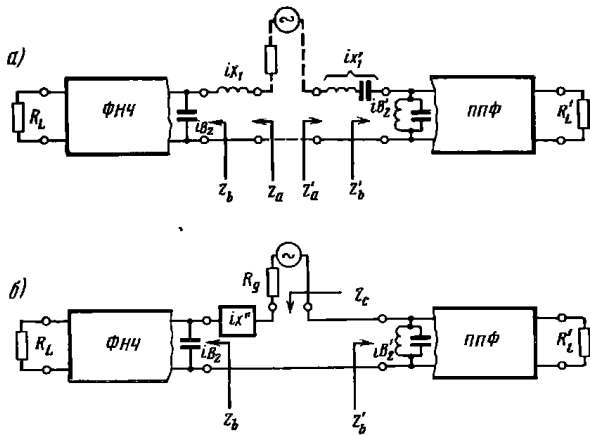


Рис. 16.05.2. Последовательные соединения фильтров

полнительное реактивное сопротивление iX'' для еще большего уменьшения мнимой части сопротивления Z_c . Это реактивное сопротивление подбирается таким образом, чтобы величина

$$Z_c = Z_b + Z'_b + iX'' \quad (16.05.4)$$

приближалась, насколько это возможно, к величине чисто активного сопротивления R_g ¹⁾. При соблюдении указанных условий

¹⁾ При этом предполагается, что номинальное сопротивление нагрузки каждого фильтра (т. е. подключаемое непосредственно ко входам фильтров со стороны Z_a или Z'_a) равно R_g и что частотные характеристики фильтров пересчитаны так, чтобы они пересеклись примерно на уровне 3 дБ.

сумма $Z'_b + iX''$ представляет собой в полосе пропускания фильтра нижних частот реактивное сопротивление, которое почти эквивалентно сопротивлению iX_1 в этой полосе.

Таким образом, характеристики фильтра нижних частот будут почти такими же, как и у обычного одиночного фильтра нижних частот во всей полосе пропускания. Аналогично в полосе пропускания полоснопропускающего фильтра сумма $Z_b + iX''$ представляет собой реактивное сопротивление, почти эквивалентное сопротивлению iX'_1 в этой полосе так, что характеристики полоснопропускающего фильтра будут почти такими же, как и обычного одиночного полоснопропускающего фильтра во всей полосе пропускания. Однако исключение последовательных ветвей iX_1 и iX'_1 может привести к некоторому уменьшению затухания в полосе заграждения одного или обоих фильтров¹⁾.

На рис. 16.05.3 показан дилексер, рассчитанный по рассмотренному методу. Для выделения низкочастотного канала исполь-

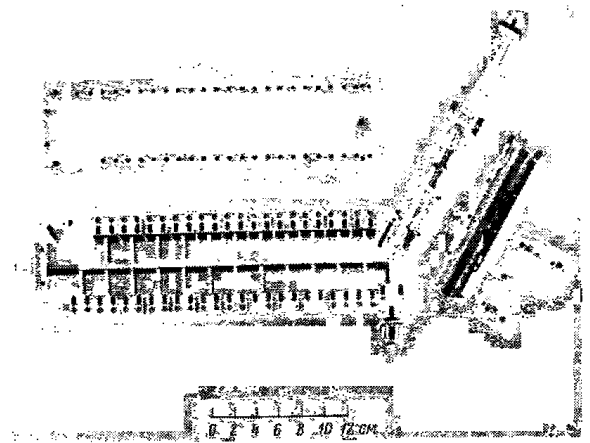


Рис. 16.05.3. Внешний вид дилексера по последовательной схеме (со снятой верхней крышкой), использующего ФНЧ и ППФ

¹⁾ Уменьшение затухания в полосе заграждения, связанное с исключением iX_1 и iX'_1 , в значительной степени компенсируется снижением напряжения на входе каждого фильтра в его полосе заграждения, обусловленным последовательным включением дополнительной нагрузки в виде другого фильтра.

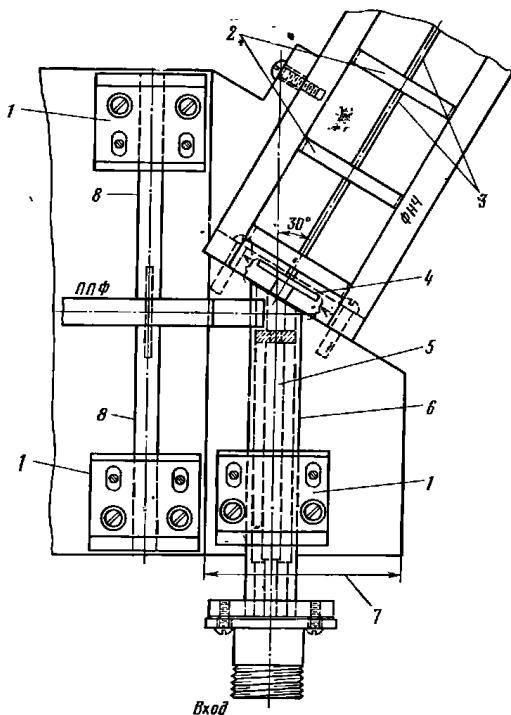


Рис. 16.05.4. Конструкция диплексера по последовательной схеме.

1 — короткозамыкающая вставка; 2 — металлические диски с диэлектрическими кольцами, образующие параллельные емкости ФНЧ; 3 — стержни, образующие последовательные индуктивности; 4 — диск, образующий радиальную линию для реализации реактивного сопротивления iX ; 5 — центральный проводник входной линии; 6 — поля трубы, образующая шлейф $Z_{\text{ш}}$, с входной линией внутри нее; 7 — участок с увеличенным расстоянием между наружными пластинами; 8 — шлейф $Z_{\text{ш}}$.

зован фильтр, приведенный на рис. 7.03.3а, у которого была удалена часть, расположенная сразу же за крайним справа емкостным диском, что соответствовало исключению сопротивления iX_1 в схеме, изображенной на рис. 16.05.2а. Для выделения канала верхних частот использовался один из типов полоснопропускающих фильтров, рассмотренных в §§ 10.03 и 10.05. Этот фильтр был рассчитан, исходя из условия, что на одном его конце должен быть включен последовательный шлейф (образующий последовательный резонансный контур), причем эта часть фильтра рассчитывалась по ф-лам (10.03.1) — (10.03.8), а другая его половина — по ф-лам (10.05.3) — (10.05.13). При изготовлении диплексера последовательный шлейф не был выполнен, что соответствует исключению последовательного сопротивления iX_1' в схеме, приведенной на рис. 16.05.2а. Затем вычислялись сопротивления двух последовательно соединенных фильтров (у которых отсутствуют реактивные сопротивления iX_1 и iX_1' , а после этого — определялся нужный вид цепи, компенсирующей реактивное сопротивление (т. е. цепи iX''). В результате оказалось, что реактивное сопротивление требуемой компенсирующей цепи должно иметь следующий вид:

$$X'' = \frac{-1}{\omega_c C \left(\frac{\omega}{\omega_c} - \frac{\omega_c}{\omega} \right)}. \quad (16.05.5)$$

Следует заметить, что ф-ла (16.05.5) дуальна ф-ле (16.05.3), как и следовало ожидать, поскольку первая была получена для параллельного соединения фильтров, а вторая — для последовательного.

На рис. 16.05.4 показано, как было осуществлено последовательное соединение фильтров в диплексере, приведенном на рис. 16.05.3. Линия передачи, связывающая вход диплексера с общим соединением, расположена внутри оконечного параллельного шлейфа полоснопропускающего фильтра. Центральный проводник этой линии соединен с центральным проводником коаксиального фильтра нижних частот, а ее наружный проводник — с центральным проводником полоснопропускающего фильтра. Таким образом, получено последовательное соединение этих фильтров¹⁾. Компенсирующее реактивное сопротивление iX'' реализовано с помощью диска, который образует радиальную линию, последовательно соединенную с фильтром нижних частот. Область общего соединения диплексера по последовательной схеме отмечена на рисунке буквой А.

¹⁾ Способ подачи сигнала в мультиплексер при помощи коаксиальной линии, помещенной внутри параллельного шлейфа полоснопропускающего фильтра, был предложен Коном (S. B. Cohn).

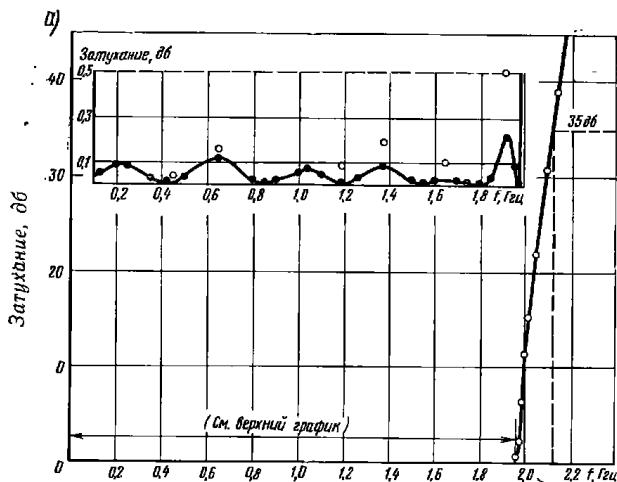
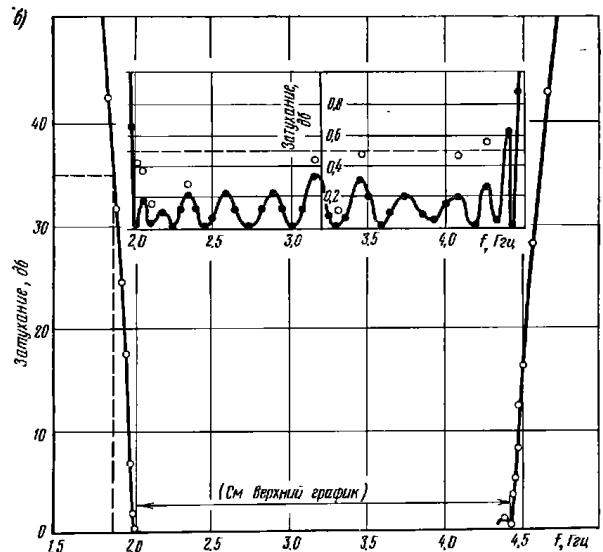


Рис. 16.05.5. Экспериментальные характеристики передачи каналов нижних частот (а) и полосового (б) для диплексера, приведенного на рис. 16.05.3.

Сплошными линиями с незачерненными кружками показаны вносимые потери в полосе пропускания, вычисленные по измеренным ксв. Отдельными незачерненными кружками отмечены вносимые потери в полосе пропускания, измеренные в контрольных точках.

На рис. 16.05.5а приведена экспериментальная характеристика канала нижних частот данного диплексера, а на рис. 16.05.5б — канала верхних частот. Как видно из этих рисунков, удалось добиться низкого затухания в полосах пропускания и четкого разделения полос.

Любой из двух рассмотренных методов расчета диплексеров может дать хорошие результаты, однако метод, в котором фильтры рассчитываются с помощью прототипов нижних частот, нагруженных с одной стороны, имеет то преимущество, что в нем меньшую долю занимают предположительные оценки при точных расчетах. Кроме того, с его помощью можно получить наилучшие характеристики, когда требуется обеспечить очень низкое затухание в полосе пропускания и очень точное разделение полос. Вторым методом расчета диплексеров не всегда дают такие хорошие результаты, так как здесь фильтры сначала рассчитываются для нагрузок с обеих сторон, а затем видоизменяются с учетом их совместной работы. Сами по себе эти фильтры не обладают столь



положительными свойствами при совместной работе, как фильтры, нагруженные с одной стороны.

Вместе с тем преимуществом этого метода является то, что фильтры диплексера можно вначале конструировать и испытывать как обычные полоснопропускающие фильтры и фильтры нижних частот, нагруженные с обеих сторон.

Литература

1. Southworth G. C. Principles and Applications of Waveguide Transmission, pp. 306—317, D. Van Nostrand Co., Inc., New York City (1950).
2. Саусворт Дж. К. Принципы и применения волноводной передачи. Пер. с англ., под ред. В. И. Сушкевича. «Советское радио», 1955.
3. Alstadter D. and Houseman E. O. Jr., Some Notes on Strip Transmission Line and Waveguide Multiplexers, 1958 IRE Wescon Convention Record, Part I, pp. 54—69.
4. Marcatili E. A. and Bisbee D. L. Band-Splitting Filter, BSTJ, Vol. XL, pp. 197—212 (January 1961).
5. Ragan G. L. Microwave Transmission Circuits, MIT Rad. Lab. Series, Vol. 9, pp. 708—709, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York City (1948).
6. Marcuvitz N. Waveguide Handbook, MIT Rad. Lab. Series, Vol. 10, pp. 360—363, McGraw-Hill Book Co., Inc. (1951).

Справочник по волноводам. Пер. с англ., под ред. Я. Н. Фельда. «Советское радио», 1952.

6. Cline J. F., et al. Design Data for Antenna-Multicoupler Systems, Final Report, SRI Project 2183, Contract AF 19(604)-2247, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (September 1959).

7. Getsinger W. J., Cristal E. G. and Matthaei G. L. Microwave Filters and Coupling Structures, Quarterly Report 6, Part III, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (August 1962).

8*. Bode H. W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design, p. 335, D. Van Nostrand Co., Inc., New York City (1945).

Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. Пер. с англ., под ред. А. А. Колосова и Л. А. Мееровича. ИЛ, 1948.

9. Guillemin E. A. Communication Network, Vol. II, pp. 356—371, John Wiley and Sons, Inc., New York City (1935).

10. Cristal E. G. and Matthaei G. L. A Technique for the Design of Multiplexers Having Contiguous Channels, IEEE Trans. PTG-MTT—12, pp. 88—93 (January 1964).

Глава 17

ФИЛЬТРЫ СВЧ С МЕХАНИЧЕСКОЙ И МАГНИТНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ

17.01. Введение

В настоящей главе рассматриваются, главным образом, полоснопропускающие фильтры, которые можно использовать в качестве преселекторов приемников; однако некоторое внимание будет уделено и полоснозапирающим фильтрам с магнитной перестройкой. Несмотря на существование ряда простых способов смещения резонансной частоты резонаторов фильтра, задача перестройки значительно усложняется, когда необходимо обеспечить постоянство полосы пропускания и формы характеристики фильтра (см. § 17.02). Поэтому при выводе и обсуждении расчетных соотношений основное внимание уделяется их применению к фильтрам, сохраняющим при перестройке неизменными форму характеристики и полосу пропускания. Большим преимуществом является то обстоятельство, что резонаторы фильтров с магнитной перестройкой уже по своей природе отличаются способностью сохранять при перестройке сравнительно постоянную полосу пропускания, хотя форма характеристики фильтра при этом меняется.

На рис. 17.01.1 показаны два типа фильтров с механической перестройкой, которые, в частности, рассматриваются в данной главе. В фильтре, приведенном на рис. 17.01.1а, используются коаксиальные резонаторы, перестраиваемые путем плавного выдвижения и выдвигания их внутренних проводников. Фильтр, приведенный на рис. 17.01.1б, перестраивается перемещением одной из стенок каждого из объемных резонаторов. Надлежащий выбор расположения отверстий и петель связи делает полосу пропускания и форму характеристики фильтров более постоянными при перестройке. Этот вопрос рассматривается в §§ 17.03 и 17.04.

Некоторые материалы, в которых наблюдается явление ферромагнитного резонанса, обладают высокой добротностью: помещая их в полосковую, коаксиальную или волноводную структуру,

легко обеспечить вход и выход устройства. Сдвиг резонансной частоты таких ферромагнитных резонаторов осуществляется изменением постоянного магнитного поля смещения (подмагничивающего поля). Таким образом, резонаторы данного типа можно щелью

стве ферромагнитных резонаторов незначительна. Однако, если в систему вставить ферромагнитные резонаторы, например, сферы из монокристалла иттриево-железистого граната (ИЖГ), как показано на рисунке, и приложить правильно выбранное постоянное магнитное поле смещения H_0 , то наблюдается хорошая пе-

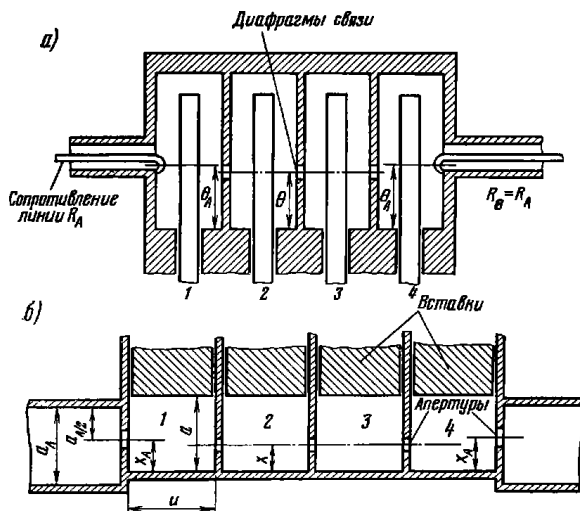


Рис 17.01.1. Схемы коаксиального (а) и волноводного (б) полосно-пропускающих фильтров с механической перестройкой

рестранвять электрическим способом, поместив фильтр в постоянное поле электромагнита и затем изменяя ток в его обмотке.

В § 17.05 описываются общие свойства ферромагнитных резонаторов, важные с точки зрения их использования в фильтрах свч, а в § 17.06 — способы определения кристаллических осей ферромагнитных резонаторов. Эта проблема весьма важна на практике, поскольку ориентация кристаллических осей материала относительно постоянного магнитного поля смещения влияет на резонансную частоту ферромагнитного резонатора.

На рис. 17.01.2 представлены несколько конструкций фильтров с магнитной перестройкой, рассматриваемых в §§ 17.07—17.09. В конструкции на рис. 17.01.2а используются входная и выходная полосковые линии, связанные между собой лишь небольшой щелью в разделяющей их стенке, расположенной вблизи короткозамкнутых концов этих линий. Связь между линиями в отсут-

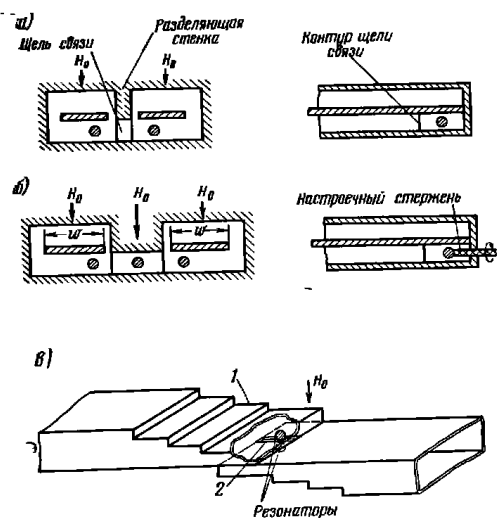


Рис. 17.01.2. Схемы полоскового и волноводного полосно-пропускающих фильтров с магнитной перестройкой, в которых используются сферические ферромагнитные резонаторы: а — полосковая двухрезонаторная конструкция; б — полосковая трехрезонаторная конструкция; в — волноводный двухрезонаторный фильтр. 1 — ступенчатые трансформаторы между стандартным волноводом и волноводом с уменьшенной высотой; 2 — осевая связывающая щель в общей стенке волноводов

редача от одной полосковой линии к другой. Такая конструкция дает характеристику двухрезонаторного фильтра, а конструкция на рис. 17.01.2б — трехрезонаторного. Волноводный двухрезонаторный фильтр показан на рис. 17.01.2в.

На рис. 17.01.3 приведена схема направленного фильтра с магнитной перестройкой. В принципе он очень сходен с волноводными направленными фильтрами, описанными в § 14.02, за исключением того, что используемые в последних электромагнитные резонаторы

с фиксированной настройкой здесь заменены ферромагнитными перестраиваемыми резонаторами в виде сфер из ИЖГ (или какого-либо другого подходящего материала). Кроме магнитной перестройки, рассматриваемый фильтр имеет еще одно важное

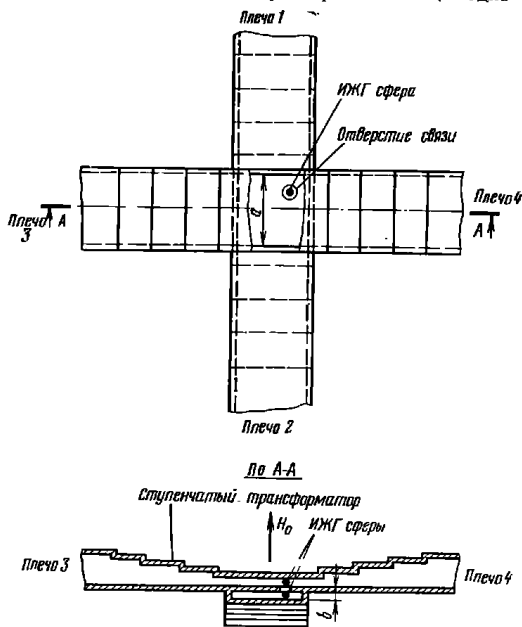


Рис. 17.01.3. Схема направленного фильтра-циркулятора с магнитной перестройкой

отличие: в результате незначительных свойств ферромагнитных резонаторов он при резонансе обладает в одно и то же время и свойствами циркулятора, и свойствами направленного фильтра. Так, при резонансе энергия, входящая, например, через плечо 1, пройдет к плечу 4, а энергия, входящая со стороны плеча 4, — к плечу 3 (фильтры, показанные на рис. 17.01.2, такой особенности не имеют). Направленные фильтры этого типа рассматриваются в § 17.10.

Полоснозапирающие фильтры с магнитной перестройкой также представляют практический интерес. Одной из возможных разно-

видностей их является фильтр на полосковой линии, показанный на рис. 17.01.4. В нем используются три ИЖГ-резонатора, размещенные между внутренним полосковым проводником и одной из наружных пластин линии. Такой фильтр можно рассчитать на уз-

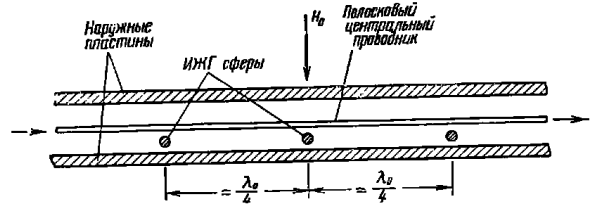


Рис. 17.01.4. Схема полоскового полоснозапирающего фильтра с магнитной перестройкой

кую полосу зашорения, сдвигаемую по оси частот путем изменения магнитного поля смещения. Полоснозапирающие фильтры с магнитной перестройкой описаны в § 17.11.

На первый взгляд могла бы показаться заманчивой идея перестройки свч резонаторов при помощи либо диодов с переменной емкостью, либо ферроэлектрических материалов. Однако указанные варианты в этой главе не рассматриваются, поскольку ко времени написания книги добротности имеющихся в распоряжении варакторных диодов и ферроэлектрических материалов еще были недостаточно высоки в диапазоне свч. Таким образом, использование их не позволяет пока получить вполне удовлетворительные способы электрической перестройки резонаторов свч-фильтра.

17.02. Теория идеальных перестраиваемых полоснопропускающих фильтров

Почти любой фильтр можно перестраивать или изменяя длины резонаторов, или вводя в них переменные емкостные или индуктивные элементы того или иного вида. Однако, если, помимо способов перестройки резонаторов, рассмотреть некоторые соотношения иного характера, то можно показать, что не все типы фильтровых структур допустимо использовать в качестве перестраиваемых фильтров. В общем случае, как уже отмечалось выше, желательно, чтобы характеристика фильтра при перестройке оставалась более или менее постоянной. В противном случае может получиться, что фильтр на одном конце диапазона перестройки будет иметь хорошую чебышевскую характеристику, а на другом конце характеристика будет отличаться от чебышевской (и, возможно, будут иметь место заметные потери на отражение в полосе пропускания) и ширина полосы тоже изменится.

Итак, исследуем теперь факторы, которые необходимо учесть при перестройке фильтра, если требуется сохранить форму характеристики и ширину полосы. Поскольку перестраиваемые фильтры обычно узкополосны, удобно использовать в качестве основных расчетных параметров внешние добротности конечных резонаторов и коэффициенты связи между смежными резонаторами (см. § 8.02).

На рис. 17.02.1 представлена обобщенная схема фильтра, содержащая ряд резонаторов, связанных инверторами сопротивлений

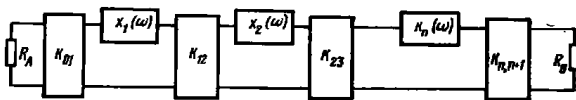


Рис. 17.02.1. Обобщенная схема фильтра с последовательными резонаторами и инверторами сопротивлений

ний (см. § 8.02). Как следует из ф-л (8.02.14) — (8.02.16), внешние добротности конечных резонаторов для этой схемы равны:

$$(Q_e)_A = \frac{x_1}{K_{01}^2/R_A} = \frac{g_0 g_1 \omega_1'}{\omega}; \quad (17.02.1)$$

$$(Q_e)_B = \frac{x_n}{K_{n,n+1}^2/R_B} = \frac{\omega_1' g_n g_{n+1}}{\omega}, \quad (17.02.2)$$

а коэффициенты связи между резонаторами

$$k_{j,j+1}|_{j=1 \dots n-1} = \frac{K_{j,j+1}}{\sqrt{x_j x_{j+1}}} = \frac{\omega}{\omega_1' \sqrt{g_j g_{j+1}}}. \quad (17.02.3)$$

В ф-лах (17.02.1) — (17.02.3) величины $K_{j,j+1}$ представляют параметры инверторов сопротивлений, а x_j — параметры крутизны резонаторов, определяемые выражением

$$x_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}, \quad (17.02.4)$$

где X_j — реактивное сопротивление j -го резонатора, а ω_0 — резонансная частота. Величины g_0, g_1, \dots, g_{n+1} и ω_1' — параметры фильтра-прототипа нижних частот, на основе которого рассчитывается полоснопропускающий фильтр (ППФ); ω — относительная ширина полосы пропускания ППФ, измеренная между частотами ω_1 и ω_2 его характеристики, соответствующими частоте ω_1' характеристики фильтра-прототипа (см. § 8.02).

Из анализа выражений (17.02.1) — (17.02.3) можно видеть, что для сохранения типа характеристики (максимально плоской, чебышевской или какой-либо другой) внешние добротности должны

— 416 —

изменяться обратно пропорционально относительной ширине полосы пропускания ω , тогда как коэффициенты связи прямо пропорционально ω . Обычно требуется сохранить неизменной абсолютную ширину полосы. Таким образом, если Δf — требуемая фиксированная ширина полосы в герцах, f_0 — любая заданная частота настройки фильтра и $(f_0)_m$ — средняя частота перестройки (т. е. средняя частота перекрываемого диапазона перестройки), то обычно желательно, чтобы выполнялось следующее равенство:

$$\omega = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\omega_m (f_0)_m}{f_0}, \quad (17.02.5)$$

где величина

$$\omega_m = \frac{\Delta f}{(f_0)_m} \quad (17.02.6)$$

является средней относительной шириной полосы. Подстановка выражения (17.02.5) в ф-лы (17.02.1) — (17.02.3) дает:

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega_1' f_0}{\omega_m (f_0)_m}; \quad (17.02.7)$$

$$(Q_e)_B = \frac{\omega_1' g_n g_{n+1} f_0}{\omega_m (f_0)_m} \quad (17.02.8)$$

и

$$k_{j,j+1}|_{j=1 \dots n-1} = \frac{\omega_m (f_0)_m}{\omega_1' f_0 \sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad (17.02.9)$$

где все величины справа, за исключением f_0 , являются постоянными.

Из приведенных формул следует, что для постоянства формы характеристики и ширины полосы при перестройке фильтра внешние добротности должны меняться прямо пропорционально, а коэффициенты связи — обратно пропорционально частоте настройки f_0 .

Чаще всего в качестве перестраиваемых фильтров используются фильтры с индуктивными связями, и тогда можно принять, что инверторы сопротивлений имеют вид, показанный на рис. 17.02.2. В случае узкополосного фильтра (а перестраиваемые фильтры обычно узкополосны) все реактивные сопротивления в схеме такого инвертора будут очень малы. Следовательно, отрицательные последовательные сопротивления малы по сравнению с реактивными сопротивлениями, к которым они присоединены, и слабо влияют на характеристики фильтра, если не

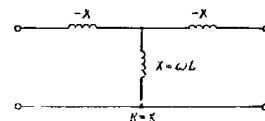


Рис. 17.02.2. Вид K -инвертора, соответствующий параллельно-индуктивным связям

14—476

— 417 —

считать вызываемого им незначительного сдвига резонансной частоты резонаторов. Таким образом, с хорошим приближением можно схему на рис. 17.02.1 заменить схемой, приведенной на

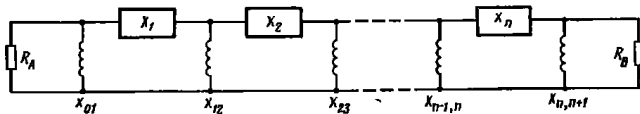


Рис. 17.02.3. Схема фильтра с параллельно-индуктивными связями

рис. 17.02.3, при условии, что K -инверторы имеют вид, показанный на рис. 17.02.2, и что ширина полосы достаточно мала (порядка нескольких процентов и менее). Тогда из рис. 17.02.2 имеем

$$K_{j, j+1} = X_{j, j+1} = (X_{j, j+1})_m \frac{f_0}{(f_0)_m}, \quad (17.02.10)$$

где $(X_{j, j+1})_m$ — реактивное сопротивление $(j, j+1)$ -й индуктивной связи на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$.

Подстановка выражения (17.02.10) в ф-лы (17.02.1) — (17.02.3) дает:

$$(Q_e)_A = \frac{x_1 R_A (f_0)_m^2}{(X_{01})_m^2 f_0^2}; \quad (17.02.11)$$

$$(Q_e)_B = \frac{x_n R_B (f_0)_m^2}{(X_{n, n+1})_m^2 f_0^2}; \quad (17.02.12)$$

$$k_{j, j+1} |_{j=1 \dots n-1} = \frac{(X_{j, j+1})_m f_0}{x_j x_{j+1} (f_0)_m}. \quad (17.02.13)$$

Сравнивая выражения (17.02.11) и (17.02.12) с ф-лами (17.02.7) и (17.02.8), видим, что для обеспечения неизменности формы характеристики и ширины полосы параметры крутизны резонаторов x_1 и x_n должны изменяться по закону

$$\begin{aligned} x_1 &= (x_1)_m \left[\frac{f_0}{(f_0)_m} \right]^3; \\ x_n &= (x_n)_m \left[\frac{f_0}{(f_0)_m} \right]^3, \end{aligned} \quad (17.02.14)$$

где $(x_1)_m$ и $(x_n)_m$ — значения параметров крутизны на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$. Далее из сравнения выражений (17.02.9) и (17.02.13) видно, что для постоянства формы характеристики и ширины полосы необходимо выполнение равенства

$$x_j |_{j=1 \dots n} = (x_j)_m \left[\frac{f_0}{(f_0)_m} \right]^2, \quad (17.02.15)$$

где величины $(x_j)_m$ и в этом случае — значения параметров крутизны на частоте $(f_0)_m$. Заметим, что ф-лы (17.02.14) и (17.02.15) кажутся противоречивыми, так как из выражений (17.02.14) следует, что x_1 и x_n должны меняться в зависимости от частоты по закону $(f_0)^3$, а в соответствии с выражением (17.02.15) — по закону $(f_0)^2$. Тем не менее эти два условия не являются несовместимыми, поскольку ф-лы (17.02.14) получены для параметров крутизны 1 и n -го резонаторов, определяемых со стороны реактивных сопротивлений связи X_{01} и $X_{n, n+1}$ в то время как ф-ла (17.02.15) относится к параметрам крутизны 1 и n -го резонаторов, определяемым со стороны междурезонаторных реактивных сопротивлений X_{12} и $X_{n-1, n}$.

Таким образом, как станет понятным из проводимого в §§ 17.03 и 17.04 рассмотрения, можно в одно и то же время приблизительно удовлетворить как условиям (17.02.14), так и условию (17.02.15), если разместить реактивные сопротивления связи X_{01} и $X_{n, n+1}$ на концах фильтра так, чтобы связь с резонаторами 1 и n осуществлялась в точках резонансных структур, отличных от аналогичных точек для реактивностей X_{12} и $X_{n-1, n}$. В этом случае параметры крутизны со стороны оконечных сопротивлений связи будут отличаться от параметров крутизны со стороны сопротивлений связи между резонаторами.

По-видимому, наиболее распространенным типом последовательно включенного резонатора является контур, состоящий из последовательно соединенных индуктивности и емкости. Для этого контура

$$X_j = \omega L_j - \frac{1}{\omega C_j} = \omega L_j - \frac{L_j \omega_0^2}{\omega}. \quad (17.02.16)$$

Из выражения (17.02.4) получаем

$$x_j = \omega_0 L_j. \quad (17.02.17)$$

Если резонаторы настраиваются с помощью переменных емкостей C_j , а индуктивности L_j остаются постоянными, то имеем

$$x_j = (x_j)_m \frac{f_0}{(f_0)_m}. \quad (17.02.18)$$

Характер частотной зависимости этого выражения не соответствует ни ф-ле (17.02.14), ни ф-ле (17.02.15). Легко показать, что если емкости C_j — постоянны, а фильтр перестраивается изменением индуктивностей L_j , то

$$x_j = (x_j)_m \frac{(f_0)_m}{f_0}, \quad (17.02.19)$$

т. е. получаем еще большее отличие от требуемого изменения параметров крутизны с частотой.

На основании изложенного можно сделать вывод, что простые последовательные LC-контуры не обеспечивают требуемых зава-

емостей параметров крутизны, пропорциональных $(f_0)^2$ или $(f_0)^3$, если только не перестраивать их одновременным изменением L_j и C_j . В то же время существует схема, показанная на рис. 17.02.4, с помощью которой можно приблизительно осуществлять требуемые частотные зависимости, изменяя только последовательную емкость.

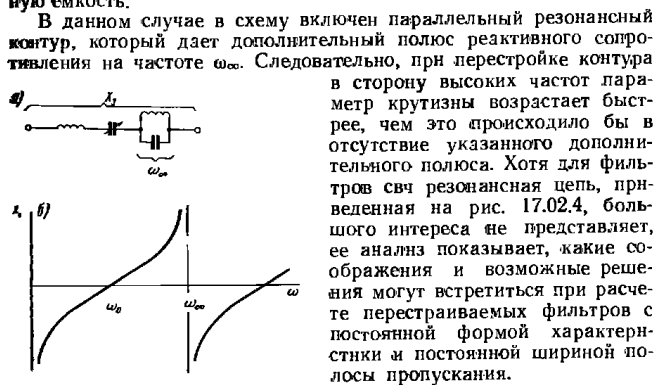


Рис. 17.02.4. Схема перестраиваемого резонатора (а) и характеристика его реактивного сопротивления (б)

связи; однако, используя данные, приведенные в гл. 8 для рис. 8.02.5, 8.02.6, 8.03.1, 8.03.2 и в табл. 8.03.1, можно применить аналогичные рассуждения при выводе требуемых зависимостей параметров крутизны и для фильтров других типов. Выражения (17.02.7)–(17.02.9) справедливы, разумеется, для всех фильтров, когда требуется постоянство формы характеристики и ширины полосы.

При расчете перестраиваемых фильтров следует обращать внимание также на выбор фильтров-прототипов нижних частот. Поскольку фильтры обычно узкополосны, часто в качестве фильтров-прототипов удобно брать равноэлементные прототипы нижних частот, рассмотренные в § 11.07. Как было показано там, фильтры, рассчитанные на основе равноэлементных прототипов, могут дать очень близкие к абсолютному минимуму потери рассеяния в середине полосы пропускания для данных ненагруженных добротностей резонаторов и для данного затухания на частоте, отстоящей от средней частоты полосы пропускания на заданную величину.

Для многих узкополосных фильтров с индуктивной связью типа, представленного на рис. 17.02.3, используется следующее ча-

стное преобразование от фильтра-прототипа нижних частот к ППФ (см. § 8.04):

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right), \quad (17.02.20)$$

где

$$w = 2 \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_2 + \omega_1} \right); \quad (17.02.21)$$

$$\omega_0 = \frac{2 \omega_2 \omega_1}{\omega_2 + \omega_1}; \quad (17.02.22)$$

ω' и ω — частотные переменные фильтра-прототипа нижних частот и ППФ соответственно, а ω_1 и ω_2 — граничные частоты полосы пропускания ППФ, соответствующие частоте ω_1' фильтра-прототипа нижних частот.

17.03. Коаксиальные полоснопропускающие фильтры с механической перестройкой

На рис. 17.03.1 показан широко используемый тип коаксиального фильтра с механической перестройкой [1]. Резонаторы работают на волне TEM и при резонансе имеют четвертьволновую длину. Один конец каждого резонатора разомкнут, а другой — короткозамкнут, и перестройка осуществляется плавным перемещением

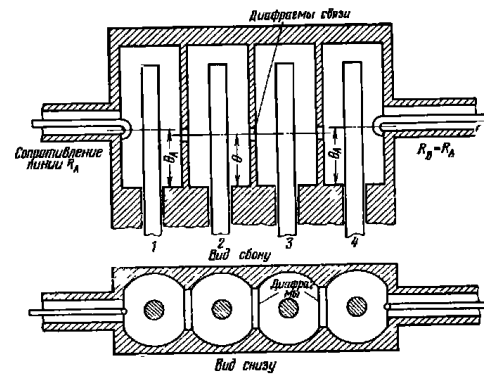


Рис. 17.03.1. Схема четырехрезонаторного фильтра с механической перестройкой, работающего на волне TEM

вперед и назад круглого центрального проводника через область короткого замыкания на нижнем конце каждого из резонаторов.

Входная и выходная коаксиальные линии связаны соответственно с первым и последним резонатором магнитными петлями связи. Резонаторы связаны друг с другом индуктивными диафрагмами; в поперечном сечении резонаторы имеют приблизительно коаксиальную форму, однако смежная стенка между ними сделана плоской, чтобы диафрагмы связи не были слишком толстыми.

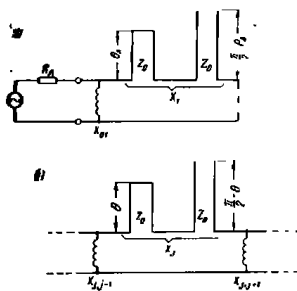


Рис. 17.03.2. Эквивалентные схемы резонаторов, используемые при расчете величин $(Q_e)_A$ (а) и $k_{j, j+1}$ (б)

зависит от электрического расстояния Q_A от короткозамкнутых резонаторов, отличающихся от электрического расстояния θ между индуктивными диафрагмами связи и короткозамкнутыми концами резонаторов.

На рис. 17.03.2 а представлена эквивалентная схема, используемая для вычисления величины $(Q_e)_A$. Обозначенное на схеме эквивалентное сопротивление X_1 равно

$$X_1 = Z_0 \left[\operatorname{tg} \theta_A - \operatorname{ctg} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_A \right) \right], \quad (17.03.1)$$

где Z_0 — волновое сопротивление линии резонатора. При этом параметр крутизны реактивного сопротивления резонатора равен

$$x_1 = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX}{d\omega} \Big|_{\omega_0} = \frac{\pi}{4} Z_0 \sec^2 \theta_A, \quad (17.03.2)$$

а определенная по ф-ле (17.02.11) внешняя добротность на конце А равна

$$(Q_e)_A = \frac{Z_0 R_A}{(X_{01})_m^2 \frac{f_0^2}{(f_0)_m^2} \cos^2 \left[(\theta_A)_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \right]}, \quad (17.03.3)$$

где индекс m указывает, что данный параметр вычислен на сред-

Фильтр, показанный на рис. 17.03.1, является фильтром с индуктивными связями, который в обобщенном виде был представлен на рис. 17.02.3 и исследован в § 17.02. Как уже отмечалось в связи с анализом выражений (17.02.14) и (17.02.15), при определении величин $(Q_e)_A$ и $(Q_e)_B$ обычно необходима несколько иная частотная зависимость параметров крутизны резонаторов, чем та, которая используется для определения коэффициентов связи $k_{j, j+1}$. В конструкции рассматриваемого фильтра требуемое отличие до некоторой степени достигается размещением входной и выходной петель свя-

занных частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$. Аналогичное выражение применяется и для величины $(Q_e)_B$.

На рис. 17.03.2 б показана эквивалентная схема резонатора, используемая при вычислении коэффициентов связи между резонаторами. Используя ф-лу (17.02.13), аналогичным образом получим

$$k_{i, i+1} = \frac{4 (X_{i, i+1})_m f_0 \cos^2 [(\theta)_m f_0 / (f_0)_m]}{\pi Z_0 (f_0)_m}. \quad (17.03.4)$$

Теперь потребуем, чтобы выполнялись соотношения:

$$(Q_e)_A = [(Q_e)_A]_m \frac{f_0}{(f_0)_m}; \quad (17.03.5)$$

$$(Q_e)_B = [(Q_e)_B]_m \frac{f_0}{(f_0)_m} \quad (17.03.6)$$

и

$$k_{i, i+1} = (k_{i, i+1})_m \frac{(f_0)_m}{f_0}, \quad (17.03.7)$$

определяющие, как это следует из ф-л (17.02.7)—(17.02.9), условия постоянства формы характеристики и ширины полосы. Приравняв выражения (17.03.5) и (17.03.3) при $f_0 / (f_0)_m = 0,7$ и $f_0 / (f_0)_m = 1,3$ и решив полученное уравнение относительно $(\theta_A)_m$, найдем, что $(\theta_A)_m = 0,9675 \text{ рад}$. Если же приравнять выражения (17.03.4) и (17.03.7) и при тех же самых частотах разрешить полученное уравнение относительно $(\theta)_m$, то найдем, что $(\theta)_m = 0,8534 \text{ рад}$.

Как следует из соотношений (17.03.5), (17.03.7), в идеальном случае и $(Q_e)_A$, и $1/k_{j, j+1}$ должны изменяться прямо пропорционально частоте, если необходимо обеспечить при перестройке постоянство формы характеристики и ширины полосы.

На рис. 17.03.3 представлены зависимости нормированных величин $(Q_e)_A$ и $1/k_{j, j+1}$ от переменной $f_0 / (f_0)_m$ соответствующие полученным выше значениям $(\theta_A)_m = 0,9675 \text{ рад}$ и $(\theta)_m = 0,8534 \text{ рад}$.

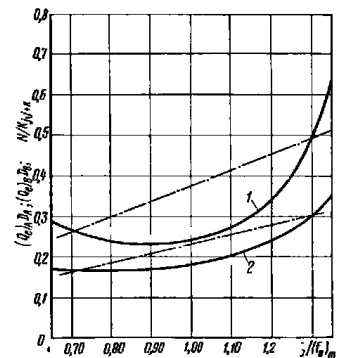


Рис. 17.03.3. Частотные зависимости нормированных величин $(Q_e)_A$, $(Q_e)_B$ и $1/k_{j, j+1}$ для фильтра, приведенного на рис. 17.03.1.

Кривая 1 — соответствует $(Q_e)_A$ D_A или $(Q_e)_B$ D_B ; кривая 2 соответствует $N/k_{j, j+1}$. Требуемые характеристики показаны штрихпунктирной линией.

Нормирующие параметры D_A , D_B и N определяются формулами:

$$D_A = \frac{[(Q_e)_A]_m (X_{01})_m^2}{R_A Z_0}; \quad (17.03.8)$$

$$D_B = \frac{[(Q_e)_A]_m (X_{n, n+1})_m^2}{R_B Z_0}; \quad (17.03.9)$$

$$N = \frac{(K_{j, j+1})_m Z_0}{(X_{j, j+1})_m}. \quad (17.03.10)$$

Из рисунка видно, что ход кривой внешней добротности сильно отличается от требуемого изменения по линейному закону; это означает, что форма характеристики фильтра при его перестройке будет в некоторой мере изменяться. Зависимость величины $N|k_{j, j+1}$ от частоты более близка к линейной, но соответствующая кривая также несколько отклонится от прямой линии. Поскольку коэффициенты связи между резонаторами оказывают преобладающее влияние на ширину полосы, отклонение кривой $N|k_{j, j+1}$ от требуемой прямой линии вызовет некоторое изменение ширины полосы.

Хотя кривые, приведенные на рис. 17.03.3, заметно отличаются от идеальных характеристик, в большинстве случаев такие отклонения, вероятно, допустимы. Кроме того, следует учесть, что эти кривые построены для случая, когда перестройка ведется в пределах октавы. Разумеется, можно получить значительно меньшие отклонения от идеальных характеристик, если нужен малый диапазон перестройки.

Методика расчета. Теперь изложим вкратце методику расчета фильтров типа, представленного на рис. 17.03.1.

Расчет выполняется на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$. Для получения добротностей резонаторов, близких к оптимальным, сопротивления линий резонаторов должны приблизительно равняться $Z_0 = 76 \text{ ом}$ (см. рис. 5.03.2). При диапазоне перестройки порядка октавы используются значения $(\theta_A)_m = 0,9675 \text{ рад}$ и $(\theta)_m = 0,8534 \text{ рад}$ (см. рис. 17.03.3). Если же на характеристику накладываются более жесткие ограничения и диапазон перестройки меньше октавы, то величины $(\theta_A)_m$ и $(\theta)_m$ определяются, как сказано выше, чтобы получить лучшее приближение в меньшем диапазоне перестройки.

Используя ф-лы (17.03.3) и (17.03.4) вместе с ф-лами (17.02.1)–(17.02.3), можно получить следующие выражения для реактивных сопротивлений связи:

$$(X_{01})_m = \frac{1}{\cos(\theta_A)_m} \sqrt{\frac{\pi Z_0 \omega_m R_A}{4 g_0 g_1 \omega_1}}; \quad (17.03.11)$$

$$(X_{j, j+1})_m \Big|_{j=1 \dots n-1} = \frac{\pi Z_0 \omega_m}{4 \cos^2(\theta)_m \omega_1 \sqrt{g_j g_{j+1}}}; \quad (17.03.12)$$

$$(X_{n, n+1})_m = \frac{1}{\cos(\theta_A)_m} \sqrt{\frac{\pi Z_0 \omega_m R_A}{4 g_n g_{n+1} \omega_1}}; \quad (17.03.13)$$

где ω_m — ширина полосы $\Delta f/(f_0)_m$, граничные частоты которой соответствуют частоте ω_1 фильтра-прототипа нижних частот.

При расчете петель связи на каждом из концов фильтра в качестве грубого приближения может быть использовано следующее соображение [1]. Пусть I — ток в первом или n -м резонаторе на электрическом расстоянии $(\theta_A)_m$ от короткозамкнутого конца резонатора. Тогда магнитное поле на расстоянии r (по радиусу) от центральной оси коаксиального резонатора равно $H = I/2\pi r$. Это поле возбуждает в петле с площадью A , расположенной на среднем расстоянии r (по радиусу) от оси коаксиальной линии, эдс, равную $iA\mu_0\omega H = iA\mu_0\omega I/2\pi r$. Следовательно, взаимное реактивное сопротивление такой петли в коаксиальной линии равно

$$X = \frac{A\mu_0\omega}{2\pi r}, \quad (17.03.14)$$

где X измеряется в омах, если r — в сантиметрах; A — в см^2 и $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} \text{ гн/см}$. Эта формула может служить основой для первоначального расчета петли связи, но на практике, вероятно, придется проводить экспериментальную подгонку, как описано в § 11.02. В работе [1] указывается, что для уменьшения собственного реактивного сопротивления петель связи (избыточная реактивность может привести к тому, что ход настройки конечных резонаторов станет отличаться от хода настройки внутренних резонаторов) желательно, чтобы петли связи выступали из боковой стенки как можно меньше (см. рис. 17.03.1); однако при этих условиях выражение (17.03.14) может оказаться очень неточным.

Если воспользоваться теорией малых апертур Бета, то получим, что отверстия связи между резонаторами должны иметь коэффициенты магнитной поляризуемости, приблизительно равные

$$M_{j, j+1} = \frac{\lambda_m a^2 (X_{j, j+1})_m}{60}, \quad (17.03.15)$$

где a — номинальный внутренний радиус внешнего проводника резонаторов; λ_m — длина волны на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$. Тогда размеры отверстий можно определить с помощью кривых для коэффициента магнитной поляризуемости M_1 на рис. 5.10.4 а (используются кривые для M_1 , но не для M_2 , поскольку длины отверстий связи должны браться по окружности). Для того чтобы учесть конечные размеры отверстий и толщину t диафрагм, с помощью ф-лы (17.03.15) и кривых на рис. 5.10.4 а, определяют первоначальные длины отверстий $l_{j, j+1}$, а затем рас-

считывают значения откорректированных коэффициентов магнитной поляризуемости по формуле

$$(M_{l, l+1})_{\text{откор}} = M_{l, l+1} \left[1 - \left(\frac{2l_{l, l+1}}{\lambda_m} \right)^2 \right]^{10} \frac{1,36 l}{l_{l, l+1}} \sqrt{1 - \left(\frac{2l_{l, l+1}}{\lambda_m} \right)^2} \quad (17.03.16)$$

Используя эти значения коэффициентов магнитной поляризуемости, с помощью указанных кривых на рис. 5.10.4 а можно получить уточненные длины отверстий. Для большей точности при определении размеров отверстий следует пользоваться экспериментальными методами, описанными в §§ 11.02—11.04.

Одна из трудностей, встречающихся при практической работе фильтров рассматриваемого типа, заключается в том, что цен-

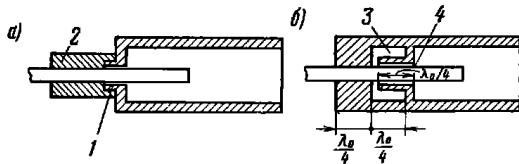


Рис. 17.03.4. Возможные конструкции короткозамыкающей и опорной части коаксиальных резонаторов с механической перестройкой.

1 — очень малое волновое сопротивление Z_0 ; 2 — диэлектрическая опора; 3 — большое Z_0 ; 4 — малое Z_0 .

тральные стержни резонаторов должны перемещаться свободно, и в то же время должно обеспечиваться надежное короткое замыкание на одном из концов резонатора. Чтобы получить хорошее короткозамыкающее соединение, можно использовать скользящий пружинный контакт. Однако, как было установлено, более предпочтительны бесконтактные короткозамыкающие соединения [1], показанные на рис. 17.03.4.

В конструкции, приведенной на рис. 17.03.4 а, применена секция с очень низким волновым сопротивлением, длина которой равна $\lambda/4$ на частоте $(f_0)_m$; стержень резонатора поддерживается поверхностью диэлектрической втулки слева. Отрезок линии с низким волновым сопротивлением может считаться практически разомкнутым на его левом конце, и в результате получается очень большая входная проводимость отрезка, отнесенная к его правому концу.

Конструкция на рис. 17.03.4 б аналогична рассмотренной, но в ней используется дополнительный отрезок высокоомной линии, обеспечивающий очень высокое входное сопротивление у левого конца отрезка линии с низким волновым сопротивлением. При этом стержень резонатора можно поддерживать металлической

опорой. Хотя данная конструкция дроссельного типа до некоторой степени зависит от частоты, она может очень хорошо работать в диапазоне перестройки не менее чем с пятикратным перекрытием [1].

17.04. Волноводные полоснопропускающие фильтры с механической перестройкой

Волноводный фильтр с механической перестройкой, показанный на рис. 17.04.1, во многих отношениях аналогичен рассмотренному в § 17.03 коаксиальному фильтру. Он состоит из прямоугольных объемных резонаторов, перестраиваемых путем перемещения од-

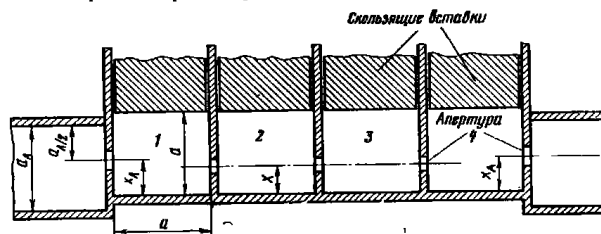


Рис. 17.04.1. Схема четырехрезонаторного волноводного фильтра с механической перестройкой.

Размеры резонаторов: a — ширина; l — длина; b — высота. Размеры нагружающих волноводов: a_A — ширина; b_A — высота.

ной из боковых стенок. Резонаторы соединяются с помощью отверстий, расположенных так, чтобы частотные зависимости внешних добротностей и коэффициентов связи были как можно более близки к требуемым. Как и в фильтре, описанном в § 17.03, расположение отверстий связи между резонаторами будет отличаться от расположения отверстий связи с входным и выходным волноводами.

Анализ фильтра, представленного на рис. 17.04.1, проводится так же, как и в § 17.03. Для данного фильтра, поскольку анализ основан на частотной переменной (см. § 8.14, где показано различие между расчетом волноводного фильтра на основе частотной переменной и на основе величины, обратной длине волны в волноводе), параметры крутизны резонаторов выражаются формулой

$$x_i = \frac{\pi}{2} Z_0 \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2, \quad (17.04.1)$$

где Z_0 — волновое сопротивление волновода, а λ_g и λ — соответственно длины волн в волноводе и в свободном пространстве при резонансе. Реактивные сопротивления связи можно определить по

данным табл. 5.10.1 (№ 2). С помощью тех же данных учитывается влияние различия в размерах нагружающих волноводов и объемных резонаторов. Таким образом, использование ф-л (17.04.1) и (17.02.10)—(17.02.13) наряду с данными табл. 5.10.1 (№ 2) дает

$$(Q_e)_A = \frac{ab a_A b_A \lambda_{gA} u^3}{4 \pi \lambda^2 M_{01}^2 \sin^2 \frac{\pi x_A}{a}}, \quad (17.04.2)$$

$$k_{i, i+1}|_{j=1 \dots n-1} = \frac{M_{i, i+1} \lambda^2 \sin^2 \frac{\pi x}{a}}{ab u^2}; \quad (17.04.3)$$

$$(Q_e)_B = \frac{ab a_A b_A \lambda_{gA} u^3}{4 \pi \lambda^2 M_{n, n+1}^2 \sin^2 \frac{\pi x_A}{a}}, \quad (17.04.4)$$

где $M_{j, j+1}$ — коэффициенты магнитной поляризуемости отверстий связи в горизонтальном направлении;

λ — длина волны в свободном пространстве на резонансной частоте f_0 ;

λ_{gA} — длина волны в нагружающих волноводах, равная

$$\lambda_{gA} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_A}\right)^2}}. \quad (17.04.5)$$

Размеры a_A, b_A, a, b, u, x_A и x пояснены на рис. 17.04.1. Размер a , при котором получается резонанс на частоте настройки f_0 , соответствующей длине волны в свободном пространстве λ , равен

$$a = \frac{u}{\sqrt{\left(\frac{2u}{\lambda}\right)^2 - 1}}. \quad (17.04.6)$$

Как и в случае фильтра, рассмотренного в § 17.03, для постоянства формы характеристик и ширины полосы потребуем, чтобы внешние добротности и коэффициенты связи изменялись с частотой в соответствии с выражениями (17.03.5)—(17.03.7). Сопоставляя их с выражениями (17.04.2)—(17.04.4) на двух частотах $(f_0)_1$ и $(f_0)_2$, получим уравнения вида

$$\frac{Q_e|_{f_0=(f_0)_1}}{Q_e|_{f_0=(f_0)_2}} = \frac{(f_0)_1}{(f_0)_2} \quad (17.04.7)$$

для внешних добротностей и

$$\frac{k_{i, i+1}|_{f_0=(f_0)_1}}{k_{i, i+1}|_{f_0=(f_0)_2}} = \frac{(f_0)_2}{(f_0)_1} \quad (17.04.8)$$

для коэффициентов связи.

Эти уравнения можно решить относительно x_A и x , как это было сделано ранее для величин θ_A и θ в случае фильтра, рассмотренного в § 17.03. Но в данном случае имеются дополнительные степени свободы, определяемые возможностью выбора пропорций

ТАБЛИЦА 17.04.1
ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ, ПРИ КОТОРЫХ Ф-ЛЫ (17.04.2)—(17.04.4) УДОВЛЕТВОРИТЕЛЬНЫМИ (17.04.7) И (17.04.8).
 $(f_0)_1/(f_0)_m=0,90$; $(f_0)_2/(f_0)_m=1,1$;
 $a_A=0,76 \lambda_m$

$\frac{\lambda_m}{a}$	$\frac{x_A}{a}$	$\frac{x}{u}$	a/u при $f_0=(f_0)_m$
0,6	0,198	0,160	0,314
0,9	0,315	0,262	0,504
1,2	0,463	0,403	0,750
1,5	0,694	0,635	1,134

между размерами объемных резонаторов и нагружающих волноводов [2]. Однако, если мы зададимся величинами $(f_0)_1/(f_0)_m, (f_0)_2/(f_0)_m, a_A, u$ и длиной волны λ_m на средней частоте диапазона перестройки $(f_0)_m$, то сумеем вычислить требуемые величины x_A и x .

В табл. 17.04.1 приведены нормированные величины x_A и x , найденные из ур-ний (17.04.7) и (17.04.8) для значений $(f_0)_1/(f_0)_m=0,90$ и $(f_0)_2/(f_0)_m=1,10$. Длина резонатора u определяется выбором параметра λ_m/u в левом столбце таблицы. В правом столбце ее дано соответствующее отношение a/u для фильтра, когда он настроен на среднюю частоту диапазона перестройки $(f_0)_m$.

На рис. 17.04.2 построены зависимости нормированных внешних добротностей от величины $(f_0)/(f_0)_m$ для различных случаев, приведенных в табл. 17.04.1. Заметим, что кривые этих зависимостей лучше всего приближаются к линейному закону при малых значениях λ_m/u .

На рис. 17.04.3 показаны соответствующие кривые нормированных обратных величин коэффициента связи в функции величины $f_0/(f_0)_m$. И здесь кривые лучше всего приближаются к требуемому линейному закону, если параметр λ_m/u мал.

На рис. 17.04.4 приведен график величины a/u в зависимости от $f_0/(f_0)_m$; при использовании его следует помнить, что u — постоянная величина, а ширина резонатора a меняется для получения требуемой частоты

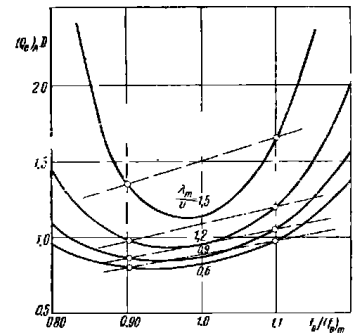


Рис. 17.04.2. Частотные зависимости нормированной внешней добротности для значений параметров, приведенных в табл. 17.04.1.

$D = \frac{4 \pi M_{01}^2}{a_A b_A b u^3}$. Кривые построены для значения $a_A=0,76 \lambda_m$. Штрих-пунктиром показаны требуемые характеристики

ты настройки. Заметим, что малым значениям λ_m/u , при которых получаются наилучшие результаты для кривых на рис. 17.04.2 и 17.04.3, соответствуют характеристики перестройки с очень большим изменением резонансной частоты f_0 при очень малых изменениях ширины резонатора a .

Таким образом, как было отмечено Слэвэном (Sleven) [2], при расчете перестраиваемого фильтра рассматриваемого типа не сле-

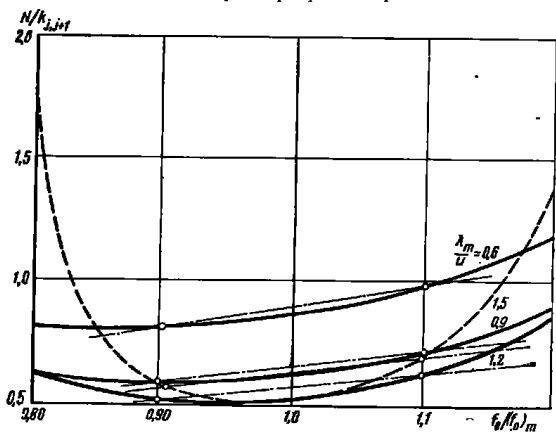


Рис. 17.04.3. Частотные зависимости нормированной обратной величины коэффициента связи для значений параметров, приведенных в табл. 17.04.1.

$$N = \frac{M_{j,j+1}}{b_{ij}^2} \cdot \text{Штрих-пунктиром показаны требуемые характеристики}$$

дует стремиться к большему постоянству ширины полосы и формы характеристики, чем это действительно необходимо, поскольку такое постоянство достигается за счет повышения критичности резонаторов к перестройке.

Методика расчета. На первом этапе расчета фильтра типа, приведенного на рис. 17.04.1, производится выбор величины λ_m/u с помощью графиков на рис. 17.04.2—17.04.4 и с учетом указанных выше соображений. Некоторое представление об изменении ширины полосы, которые вызываются изменением коэффициентов связи резонаторов, можно получить, исходя из того, что коэффициенты связи $k_{j,j+1}$ прямо пропорциональны относительной ширине полосы фильтра.

Выбор внешних добротностей многорезонаторного фильтра влияет на характеристики в полосе пропускания фильтра больше,

чем на ширину полосы. В случае двухрезонаторного фильтра постепенное возрастание внешних добротностей приводит к чебышевской характеристике со все большей величиной выброса в середине полосы, а постепенное их уменьшение — к уменьшению этого выброса, и, наконец, сводит его к нулю. В итоге получается характеристика фильтра со «слабой связью» (понятие «слабая связь» характеризует здесь тот факт, что связь между резонаторами мно-

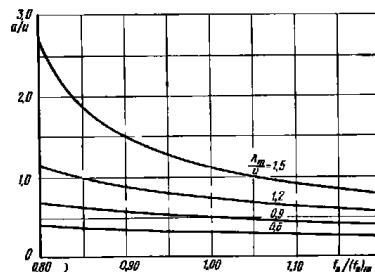


Рис. 17.04.4. Частотные зависимости a/u для значений параметров, приведенных в табл. 17.04.1.

го меньше связи резонаторов с нагружающими волноводами). Аналогичные явления наблюдаются и в фильтрах с большим числом резонаторов.

Приведенные соображения должны оказывать некоторую помощь при оценке явлений, связанных с отклонением частотных зависимостей внешних добротностей и коэффициентов связи от идеализированных. Более точные представления об этих явлениях можно получить, если при анализе идти обратным порядком от величин внешних добротностей и коэффициентов связи на различных частотах к соответствующим значениям параметров фильтра-прототипа нижних частот. При этом с помощью ф-л (17.02.1)—(17.02.3) определяются соответствующие наборы параметров фильтра-прототипа нижних частот g_0, g_1, \dots, g_{n+1} , которые затем сравниваются с параметрами, соответствующими табулированным расчетам в § 4.05, или для тех же наборов параметров рассчитываются соответствующие им характеристики.

После того как сделан подходящий компромиссный выбор величины λ_m/u , значения χ_A/u и χ/u определяются из табл. 17.04.1 или вычисляются по описанному выше способу. Затем, поскольку средняя частота диапазона перестройки $(f_0)_m$ задана, можно вычислить соответствующую длину волны в свободном пространстве λ_m , а также величины u, χ_A и χ . Требуемые значения внешних добротностей и коэффициентов связи рассчитываются, исходя из пара-

метров фильтра-прототипа нижних частот, с помощью ф-л (17.02.7)–(17.02.9). Далее, используя выражения (17.04.2)–(17.04.6) при $\lambda = \lambda_m$, определяют коэффициенты магнитной поляризуемости $M_{01}, M_{12}, \dots, M_{n, n+1}$.

Когда требуемые значения коэффициентов поляризуемости получены, размеры отверстий определяются с помощью данных § 5.10. Если применяются прямоугольные или удлиненные отверстия, то они должны быть ориентированы в направлении, параллельном размеру a резонаторов (см. рис. 17.04.1). Коррекцию длины отверстий $l_{i, i+1}$ и толщины t диафрагм можно произвести используя ф-лу (17.03.16), как было показано в конце § 17.03. Для круглых отверстий применяется тот же метод, но с той разницей, что коэффициенты поляризуемости вычисляются по приближенной формуле

$$M_{i, i+1} = \frac{d_{i, i+1}^3}{6}, \quad (17.04.9)$$

где $d_{i, i+1}$ — диаметр отверстий. Тогда ф-ла (17.03.16) приобретает вид

$$(M_{i, i+1})_{\text{откорр}} = M_{i, i+1} \left[1 - \left(\frac{1.7 d_{i, i+1}}{\lambda_m} \right)^2 \right] 10^{\frac{1.6 t}{d_{i, i+1}} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7 d_{i, i+1}}{\lambda_m} \right)^2}}. \quad (17.04.10)$$

Если при проектировании нужна высокая точность, то окончательные размеры отверстий можно установить, пользуясь экспериментальными методами, описанными в §§ 11.02–11.04.

17.05. Свойства ферромагнитных резонаторов¹⁾

Существует ряд монокристаллических материалов, которые можно использовать в качестве ферромагнитных резонаторов в фильтрах свч с магнитной перестройкой. Наиболее эффективными материалами к моменту написания книги были следующие:

- 1) иттриево-железистый гранат (ИЖГ);
- 2) иттриево-железистый гранат с частичным замещением иттрия галлием (Ga ИЖГ);
- 3) литиевый феррит;
- 4) бариевый феррит.

Материал ИЖГ оказался наиболее полезным и успешно используется при конструировании различных фильтров свч с магнитной перестройкой [некоторые из них описаны Картером (Carter) [3, 4, 5, 6]].

¹⁾ Насколько известно авторам, первая фильтровая структура свч с ферромагнитным резонатором описана в работе Деграсса (R. W. Degrasse) [20]. Его устройство представляло собой узкополосный ограничитель на фиксированную частоту.

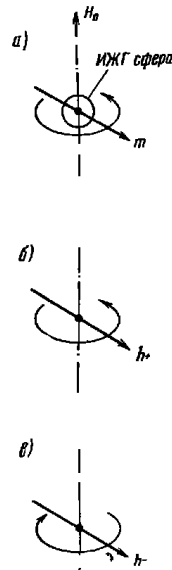


Рис. 17.05.1. Иллюстрация явления ферромагнитного резонанса: а — ИЖГ сфера в постоянном магнитном поле с поляризованным по кругу высокочастотным магнитным моментом; б и в — внешние высокочастотные магнитные поля с левой и правой круговой поляризацией

ловленное сферой, экспоненциально затухает со временем точно так же, как затухают переходные напряжения и токи в резонансной цепи с потерями.

Рассмотрим теперь другой эксперимент. Пусть имеется постоянное магнитное поле и возбуждается высокочастотное поле с круговой поляризацией, как показано вращающимся вектором h^* на рис. 17.05.1б. Высокочастотное поле не будет влиять на сферу, 15—476

В данной книге теория ферромагнитного резонанса подробно не рассматривается, так как она изложена в специальной литературе [7, 8, 29]. Однако в настоящем параграфе будет приведено качественное описание ферромагнитного резонанса вместе с основными формулами и понятиями, полезными при проектировании фильтров с магнитной перестройкой.

Описание явления резонанса. Предположим, что сфера из монокристалла ИЖГ находится в постоянном магнитном поле, вектор напряженности которого H_0 расположен вначале горизонтально, а затем скачком меняет свое направление на вертикальное, как показано на рис. 17.05.1а. Материал ИЖГ содержит непарные электроны, которые создают магнитные моменты, обусловленные их спинами. Когда вектор H_0 скачком примет вертикальное направление, то эти спиновые магнитные моменты будут прецессировать вокруг него с частотой, равной (если H_0 — в эрстедах)

$$(\dot{\theta})_{[МГц]} \approx 2,8 H_0, \text{ МГц}. \quad (17.05.1)$$

Траектории движения спиновых моментов электронов имеют характер пространственной спирали, приближающейся к направлению вектора H_0 до тех пор, пока спины в конце концов не станут параллельными вектору H_0 . Если измерить поле вокруг сферы во время этого процесса, то будет обнаружено высокочастотное поле с круговой поляризацией. Оно подобно полю, которое возникло бы, если бы сфера заключала в себе магнитный диполь, вращающийся с резонансной частотой, приблизительно определяемой выражением (17.05.1). Этот вращающийся дипольный момент изображен на рис. 17.05.1а. Магнитное поле с круговой поляризацией, обус-

если его частота не равна или не близка к частоте ферромагнитного резонанса, которая приближенно была определена с помощью выражения (17.05.1). Когда же частота высокочастотного поля с круговой поляризацией близка к частоте ферромагнитного резонанса или равна ей, то высокочастотные магнитные поля с круговой поляризацией будут создаваться около сферы почти таким же образом, как в индуктивности настроенного контура LC , возбуждаемого на его резонансной частоте.

Если возбуждается поле с круговой поляризацией противоположного направления, как показано с помощью вращающегося вектора на рис. 17.05.1в, то сфера не будет реагировать, даже, когда частота сигнала равна частоте ферромагнитного резонанса. Отсюда следует, что данное резонансное явление не взаимно.

Если переменное поле с линейной поляризацией прикладывается в направлении, перпендикулярном подмагничивающему полю H_0 , то сфера будет создавать переменное магнитное поле с круговой поляризацией при условии, что частота приложенного поля с линейной поляризацией равна или очень близка к частоте ферромагнитного резонанса. Причина этого заключается в том, что любое поле с линейной поляризацией может рассматриваться как сумма двух полей с круговой поляризацией с равными, но вращающимися в противоположных направлениях векторами напряженности поля. Таким образом, одна из компонент линейного поля, обладающая круговой поляризацией, будет возбуждать сферу. По этим причинам в зависимости от способа применения ферромагнитных резонаторов характеристики передачи фильтра могут быть либо взаимными, либо не взаимными.

Параметры ферромагнитных материалов резонаторов. Различные типы материалов, которые могут быть использованы для изготовления ферромагнитных резонаторов, характеризуются следующими параметрами: 1) намагниченностью насыщения M_s ; 2) шириной кривой поглощения ΔH или ненагруженной добротностью Q_u ; 3) постоянной анизотропии поля K_1/M_s ; 4) температурой Кюри T_c .

Намагниченность насыщения M_s является функцией числа электронных спинов в материале на единицу объема. Чем больше величина M_s , тем легче осуществить связь полосковой или волноводной структуры с ферромагнитным резонатором.

Ширина кривой поглощения ΔH определяется различными способами, но, по существу, она представляет собой ширину резонансной кривой (в эрстедах) при условии, что частота сигнала поддерживается постоянной, а изменяется подмагничивающее поле (постоянное магнитное поле смещения). Применительно к фильтрам ширина кривой поглощения ΔH обычно определяется как разность между двумя значениями подмагничивающего поля (по каждую сторону от резонанса), для которых мнимая часть собственной магнитной восприимчивости материала равна вещественной части. При этом частота сигнала должна поддерживаться постоянной.

— 434 —

Рассматривая то же самое резонансное явление с другой точки зрения — при постоянном подмагничивающем поле и при изменении частоты, — получим ненагруженную добротность Q_u резонатора. Если величина ΔH определяется, как указано выше, то для сферического резонатора имеем

$$Q_u = \frac{f_0 (10^{-6})}{2.8 \Delta H}, \quad (17.05.2)$$

где f_0 — резонансная частота в герцах, а ΔH — ширина кривой поглощения в эрстедах.

Ненагруженная добротность ИЖГ будет увеличиваться при изменении частоты примерно до 5 или 10 Гц. С дальнейшим увеличением частоты ненагруженная добротность почти не изменяется [9]. Однако, как оказалось, подходящие величины добротностей можно получить для частот вплоть до 60 Гц [10].

Ширина кривой поглощения (или ненагруженная добротность) ферромагнитного резонатора, которую получают на основе измерений, будет зависеть как от самого материала, так и от формы образца и обработки его поверхности. Чтобы ширина кривой поглощения была небольшой (или ненагруженная добротность была высокой), поле внутри образца должно быть однородным. Предположим, что подмагничивающее поле H_0 было однородным до введения в него ферромагнитного образца. Тогда для того, чтобы и магнитное поле внутри образца (после того, как его поместили в подмагничивающее поле) было однородным, образец (резонатор) должен иметь сферическую или эллипсоидальную форму [7, 8, 29]. Далее для получения наименьшей возможной ширины кривой поглощения (и наибольшей ненагруженной добротности) необходимо, чтобы поверхность резонатора была весьма тщательно отшлифована.

Однако, даже и в том случае, когда ферромагнитный резонатор имеет сферическую или эллипсоидальную форму и тщательно отшлифованную поверхность, ширина его кривой поглощения может все же ухудшаться из-за наличия металлических стенок вблизи резонатора. Для большинства фильтровых структур такое ухудшение неизбежно.

Постоянная анизотропии поля первого порядка K_1/M_s является важным параметром вследствие решетчатой структуры монокристаллического материала. Решетчатая структура служит причиной того, что вдоль некоторых осей кристалла материал намагничивается легче, чем вдоль других осей. Поэтому частота ферромагнитного резонанса будет в некоторой степени зависеть от ориентации осей кристалла относительно подмагничивающего поля H_0 . Как будет показано ниже, величина K_1/M_s используется для определения резонансной частоты при различных ориентациях осей кристалла относительно подмагничивающего поля. Существует также постоянная второго порядка, но она настолько мала, что для рассматриваемых структур ею можно пренебречь.

15*

— 435 —

Температура Кюри T_c — это температура, при которой намагниченность насыщения падает до нуля¹⁾. Работа резонатора при температурах, близких к ней или выше ее, невозможна.

ТАБЛИЦА 17.05.1

ПАРАМЕТРЫ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ
Для фильтров с магнитной перестройкой при комнатной температуре
(СМ. РАБОТУ [6]).

Материал	$4\pi M_s$, гс	K_1/M_s , э	ΔH^1 , э	T_c , °C
Иттриво-железистый гранат ²⁾ (ИЖГ)	1750	-43	0,22 (на частоте 4 Гц) ³⁾	292
Иттриво-железистый гранат с частичным замещением иттрия галлием ⁴⁾ (Ga ИЖГ)	50—1750	— — —	— — —	—
	600 950±50	-55,8 -41,7	0,7—2,0 (на частоте 4 Гц)	160 206
Литиевый феррит	3550±40 ⁵⁾	— — —	3 ⁴⁾ (на частоте 5 Гц)	— —
«Планирный феррит» «Zn ₂ Y» (Ba ₁₂ Zn ₂ Fe ₁₂ O ₂₂)	2850 ⁶⁾	4950 ⁶⁾	16 (X-диапазон) ⁶⁾	— —

¹⁾ Величины ΔH были измерены в объемных резонаторах. Ширина кривой поглощения может значительно измениться от образца к образцу и будет больше при ее измерении в замкнутой фильтровой структуре.

²⁾ Эти материалы представлены химической лабораторией сеч (Microwave Chemical Laboratory, New York, N. Y.).

³⁾ Согласно работе [3].

⁴⁾ Частичное сообщение Картеру (P. S. Carter) от Нильсона (I. W. Nielsen), Airtion Division of Litton Industries, Morris Plains, New Jersey.

⁵⁾ Согласно работе [1].

⁶⁾ Согласно работе [2].

В табл. 17.05.1 представлены значения описанных выше параметров для различных материалов. Отметим, что намагниченность насыщения приведена в гауссовой системе единиц и читается как $4\pi M_s$, гс. Эта единица измерения наиболее часто используется для намагниченности насыщения. Переход к единицам системы MKS осуществляется с помощью преобразования

$$\mu_0 M_s, \text{ вб/м}^2 = (4\pi M_s, \text{ гс}) 10^4. \quad (17.05.3a)$$

или

$$M_s, \text{ аэ/м} = 79,5 \cdot (4\pi M_s, \text{ гс}). \quad (17.05.36)$$

Напомним также, что

$$H_0, \text{ аэ/м} = 79,5 (H_0, \text{ э}). \quad (17.05.4)$$

Отметим, что приведенная в табл. 17.05.1 ширина кривой поглощения ΔH , равная 0,22 э (что относится к весьма высокока-

¹⁾ Для ферромагнитных материалов температура T_c известна также под названием температуры Неэла (Néel) [29].

чественному ИЖГ резонатору), соответствует ненагруженной добротности, равной 6500 на частоте 4 Гц. Эта ширина кривой поглощения была измерена в волноводе со сферическим резонатором, расположенным на некотором расстоянии от металлических стенок. В обычных фильтрах ИЖГ резонаторы размещаются ближе к металлическим стенкам, и тогда возмущающее действие токов в стенках может уменьшить ненагруженную добротность до 2000 или меньше. Величина ΔH для данного типа материала обычно значительно меняется от образца к образцу в зависимости от того, до какой степени совершенна кристаллическая структура.

Однако величины M_s , K_1/M_s и T_c , являющиеся физическими постоянными для данного типа материала, должны только незначительно изменяться от образца к образцу. Практически, как это будет видно из дальнейшего рассмотрения, параметры M_s и K_1/M_s изменяются при колебаниях температуры.

Определение резонансной частоты. Следующие три фактора могут привести к тому, что резонансная частота ферромагнитного резонатора будет отличаться от частоты, определяемой выражением (17.05.1):

- 1) форма резонатора;
- 2) кристаллическая анизотропия;
- 3) взаимодействие с токами в металлических стенках, близких к ферромагнитному резонатору.

Форма резонатора может оказывать воздействие на резонансную частоту по той причине, что она влияет на величину напряженности размагничивающего поля внутри резонатора [7, 8, 29]. Предположим, что вектор подмагничивающего поля H_0 направлен по оси z , а x и y — прямоугольные координаты, перпендикулярные ему. Тогда для любого резонатора эллипсоидальной формы резонансная частота определяется следующим выражением (если пренебречь влиянием анизотропии):

$$(f_0)_{[Mc]} = 2,8 \sqrt{[H_0 - (N_x - N_x)(4\pi M_s)] [H_0 - (N_z - N_y)(4\pi M_s)]}, \quad (17.05.5)$$

где N_x , N_y и N_z — размагничивающие факторы [7, 8] в направлениях x , y и z ; H_0 измеряется в эрстедах, а $4\pi M_s$ — в гауссах.

Для сферы

$$N_x = N_y = N_z = \frac{1}{3}, \quad (17.05.6)$$

и выражение (17.05.5) принимает вид

$$(f_0)_{[Mc]} = 2,8 H_0, \text{ МГц}, \quad (17.05.7)$$

что совпадает с выражением (17.05.1).

Допустимо рассматривать длинный тонкий стержень и очень тонкий диск как предельные случаи эллипсоидов. Для бесконечно тонкого стержня, параллельного вектору H_0 , имеем

$$N_x = N_y = \frac{1}{2}; \quad N_z = 0. \quad (17.05.8)$$

Для бесконечно тонкого диска, лежащего в плоскости y, z (напомним, что поле \mathbf{H}_0 направлено по оси z), имеем

$$N_x = 1; \quad N_y = N_z = 0. \quad (17.05.9)$$

Если диск лежит в плоскости x, y , то

$$N_x = N_y = 0; \quad N_z = 1. \quad (17.05.10)$$

Таким образом, видно, что форма резонатора может оказывать значительное влияние на резонансную частоту. Из всех эллипсоидальных форм, которые могут быть использованы, сфера является наиболее практичной, так как ее легче всего изготовить с необходимой точностью.

Материалы с кристаллической структурой в форме куба [13], такие как ИЖГ и ГаИЖГ, имеют три типа главных кристаллических осей, а именно: оси [100], [110] и [111]. Хотя насчитываются всего лишь три типа главных осей, в каждом монокристалле будут три оси [100], шесть осей [110] и четыре оси [111]. Для данного подмагничивающего поля \mathbf{H}_0 резонансная частота ферромагнитного резонатора зависит от направления этих осей относительно направления приложенного поля. Граничные значения резонансной частоты будут иметь место в случае, когда либо ось [111], либо ось [100] параллельна вектору \mathbf{H}_0 ; промежуточный эффект наблюдается, когда вектору \mathbf{H}_0 параллельна ось [110]. Для сферы из материала с кубической кристаллической структурой, ось [111] которой параллельна вектору \mathbf{H}_0 , выражение (17.05.7) приобретает вид

$$(f_0)_{[МГц]} = 2,8 \left(H_0 - \frac{4}{3} \frac{K_1}{M_s} \right), \quad МГц, \quad (17.05.11)$$

а если вектору \mathbf{H}_0 параллельна ось [100], то

$$(f_0)_{[МГц]} = 2,8 \left(H_0 + 2 \frac{K_1}{M_s} \right), \quad МГц, \quad (17.05.12)$$

где H_0 и K_1/M_s измеряются в эрстедах. Для ИЖГ или ГаИЖГ величина K_1/M_s будет отрицательной, и из выражения (17.05.11) резонансная частота получается при более низкой напряженности поля, чем это следует из выражения (17.05.12). Поэтому для таких материалов, как ИЖГ и ГаИЖГ, которые имеют отрицательное значение K_1/M_s , оси [111] называются «осями легкого намагничивания» или *легкими* осями, а оси [100] — «осями трудного намагничивания» или *трудными* осями. Если K_1/M_s — положительная величина, то роли этих осей меняются. Для ИЖГ разница в резонансных частотах, определяемых выражениями (17.05.11) и (17.05.12), составляет примерно 401 МГц, что является, конечно, значительной величиной.

На рис. 17.05.2 показаны зависимости резонансной частоты от напряженности подмагничивающего поля для случая, когда оси [100], [110] и [111] параллельны этому полю.

Если сфера из ферромагнитного материала с кубической кристаллической структурой поворачивается вокруг кристаллической

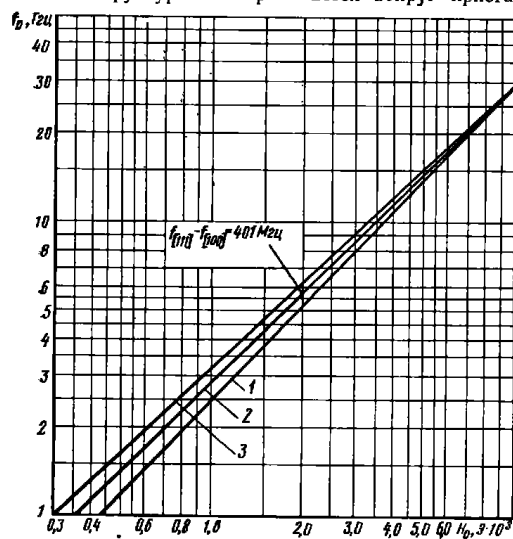


Рис. 17.05.2. Зависимости резонансной частоты ИЖГ сферы от напряженности подмагничивающего поля, совпадающего по направлению с одной из главных кристаллических осей.

1 — поле параллельно оси [100]; 2 — поле параллельно оси [110]; 3 — поле параллельно оси [111]. Выращения для резонансных частот:

$$f_{[100]} = 2,8 \cdot 10^8 (H_0 - 86);$$

$$f_{[110]} = 2,8 \cdot 10^8 [(H_0 - 43)(H_0 + 86)]^{1/2};$$

$$f_{[111]} = 2,8 \cdot 10^8 (H_0 + 57,2).$$

оси [110], перпендикулярной вектору \mathbf{H}_0 , то величина напряженности подмагничивающего поля H_0 , необходимая для получения резонанса на частоте $(f_0)_{[МГц]}$, равна

$$H_0 = \frac{(f_0)_{[МГц]}}{2,8} \left(2 - \frac{5}{2} \sin^2 \theta - \frac{15}{8} \sin^4 \theta \right) \frac{K_1}{M_s}, \quad \theta, \quad (17.05.13)$$

где θ — угол между вектором \mathbf{H}_0 и той осью [100], которая может стать параллельной ему при вращении сферы вокруг данной оси

[110]. Вращение сферы при такой ориентации приводит к тому, что в различные моменты времени оси [100] или [111] параллельны вектору H_0 , и, следовательно, изменение величины напряженности поля, соответствующего резонансу, будет перекрывать наибольший возможный диапазон, получаемый при вращении резонатора.

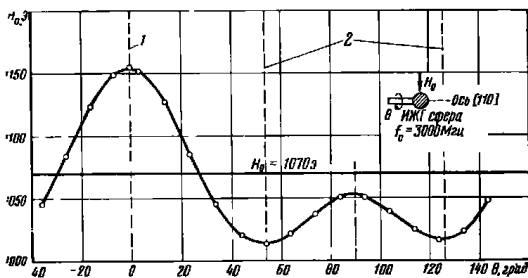


Рис. 17.05.3. Зависимость напряженности подмагничивающего поля H_0 (обеспечивающего резонанс на частоте 3000 Мгц) от угла поворота ИЖГ сферы вокруг оси [110], перпендикулярной к вектору H_0 ($H_0 = 3000/2,8 = 1070$):
1 — ось [100] параллельна вектору H_0 ; 2 — ось [111] параллельна вектору H_0

На рис. 17.05.3 представлена экспериментальная кривая, полученная Сато и Картером (Y. Sato, P. S. Carter, Jr.) [6], которая показывает, как изменяется напряженность поля, соответствующего резонансу на частоте 3000 Мгц, при вращении ИЖГ сферы вокруг оси [110], перпендикулярной вектору H_0 .

Как упоминалось выше, металлические стенки, находящиеся вблизи ферромагнитных резонаторов, могут также изменять их резонансные частоты. Если для всех резонаторов эти стенки будут представлять одинаковые граничные условия, то такое явление не должно вызывать беспокойства. Однако если для одного или нескольких резонаторов граничные условия, определяемые металлическими стенками, окажутся неодинаковыми (что обычно имеет место в фильтре с тремя или более ИЖГ резонаторами), то желательно скомпенсировать указанную расстройку. Был найден весьма эффективный способ ее компенсации: сферические резонаторы монтируются таким образом, чтобы они могли вращаться вокруг оси [110], перпендикулярной вектору H_0 , как это было сделано при проведении измерений для получения данных рис. 17.05.3. Резонаторы можно настроить путем вращения их монтажных стержней до тех пор, пока они не окажутся под такими углами друг к другу, которые дадут синхронную настройку.

Минимальная частота перестройки. По мере того как ферромагнитный резонатор настраивается на более низкие частоты, на-

пряженность приложенного поля H_0 , соответствующего резонансу, становится все меньше и меньше. Когда приложенное поле станет настолько слабым, что будет соизмеримо с размагничивающим полем или меньше его, резонатор перестанет функционировать. Так как размагничивающее поле зависит от параметра M_s и размаг-

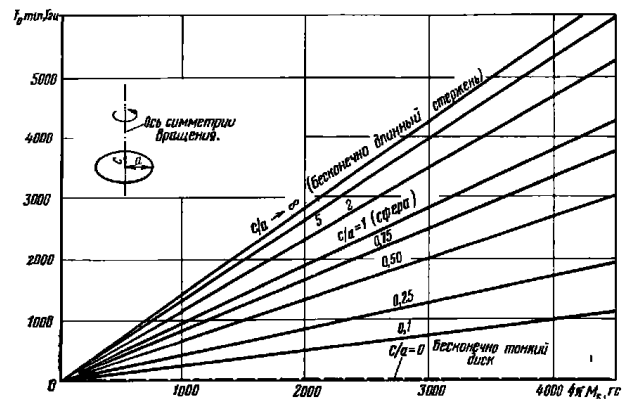


Рис. 17.05.4. Приближенная зависимость минимальных резонансных частот от намагниченности насыщения для ферромагнитных эллипсоидов с различными отношениями осей

нивающего факторов (которые являются функцией формы резонатора), то минимальная резонансная частота определяется величиной M_s и формой резонатора.

На рис. 17.05.4 показаны зависимости минимальной резонансной частоты f_0^{\min} от величины $4\pi M_s$ для различных эллипсоидальных форм. Заметим, что при использовании ИЖГ, у которого величина $4\pi M_s$ равна 1750 гс, минимальная резонансная частота резонатора сферической формы приблизительно равна 1630 Мгц (практически она оказывается немного выше этого значения). Из теории следует, что если использовать эллипсоидальный резонатор, приближающийся к плоскому диску, то можно значительно уменьшить минимальную резонансную частоту. Однако на практике резонаторы такой формы работают очень плохо, вероятно ввиду того, что трудно осуществить дискообразные резонаторы, близкие к совершенному эллипсоиду.

Наиболее реальный способ получения более низких минимальных резонансных частот заключается в применении сферических резонаторов из монокристаллического материала, обладающего меньшей величиной $4\pi M_s$. В настоящее время ИЖГ с частичным

замещением иттрия галлием являются наиболее многообещающими в этом отношении материалами. Например, GaИЖГ с величиной $4\lambda M_s = 600$ гс (см. табл. 17.05.1) должен давать минимальную резонансную частоту около 700 МГц для сферического резонатора. Недостатки этих материалов заключаются в том, что при низких значениях M_s затрудняется осуществление связи между внешней цепью и сферами, а также в том, что ширина кривой поглощения может оказаться не столь малой, как у обычного ИЖГ.

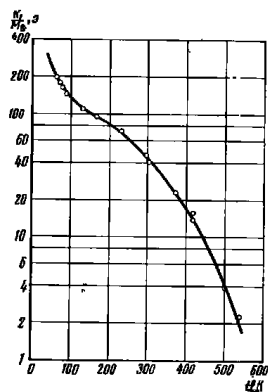


Рис. 17.05.5. Экспериментальная зависимость постоянной анизотропии поля $\left(-\frac{K_1}{M_s}\right)$ от температуры для ИЖГ

H_0 , то изменение резонансной частоты Δf_0 , вызванное изменением постоянной анизотропии поля $\Delta\left(\frac{K_1}{M_s}\right)$ (в эрстедах), равно

$$(\Delta f_0)_{[Meu]} = 3,73 \Delta \left| \frac{K_1}{M_s} \right|, \text{ МГц}, \quad (17.05.14)$$

а если вектору H_0 параллельна ось $[100]$, то

$$(\Delta f_0)_{[Meu]} = 5,6 \Delta \left| \frac{K_1}{M_s} \right|, \text{ МГц}. \quad (17.05.15)$$

Согласно рис. 17.05.5 для изменения температуры от 38 до 193°C (т. е. от 311 до 466°K) изменение величины K_1/M_s составляет $\Delta\left(\frac{K_1}{M_s}\right) = 31$ э. Тогда изменения резонансной частоты, определяемые выражениями (17.05.14) и (17.05.15), равны 115 и 173 МГц соответственно. Таким образом, если изменение температуры велико, сдвиг резонансной частоты оказывается весьма значительным.

Влияние температуры на резонансную частоту можно исключить с помощью ориентации кристаллических осей в определенных направлениях. Отметим, что на рис. 17.05.3 резонансная частота определяется величиной $2,8H_0$, когда сфера ориентируется под углом $\pm 27^\circ$. При этих ориентациях влияние анизотропии исключается и резонансная частота не должна зависеть от температуры.

На рис. 17.05.6 показаны некоторые результаты измерений величины $4\lambda M_s$ как функции температуры, полученные в работе Куи, Стинсона, Мосса, Брэдли и Фрейберга (Kooi, Stinson, Moss, Bradley, Freiberg) [15].

Следует отметить, что намагниченность насыщения уменьшается с увеличением температуры. Как будет показано в § 17.07, внешние добротности фильтра пропорциональны величине $1/M_s$, а коэффициенты связи между резонаторами пропорциональны M_s .

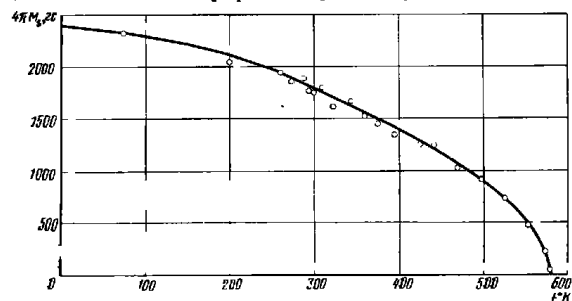


Рис. 17.05.6. Экспериментальная зависимость намагниченности насыщения $4\lambda M_s$ от температуры ($^\circ\text{K}$) для ИЖГ

В результате ширина полосы фильтра будет пропорциональна величине M_s , а форма характеристики (т. е. например, ее чебышевский характер) должна оставаться неизменной при изменении M_s . Разумеется, если M_s уменьшается (и, следовательно, уменьшается ширина полосы), то потери рассеяния в полосе пропускания увеличиваются, как это всегда имеет место, когда полоса фильтра сужается, а ненагруженные добротности резонаторов сохраняются прежними.

Результаты работы Спенсера, Лэгроу и Линареса (Spencer, LeGraw, Linares) [16] показывают, что для очень чистого, хорошо отполированного, ИЖГ ширина кривой поглощения должна изменяться приблизительно пропорционально абсолютной температуре, по крайней мере, в диапазоне комнатных температур. Так как ширина кривой поглощения определяет ненагруженную добротность резонаторов, то это будет оказывать некоторое влияние на потери рассеяния фильтра. Однако если перекрываются небольшие температурные диапазоны, то указанное влияние не скажется заметно в большинстве практических случаев.

Магнитостатические типы колебаний высокого порядка. В случае основного резонансного колебания ферромагнитного резонатора (так называемого колебания «свободной прецессии») все спины электронов резонатора прецессируют с одинаковой фазой. Од-

нако если либо приложенное подмагничивающее поле, либо высокочастотное магнитное поле неоднородны, то могут возникнуть колебания высокого порядка, для которых фазы прецессии в разных частях сферы окажутся различными. Это приведет к тому, что ферромагнитный резонатор будет иметь более чем одну резонансную частоту при данной величине подмагничивающего поля [17].

Из-за металлических проводников, находящихся вблизи ферромагнитных резонаторов и необходимых для осуществления связи с ними, почти всегда будут возникать возмущающие воздействия, приводящие к возбуждению магнитоэлектрических колебаний высшего порядка. Однако если принять меры к тому, чтобы магнитные поля были как можно более однородными, то в большинстве случаев удается поддерживать уровень паразитных явлений (в частности, паразитных провалов характеристики передачи), обусловленных колебаниями высших порядков, на 30 дБ или более ниже уровня передачи на основном колебании.

Помимо того, что проектирование структуры должно осуществляться при максимальной однородности полей, другой важной мерой является уменьшение самого резонатора до минимальных размеров. Флетчер и Солт (Fletcher, Solt) [18] обнаружили, что при прочих равных условиях связь с магнитоэлектрическими колебаниями высшего порядка зависит от отношения D_m/λ , где D_m — диаметр сферы, а λ — длина волны на рассматриваемой частоте. Чем меньше отношение D_m/λ , тем меньше связь с колебаниями высшего порядка. Таким образом, желательно выполнять ферромагнитные резонаторы как можно меньшей величины, но помня при этом о необходимости получения достаточной связи с ними внешней цепи на требуемой резонансной частоте.

Ограничение мощности. Когда мощность, проходящая через ферромагнитный резонатор, станет достаточно большой, вносимые потери резонатора из-за нелинейных эффектов [19] начнут значительно расти. Благодаря этому свойству, фильтры с ферромагнитным резонансом также находят широкое применение в качестве ограничителей. В зависимости от проектируемой цепи, типа материала и частотного диапазона уровень ограничения может лежать в пределах от величины, значительно меньшей милливатта, и вплоть до примерно 10 вт [20, 21, 22, 23, 3, 4]. Изложение теории ферромагнитного ограничения, однако, выходит за рамки тематики данной книги.

17.06. Определение кристаллических осей сферических ферромагнитных резонаторов

Кристаллические оси ферромагнитных резонаторов могут быть определены с помощью рентгеновских лучей, но имеются и более простые и легкие методы для этой цели. При помещении ферромагнитного резонатора в сильное магнитное поле под действием последнего он будет сам стремиться развернуться и занять такое

положение, чтобы одна из его «легких» осей стала параллельной приложенному полю. Если граничные условия (расположение металлических стенок структуры) для всех ферромагнитных резонаторов будут одинаковыми (как это обычно имеет место в двухрезонаторных ферромагнитных фильтрах), то такой метод ориентации резонаторов по их легким осям оказывается достаточным. После того как с помощью сильного магнитного поля определена легкая ось резонатора, он закрепляется на маленьком диэлектрическом держателе в желаемом положении.

Как было показано в § 17.05, легкой осью для ИЖГ или ГаИЖГ, которые имеют отрицательные постоянные анизотропии, является ось [111]. В некоторых случаях желательно поворачивать сферический резонатор вокруг оси [110] для получения максимального эффекта настройки или для ориентации резонатора в таком направлении, при котором влияние анизотропии исключается и тем самым настройка резонатора не будет зависеть от температуры.

Для того чтобы определить ось [110], требуются специальные методы. Один из методов определения других — не легких — осей кристаллов был описан Ауером (M. Auer) [24]. В нем используется геометрическое построение для определения местоположения остальных осей после того, как две легкие оси уже определены. Картер и Сато (P. S. Carter, Y. Sato) [5, 28] расширили возможности методики Ауера, разработав специальное приспособление для ориентировки осей резонатора, с помощью которого легко и быстро получают требуемые результаты.

Рассмотрим вкратце действие указанного прибора Картера и Сато [5, 28]. На поворотном приспособлении (рис. 17.06.1) установлен магнит; с его помощью поле может быть соориентировано в любом нужном направлении относительно оправки, в которой удерживается сферический кристалл. Кристалл вначале помещается так, чтобы он мог свободно поворачиваться до тех пор, пока какая-нибудь легкая ось (их всего четыре в кубическом кристалле с отрицательной анизотропией) не совпадет с направлением магнитного поля. После того как первая ориентация выполнена, сфера прикрепляется (посредством какого-либо легко растворимого клея, воска и т. д.) к проволоке, закрепленной в радиальном

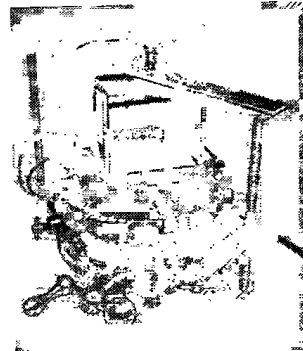


Рис. 17.06.1. Устройство для ориентации ферромагнитного кристалла с поворотным электромагнитом

отверстия боковой стенки оправки и направленной по найденной легкой оси (рис. 17.06.2). Эта проволока должна свободно поворачиваться в радиальном отверстии под влиянием вращающих моментов, действующих на ферромагнитный резонатор за счет приложенного постоянного магнитного поля. Таким образом, на данном этапе определяется и фиксируется одна из легких осей и обеспечивается возможность поворота сферы вокруг нее.



Рис. 17.06.2. Приспособление для ориентации осей резонаторов с ИЖГ сферой, прикрепленной к проволоке, направленной вдоль одной легкой оси и к кварцевому стержню вдоль оси [110]

Следующий этап заключается в повороте электромагнита на некоторый угол, который зависит от определяемой оси кристалла. Для определения первой легкой оси [110] — диагонали легкой куба — требуется (как показано на рис. 2 работы [20]) найти и зафиксировать вторую легкую ось, которая ориентирована под углом $70,5^\circ$ к первой. Этот угол точно фиксируется измерительной головкой угломера. Затем ферромагнитная сфера поворачивается на проволоке, к которой она была прикреплена на предыдущем этапе, так, чтобы теперь вторая легкая ось располагалась вдоль направления постоянного магнитного поля. Конечный этап заключается в прикреплении сферы к диэлектрическому стержню, расположенному вдоль оси [110]. В стенке оправки размещено радиальное отверстие, ось которого совпадает с биссектрисой угла между двумя легкими осями. Это отверстие и диэлектрический стержень, удерживаемый в нем в нужном положении, показаны на рис. 17.06.2. Сфера прикрепляется к диэлектрическому стержню (или к другому держателю) с помощью капельки клея, а проволока удаляется.

17.07. Основные принципы расчета полоснопропускающих фильтров с магнитной перестройкой и колебаниями типа TEM на входе и на выходе

На рис. 17.07.1 приведена возможная схема однорезонаторного фильтра с магнитной перестройкой. В этом фильтре используются две петли связи, расположенные перпендикулярно друг к другу так, чтобы связь между ними была минимальной. Одна петля находится в другой, а сферический ферромагнитный резонатор размещается в центре обеих петель. В такой схеме петли должны

иметь несколько вытянутую (яйцеобразную) форму, чтобы они имели одинаковую связь со сферой и не касались друг друга. У петли, перпендикулярной оси y (y -петли), несколько удлинен размер по оси x , а у петли, перпендикулярной оси x (x -петли), — удлинен размер по оси z . Подмагничивающее поле H_0 направлено параллельно плоскостям петель. Когда сигнал на частоте ферро-

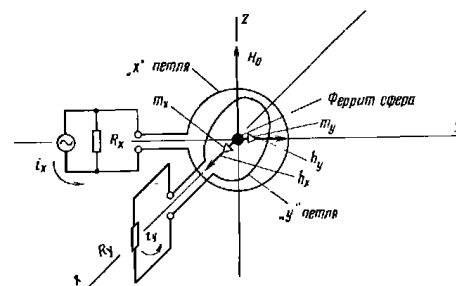


Рис. 17.07.1. Схема однорезонаторного фильтра с магнитной перестройкой, использующего петлевую связь

магнитного резонанса поступает в x -петлю, в сфере будет резонанс, обуславливающий высокочастотные магнитные моменты в направлениях x и y . Дипольный момент в направлении y создает магнитное поле, воздействующее на y -петлю, что приведет в результате к передаче сигнала в нагрузку R_y . Когда частота сигнала, поступающего в x -петлю, отличается от частоты ферромагнитного резонанса, то связи между обеими петлями не будет, если не считать небольшой паразитной связи, которой невозможно избежать.

По схеме, приведенной на рис. 17.07.1, было успешно построено некоторое число однорезонаторных фильтров. Однако этот тип структуры имеет недостатки. Один из них заключается в том, что паразитная связь получается больше, чем в некоторых других структурах, второй — в том, что высокочастотные магнитные поля оказываются несколько неоднородными, вследствие чего возбуждаются магнитостатические колебания высшего порядка. Оба указанных недостатка можно устранить, если сделать петли и сферу настолько малыми, насколько это практически осуществимо.

На рис. 17.07.2 показан полосковый однорезонаторный фильтр с магнитной перестройкой. В этой структуре разделяющая стенка разграничивает две полосковые линии, уменьшая таким образом связь между ними. Заметим, что линии находятся под прямым углом друг к другу, что должно еще более снизить паразитную связь. Сфера размещается в отверстии разделяющей стенки, и при резонансе магнитный момент с круговой поляризацией, возбуждаемый в сфере, приведет к связи между полосковыми линиями. Для

рассматриваемой структуры высокочастотное поле в сфере будет все еще неоднородным, так как половина ее находится по одну сторону разделяющей стенки, а вторая половина — по другую сторону. Поэтому, чтобы ограничить до предела возможности возбуж-

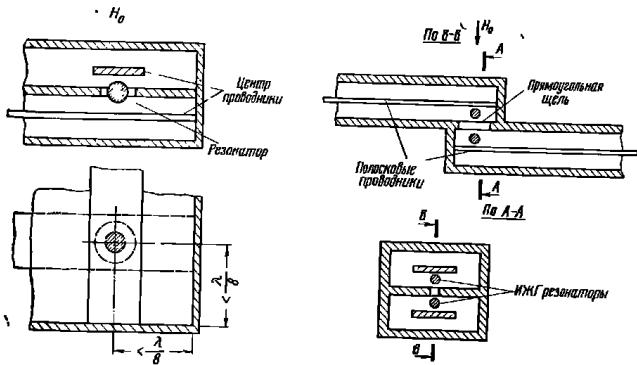


Рис. 17.07.2. Структура полоскового однорезонаторного фильтра с магнитной перестройкой

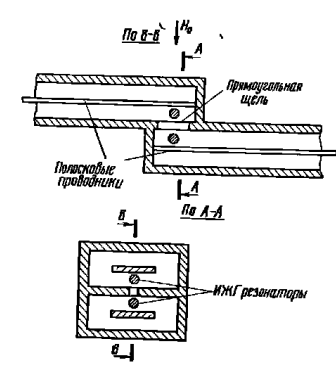


Рис. 17.07.3. Структура двухрезонаторного фильтра с магнитной перестройкой, связь в котором осуществляется через верхнюю и нижнюю стенки волноводов

дения колебаний высшего порядка, сфера должна быть очень малой (ее диаметр должен быть порядка $1/50 \div 1/100$ длины волны). Коцебу (Kotzebu) [25] сконструировал коаксиальные фильтры, которые очень схожи с полосковым фильтром, показанным на рис. 17.07.2.

На рис. 17.07.3 приведен один из типов двухрезонаторной полосковой структуры, с помощью которой Картер получил очень хорошие результаты [4]. Здесь каждая сфера монтируется вблизи короткозамкнутого конца входной или выходной полосковой структуры; таким образом, высокая напряженность переменного магнитного поля в области коротких замыканий обуславливает относительно хорошую связь между полосковыми линиями и сферами. Связь между сферами осуществляется через длинную щель, продольный размер которой параллелен оси полосковых линий. Такая ориентация щели вызывает минимальные нарушения распределения токов и полей полосковых линий и в то же время обеспечивает максимальную изоляцию между полосковыми линиями. Поэтому, когда сферы не находятся в резонансе, связь между полосковыми линиями крайне мала. Однако, когда сферы начинают резонировать, образующийся в них высокочастотный дипольный мо-

мент с круговой поляризацией вызывает появление составляющей напряженности высокочастотного магнитного поля, за счет которой сферы будут хорошо связаны через удлиненную щель.

Достоинство этой структуры в том, что в ней создаются относительно однородные магнитные поля, препятствующие возбуждению магнитостатических колебаний высшего порядка, а также в том, что в ней нетрудно получить высокую изоляцию в отсутствие резонанса. По сравнению со структурами, приведенными на рис. 17.07.4, к рассмотрению которых мы сейчас перейдем, недостатки описанной выше структуры, показанной на рис. 17.07.3, заключаются в том, что для нее требуется большой воздушный зазор между полюсами электромагнита и в том, что она неудобна при проектировании фильтров с числом резонаторов больше двух.

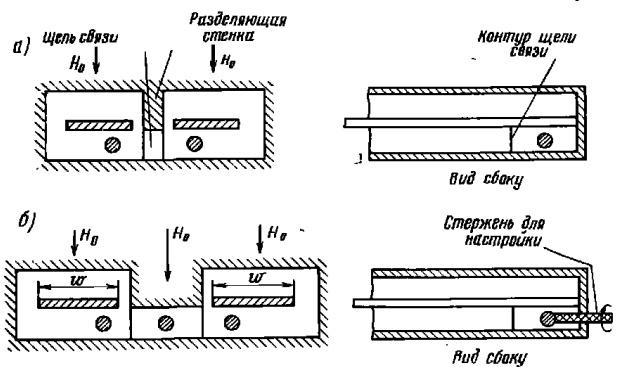


Рис. 17.07.4. Структуры двухрезонаторного (а) и трехрезонаторного (б) фильтров с магнитной перестройкой, связь в которых осуществляется через боковые стенки

На рис. 17.07.4 представлены две конфигурации фильтров со связью через боковые стенки, которые подобны предыдущей конфигурации, если не считать того, что сферы связаны через боковую, а не через верхнюю и нижнюю стенки. Достоинство этой структуры состоит в том, что входная и выходная полосковые линии могут лежать в одной плоскости, и в результате возможно уменьшить до предела воздушный зазор электромагнита. Другим ее преимуществом является то, что она допускает добавление дополнительных сфер, как показано на рис. 17.07.4б. При этом получается фильтр с числом резонаторов больше двух, и в то же время для каждого резонатора будет обеспечиваться почти одинаковые граничные условия (обуславливаемые металлическими стенками).

Как следует из § 17.05, необходимо, чтобы резонаторы находились при одинаковых граничных условиях и имели одну и ту же ориентацию кристаллических осей относительно вектора поля H_0 , если все они должны иметь одни и те же резонансные частоты для любой заданной величины H_0 и для данной температуры. Хотя для всех сфер структуры на рис. 17.07.4б создаются относительно одинаковые граничные условия, все же желательно иметь какое-либо средство для регулировки, чтобы откорректировать некоторые небольшие погрешности в настройке сфер. В структуре на рис. 17.07.4б предусмотрена возможность вращения сфер вокруг оси [110] (как это описано в § 17.05). Недостаток структуры на рис. 17.07.4а (по сравнению со структурой на рис. 17.07.3) заключается в том, что, когда в ней возникает необходимость разместить сферы ближе к внутренним краям полосковых проводников, чтобы получить достаточную связь между сферами, они попадут в область менее однородного высокочастотного магнитного поля. В этом случае сферы будут более восприимчивы к возникновению колебаний высшего порядка.

Все фильтры, показанные на рис. 17.07.1—17.07.4, являются взаимными, если не учитывать гираторных эффектов, которые имеют место в цепях, приведенных на рис. 17.07.1 и 17.07.2¹⁾ [3, 6]. Для целей анализа можно допустить, что цепи на рис. 17.07.1—17.07.4 работают подобно фильтру с индуктивно связанными резонаторами (рис. 17.07.5). При замене связанных индуктивностей их Т-образными эквивалентами цепь, показанная на рис. 17.07.5,

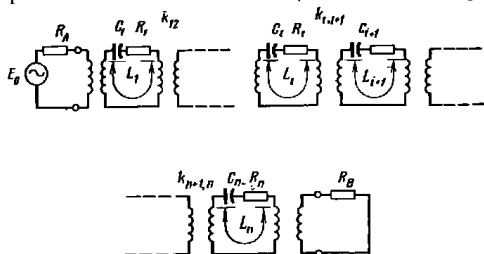


Рис. 17.07.5. Эквивалентная схема фильтра с n ферромагнитными резонаторами

принимает вид, как на рис. 17.02.3 (при этом не учитывается небольшая величина остаточных собственных индуктивностей, после-

¹⁾ Гираторные эффекты приводят к фазовому сдвигу 180° в одном направлении передачи относительно другого направления. Они являются результатом того, что в указанных цепях входная и выходная линии связываются с ортогональными составляющими магнитного момента с круговой поляризацией внутри сферы.

довательно соединенных с нагрузками R_A и R_B). Благодаря свойствам ферромагнитных резонаторов ширина полосы при перестройке фильтра получается почти постоянной без помощи каких-либо специальных мер (например, таких, которые понадобились при конструировании фильтров, рассмотренных в §§ 17.03 и 17.04). Однако форма характеристики все же будет несколько изменяться.

Как и для большинства типов узкополосных полоснопропускающих фильтров, нужная форма характеристики и ширина полосы могут быть получены, если исходить из прототипа нижних частот и заданной относительной ширины полосы ω , с последующим вычислением требуемых внешних добротностей и коэффициентов связи по ф-лам (17.02.1)—(17.02.3). Можно использовать прототипы, рассмотренные в § 4.05 прототипы нижних частот с максимальной плоской или чебышевской характеристиками, но для нашего случая особый интерес должны представлять равноэлементные прототипы, рассмотренные в § 11.07. Степень избирательности фильтра находится с помощью преобразования, определяемого выражениями (17.02.20)—(17.02.22), и графиков, приведенных в § 4.03, либо с использованием данных, помещенных в § 11.07. Ожидаемые потери в середине полосы пропускания можно найти, применяя методы, изложенные в § 11.06 или 11.07.

Когда в результате расчета фильтра станут известны необходимое число резонаторов, а также требуемые величины внешних добротностей оконечных резонаторов и коэффициентов связи между резонаторами, проектировщик может сосредоточить свое внимание на физических параметрах цепи, необходимых для реализации требуемых связей. Рассмотрим теперь расчет структуры после того, как определены необходимые величины внешних добротностей и коэффициентов связи.

Расчет для заданных внешних добротностей. Картер [3] вывел приближенные формулы для внешней добротности ферромагнитных резонаторов в различных структурах связи. Для петли радиусом r , содержащей в центре сферу объемом V_m м³, внешняя добротность равна

$$Q_e = \frac{4r^2 R_A}{\mu_0 V_m \omega_m} \left[1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_0} \right)^2 \right]. \quad (17.07.1)$$

Здесь R_A — присоединенное к петле сопротивление нагрузки; L_s — собственная индуктивность петли, гн; $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ гн/м — магнитная проницаемость воздуха и

$$\omega_m = \gamma \mu_0 M_s, \quad (17.07.2)$$

где $\gamma = 1,759 \cdot 10^{11}$ (в единицах MKS) — гиромагнитное отношение. Величина $\mu_0 M_s$, вб/м², может быть получена из величины $4\pi M_s$, гс, с помощью соотношения (17.05.3а). Для ИЖГ значение ω_m примерно равно $3,08 \cdot 10^{10}$.

Соответствующая формула для ИЖГ сферы, укрепленной вблизи короткозамыкающей стенки в полосковой структуре с волновым сопротивлением Z'_0 , приведена ниже:

$$Q_e = \frac{(120\pi)^2 d^3}{\mu_0 \omega_m V_m Z'_0}, \quad (17.07.3)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость среды в области около сферы; d — расстояние от центрального полоскового проводника до наружной заземленной пластины.

На рис. 17.07.6 приведены кривые добротности Q_e ИЖГ резонатора, используемые при $Z'_0 = 50 \text{ ом}$. Заметим, что эти кривые

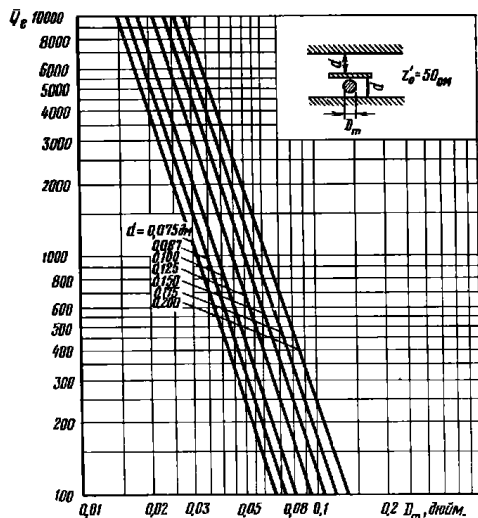


Рис. 17.07.6. График добротности Q_e в функции диаметра сферы для сферического ИЖГ резонатора в симметричной полосковой линии

дают значения Q_e при заданном расстоянии d (в дюймах) от центрального проводника до наружной пластины и заданном диаметре сферы D_m (также в дюймах). В случае использования резонатора из какого-либо другого материала, а не из ИЖГ, или в случае полосковой линии с волновым сопротивлением, не равным

50 ом, величины, получаемые из графика, должны быть пересчитаны с помощью выражения

$$Q_{e|\text{пересч}} = Q_e \frac{(M_s)_{\text{ИЖГ}}}{(M_s)_{\text{исп}}} \frac{50}{(Z'_0)_{\text{исп}}}, \quad (17.07.4)$$

где $(Z'_0)_{\text{исп}}$ — волновое сопротивление используемой линии, а $(M_s)_{\text{ИЖГ}} / (M_s)_{\text{исп}}$ — отношение намагниченности насыщения ИЖГ к намагниченности насыщения используемого материала. Формула (17.07.3) (на основе которой построены рассматриваемые кривые) выведена в предположении, что полосковая линия была ограничена с каждой стороны с помощью магнитной стенки (это

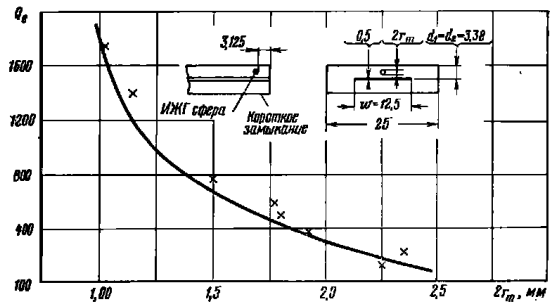


Рис. 17.07.7. Теоретические (сплошная линия) и экспериментальные (крестики) значения добротности Q_e для ИЖГ резонатора в полосковой линии.

Все размеры в мм

означает, что краевых полей нет), и поля около полоскового внутреннего проводника совершенно однородны. Разумеется, если полосковая линия настолько узка, что сфера попадает в область краевых полей, то такое приближение приведет к заметным ошибкам.

На рис. 17.07.7 представлены вычисленные и экспериментальные данные, полученные Картером [3] при проверке ф-лы (17.07.3) на частоте 3000 Мгц. При этом он использовал показанную на рисунке структуру. Следует отметить, что сфера для каждого опыта монтировалась примерно на расстоянии 3,125 мм (0,125 дюйм.) от короткозамкнутого конца. Как оказалось, размещение сферы слишком близко к короткозамыкающей стенке вызывает искаженные характеристики сферы, а размещение ее слишком далеко от стенки — чрезмерную реактивность, которая приведет к уменьшению связи со сферой. Как можно видеть, рис. 17.07.7 иллюстрирует достаточно хорошее соответствие теоретических и экспериментальных данных.

Другая экспериментальная работа Картера [4] показала, что наличие смежной щели (как в фильтре на рис. 17.07.3) приводит к уменьшению связи со входом цепи. Это вызывает увеличение внешней добротности примерно на 20% или несколько более по сравнению с ее величиной в отсутствие щели. Таким образом, при расчете полосковой линии и размеров сферы должен быть сделан некоторый допуск на указанный эффект, чтобы реализовать требуемую внешнюю добротность.

В ф-ле (17.07.3) внешняя добротность обратно пропорциональна сопротивлению линии Z'_0 . Это объясняется тем, что для данного диаметра сферы и расстояния d от наружной пластины до центрального проводника, концентрация высокочастотного магнитного поля вокруг сферы будет тем выше, чем уже полосковая линия (однако, если последняя становится слишком узкой, наличие краевых полей нарушает эту картину). Формула (17.07.3) и кривые на рис. 17.07.6 получены в предположении, что полосковая линия является однородной и нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению. Однако если в окрестности сферы используется короткий отрезок линии с волновым сопротивлением Z'_0 нагруженный на значительно меньшее активное сопротивление R_A , то можно получить более низкие значения внешней добротности. Так, если Q_e — внешняя добротность, когда линия нагружена на активное сопротивление $R=Z'_0$, то внешняя добротность при нагрузке, равной R_A , приблизительно равна

$$Q_e^{\text{скоррект}} = Q_e \frac{R_A}{Z'_0} \quad (17.07.5)$$

При этом, конечно, предполагается, что отрезок линии с сопротивлением Z'_0 (с которым связана сфера) короче четверти длины волны и, значит, рассогласование его волнового сопротивления Z'_0 с нагрузкой R_A не приведет к появлению чрезмерной реактивности. Как следует из выражения (17.07.5), связь может быть сделана более сильной (т. е. скорректированную величину добротности Q_e можно снизить), если уменьшить сопротивление нагрузки R_A . Этот результат находится в соответствии с ф-лой (17.07.1). Таким образом, в тех случаях, когда трудно получить достаточно высокую величину Q_e , уменьшение сопротивления R_A дает желаемый результат. Если значение сопротивления внешней нагрузки не допускает такой возможности, то для получения нужной величины R_A можно использовать ступенчатый трансформатор.

Для экспериментальной проверки величин внешних добротностей, а также ненагруженных добротностей удобны методы, изложенные в § 11.02.

Расчет конструкции для заданных коэффициентов связи. Определение расположения ферромагнитных резонаторов и размеров отверстий для того, чтобы получить заданные коэффициенты связи, является довольно сложной задачей, и в настоящее время нет

никаких расчетных методов ее решения. Однако, используя экспериментальный метод испытания двухрезонаторной структуры, описанный в § 11.04, практически нетрудно определить необходимое расположение сфер (расстояние между ними) и размеры отверстия. Некоторые результаты, приведенные в § 17.08, должны послужить в качестве полезного руководства для данной цели.

Помимо обеспечения достаточной связи между сферами, существуют и другие требования к расчету, а именно: получение достаточно высокой развязки вне резонанса и достаточного промежутка между сферами (разнесения сфер) с тем, чтобы каждая из них не приводила к искажению подмагничивающего поля в области расположения другой сферы и нарушению однородности поля в ней (а значит, и к возбуждению паразитных типов колебаний). Экспериментальные результаты в примерах, приведенных в § 17.08, могут быть полезны для удовлетворения обоих этих требований. Что касается расположения сфер, то разнесение их на расстояние (между центрами сфер), примерно равное трем диаметрам, по-видимому, будет достаточным.

Влияние изменения параметров фильтра (пересчет параметров). Важно также знать, какое влияние на внешние добротности крайних резонаторов и на коэффициенты связи между резонаторами оказывает изменение размеров структуры, намагнитченности насыщения M_s и рабочего диапазона частот. Это помогло бы проектировщику использовать сведения, полученные при расчете одного фильтра, для расчета других фильтров с несколькими иными параметрами.

Как упоминалось ранее в этом параграфе, эквивалентные цепи на рис. 17.02.3 могут быть использованы при анализе фильтров с ферромагнитными резонаторами. Следовательно, выражения (17.02.11) — (17.02.13) также применимы, и мы можем представить их здесь в виде

$$(Q_e)_A = \frac{R_A x_1}{(X_{01})^2}; \quad (17.07.6)$$

$$k_{1, I+1} = \frac{X_{I, I+1}}{\sqrt{x_j x_{I+1}}}; \quad (17.07.7)$$

$$(Q_e)_B = \frac{R_B x_n}{(X_{n, n+1})^2}, \quad (17.07.8)$$

где $X_{j, j+1}$ — взаимные реактивные сопротивления, а x_j — параметры крутизны резонаторов. Взаимные реактивные сопротивления можно представить в виде

$$X_{j, I+1} = \omega_0 \mu_0 W_{j, I+1}, \quad (17.07.9)$$

где ω_0 — резонансная круговая частота; μ_0 — магнитная проницаемость воздуха, *гн/ед.* длины; $W_{j, j+1}$ — масштабный множитель,

зависящий от размеров структуры и имеющий размерность длины. Тогда из выражений (17.07.6) и (17.07.9) получаем

$$(Q_e)_A = \frac{R_A x_1}{\omega_0^2 \mu_0^2 (W_{01})^2} . \quad (17.07.10)$$

Картер [26] показал, что в общем случае, если связь с ферромагнитным резонатором осуществляется при помощи переменного магнитного поля с линейной поляризацией, то справедливо соотношение

$$Q_e = \frac{R_A}{\mu_0 V_m (U_{01})^2 \omega_m} . \quad (17.07.11)$$

Здесь V_m — объем сферы;

$$\omega_m = \mu_0 \gamma M_s ; \quad (17.07.12)$$

γ — гиромагнитное отношение и

$$U_{01} = \frac{h}{I_A} , \quad (17.07.13)$$

где h — напряженность переменного поля около резонатора, вызванного током I_A , протекающим в нагрузку R_A . Параметр U_{01} , как это видно, имеет размерность 1/ед. длины.

Приравняв выражения (17.07.11) и (17.07.10) и решив полученное уравнение относительно параметра крутизны резонатора x_1 , получаем

$$x_1 = \frac{\omega_0^2 \mu_0 (W_{01})^2}{V_m (U_{01})^2 \omega_m} . \quad (17.07.14)$$

Полагая далее, что $x_j = x_1$, из выражений (17.07.7), (17.07.9) и (17.07.14) имеем

$$k_{j, j+1} = \frac{\omega_m (U_{01})^2 W_{j, j+1} V_m}{\omega_0 (W_{01})^2} . \quad (17.07.15)$$

Проверяя размерность выражения (17.05.15), находим

$$k_{j, j+1} = \frac{A \omega_m}{\omega_0} = \frac{A \mu_0 \gamma M_s}{\omega_0} , \quad (17.07.16)$$

где A — безразмерный множитель, который определяется только относительными соотношениями между размерами различных частей схемы и не изменяется при пропорциональном изменении размеров всей схемы.

Используя несколько другой подход, можно заключить, что изменение величин M_s резонаторов должно быть аналогичным изменению числа витков катушек в цепи, приведенной на рис. 17.07.5. В этом случае взаимное реактивное сопротивление X_{01} для

связи с нагрузкой должно быть пропорционально M_s , а взаимные сопротивления $X_{j, j+1}$ для связи между резонаторами — пропорциональны величине M_s^2 . Исходя из указанного подхода, был проведен анализ, подобный описанному выше. Он также приводит к выражению (17.07.16), что еще раз подтверждает справедливость данного выражения.

Из проведенного выше анализа может быть сделано несколько полезных выводов.

1. Пропорциональное увеличение или уменьшение размеров схемы не оказывает влияния на коэффициенты связи между резонаторами, хотя из выражений (17.07.11) — (17.07.13) следует, что внешние добротности крайних резонаторов Q_e изменяются. Их изменение обратно пропорционально размерам (в соотношении 1/размер).

2. Коэффициенты связи между резонаторами изменяются с изменением частоты в соотношении $1/\omega_0$, но внешние добротности не зависят от частоты. Так как коэффициенты связи играют преобладающую роль при определении ширины полосы, то последняя для фильтра с ферромагнитными резонаторами остается постоянной при его перестройке (см. § 17.02), однако, форма характеристики будет изменяться. Фильтр с умеренной величиной чебышевских пульсаций в середине перекрываемого диапазона имеет большие пульсации при настройке на нижнем конце перекрываемого диапазона, и характеристика может приближаться к почти максимально плоской при настройке на верхнем конце диапазона.

3. Коэффициенты связи прямо пропорциональны, а внешние добротности обратно пропорциональны величине M_s . Таким образом, как можно видеть с учетом изложенного в § 17.02, любое изменение M_s приведет к пропорциональному изменению ширины полосы фильтра, а форма характеристики останется неизменной. Здесь нужно сделать одно замечание относительно потерь рассеяния: так как ширина полосы влияет на потери рассеяния (см. §§ 11.06 и 11.07), то по этой причине может иметь место некоторое изменение формы характеристики.

4. Поскольку внешняя добротность изменяется обратно пропорционально размерам цепи (1/размер), а коэффициенты связи изменяются в соотношении $1/\omega_0$, то получение достаточной связи между оконечными резонаторами и внешними цепями, а также между смежными резонаторами будет становиться все труднее по мере увеличения рабочей частоты. Поэтому ферромагнитные материалы с особенно большими величинами M_s должны быть полезны для применения в более высоких диапазонах.

Ко времени написания данной книги изложенные выше выводы не были систематически проверены экспериментальными средствами; однако они, как оказалось, совпадают с имеющимися экспериментальными результатами. В частности, проведенные Картером [3, 4, 5, 6] измерения характеристик фильтров очень хорошо подтвердили второй из изложенных выводов.

17.08. Результаты разработок некоторых опытных полоскопропускающих фильтров с магнитной перестройкой, имеющих полосковые входы и выходы¹⁾

Здесь будет рассмотрено проектирование нескольких опытных фильтров с магнитной перестройкой. Поскольку часть данного процесса проектирования основана на методе экспериментальной подгонки (а именно, определение размеров отверстий связи и расстояний между резонаторами), то полученные результаты могут послужить полезным руководством и при проектировании других типов фильтров.

Расчет экспериментального фильтра с двумя ИЖГ резонаторами и связью через верхнюю и нижнюю стенку. На рис. 17.08.1

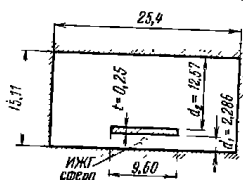


Рис. 17.08.1. Размеры (в мм) полосковых секций экспериментального фильтра типа, приведенного на рис. 17.07.3

показано поперечное сечение полосковых линий, которые были использованы в конструкции фильтра с магнитной перестройкой типа, приведенного на рис. 17.07.3. В данном случае полосковая линия была сделана несимметричной для того, чтобы обеспечить более сильную связь со сферами при заданном сопротивлении линии. Чем меньше расстояние d_1 между полосковой линией и нижней стенкой, тем больше магнитная индукция и тем сильнее связь со сферой при заданном сопротивлении линии. Однако использование большого расстояния d_2 от верхней стенки приводит к увеличению воздушного зазора электромагнитита, и тогда предпочтительнее другие средства для получения сильной связи со сферой (как рекомендовалось в § 17.07, можно применить ступенчатый трансформатор, чтобы снизить сопротивление нагрузки для резонатора).

В рассматриваемом случае внешне добротности были рассчитаны по формуле

$$Q_e = \frac{120 \pi W' (d_1/d_2) (d_1 + d_2)}{I_0 \omega_m V_m} \quad (17.08.1)$$

где величина

$$W' = \frac{377}{Z'_0} \frac{d_1 d_2}{(d_1 + d_2)} \quad (17.08.2)$$

представляет собой эффективную ширину линии, соответствующую условиям отсутствия краевых емкостей²⁾, а Z'_0 — волновое сопротивление

¹⁾ Эти разработки были проведены Картером [4, 6].
²⁾ т. е. гипотетической линии с однородным полем по всей ширине внутреннего проводника, ограниченной по боковым сторонам магнитными стенками (прим. ред.).

тивление этой линии. Все остальные величины или показаны на рис. 17.08.1, или были определены выражениями (17.07.1) — (17.07.2) и на рис. 17.07.6. Фактическая ширина внутреннего проводника W полосковой линии (см. рис. 17.08.1), при которой ее волновое сопротивление равно $Z'_0 = 50 \text{ ом}$, может быть найдена с помощью данных по определению краевой емкости в § 5.05.

В этой экспериментальной конструкции фильтра были использованы ИЖГ сферы диаметром 1,88 мм, установленные на тонких диэлектрических пластинках (толщиной в 0,254 мм), как показано на рис. 17.08.2. Щель связи между сферами (см. рис. 17.07.3) име-

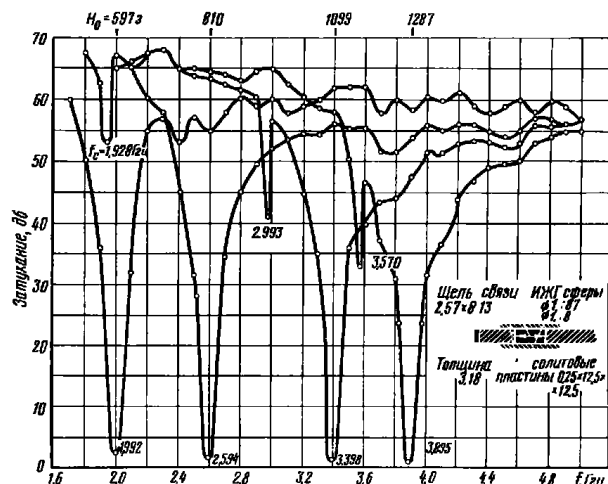


Рис. 17.08.2. Экспериментальные характеристики опытного двухрезонаторного фильтра типа, приведенного на рис. 17.07.3. Совмещены частотные характеристики для четырех различных значений напряженности подмагничивающего поля H_0 . Размеры линии в мм

ла ширину 2,67 и длину 8,13 мм, а металлическая стенка, разделяющая входную и выходную полосковые линии, была толщиной 3,18 мм (см. рис. 17.08.2). Как оказалось, целесообразно применять относительно толстую разделяющую стенку для того, чтобы достаточно разнести сферы друг от друга и предотвратить искажение подмагничивающего поля H_0 , вызываемое каждой из сфер в области расположения другой. Каждая сфера была установлена так, что ее центр находился на расстоянии 4,06 мм от вертикальной короткозамыкающей стенки, ограничивающей соответст-

вующую полосковую линию. Внешняя добротность, рассчитанная при помощи ф-л (17.08.1) и (17.08.2), равнялась 105, а измеренные значения, полученные без щели связи, составили в среднем примерно 125. Как и следовало ожидать, прорезание щели связи в стенке между двумя сферами привело к увеличению внешних добротностей, так что измеренные значения в среднем равнялись 170. Размер щели связи определялся путем последовательного увеличения ее ширины до тех пор, пока не была получена чебышевская характеристика с малой величиной пульсаций.

При испытаниях одного из резонаторов в полосковой структуре без щели связи величина ненагруженной добротности изменялась от 550 на частоте 2 Гц до 1255 на частоте 3,92 Гц. После прорезания щели размером 2,67×8,13 мм добротности увеличились соответственно до 710 и 1810. Этот же резонатор при испытании в волноводе имел ненагруженную добротность 3800 на частоте 2,6 Гц и 6600 на частоте 4,0 Гц [4]. Значительно более низкие добротности в полосковой структуре объясняются влиянием ограничивающих металлических стенок.

Сферы устанавливались так, чтобы ось [111] (т. е. легкая ось) была параллельна вектору H_0 . На рис. 17.08.2 приведены экспериментальные характеристики затухания фильтра, полученные при четырех значениях напряженности подмагничивающего поля H_0 . Заметим, что затухание вне резонанса является весьма высоким, хотя в каждом случае имеется паразитный провал характеристики ниже полосы пропускания. Чем больше средняя частота последней, тем глубже паразитный провал характеристики. Так происходит до тех пор, пока фильтр не будет настроен на частоту 4,5 Гц. При этом паразитный провал характеристики сливается с участком полосы пропускания. Минимальное затухание в полосе пропускания для данного фильтра равнялось 2,8 дБ при настройке на частоту 2,0 Гц; 1,8 дБ на частоте 2,6 Гц; 1,3 дБ на частоте 3,4 Гц и 0,8 дБ на частоте 3,9 Гц.

Расчет фильтра с двумя ИЖГ резонаторами и связью через боковую стенку. На рис. 17.08.3 показаны размеры экспериментального фильтра типа, приведенного на рис. 17.07.4а, со связью через боковую стенку. Поскольку разделяющая стенка со щелью легко снимается, то можно было испытывать стенку различной толщины с различными размерами щели. ИЖГ сферы закреплялись на диэлектрических стержнях так, что их можно было поворачивать относительно оси [110] для достижения синхронной настройки. Такой способ регулировки предусматривался, главным образом, потому, что предполагалось впоследствии переделать этот фильтр в трехрезонаторный, и желательно было иметь средства для настройки резонаторов друг относительно друга.

Следует заметить, что внутренние полосковые проводники (см. рис. 17.08.3) размещены ближе к разделяющей стенке, чем к внешним стенкам, чтобы можно было поддерживать требуемую связь между сферами, оставляя все же последние под проводниками.

При расчете размеров полосковых линий, соответствующих выбранному значению волнового сопротивления $Z'_0 = 50 \text{ ом}$, сначала определялась нормированная емкость линии на единицу длины C'_0/e по формуле

$$\frac{C'_0}{e} = \frac{376,7}{\sqrt{\epsilon_r} Z'_0}, \quad (17.08.3)$$

где ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость среды распространения. Затем были выбраны размеры t , b , $s_1/2$ и $s_2/2$, указанные на рис. 17.08.4, и по формуле

$$\frac{\omega}{b} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{b}\right) \left[\frac{C'_0}{2\epsilon} - \left(\frac{C'_{f0}}{\epsilon}\right)_1 - \left(\frac{C'_{f0}}{\epsilon}\right)_2 \right] \quad (17.08.4)$$

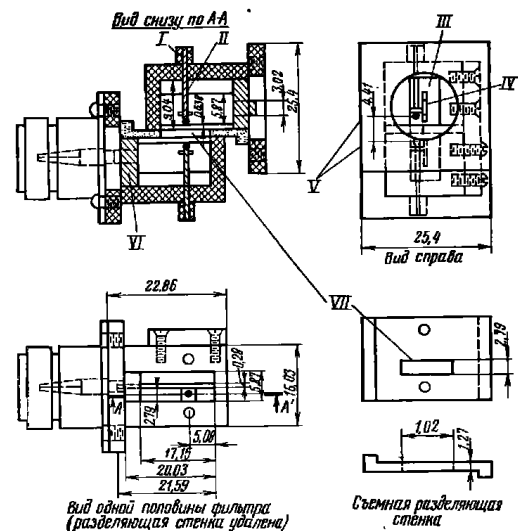


Рис. 17.08.3. Конструкция двухрезонаторного фильтра типа, приведенного на рис. 17.07.4а.

I — поворотная головка для вращения сферы; II — диэлектрический стержень для крепления сферы; III — диэлектрическая опора удалена; IV — полосковый проводник; V — ИЖГ-сферы $\varnothing 1,87$; VI — диэлектрическая опора для центрального проводника; VII — апертура. Все размеры в мм.

рассчитывалась ширина линии ω , необходимая для получения требуемого волнового сопротивления линии Z'_0 . В этой форму-

ле $(C_{fo/e})_1$ и $(C_{fo/e})_2$ — нормированные краевые емкости, полученные из графиков на рис. 5.05.10 при $s/b=s_1/b$ и $s/b=s_2/b$ соответственно.

В рассматриваемом экспериментальном фильтре использовались ИЖГ сферы диаметром 1,88 мм; расстояние d между полосковым проводником линии и наружными пластинами было равно 2,8 мм. Из рис. 17.07.6 видно, что указанные размеры дают достаточно низкое теоретическое значение внешней добротности, примерно равное 150. Измеренные значения Q_e в этой структуре колебались от 212 до 236. Такие относительно высокие величины добротностей без сомнения обусловлены в основном тем, что сферы размещены ближе к краям полосковых проводников,

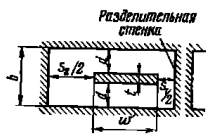


Рис. 17.08.4. Обозначение размеров полосковой линии для фильтра, приведенного на рис. 17.08.3

а не к их центрам. Размер щели поддерживался постоянным, а изменялась толщина разделяющей стенки (см. рис. 17.08.3) до получения чебышевской характеристики с малой величиной пульсаций.

ТАБЛИЦА 17.08.1
ИЗМЕРЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВУХРЕЗОНАТОРНОГО ФИЛЬТРА СО СВЯЗЬЮ ЧЕРЕЗ БОКОВУЮ СТЕНКУ (СМ. РИС. 17.08.3)

f_0 , Гц	(LA) дБ	кся (миним.)	Q_e (вычисленн. по измеренн. данным)	H_0 , д	Δf), МГц, на уровне	
					3 дБ	30 дБ
2,0	4,0	1,9	—	714,7	26	117
3,0	1,2	1,01	1500	1070	20	113
4,0	1,0	1,48	2050	1427	25	121

¹⁾ Приведенные значения полос были измерены на уровне 3 и 30 дБ ниже (LA) дБ

В табл. 17.08.1 и на рис. 17.08.5 приведены результаты экспериментального исследования фильтра. Кривые на рис. 17.08.5б получены для фиксированной частоты при изменении подмагничивающего поля. Как можно видеть из этого рисунка, паразитный провал характеристики ниже полосы пропускания более резко выражен, чем в случае фильтра со связью через верхнюю и нижнюю стенки, характеристика которого показана на рис. 17.08.2. Вероятно, более глубокие паразитные провалы характеристики обусловлены здесь слишком близким размещением сфер у краев полосковых линий. Используя более тонкую разделительную стенку между полосковыми линиями, можно передвинуть сферы глубже под полосковые проводники этих линий. Однако было найдено, что более

тонкая разделительная стенка уменьшает вносимые потери фильтра на резонансных частотах. Из рис. 17.08.5а и табл. 17.08.1 видно, что ширина полос фильтра на уровне 3 и 30 дБ остается

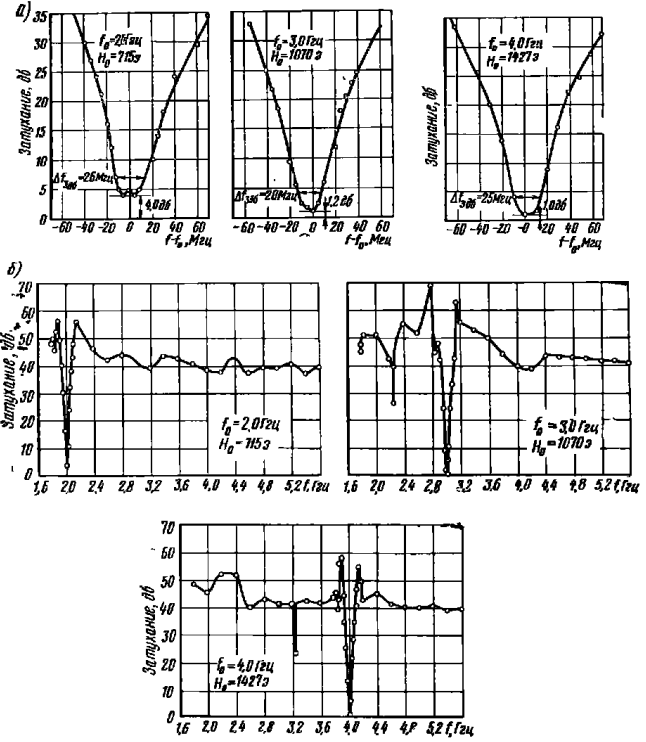


Рис. 17.08.5. Характеристики двухрезонаторного фильтра, приведенного на рис. 17.08.3:
а — поведение в полосе пропускания; б — поведение в полосе зашумления

почти постоянной при перестройке, в то время как характеристика изменяется. Она соответствует связи выше критической на нижней границе диапазона перестройки и связи ниже критической на

верхней его границе. Эти результаты согласуются с выводами, приведенными в конце § 17.07.

Одним несомненным преимуществом таких фильтров со связью через боковую стенку является то, что они позволяют использовать минимальный воздушный зазор электромагнита. Был изготовлен усовершенствованный вариант фильтра, показанного на рис. 17.08.3, для электромагнита которого требуется воздушный

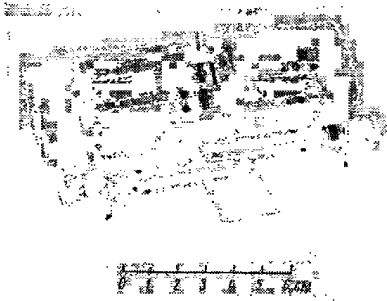


Рис. 17.08.6. Усовершенствованная модель фильтра, приведенного на рис. 17.08.3. Верхняя половина фильтра снята. Воздушный зазор между полюсами постоянного магнита составляет 6,6 мм

зазор только 6,6 мм. Фильтр сконструирован из двух половинок, разделяющихся по горизонтали в плоскости полосковых линий. Верхняя и нижняя половины изготовлены из отдельных латунных заготовок, а разделяющая стенка вмонтирована в одну из половинок конструкции. На рис. 17.08.6 показан этот фильтр со снятой верхней половиной. Прямоугольные выступы с обеих сторон в его середине предусмотрены для возможного использования при установке фильтра в электромагнит.

Экспериментальный фильтр с тремя ИЖГ резонаторами. Фильтр, показанный на рис. 17.08.3, был переделан в трехрезонаторного типа, приведенного на рис. 17.07.4б. Для этого первоначальная разделяющая стенка заменена более толстой стенкой (рис. 17.08.7), и в нее вставлена дополнительная ИЖГ сфера диаметром 1,88 мм, которую можно поворачивать вокруг оси [110]. Высота отверстия в разделяющей стенке, составляющая 2,8 мм, равна расстоянию d между полосковыми проводниками линий и смежными наружными пластинами. Таким образом, граничные условия для этой третьей сферы будут почти такими же, как и для

сфер, находящихся под полосковыми проводниками. Толщина разделяющей стенки выбрана такой, чтобы расстояния между центрами всех трех сфер были такими же, как и расстояние между центрами сфер в двухрезонаторном фильтре. Для получения опти-

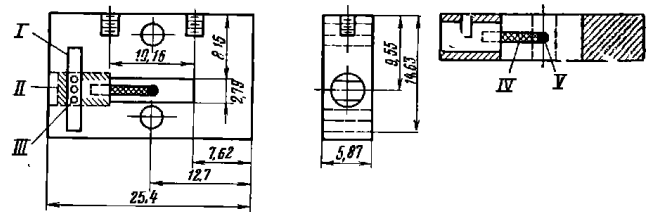


Рис. 17.08.7. Конструкция разделяющей стенки для трехрезонаторной модификации фильтра, приведенного на рис. 17.08.3.

I — щель шириной 1,27 мм; II — металлическая втулка для закрепления стержня, поддерживающего резонатор; III — отверстия под ключ для регулировки; IV — реколитовый стержень; V — резонатор. Все размеры в мм

мальной формы характеристики было бы желательно несколько откорректировать выбранные расстояния между сферами. Однако оказалось, что и принятые расстояния дают вполне приемлемые результаты.

На рис. 17.08.8 показан экспериментальный трехрезонаторный фильтр в собранном виде, но без магнита. Сначала два крайних резонатора настраивались примерно на середину их диапазона перестройки; при этом фильтр работал как двухрезонаторный. Затем настроечные стержни закрепились, добавлялся третий резонатор, который настраивался путем его вращения до получения симметричной характеристики. В рассматриваемом типе фильтра желательно отрегулировать резонаторы до получения такой их ориентации, когда устраняются температурные влияния анизотропии. В противном случае, если

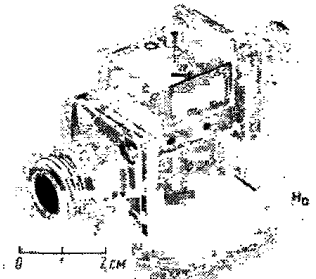


Рис. 17.08.8. Внешний вид трехрезонаторного фильтра в собранном виде. Постоянный магнит не показан. Стрелка указывает требуемое направление подмагничивающего поля H_0 .

сферы не имеют одинаковой ориентации осей кристаллической решетки, то при заметных изменениях температуры резонаторы могут иметь значительную расстройку друг относительно друга.

ТАБЛИЦА 17.08.2
ИЗМЕРЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРЕХРЕЗОНАТОРНОГО ИЖГ ФИЛЬТРА
(СМ. РИС. 17.08.8)

f_c , Гц	$(L_A)_{\text{млн}}$, дБ	Δf), Мгц на уровне		квс (миним.)	H_0 , э
		3 дБ	30 дБ		
2,0	3,5	32,9	91,4	2,50	610
2,5	1,7	34,2	90,1	—	867,1
3,0	1,7	33,6	90,6	1,23	990
4,0	1,4	30,9	87,2	1,10	1310
4,5	1,6	24,0	89,1	—	1586,8
7,0	1,6	29,6	—	—	—

* Приведенные значения полос были измерены на уровне 3 и 30 дБ ниже $(L_A)_{\text{млн}}$.

В табл. 17.08.2 и на рис. 17.08.9 даются экспериментальные характеристики фильтра. Затухание измерялось, как и раньше, при изменении магнитного поля в условиях поддержания постоянной частоты. Этот метод, во многом эквивалентный методу, при котором напряженность поля поддерживается постоянной, а изменяется частота, позволял значительно быстрее испытать фильтр. Заметим, что в фильтре заметно возросло затухание в полосе залипания, в то время как затухание в полосе пропускания увеличилось лишь незначительно.

Одно из важных положений, продемонстрированное рассмотренным опытным трехрезонаторным фильтром, заключается в том, что резонаторы могут сохранять настройку друг относительно друга, когда напряженность поля H_0 меняется. Трехрезонаторный фильтр, изготовленный ранее [4], не был таким удачным в этом отношении. По-видимому, аналогичные граничные условия для всех трех сфер в фильтрах типа, приведенного на рис. 17.07.4б, важны для сохранения условий синхронной перестройки.

Как и для двухрезонаторного фильтра, в рассматриваемом трехрезонаторном фильтре ширина полосы на уровне 30 дБ остается постоянной в пределах диапазона перестройки. Отношение полос на уровне 30 и 3 дБ равно примерно 2,8 в случае трехрезонаторного фильтра и 5 для двухрезонаторного. Хотя крутизна скатков характеристики трехрезонаторного фильтра стала значи-

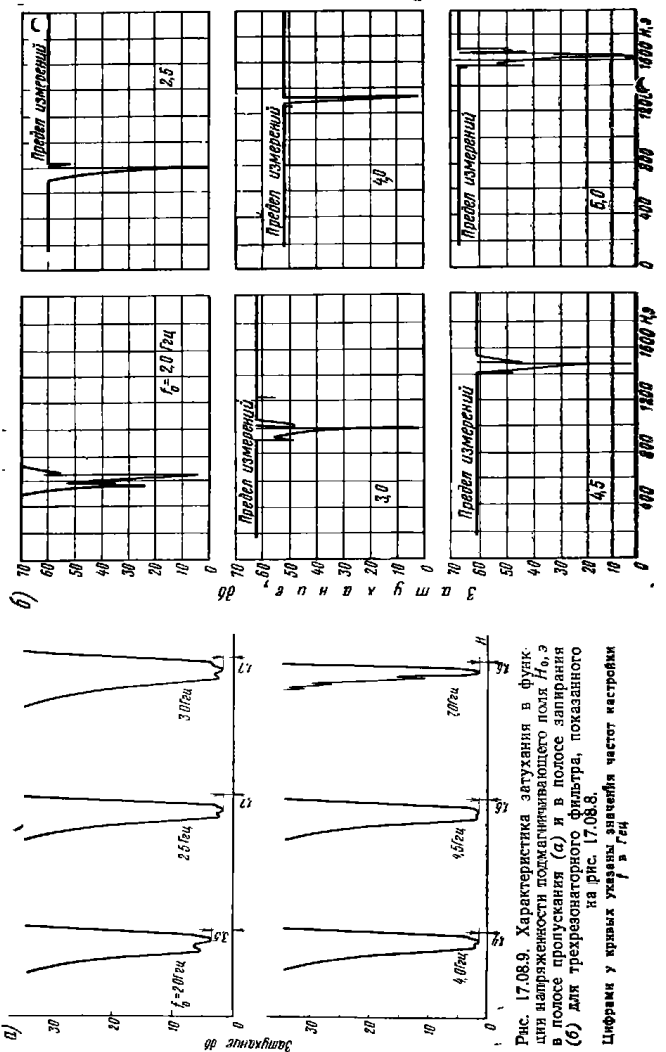


Рис. 17.08.9. Характеристика затухания в функции напряженности подмагничивающего поля H_0 , э в полосе пропускания (а) и в полосе залипания (б) для трехрезонаторного фильтра, показанного на рис. 17.08.8.
Цифрами у краев указаны значения частот настройки

тельно большей, в целом его характеристика оказалась, по-видимому, не оптимальной из-за наличия небольшой расстройки, а также потому, что ничего не было предпринято с целью оптимизации формы кривой в полосе пропускания. Для большинства случаев применения фильтров с перестройкой, вероятно, желательно рассчитывать их на основе соответствующих равноэлементных прототипов (см. § 11.07). Такие фильтры имели бы почти минимальные потери рассеяния в середине полосы при заданной полосе задержания на уровне 30 дБ (или на каком-то другом уровне). Для рассмотренного здесь трехрезонаторного фильтра ширина полосы на уровне 30 дБ была на 23% меньше ширины полосы двухрезонаторного фильтра, но затухание в середине полосы оказалось несколько больше. Дальнейшая оптимизация конструкции с тем, чтобы она соответствовала равноэлементному прототипу на данной частоте перестройки, позволит несколько уменьшить потери в середине полосы, по крайней мере, на указанной частоте.

17.09. Волноводные полоснопропускающие фильтры с магнитной перестройкой

На рис. 17.09.1а показан двухрезонаторный волноводный фильтр, аналогичный полосковому фильтру, изображенному на рис. 17.07.3. Ферромагнитные сферы находятся в сильном магнитном поле, так как они размещаются около короткозамкнутых стенок в волноводах. Сферы связаны при помощи удлиненной щели, которая параллельна оси волновода. При такой ориентации щели связь между волноводами оказывается очень небольшой, за исключением того случая, когда в сферах будет резонанс. Сферы размещаются в волноводе уменьшенной высоты для получения соответствующей связи между сферами и волноводами, а также уменьшения необходимой величины воздушного зазора электромагнита. Чтобы трансформировать сопротивление стандартных нагружающих волноводов в сопротивление волноводных секций уменьшенной высоты, используются ступенчатые трансформаторы.

На рис. 17.09.1б показана другая волноводная конфигурация, однорезонаторный вариант которой был рассмотрен Коцебу [25]. Она отличается от конфигурации на рис. 17.09.1а, главным образом тем, что в данном случае развязка между входом и выходом на нерезонансных частотах получается при применении круглого отверстия связи. Через это отверстие с помощью обеих линейных составляющих полей с круговой поляризацией, генерируемых сферами при резонансе (см. § 17.05), будет осуществляться связь между сферами. Волноводы располагаются под прямым углом друг к другу для увеличения развязки между входом и выходом на резонансных частотах. При таком расположении волноводов фильтр будет иметь одинаковую характеристику затухания при обоих направлениях передачи, но сдвиг фаз между последними со-

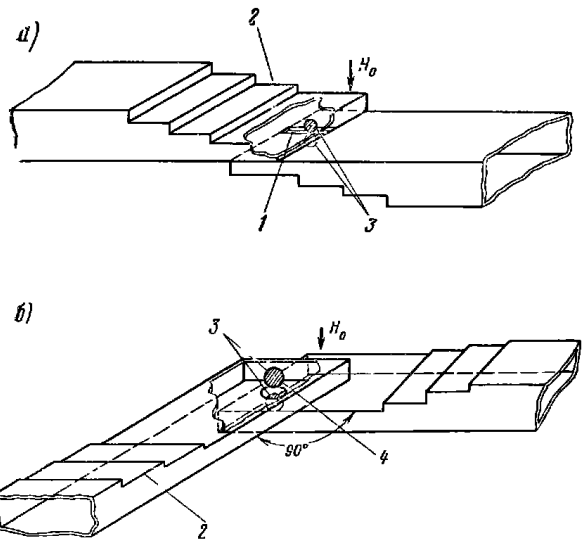


Рис. 17.09.1. Конфигурации двухрезонаторных фильтров:
 а — с перекрывающимися волноводами и удлиненной щелью связи;
 б — с волноводами, расположенными под прямым углом и связанными через круглое отверстие.
 1 — осевая щель в общей стенке между волноводами; 2 — ступенчатые трансформаторы между стандартным волноводом и волноводом с уменьшенной высотой; 3 — ферромагнитные резонаторы; 4 — круглая диафрагма в общей стенке между двумя волноводами

ставит 180° [6, 3]. В фильтре, показанном на рис. 17.09.1а, характеристики затухания и фазы не зависят от направления передачи.

Процесс проектирования волноводного фильтра с ферромагнитными резонаторами очень похож на процесс проектирования полосковых фильтров, рассмотренных в § 17.07. Картер [3] получил следующую формулу для внешней добротности ферромагнитного резонатора, помещенного в волноводе:

$$Q_e = \frac{60 \pi a b}{\mu_0 \omega_m V_m} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right). \quad (17.09.1)$$

Здесь λ_g — длина волны в волноводе; λ — длина волны в свободном пространстве; a и b — размеры волновода, указанные на

рис. 17.09.2, а другие параметры те же, что были определены при рассмотрении выражений (17.07.1) и (17.07.2).

На рис. 17.09.2 показаны зависимости добротности Q_e от диаметра ИЖГ сферы ($4\pi M_s = 1750$ гс), помещенной в различные волноводы стандартной высоты. Для пересчета значений Q_e , полученных из этого рисунка, для волноводов, высота которых не является стандартной, используется соотношение

$$Q_{e|b'} = Q_{e|b} \frac{b'}{b}, \quad (17.09.2)$$

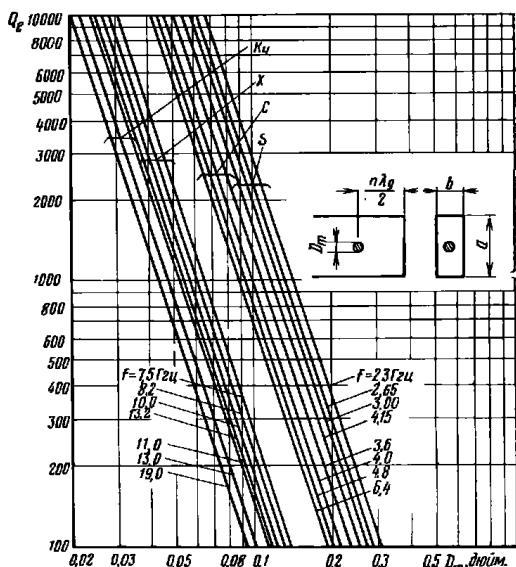


Рис. 17.09.2. Зависимость добротности Q_e сферического ИЖГ резонатора от диаметра D_m для случая его размещения в пучности магнитного поля короткозамкнутого прямоугольного волновода, работающего на волне TE_{10} .

K_u, X, C, S — кривые соответственно для K_u диапазона ($a=15,55, b=7,76$ мм), X — диапазона ($a=2,25, b=10$ мм), C — диапазона ($a=46,8, b=21,6$ мм), S — диапазона ($a=71,0, b=33,5$ мм). Диаметр D_m измеряется в дюймах

где b — высота стандартного волновода; b' — высота используемого волновода; $Q_{e|b}, Q_{e|b'}$ — внешние добротности волноводов с высотой b и b' соответственно.

При пересчете величин для других материалов, а не ИЖГ используется соотношение

$$Q'_e = Q_e \frac{M_s}{M'_s}, \quad (17.09.3)$$

где M_s/M'_s — отношение намагниченностей насыщения для ИЖГ и для используемого материала соответственно; Q_e — внешняя добротность для ИЖГ, получаемая из рис. 17.09.2; Q'_e — внешняя добротность для фактически используемого ферромагнитного материала.

На рис. 17.09.3 приведены теоретические и экспериментальные данные для внешней добротности ИЖГ сфер в волноводе X -диапазона с уменьшенной в четыре раза высотой (относительно стандартной). Этот рисунок иллюстрирует довольно хорошее соответствие теоретических и экспериментальных результатов. Однако, как и для полосковой конструкции, рассмотренной в § 17.08, можно ожидать, что наличие отверстия или щели, смежных с резонатором, увеличит его внешнюю добротность примерно на 20% или несколько более.

Надлежащее расстояние между сферами и размеры отверстия связи определяются так же, как было описано в §§ 17.07 и 17.08. Приближенные размеры можно найти путем пересчета расстояний между сферами и размеров отверстий, полученных для примера § 17.08, используя методы, изложенные в § 17.07. Вначале желательно выбирать размер отверстия несколько меньше требуемого (например, в случае удлиненной щели взять более узкую щель, чем необходимо), а затем увеличивать его вплоть до обеспечения нужной формы характеристики в полосе пропускания (или коэффициента связи).

Как было отмечено в § 17.05, связь с магнитоэлектрическими колебаниями высшего порядка в ферромагнитном резонаторе увеличивается с ростом частоты. В работе Флетчера и Солта [18] показано, что эта связь сильно зависит от диаметра сферы по отно-

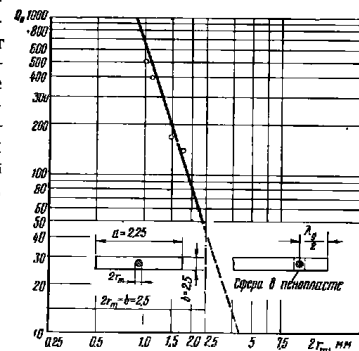
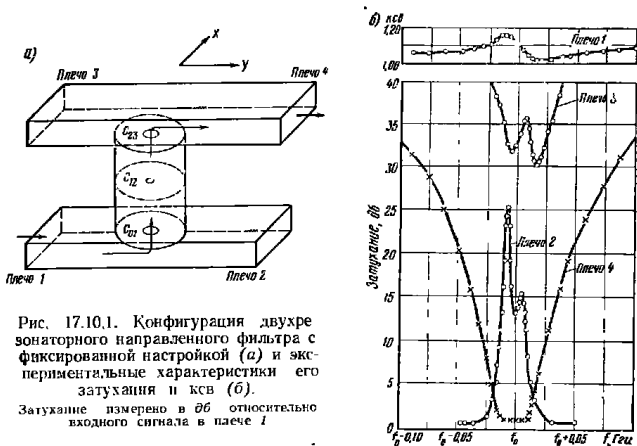


Рис. 17.09.3. Теоретические (сплошная линия) и экспериментальные (светлые кружки) значения добротностей Q_e ИЖГ-резонаторов, определенные для частоты 10^9 гц в волноводе X -диапазона стандартной ширины и с уменьшенной высотой. $2r_m$ — диаметр сферы. Все размеры в мм

шению к длине волны. Таким образом, для одинакового уровня паразитного искажения характеристики при прочих равных условиях в фильтрах, рассчитанных для работы в X -диапазоне или более высоком диапазоне, должны использоваться сферы меньшего диаметра, чем в фильтрах S -диапазона.

17.10. Направленные фильтры с магнитной перестройкой, обладающие свойствами циркулятора

На рис. 17.10.1а показан волноводный направленный фильтр, рассмотренный в гл. 14. В этом фильтре используются цилиндрические резонаторы с круглыми отверстиями связи, через которые может распространяться при резонансе волна TE_{11} с круговой по-



ляризации. Первое и последнее отверстия прорезаются в тех участках стенок прямоугольных волноводов с основной волной TE_{10} , где магнитное поле имеет круговую поляризацию на резонансной частоте объемных резонаторов. Вследствие круговой поляризации в резонаторах и в отверстиях связи сигнал следует от плеча 1 через резонаторы к плечу 4 (когда резонаторы находятся в режиме резонанса), а в плечах 2 и 3 он (теоретически) не передается. На нерезонансных частотах весь сигнал следует от плеча 1

— 472 —

в плечо 2. На рис. 17.10.1б приведены измеренные характеристики затухания при передаче от плеча 1 к плечу 2, 3 и 4 для двухрезонаторного фильтра рассматриваемого типа. На том же рисунке представлена кривая ксв для плеча 1. Теоретически такой тип фильтра будет всегда согласован в любом из своих плеч, если три других плеча подключены к волноводным нагрузкам с ксв, равным единице.

На рис. 17.10.2а показан двухрезонаторный направленный фильтр с магнитной перестройкой, который способен давать такие же характеристики затухания, как приведенные на рис. 17.10.1б, если его входом служит плечо 1. Уже отмечалось выше, что в случае фильтров, показанных на рис. 17.09.1, сферические ферромагнитные ИЖГ резонаторы размещаются в волноводе с уменьшенной высотой, чтобы увеличить связь между волноводами и сферами, а ступенчатые трансформаторы используются для согласования волноводов с уменьшенной высотой и нагружающих волноводов со стандартной высотой. ИЖГ сферы размещаются в тех точках волновода, где переменное магнитное поле будет иметь круговую поляризацию.

При ферромагнитном резонансе переменное магнитное поле с круговой поляризацией в первом волноводе возбуждает сильный магнитный момент с круговой поляризацией в первой сфере (см. § 17.05). Этот магнитный момент, в свою очередь, создает сильное магнитное поле с круговой поляризацией, с помощью которого осуществляется связь через круглое отверстие со второй сферой. Тогда во второй сфере будет возбуждаться сильный магнитный момент с круговой поляризацией, который вызовет излучение энергии из плеча 4. Таким образом, фильтр, представленный на рис. 17.10.2а, будет работать в основном так же, как и фильтр на рис. 17.10.1а, если мощность подается в плечо 1. Основное отличие заключается в том, что в одном фильтре используются явления резонанса при круговой поляризации полей в *электромагнитных* резонаторах, а в другом — явления резонанса при круговой поляризации полей в *ферромагнитных* резонаторах.

Если сигнал подается в плечо 4 фильтра, изображенного на рис. 17.10.1а, то его характеристики передачи будут такими же, как показано на рис. 17.10.1б, но в этом случае кривая, относящаяся к плечу 4, будет соответствовать плечу 1 и т. д. Это необходимо подчеркнуть, так как данный фильтр является взаимным устройством. В то же время, как было отмечено в § 17.05, ферромагнитные резонаторы не являются взаимными элементами цепи. В результате, если сигнал подается в плечо 4 фильтра, приведенного на рис. 17.10.2а, то магнитные поля будут иметь другое направление круговой поляризации при резонансе и сигнал будет передаваться в плечо 3 вместо плеча 1, как было бы в случае фильтра, приведенного на рис. 17.10.1а. Следовательно, при резонансе мы можем получить передачу от плеча 1 к плечу 4; от плеча 4 к плечу 3; от плеча 3 к плечу 2; от плеча 2 к плечу 1. Поэто-

— 473 —

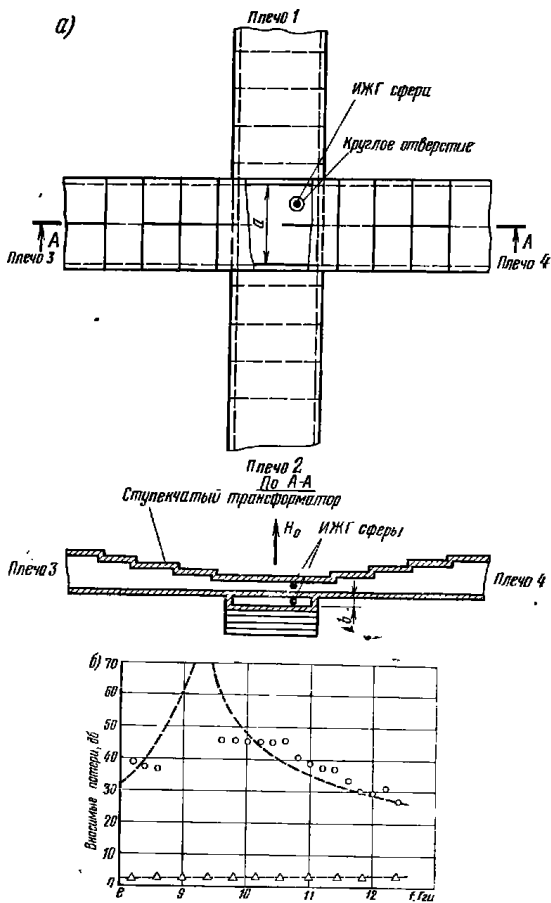


Рис. 17.10.2. Конфигурация направленного фильтра-циркулятора с магнитной перестройкой (а) и его теоретические и экспериментальные характеристики (б).

Теоретические характеристики показаны пунктиром; экспериментальные: треугольниками — передача в прямом направлении (от плеча 1 к плечу 4), светлыми кружками — передача в обратном направлении (от плеча 4 к плечу 1). Магнитное поле регулировалось для получения резонанса на каждой частоте, на которой проводилось измерение

му при резонансе такое устройство можно использовать как циркулятор. Если бы направление подмагничивающего поля H_0 изменилось на обратное, то направление передачи при резонансе также изменилось бы на обратные, т. е. сигнал мог бы следовать от плеча 4 к плечу 1 и т. д. Таким образом, данное устройство может служить и в качестве магнитоуправляемого переключателя.

Величина обратной развязки, например, между плечами 4 и 1 при резонансе зависит от того, насколько идеальна поляризация магнитных полей около резонаторов. Так, если резонаторы размещены в тех точках волноводов, где поля имеют эллиптическую поляризацию, то при основной передаче от плеча 4 в плечо 3 будет также иметь место некоторая передача через резонаторы к плечу 1. Это объясняется следующим образом. Любое поле с эллиптической поляризацией можно разложить на два поля с круговой поляризацией, но с противоположными направлениями вращения. Поле с соответствующим для возбуждения сфер направлением круговой поляризации будет проходить к другому волноводу.

Патэл (Patel) [27] подробно исследовал однорезонаторные фильтры типа, представленного на рис. 17.10.2а. В его фильтрах единственная ИЖГ сфера была так размещена в центре отверстия связи между волноводами, что одна ее половина находилась в верхнем, а другая — в нижнем волноводе. Кроме того, Патэл провел исследование по определению оптимального размещения сферы в волноводе, чтобы получить наилучшую круговую поляризацию переменных магнитных полей в пределах полосы волновода. Это очень важное исследование, так как для любого заданного положения сферы идеальную круговую поляризацию можно получить только на одной частоте, а следовательно, желательно, чтобы эллиптичность магнитных полей на верхней и нижней границах требуемого частотного диапазона перестройки была минимальной. Патэл показал, что оптимальным оказывается размещение ферромагнитного резонатора примерно на расстоянии $a/4$ от боковой стенки волновода, где a — ширина волновода.

На рис. 17.10.2б приведены экспериментальные точки и теоретические кривые, полученные Патэлом для однорезонаторного фильтра типа, представленного на рис. 17.10.2а. Эти данные характеризуют изменение прямых и обратных потерь при резонансе. Верхняя пунктирная кривая иллюстрирует изменение теоретических значений обратных потерь (развязки) при резонансе в функции частоты перестройки, которое явилось результатом эллиптичности поляризации магнитного поля. Отметим, что теоретическая кривая развязки стремится к бесконечности на частоте примерно 9,3 Гц, на которой поляризация является круговой. Нижняя пунктирная кривая показывает изменение прямых вносимых потерь при резонансе при перестройке фильтра во всей полосе. Когда магнитное поле не имеет чисто круговой поляризации, будет иметь место некоторая утечка мощности в плечо 2 при резонансе (если

сигнал подается в плечо l). Но эти потери мощности очень малы, так что приведенные на указанном рисунке вносимые потери в основном обусловлены потерями рассеяния в резонаторе.

Расчет направленных фильтров с магнитной перестройкой может быть выполнен в основном так же, как и для случаев, описанных в §§ 17.07—17.09. Патэл [27] получил следующую формулу для внешней добротности ферромагнитного резонатора в направленном фильтре:

$$Q_e = \frac{Z_0}{\mu_0 \omega_m V_m (k_x^2 + k_y^2)}, \quad (17.10.1)$$

где

$$k_x = \frac{\pi}{2a} \sin \frac{\pi x}{a}; \quad k_y = -\frac{\pi}{2a} \left(\frac{\lambda_g}{2a} \right) \cos \frac{\pi x}{a}, \quad (17.10.2)$$

а другие величины определены на рис. 17.09.2. Параметры k_x и k_y характеризуют относительную напряженность переменного магнитного поля около резонатора в поперечном и в продольном направлениях соответственно, если резонатор размещен на расстоянии x от боковой стенки волновода. Для круговой поляризации $|k_x| = |k_y|$.

Патэл не дает четкого определения волнового сопротивления волновода Z_0 в ф-ле (17.10.1). Однако можно показать, что если $x = a/2$ (при этом $k_x = \pi/2a$ и $k_y = 0$), то ф-ла (17.10.1) сводится к ф-ле (17.09.1) Картера, но умноженной на два⁴). Тогда ф-лу (17.10.1) можно представить в виде

$$Q_e = \frac{120 \pi ab}{\mu_0 \omega_m V_m \left[\left(\sin \frac{\pi x}{a} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_g}{2a} \cos \frac{\pi x}{a} \right)^2 \right]} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right). \quad (17.10.3)$$

Используя оптимальные, согласно работе Патэла, расстояние от боковой стенки волновода ($x = a/4$) и полагая $\lambda_g/2a = 0,870$ (что характерно для средней частоты рабочего диапазона волновода), получаем

$$Q_e' = 2,28 Q_e, \quad (17.10.4)$$

где Q_e — добротность, определяемая по данным § 17.09. Таким образом, с помощью соотношения (17.10.4) и данных рис. 17.09.2, используемых, как это описано в § 17.09, можно определить размеры волновода и сферы, необходимые для получения требуемых

⁴ Когда $x = a/2$ и волновод замкнут накоротко (см. рис. 17.09.2), то эквивалентная схема будет такой, как на рис. 17.11.2б, но в ней линия справа будет закорочена. В этом случае $Q_e = b/Y_0$. Если короткого замыкания нет, как в рассматриваемом случае, то $Q_e = 2b/Y_0$, поскольку параллельный контур будет включен последовательно с двумя линиями.

значений внешней добротности. Как указывалось в § 17.07, наличие отверстий связи между резонаторами будет приводить к некоторому возрастанию внешней добротности Q_e (вероятно, примерно на 20%). Поэтому при определении размеров сферы нужно сделать некоторый допуск, чтобы учесть это явление.

Когда проектировщик определил диаметр ферромагнитных резонаторов и размеры волновода, остается рассчитать, в случае надобности, ступенчатые трансформаторы, такие, как на рис. 17.10.2. Это можно осуществить с помощью табл. 6.02.2—6.02.3, а также табл. 6.04.1—6.04.4. Поправка на краевые емкости в ступенчатых неоднородностях находится с использованием методики, описанной в § 6.08.

Необходимый диаметр отверстий связи между резонаторами для фильтра типа, показанного на рис. 17.10.2а, можно определить экспериментально, вырезав вначале относительно небольшое отверстие, а затем увеличивая его диаметр до тех пор, пока не получится требуемая форма характеристики. Если величина внешней добротности резонаторов была выбрана таким образом, чтобы она соответствовала заданному прототипу нижних частот и заданной относительной ширине полосы, то требуемую форму характеристики и ширину полосы можно получить, увеличивая размеры отверстия связи между резонаторами до получения надлежащего коэффициента связи между резонаторами.

17.11. Полоскозапирающие фильтры с магнитной перестройкой

На рис. 17.11.1 показан один из типов полоскового полоскозапирающего фильтра с магнитной перестройкой, обладающего узкой полосой запираания с высоким затуханием. В этом фильтре сферы из ферромагнитного материала, например ИЖГ, размеща-

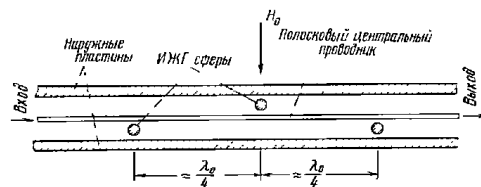


Рис. 17.11.1. Конфигурация полоскового полоскозапирающего фильтра с магнитной перестройкой

ются так между смежной наружной пластиной и центральным полосковым проводником, чтобы магнитное поле около него было связано со сферами. Каждая сфера тогда будет иметь индуктив-

ную связь с линией передачи, как представлено в эквивалентной схеме на рис. 17.11.2а. Следует отметить, что эта эквивалентная схема не учитывает потерь рассеяния в резонаторе.

Когда частота сигнала и напряженность подмагничивающего поля H_0 таковы, что сферы окажутся в режиме резонанса, эквивалентная схема связанного резонатора будет такой, как на рис. 17.11.2 б.

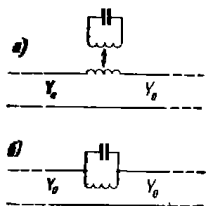


Рис. 17.11.2. Эквивалентные схемы для ИЖГ сферы, связанной с плосковой линией (см. рис. 17.11.1).
Потери в резонаторе не учитываются

17.11.2 б. Параметр крутизны b_j резонатора в этой схеме можно регулировать (в пределах технических возможностей), изменяя диаметр сферы или величину намагниченности ферромагнитного материала. Ферромагнитные резонаторы фильтра, приведенного на рис. 17.11.1, могут быть настроены путем изменения напряженности H_0 подмагничивающего поля.

Для того чтобы уменьшить до предела возможное нежелательное взаимодействие между сферами, второй резонатор помещен выше полоскового проводника линии, а две другие сферы — ниже его. Нужно ли так делать или нет, будет зависеть от размера сфер и расстояния до наружной пластины относительно длин волн в рабочем диапазоне частот.

Из эквивалентной схемы на рис. 17.11.2б видно, что рассматриваемый фильтр с магнитной перестройкой — того же самого типа, который был описан в § 12.04 и показан на рис. 12.04.2 (этот рисунок перенесен на рис. 17.11.3). Фильтры, рассчитанные при

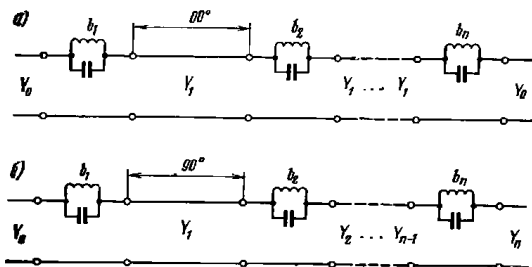


Рис. 17.11.3. Схемы полосозапирающих фильтров с последовательными ветвями и четвертьволновыми соединительными линиями:
а — случай, когда все проводимости линий Y_j одинаковы;
б — общий случай с неодинаковыми проводимостями соединительных линий

— 478 —

использовании соответствующих этому рисунку ф-л (12.04.10) — (12.04.18), обычно будут наиболее удобными в том случае, если они рассчитывались при постоянной волновой проводимости основной линии, равной проводимости нагрузки Y_0 . При этом условии для схемы на рис. 17.11.3а имеет следующее равенство:

$$Y_0 = Y_1 = \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_{n+1}} \quad (17.11.1)$$

Равенство (17.11.1) используется при любом прототипе нижних частот с максимально плоской характеристикой или при любом чебышевском прототипе с нечетным числом резонаторов n , описанных в § 4.05. Используя ф-лы (12.04.10) — (12.04.13), можно вычислить нормированные параметры крутизны резонаторов b_j/Y_0 . [в этих формулах w — относительная ширина полосы запырания, границы которой соответствуют частоте ω_1 для прототипа нижних частот (см. § 12.02)].

После того как определены нормированные параметры крутизны резонаторов b_j/Y_0 , необходимые параметры ферромагнитных резонаторов могут быть вычислены с помощью данных, приведенных ранее в этой главе. Если в схеме, представленной на рис. 17.11.2, линия передачи сразу же справа за резонатором закорочена, то при условии, что линия слева от резонатора нагружена на свою волновую проводимость Y_0 , добротность схемы будет равна

$$(Q_e)_i = \frac{b_i}{Y_0} \quad (17.11.2)$$

Работа каждого резонатора в отдельности в схеме, приведенной на рис. 17.11.1, при закороченной линии передачи с одной стороны испытываемой сферы и при согласованной линии передачи с другой стороны является как раз тем условием, при котором можно использовать кривые для внешней добротности, представленные на рис. 17.07.7, а также выражения (17.07.4) и (17.07.5).

Таким образом, используя в качестве ориентира значения внешних добротностей, определяемые выражением (17.11.2) вместе с данными § 17.07, можно найти требуемые диаметры резонаторов для заданных значений M_s . Если ненагруженные добротности резонаторов известны, то максимальное затухание в полосе запырания фильтра может быть рассчитано с помощью данных § 12.03. Если же ненагруженные добротности неизвестны, то их можно измерить путем поочередного помещения сфер в короткозамкнутую полосковую структуру на расстоянии $\lambda/2$ (или этого порядка) от места короткого замыкания, проведя измерения, как описано в § 11.02. С помощью этой методики можно также экспериментально проверить величину $(Q_e)_i$.

Один очевидный недостаток фильтра рассматриваемого типа заключается в том, что его расчет основывается на предположении о четвертьволновом расстоянии между резонаторами при резонансе. Если фильтр перестраивается в пределах очень широкого

— 479 —

диапазона, то его характеристика может заметно отличаться от идеальной, так как расстояния между резонаторами равны $\lambda_0/4$ только на одной частоте. Наиболее серьезным следствием этого может быть уменьшение максимального затухания ниже приемлемых уровней в некоторых частях диапазона перестройки. Таким образом, фильтры типа, показанного на рис. 17.11.1, пригодны лишь в тех случаях, когда требования к характеристике не очень строгие или когда диапазон перестройки относительно мал.

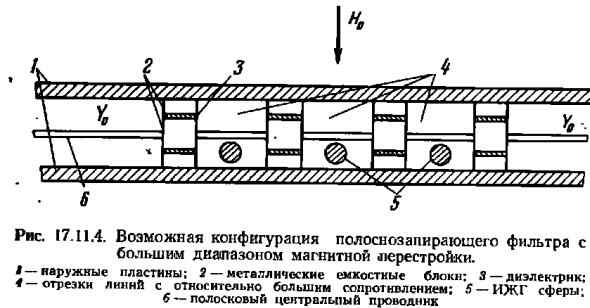


Рис. 17.11.4. Возможная конфигурация полоснозапирающего фильтра с большим диапазоном магнитной перестройки.
1 — наружные пластины; 2 — металлические емкостные блоки; 3 — диэлектрик;
4 — отрезки линий с относительно большим сопротивлением; 5 — ИЖГ-сферы;
6 — полководный центральный проводник

На рис. 17.11.4 представлена возможная конструкция фильтра с магнитной перестройкой, в которой указанные недостатки предыдущей структуры можно устранить путем увеличения связи со сферами. Без ферромагнитных резонаторов эта конструкция представляет в своей основе фильтр нижних частот с полусосредоточенными элементами, который может быть рассчитан с помощью методов, описанных в § 7.03. Она состоит из отрезков линий с низким сопротивлением, которые преимущественно работают как параллельные конденсаторы. Низкоомные отрезки линий чередуются с отрезками линий, обладающими относительно высоким сопротивлением, которые работают преимущественно как последовательные индуктивности.

Подобная структура должна быть рассчитана таким образом, чтобы ее частота среза была выше наивысшей интересующей нас частоты передачи. Когда в структуру вводятся ферромагнитные резонаторы (такие, как ИЖГ-сферы), то, за исключением частот ферромагнитного резонанса и его небольшой окрестности, они обычно оказывают небольшое влияние. При резонансе они вносят в схему очень большие последовательные сопротивления (как можно видеть из рис. 17.11.2), которые будут чередоваться с очень низкими параллельными сопротивлениями, и поэтому резонаторы обеспечат при этом почти максимально возможное затухание.

Другим преимуществом фильтра данного типа является то, что он значительно короче фильтра, показанного на рис. 17.11.1. Это особенно важно на низких частотах диапазона свч, так как если бы сферы были расположены на расстояниях в четверть длины волны, магнит должен был бы обладать очень большой поверхностью. В фильтре на рис. 17.11.4 диэлектрические прокладки размещены внутри металлических емкостных блоков, для того чтобы переменные магнитные поля около сфер были по возможности однородными¹⁾.

Поскольку ко времени написания настоящей книги подробная методика расчета фильтров типа, представленного на рис. 17.11.4, не была разработана, расчетные выражения (12.04.14) — (12.04.18) для рис. 17.11.3б должны оказаться полезными. Четвертьволновые соединительные линии с проводимостью Y_i работают как инверторы сопротивлений (см. § 8.03) с параметром $K_i = 1/Y_i$. Формулы (12.04.14) — (12.04.18) позволяют выбрать эти параметры инвер-

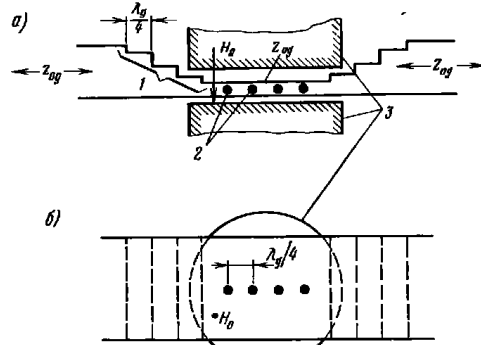


Рис. 17.11.5. Волноводный четырехрезонаторный полоснозапирающий фильтр с магнитной перестройкой: а — главный вид; б — вид снизу.
1 — широкополосные трансформаторы; 2 — ИЖГ-сферы; 3 — полюсы магнита

торов. Теперь из рис. 8.03.1г мы видим, что отрезок линии с параллельным конденсатором в середине может работать в качестве инвертора сопротивлений. Таким образом, с целью определения надлежащих размеров сфер и т. д. цепи между сферами в схеме на рис. 17.11.4 можно охарактеризовать инверторами сопротивлений типа, приведенного на рис. 8.03.1г.

¹⁾ Однако может оказаться предпочтительным вставить диэлектрические прокладки рядом с наружными пластинами, чтобы уменьшить до предела возможность прямой магнитной связи между сферами.

После разработки основной конструкции фильтра нижних частот проектировщик может рассчитать величины K_i и $Y_i = 1/K_i$, а затем использовать ф-лы (12.04.14)–(12.04.18) для определения требуемых нормированных параметров крутизны резонаторов. Наконец, исходя из величин b_i/Y_0 , определяются необходимые размеры с помощью изложенных выше методов.

До сих пор в этом параграфе рассматривались полосковые структуры. Однако те же принципы будут применимы к расчету волноводных полносозапирающих фильтров (рис. 17.11.5). Судя по опыту работы с волноводными полносозапирающими фильтрами (см. § 12.08), могут возникнуть некоторые трудности вследствие прямой связи между резонаторами. Чтобы избежать этой проблемы, высота волновода и размер сферы должны оставаться очень малыми по сравнению с четвертью длины волны.

Волиноводные фильтры типа, приведенного на рис. 17.11.5, можно рассчитывать, используя ту же методику, что и для фильтра на рис. 17.11.1, но только в этом случае рис. 17.07.6 и выражения (17.07.4) и (17.07.5) необходимо заменить на рис. 17.09.3 и выражения (17.09.2) и (17.09.3).

Можно также получить волноводные фильтры, аналогичные полосковому фильтру, показанному на рис. 17.11.4. Они могут иметь обычную форму фильтров на рифленых волноводах, рассмотренных в § 7.04, с ИЖГ сферами, помещенными в рифленые секции с высоким сопротивлением.

Литература

1. Harvard Univ. Radio Research Laboratory Staff, Very High-Frequency Techniques, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York (1947), pp. 769–795.
2. Steven R. L. Design of a Tunable Multi-Cavity Waveguide Band-Pass Filter, 1959 IRE National Convention Record, Part 3, pp. 91–112.
3. Matthaei G. L., Carter P. S. Jr., et al., Design Criteria for Microwave Filters and Coupling Structures, Chap. 28, Final Report, SRI Project 2326, Contract DA 36-039 SC-74862, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (January 1961).
- Сокращенное изложение этого материала можно найти в статье: P. S. Carter, Jr., Magnetically Tunable Microwave Filters Using Single-Crystal Yttrium-Iron-Garnet Resonators, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 252–260 (May 1961).
4. Carter P. S. Jr., Young L., Matthaei G. L. and Jones E. M. T. Microwave Filters and Coupling Structures, Third Quarterly Progress Report, Part II, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (October 1961).
5. Matthaei G. L., Young Leo and Carter P. S. Microwave Filters and Coupling Structures, Fifth Quarterly Progress Report, Part IV, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (May 1962).
6. Schiffman B. M., Carter P. S., Jr., and Matthaei G. L. Microwave Filters and Coupling Structures, Seventh Quarterly Progress Report, Part III, SRI Project 3527, Contract DA 36-039 SC-87398, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (October 1962).
7. Smith J. and Wijn H. P. Ferrites, John Wiley and Sons, Inc., New York (1959).
8. Soohoo R. F. Theory and Application of Ferrites, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J. (1960).

9. Carter P. S., Jr. and Flammer C. Unloaded Q of Single Crystal Yttrium-Iron-Garnet Resonators as a Function of Frequency, IRE Trans. PGMTT-8, pp. 570–571 (September 1960).
10. Douthett D. and Kaufman I. The Unloaded Q of a YIG Resonator from X-Band to 4 Millimeters, IRE Trans. PGMTT-9, pp. 261–262 (May 1961).
11. Nielsen J. W., Lepore D. A., Zneimer J., and Townsend G. B. Effect of Mechanical, Thermal, and Chemical Treatment of the Ferrimagnetic Resonance Linewidth on Lithium Ferrite Crystals, Jour. Appl. Phys., Vol. 33S, pp. 1379S–1380S (March 1962).
12. Bufler C. R. Resonance Properties of Single-Crystal Hexagonal Ferrites, Jour. Appl. Phys., Vol. 33S, pp. 1360S–1362S (March 1962).
13. Artin J. E. Microwave Resonance Relations in Anisotropic Single Crystal Ferrites, Proc. IRE, Vol. 44, pp. 1284–1293 (October 1956).
14. Dillon J. F. Ferrimagnetic Resonance in Yttrium Iron Garnet, Phys. Rev., Vol. 105, Second Series, pp. 759–760 (January 15, 1957).
15. Kooi C., Stinson D., Moss R., Bradley F., Freiberg L. Microwave Ferrites, Report LMSD-5036, Lockheed Missile Systems Division, Sunnyvale, California (1 July 1958).
16. Spencer E. G., LeGraw R. C., and Linares R. C. Low-Temperature Ferromagnetic Relaxation in Yttrium Iron Garnet, Phys. Rev. Vol. 123, Second Series, pp. 1937–1938 (September 15, 1961).
17. Fletcher P. C. and Bell R. O. Ferrimagnetic Resonance Modes in Spheres, Jour. Appl. Phys., Vol. 30, pp. 687–698 (May 1959).
- См. Сборник переводов «Ферриты в нелинейных СВЧ устройствах» под ред. А. И. Гуревича, ИЛ, 1961, стр. 497–528.
18. Fletcher P. C. and Solt I. H. Coupling of the Magnetostatic Modes, Jour. Appl. Phys., Vol. 30, pp. 181S–182S (April 1959).
- См. там же, стр. 563–567.
19. Suhl H. The Nonlinear Behavior of Ferrites at High Microwave Signal Levels, Proc. IRE, Vol. 44, pp. 1270–1284 (October 1946).
20. DeGrasse R. W. Low-Loss Gyromagnetic Coupling Through Single Crystal Garnets, J. Appl. Phys. Vol. 30, pp. 155S–156S (April 1959).
21. Sansalone F. J. and Spencer E. G. Low-Temperature Microwave Power Limiter, IRE Trans. MTT-9, pp. 272–273 (May 1961).
- См. Сборник переводов «Нелинейные свойства ферритов в полях СВЧ» под ред. А. Л. Микаэляна, ИЛ, 1963, стр. 177–183.
22. Rossol F. C. Power Limiting in the 4 kMc to 7 kMc Frequency Range Using Lithium Ferrite, Proc. IRE, Vol. 49, p. 1574 (October 1961).
23. Arams F. R., Grace M. and Okwit S. Low-Level Garnet Limiters, Proc. IRE, Vol. 49, pp. 1308–1313 (August 1961).
- См. то же, что в № 21, стр. 159–176.
24. Auer Martin. Novel Method to Orient Ferrimagnetic Single-Crystal Spheres, IRE Trans. PGMTT-10, p. 88 (January 1962).
25. Kotzebue K. L. Broadband Electronically-Tunable Microwave Filters, 1960 IRE WESCON Convention Record, Part I, pp. 21–27.
26. Carter P. S., Jr., Matthaei G. L. and Getsinger W. J. Design Criteria for Microwave Filters and Coupling Structures, Technical Report 8, Part II, SRI Project 2326, Contract DA 36-039 SC-74862, Stanford Research Institute, Menlo Park, California (October 1959).
27. Patel C. N. Magnetically Tunable Nonreciprocal Band-Pass Filters Using Ferrimagnetic Resonators, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 152–161 (May 1962).
28. Sato Y. and Carter P. S. A Device for Rapidly Aligning and Mounting Ferromagnetic Single Crystals Along any Desired Axis, IRE Trans. PGMTT-10, pp. 611–612 (November 1962).
29. Lax B. and Button K. J. Microwave Ferrites and Ferrimagnetics, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York (1961).
- Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферромагнетики. Изд-во «Мир», 1965.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Автоэлектронная эмиссия, т. 2, 324
 Боковой лепесток (диаграммы направленности), т. 1, 250
 Внешняя добротность, определение и основные соотношения, т. 1, 367÷369, 390, 432; т. 2, 283, 342, 347, 350, 451÷454, 470, 471
 —, измерение, т. 2, 117÷226
 Вносимые потери, т. 1, 44÷46 (см. также затухание)
 Внутренний квс, т. 1, 287÷293
 Волновод, волновое сопротивление, т. 1, 171
 —, добротность, т. 1, 172÷174 (см. также ненагруженная добротность и волноводные резонаторы)
 —, допустимая мощность, т. 1, 174; т. 2, 334
 —, затухание, т. 1, 172, 173
 —, коэффициент распространения, т. 1, 171
 —, критическая длина волны, т. 1, 171; т. 2, 000
 —, прямоугольный с волной TE_{m0} , волновое сопротивление, т. 1, 171
 — — —, добротность, т. 1, 173÷174 (см. также ненагруженная добротность и волноводные резонаторы)
 — — — —, допустимая мощность, т. 1, 174; т. 2, 323÷333
 — — — —, затухание, т. 1, 172, 173
 — — — —, критическая длина волны, т. 1, 171
 — — — —, частота, т. 1, 172
 Волноводные резонаторы, прямоугольные, т. 1, 210÷212
 — —, —, добротность т. 1, 211, 212
 — —, —, резонансная частота, т. 1, 210
 — —, цилиндрические, т. 1, 212÷214
 — —, —, добротность, т. 1, 214
 — —, —, резонансная частота, т. 1, 213
 Волноводные соединения со связью через диафрагму, дипольные моменты, определение, т. 1, 197÷199
 — — — —, коэффициент поляризуемости, т. 1, 198÷200
 — — — —, — магнитный, для типичных форм диафрагм, т. 1, 200
 — — — —, —, определения, т. 1, 198
 — — — —, —, поправки на размеры и толщину диафрагм, т. 1, 209
 — — — —, —, электрический, для типичных форм диафрагм, т. 1, 199
 — — — —, —, четырехполюсное соединение круглых волноводов, т. 1, 203.

— — — — —, — —, прямоугольных волноводов, т. 1, 201, 202
 — — — — —, — —, шестиполосное соединение прямоугольных волноводов, т. 1, 205, 207, 208
 — — — — —, — —, прямоугольного и круглого волноводов, т. 1, 206
 Волноводные фильтры со связью через диафрагмы, полосоизбирательные, т. 2, 198÷204
 — — — — —, — —, полосопропускающие, т. 1, 382÷393, 405, 406, т. 2, 24, 28÷30, 283÷298, 333÷358, 427÷432
 Волновое сопротивление волновода (по полю), т. 1, 171
 — — — для волн TE_{m0} , т. 1, 171
 — — — для волны TE_{11} , т. 1, 171
 — — — для четного и нечетного типов колебаний, т. 1, 156÷169; т. 2, 242÷246
 — — коаксиальной линии, т. 1, 150, 151
 — —, оптимизированное для полуволновых фильтров с реактивными связями, т. 2, 48÷54
 — — передающей линии с волной TEM , т. 1, 148, 149
 — — полосковой передающей линии, прямоугольной, т. 1, 152, 153
 — —, связь с характеристическим сопротивлением, т. 1, 53
 Временная задержка, т. 1, 21÷24, 293÷296 (см. также цепи временной задержки и групповая задержка)
 Входное сопротивление (проводимость), расчет т. 1, 43, 67÷68
 — —, свойства, т. 1, 30
 Гибридные соединения (см. направленные ответвители)
 Гребенчатые фильтры, т. 1, 420÷427, 436÷438; т. 2, 389÷399
 Групповая задержка, т. 1, 22, 293÷299
 — —, характеристики ступенчатых фильтров, т. 1, 295÷297
 — —, — фильтров-прототипов нижних частот, т. 1, 99÷111, 139 (см. также цепи временной задержки)
 Групповая скорость, т. 1, 24, 294
 Декремент, т. 1, 113÷118; т. 2, 142÷174
 —, определения, т. 1, 113; т. 2, 142, 157
 Делитель мощности, т. 2, 365, 366
 Диплексеры, т. 2, 401÷409
 Дипольные моменты, т. 1, 197, 198
 Длина волны (см. критическая длина волны)
 — — в волноводе, т. 1, 171÷147
 — — — —, таблица, показывающая связь между длиной волны в свободном пространстве, критической длиной волны и длиной волны в волноводе, т. 1, 278
 Добротность, определение, т. 1, 182÷184, 366, 432 (см. также внешняя добротность и ненагруженная добротность)
 Дольфа—Чебышева, решетка (см. решетка)
 Допустимая импульсная мощность волновода, т. 1, 174; т. 2, 323÷326
 — — — — волноводных направленных ответвителей, т. 2, 276, 277
 — — — — для 90-градусных углов, т. 2, 327÷329
 — — — — для оптимальных 180-градусных углов, т. 2, 327, 328
 — — — — коаксиальных линий, т. 1, 152
 — — — — полосковой линии со скругленным внутренним проводником, т. 1, 155
 — — — — поправочные коэффициенты, т. 2, 326
 — — — — фильтров вафельного типа, т. 2, 358, 364, 365
 — — — — с объемными резонаторами, т. 2, 333÷343
 Емкостные диафрагмы (см. емкостные неоднородности и элементы связи)
 Емкостные неоднородности и элементы связи, крайние емкости ступенек и полосковых проводников, т. 1, 160÷166, 176÷178, 181, 182
 — — — —, поправка на краевую емкость скачка в ступенчатых трансформаторах, т. 1, 258÷262

— — — — —, последовательные емкостные зазоры, т. 1, 376÷377, 416, т. 2, 21÷24

Емкость, краевая (см. краевая емкость)

Задержка (см. групповая задержка, фазовая задержка и цепи временной задержки)

Замедляющие структуры, т. 1, 21÷24 (см. также цепи временной задержки)

Затухание из-за потерь рассеяния (см. потери рассеяния)

—, определение, общее, т. 1, 44, 45

—, — характеристического затухания, т. 1, 53÷57

—, — передающих линий на единицу длины, волновода, т. 1, 172, 173

—, — — — —, коаксиальной линии, т. 1, 150÷152

—, — — — —, с волной ТЕМ, т. 1, 148, 149

—, — — — —, полосковой линии, прямоугольной, т. 1, 154

—, приближенный расчет в полосе запаривания прототипов нижних частот, т. 1, 141, 142

—, связь с ненагруженной добротностью, т. 1, 149, 290

—, характеристики ступенчатых фильтров и трансформаторов, максимально плоская и чебышевская, т. 1, 220÷231, 294÷298

—, — — — —, максимально плоская характеристика времени задержки, т. 1, 294÷298

—, характеристики фильтров нижних частот с сосредоточенными элементами, максимально плоская и чебышевская, т. 1, 78÷85

—, — — — —, максимально плоская характеристика времени задержки, т. 1, 105

—, характеристическое, т. 1, 53÷57

Идеальное сочленение двух передающих линий, определение, т. 1, 218

ИЖГ, иттриево-железистый гранат (см. ферромагнитные резонаторы)

Избыточные потери, определение, т. 1, 221 (см. также затухание)

Изменения уровня сопротивлений и шкалы частот, т. 1, 86

Измерения внешних и ненагруженных добротностей и параметров инверторов, т. 2, 117÷126

— коэффициентов связи, т. 2, 127÷130

Иммитанс, т. 2, 248

Инвертор проводимостей (см. инвертор сопротивлений)

Инвертор сопротивлений (см. также инвертор проводимостей) в полосоазапаривающих фильтрах, т. 2, 185÷188

— — в полосопротускающих фильтрах, т. 1, 365÷370, т. 2, 10÷12, 102÷109

— — в прототипах нижних частот, т. 1, 132÷136, т. 2, 102÷109

— —, приближенные схемы, т. 1, 370÷375; т. 2, 397

— —, связь с перепадами сопротивлений в ступенчатых трансформаторах, т. 1, 219

Индуктивные диафрагмы и штыри (см. индуктивные неоднородности и элементы связи)

Индуктивные неоднородности и элементы связи, волноводные сочленения со связью через диафрагму, т. 1, 196÷210, 385, 390, 391; т. 2, 25, 287÷290

— — — — —, скачок и изгиб в полосковой линии, т. 1, 176, 177

— — — — —, шлейфы в полосковой линии, т. 1, 395, 396

— — — — —, штыри в коаксиальной линии и в волноводе, т. 2, 24, 25

Искажение полосы пропускания широкополосных полосопротускающих фильтров с реактивными связями, т. 2, 32, 33

Иттриево-железистый гранат с частичным замещением иттрия галлием, Ga ИЖГ (см. ферромагнитные резонаторы)

Коаксиальная линия, волновое сопротивление, т. 1, 150, 151

— —, добротность, т. 1, 150÷152

— —, допустимая мощность, т. 1, 152

— —, затухание, т. 1, 150, 151

— —, критическая частота для колебаний ТЕМ, т. 1, 152

Кольцевой резонатор бегущей волны, т. 2, 282, 305÷307, 312, 313

Комплексная частота, т. 1, 26÷29

Коэффициент отражения, определение и основные соотношения, т. 1, 41÷43, 46÷50

— — от сочленений ступенчатого трансформатора, т. 1, 220, 229, 247÷255 (см. также квс)

— — передачи мощности, т. 1, 19÷20, 112÷131, 169÷174 (см. также рабочий коэффициент потерь мощности)

— поглощения, т. 1, 268

— распространения

— — в волноводе, т. 1, 171÷173

— — в передающей линии с волной ТЕМ, т. 1, 148÷150

— — характеристический, определение, т. 1, 53÷57

— связи (между резонаторами), определение и основные соотношения, т. 1, 367÷369, 391, 429, 433; т. 2, 283, 347, 349, 351, 456

— —, измерение, т. 2, 127÷130

— — связи по мощности, т. 2, 287

— — по напряжению, т. 2, 223, 306, 307

— уменьшения полосы пропускания

— — — — — полуволновых фильтров с реактивными связями, т. 2, 32

— — — — — шлейфовых направленных ответвителей, т. 2, 257, 258

— фазы (см. коэффициент распространения)

Коэффициенты матрицы рассеяния, т. 1, 48÷50, 201÷208; т. 2, 268

— — передачи, т. 1, 41÷43, 45, 46

— — поляризуемости, электрические, т. 1, 198, 199

— — — — —, магнитные, т. 1, 198, 200

Краевая емкость от линий и ступенек, графики, т. 1, 160÷166, 175, 176, 178, 181

Крестообразные сочленения (см. Т-образные сочленения)

Кристаллические оси ферромагнитных резонаторов, т. 2, 438÷440, 445÷446

Критическая длина волны волновода, т. 1, 171, 278; т. 2, 335

— — — — — первого колебания высшего порядка в коаксиальной линии, т. 2, 335

— — — — — в полосковой линии, т. 1, 155, 156

Критическая частота волновода, т. 1, 172

— — — — — первого колебания высшего порядка в коаксиальной линии, т. 1, 152

Квс сочленения, т. 1, 219, 220, 229, 262; т. 2, 19

— реактивной неоднородности, т. 2, 16÷20, 33÷36

Лестничные цепи, анализ, т. 1, 50÷52

Магнитостатические типы колебаний, т. 2, 443, 444

Метод характеристических параметров для расчета фильтров, т. 1, 53÷76

— — — — —, сравнение с методами синтеза по рабочим параметрам, т. 1, 77, 78

Мощность допустимая, импульсная (см. допустимая импульсная мощность)

— —, средняя, волновода, т. 2, 331÷333

— —, излучения, т. 1, 268

— —, максимальная, определение, т. 1, 45

Мультипакторный эффект, т. 2, 324

Мультиплексеры, т. 2, 380÷409

— —, диплексеры, т. 2, 401÷409

— — с защитными полосами, т. 2, 381÷387

— — со смежными полосами пропускания, т. 2, 387÷409

Направленные ответвители на связанных передающих линиях, т. 2, 220÷247

— — — — —, изготовление, т. 2, 221, 222, 234÷241

— — — — —, конфигурация с двумя коаксиальными линиями, т. 2, 239

— — — — —, краткое изложение методики расчета трехсекционного ответвителя, т. 2, 227, 228

— — — — —, общие расчетные формулы, т. 2, 246

— — — — —, односекционные, т. 2, 222÷224

— — — — —, основные расчетные графики, т. 2, 223, 226, 227, 230

— — — — —, с максимально плоской характеристикой, т. 2, 232

— — — — —, фазовые соотношения между выходными сигналами, т. 2, 247
 — — — — — шлейфы, т. 2, 220, 247—278
 — — — — — каскадно соединенные, согласованные, т. 2, 249
 — — — — — коэффициент уменьшения полосы пропускания, т. 2, 258
 — — — — — периодические, т. 2, 253—255
 — — — — — синхронные, т. 2, 256—279
 — — — — — с максимально плоской характеристикой, т. 2, 258—260
 — — — — — с переходным затуханием 0 дБ , т. 2, 231, 254, 255
 — — — — — формулы для средней частоты полосы, т. 2, 250, 252
 Направленные фильтры, волноводные, т. 2, 283—298, 308—312
 — — — — —, использующие гибридные соединения и полоснопропускающие фильтры, т. 2, 381—383
 — — — — —, настройка, т. 2, 295—297, 305, 316, 317
 — — — — —, волноводных фильтров, т. 2, 295—297
 — — — — —, фильтров с петлевыми резонаторами бегущей волны, т. 2, 305
 — — — — —, фильтров с полуволновыми и одноволновыми резонаторами, т. 2, 316, 317
 — — — — —, основные свойства, т. 2, 280—283
 — — — — —, полосковые, т. 2, 298—305, 312—317
 — — — — —, с петлевыми резонаторами бегущей волны, т. 2, 301—305, 312—315
 — — — — —, с полуволновыми и одноволновыми резонаторами, т. 2, 298—301, 315—317
 — — — — —, с магнитной перестройкой, т. 2, 472—477
 Настройка полоснопропускающих фильтров, т. 2, 130—135
 Ненагруженная добротность волновода, т. 1, 172
 — — — — — с волнами TE_{m0} , т. 1, 173, 174
 — — — — — с волной TE_{11} , т. 1, 173, 174
 — — — — — коаксиальной линии, т. 1, 150—152
 — — — — — передающей линии с волной TEM , т. 1, 148—150
 — — — — — полосковой линии с прямоугольным внутренним проводником, т. 1, 153, 154
 — — — — — прямоугольного резонатора, т. 1, 211, 212
 — — — — —, связь с затуханием, т. 1, 149, 290
 — — — — —, с коэффициентом затухания передающей линии, т. 1, 182—184, 290
 — — — — —, с характеристиками затухания, полосоизбирательных фильтров, т. 1, 141—145; т. 2, 183, 184
 — — — — —, полосопропускающих фильтров и четвертьволновых трансформаторов, т. 1, 136—140, 290—294; т. 2, 135—141
 — — — — —, фильтров верхних частот, т. 1, 136, 137
 — — — — —, нижних частот, т. 1, 136—141
 — — — — — цилиндрического резонатора, т. 1, 214
 Неоднородности, т. 1, 174—182
 — — — — — в волноводах, изменение высоты прямоугольного волновода, т. 1, 181, 182
 — — — — —, Т-образные сочленения, т. 2, 275
 — — — — — в передающих линиях с волной TEM , скачок диаметра в коаксиальной линии, т. 1, 174—176
 — — — — —, полубесконечный полосковый проводник конечной толщины, краевая емкость, т. 1, 177, 178
 — — — — —, прямоугольный изгиб в полосковой линии, размеры согласованного изгиба, т. 1, 176, 177
 — — — — —, скачок ширины внутреннего проводника полосковой линии, т. 1, 176
 — — — — —, Т-образное и крестообразное сочленения полосковых линий, т. 1, 177—180; т. 2, 76
 — — — — —, реактивные сопротивления (проводимости) в функции $кв$ неоднородностей, т. 2, 16, 17
 (см. также емкостные неоднородности и элементы связи, индуктивные неоднородности, $кв$)
 Неоднородный трансформатор, т. 1, 275—286
 — — — — —, определение, т. 1, 218.

Несинхронный трансформатор, т. 1, 286, 287
 Нули (см. полоса и нули)
 Обобщенные параметры четырехполосника, определение и основные соотношения, т. 1, 35—37, 39—41, 43, 44, 46, 54—56
 Объемные резонаторы (см. волноводные резонаторы)
 Однородные трансформаторы, т. 1, 218—275, 286—299
 — — — — —, определение, т. 1, 218 (см. также четвертьволновые трансформаторы)
 Оптика, т. 1, 250, 288
 Ответвитель направленный (см. направленные ответвители)
 Ответвитель с круговой поляризацией волны, сильная связь, т. 2, 288—291, 297, 298
 — — — — —, широкополосный, т. 2, 288, 289
 Относительная ширина полосы, определение, т. 1, 220, 221, 373, 374
 Паразитные излучения передатчиков; т. 2, 318—320
 Паразитные типы колебаний в фильтре вафельного типа, т. 1, 342; т. 2, 368
 — — — — — с колебанием TE_{011} , т. 2, 344, 349—355
 Параллельно связанные линии, в направленных ответвителях, т. 2, 220—247
 — — — — —, емкости для четного и нечетного типов колебаний, определения и основные соотношения, т. 1, 163, 167—169
 — — — — —, как звенья фильтров, всезаграждающих, т. 1, 190, 191, 196
 — — — — —, всепропускающих, т. 1, 189, 190
 — — — — —, нижних частот, т. 1, 185
 — — — — —, полосопропускающих, т. 1, 186—188, 192, 194, 195
 — — — — —, расчет по заданным сопротивлениям, проводимостям или емкостям, конфигурация типа «прокладка» с тонкими проводниками, т. 1, 161—164
 — — — — —, решетка из линий, т. 1, 169, 170
 — — — — —, с двумя тонкими внутренними проводниками, перекрывающимися друг друга, т. 1, 160, 161
 — — — — —, с двумя тонкими внутренними проводниками, перпендикулярными к наружным пластинам, т. 1, 159, 160
 — — — — —, с круглыми внутренними проводниками, т. 1, 159
 — — — — —, с толстыми прямоугольными стержнями, т. 1, 164—169
 — — — — —, с тонкими проводниками, т. 1, 157, 158
 — — — — —, связанными через щель, т. 1, 157, 159
 — — — — —, сопротивления (проводимости) для четного и нечетного типов колебаний, определения, т. 1, 156, 167—170
 — — — — —, расчет по собственным и взаимным емкостям т. 1, 163, 167—170 (см. также фильтры с параллельно связанными резонаторами, гребенчатые фильтры и направленные фильтры с петлевыми резонаторами бегущей волны)
 Параметры короткого замыкания, т. 1, 39—41, 43, 44
 — — — — —, крутвны реактивной проводимости (сопротивления), определения, т. 1, 364—369
 — — — — —, резонатора из передающей линии, т. 1, 182—184
 — — — — —, холостого хода, т. 1, 39—41, 43, 44
 Передающие линии с волной TEM , волновое сопротивление, т. 1, 148—150
 — — — — —, добротность, т. 1, 148—150 (см. также ненагруженная добротность)
 — — — — —, затухание, т. 1, 148—150
 — — — — —, коэффициент распространения, т. 1, 148—150
 — — — — —, эквивалентные схемы, т. 1, 306
 Периодический ступенчатый фильтр, определение, т. 1, 230
 — — — — —, связь с равнозначными прототипами нижних частот, т. 1, 290, 291; т. 2, 137—141
 — — — — —, характеристики, т. 1, 295, 297
 Периодический шлейфный направленный ответвитель, т. 2, 253—256
 П-образные схемы, т. 1, 37, 38, 57, 58

Полиномы Чебышева, таблица значений в функции полосы пропускания четвертьволнового трансформатора, т. 1, 224, 225
 Полосковая передающая линия с прямоугольным внутренним проводником волновое сопротивление, т. 1, 153
 — — — — —, добротность, т. 1, 153, 154 (см. также ненагруженная добротность)
 — — — — —, допустимая мощность, т. 1, 155
 — — — — —, затухание, т. 1, 154
 — — — — —, критическая длина волны первого колебания высшего порядка, т. 1, 155, 156
 — — — — —, Т-образное и крестообразное сочленения, т. 1, 178÷180; т. 2, 76
 Полоснозапирающие фильтры, т. 2, 178÷219
 — — с магнитной перестройкой, т. 2, 477÷482
 (см. также направленные фильтры)
 Полоснопропускающие фильтры (сводка основных свойств типов фильтров, рассматриваемых в гл. 8, 9 и 10, т. 1, 356÷363)
 — — волноводные, т. 1, 382÷393, 403÷407; т. 2, 24÷30 (см. также направленные фильтры, фильтры на большую мощность и фильтры с перестройкой)
 — — на большую мощность, т. 2, 333÷358
 — — направленные, т. 2, 298÷305, 308÷317, 381÷383
 — — с волной ТЕМ, гребенчатые, т. 1, 420÷427; т. 2, 389—399
 — — — — —, на встречных стержнях, т. 2, 86÷102, 109—113
 — — — — —, направленные, т. 2, 298÷305, 312÷317
 — — — — —, с емкостной связью, т. 1, 375÷382, 407÷409, 411÷419; т. 2, 25÷28, 30÷54
 — — — — —, с емкостной и индуктивной связью, т. 1, 393—400; т. 2, 54÷58
 — — — — —, с индуктивной связью, т. 2, 15÷21, 24÷28, 30÷54
 — — — — —, с параллельно связанными резонаторами, т. 1, 400÷403; т. 2, 62÷69, 102÷109
 — — — — —, с перестройкой, т. 2, 421÷427
 — — — — —, со шлейфами, т. 2, 69÷86, 102÷109
 — — с колебанием ТЕМ, т. 2, 343÷358
 — — с магнитной перестройкой, т. 2, 432÷477
 — — с механической перестройкой, т. 2, 411÷432
 — — с четвертьволновыми связями, т. 1, 403÷407
 — — с широкой полосой записания, т. 1, 411÷427
 — — теория расчета, т. 1, 363÷375, 427÷438; т. 2, 9÷59, 102÷116, 137÷141, 308÷317
 — — узкополосные (см. сводку, т. 1, 356÷363 фильтры с перестройкой и направленные фильтры)
 — — широкополосные, т. 2, 9÷18, 21÷116
 — — экспериментальные методы расчета и регулировок, т. 2, 117÷135
 Полуволновые фильтры, рассчитываемые на основе ступенчатых трансформаторов-прототипов, с реактивными связями, т. 2, 9÷54
 — — — — —, — — — — —, определение, т. 2, 15
 — — — — —, — — — — —, расчетная методика, т. 2, 37, 38
 — — — — —, — — — — —, с синхронной настройкой, определение, т. 2, 16
 — — — — —, — — — — —, узкополосные, т. 2, 18÷21
 — — — — —, — — — — —, ступенчатые
 — — — — —, — — — — —, определение, т. 1, 218
 — — — — —, — — — — —, периодические, т. 1, 290, 295÷297
 — — — — —, — — — — —, пример расчета с учетом потерь рассеяния, т. 1, 292, 298
 — — — — —, — — — — —, с большим R, т. 1, 262÷275
 — — — — —, — — — — —, связь с фильтрами-прототипами нижних частот, т. 1, 262

— — — — —, — — с максимально плоской характеристикой, т. 1, 223, 230, 243÷299, 280, 284, 295, 296
 — — — — —, — — с максимально плоской характеристикой времени задержки, т. 1, 295, 296
 — — — — —, — — с чебышевской характеристикой, т. 1, 231÷258, 271, 275, 292, 296
 — — — — —, — — характеристика, т. 1, 228÷231
 Полусредоточенные элементы на передающей линии с волной ТЕМ, параллельная емкость, т. 1, 311÷318
 — — — — —, параллельная индуктивность, т. 1, 308
 — — — — —, параллельно включенный параллельный резонансный контур, т. 1, 309
 — — — — —, параллельно включенный последовательный резонансный контур, т. 1, 309
 — — — — —, последовательная емкость, т. 1, 308, 309
 — — — — —, последовательная индуктивность, т. 1, 311÷318
 — — — — —, Т-образная и П-образная схемы, т. 1, 306
 Полоса и нули, т. 1, 26÷35
 Потери (см. затухание, потери рассеяния и вносимые потери)
 — избыточные, определение, т. 1, 221
 — рассеяния
 — — в передающих линиях (см. затухание)
 — — в полоснозапирающих фильтрах, т. 1, 142÷146; т. 2, 183, 184
 — — в полоснопропускающих фильтрах, т. 1, 136÷141, 287÷293; т. 2, 135÷137
 — — в ступенчатых трансформаторах-прототипах, т. 1, 287÷293, 298
 — —, вычисляемые на основе прототипов нижних частот, т. 1, 136÷146
 Поток мощности, полезный, т. 1, 288
 — —, полный, т. 1, 288
 Преобразования от прототипа нижних частот к полоснозапирающему фильтру, т. 2, 179÷181, 205
 — — — — —, полоснопропускающему фильтру, т. 1, 373÷376, 383; т. 2, 60, 61, 114÷116
 — — — — —, фильтру верхних частот, т. 1, 348
 Преселектор, т. 2, 137 (см. также фильтры с перестройкой)
 Пробивная напряженность поля (см. допустимая импульсная мощность)
 Пробой (см. допустимая мощность)
 Прототипы нижних частот, т. 1, 77÷146
 — — для согласующих цепей, т. 1, 112÷122
 — — для усилителей с отрицательным сопротивлением, т. 1, 122÷131
 — —, нагруженные с двух сторон, т. 1, 87÷95, 99÷106
 — —, — с одной стороны, т. 1, 95÷99
 — — равноэлементные, т. 1, 297; т. 2, 138
 — —, четвертьволновые трансформаторы, т. 1, 217÷275; т. 2, 9, 256
 — —, фильтры (для расчета направленных ответвителей), т. 2, 244
 Рабочий коэффициент потерь мощности, т. 1, 44—48 (см. также затухание)
 Равноэлементные прототипы нижних частот, расчет полоснопропускающих фильтров на основе этих прототипов, т. 2, 137÷141 (см. также периодические фильтры)
 Радиоактивный источник, т. 2, 324
 Разъемная конструкция, т. 2, 85
 Регулировка полоснозапирающих фильтров, т. 2, 191÷194
 — — полоснопропускающих фильтров, т. 2, 117÷135
 — — согласующих цепей из связанных резонаторов, т. 2, 148÷156
 Резонаторы на передающих линиях из круглых волноводов, т. 1, 212÷214, 343÷358

— — — — из прямоугольных волноводов, т. 1, 210÷212, 382÷393
 — — — —, эквивалентные схемы, т. 1, 182÷184, 429÷430

Рефлексная плоскость в фильтре с реактивными связями, рассчитываемого на основе ступенчатого трансформатора-прототипа, т. 2, 17
 — неидеального сочленения трансформатора, т. 1, 259
 — Т-образного и крестообразного сочленений, т. 1, 178, т. 2, 76, 275

Решетка антенная, Дольфа—Чебышева, т. 1, 249—251
 — из проводников между заземленными пластинами, т. 1, 169, 170
 — — — —, использование в фильтрах (см. гребенчатые фильтры и фильтры на встречных стержнях)
 — — — —, расчет на основе собственных и взаимных емкостей, т. 1, 169, 170

Связанные передающие линии (см. параллельно связанные линии)
 Синхронные трансформаторы, т. 1, 217÷299
 (см. также четвертьволновые трансформаторы)
 Синхронная частота, т. 1, 219
 — —, смещение относительно средней частоты в полуволновых фильтрах с реактивными связями, т. 2, 35
 Синхронный шлейфный направленный ответвитель, т. 2, 256÷278
 Скорость (см. групповая скорость и фазовая скорость)
 Собственные колебания, т. 1, 30÷35
 Согласующие цепи, т. 1, 16÷19
 — — для усилителей с отрицательным сопротивлением, т. 1, 19÷21, 122÷131, т. 2, 169÷174
 — — для фильтров, рассчитываемых на основе метода характеристических параметров, т. 1, 70÷74, 336÷338
 — — нижних и верхних частот, т. 1, 351÷353
 — — полосовые, т. 2, 141÷169

Сопротивление (см. волновое сопротивление, характеристическое сопротивление, входное сопротивление)
 Сочленение идеальное (см. идеальное сочленение)
 Ступенчатый трансформатор (см. четвертьволновые трансформаторы)
 Ступенчатый фильтр (см. полуволновые фильтры)

Теория малых апертур Бета, приложение, т. 1, 196÷209, 390÷393; т. 2, 200÷202, 286÷289, 347÷349, 425÷428, 432

Типы колебаний, диаграммы для прямоугольных резонаторов, т. 1, 210
 — — — — цилиндрических резонаторов, т. 1, 213÷214
 — — — —, четные и нечетные, в параллельно связанных линиях, определение, т. 1, 156, 166÷168; т. 2, 242
 — — — —, в шлейфных направленных ответвителях, т. 2, 249
 (см. также волновод, коаксиальная линия, полосковая передающая линия)
 Т-образное и крестообразное сочленения, т. 1, 178÷180; т. 2, 76, 275
 Т-образные схемы, т. 1, 37, 38, 57
 Трансформатор (см. четвертьволновые трансформаторы)

Узкополосные полосоизбирательные фильтры, т. 2, 178÷204, 477÷482 (см. также направленные фильтры)
 Узкополосные полосопронускающие фильтры, т. 1, 264, 290, 356÷438; т. 2, 9, 18÷21, 137÷141, 280÷317, 332÷358, 411÷477
 Умножитель мощности, т. 2, 283, 305÷307, 312, 319
 Универсальные кривые групповой задержки для ступенчатых фильтров, т. 1, 294÷299

Усилители с отрицательным сопротивлением, т. 1, 19÷21, 122÷131; т. 2, 169÷174
 Фазовая задержка, т. 1, 21
 Фазовый сдвиг, т. 1, 21÷23, 108
 — — в направленных ответвителях, т. 2, 247, 249
 (см. также временная задержка и цепи временной задержки)
 Фазовая скорость, т. 1, 24
 Ферромагнитные резонаторы в полосоизбирательных фильтрах, т. 2, 477÷482
 — — в полосопронускающих фильтрах, т. 2, 446÷477
 — —, определение кристаллических осей, т. 2, 444÷446
 — —, свойства, т. 2, 432÷444
 Ферромагнитный резонанс (см. ферромагнитные резонаторы)
 Фильтры вафельного типа на большую мощность с квадратными выступами и скругленными углами, т. 2, 358÷363
 — — — — с цилиндрическими выступами, т. 2, 364÷369
 — — — —, параллельно соединенные, т. 2, 364÷368
 — — — — на небольшую мощность, т. 1, 338÷344
 — — — — с широкой полосой пропускания, т. 1, 343, 344; т. 2, 365÷369
 — — — — верхних частот с полусосредоточенными элементами, т. 1, 347÷351
 — — — — с реактивными связями, псевдоверхних частот, полуволновые, т. 2, 25÷30
 — — — —, четвертьволновые, т. 2, 57, 58
 — — — —, шлейфные и параллельно связанные, псевдоверхних частот, т. 2, 60÷78, 97÷116
 — — — — на большую мощность вафельного типа, т. 2, 358÷369
 — — — —, допустимая мощность, т. 2, 323÷344
 — — — —, использование направленных ответвителей для снижения ксв в полосе запаривания, т. 2, 277, 278, 320÷322
 — — — — из объемных резонаторов, т. 2, 323÷358
 — — — — с поглощением, т. 2, 369÷375
 — — — — на встречных стержнях, т. 2, 36÷102, 109÷113
 — — — —, нагруженные с одной стороны, т. 1, 95÷102
 — — — — на печати, т. 1, 316, 319÷323, 400÷403, т. 2, 64, 81, 96
 — — — — рифленом волноводе, т. 1, 323÷330
 — — — — связанных резонаторах, теория, т. 1, 363÷375, 427÷438; т. 2, 18÷21
 — — — — сосредоточенных параметрах, верхних частот, т. 1, 347÷350
 — — — —, нижних частот, т. 1, 62÷67, 77÷146
 — — — —, полосоизбирательные, т. 2, 179÷184
 — — — —, полосопронускающие, т. 1, 364, 407÷411
 — — — —, нижних частот вафельного типа, т. 1, 330÷345; т. 2, 358÷369
 — — — —, LC лестничного типа, т. 1, 311÷317
 — — — — на полусосредоточенных элементах, т. 1, 310÷323; т. 2, 406÷408
 — — — —, рифленом волноводе, т. 1, 323÷330
 — — — —, рассчитанные с помощью четвертьволновых трансформаторов-прототипов, т. 1, 345÷347
 — — — — с бесконечным затуханием на конечных частотах, т. 1, 317÷323
 — — — — с поглощением в полосе запаривания, т. 2, 369÷375
 (см. также фильтры-прототипы нижних частот)
 Фильтры-прототипы нижних частот, т. 1, 77÷146
 — — — — для усилителей с отрицательным сопротивлением, т. 1, 122÷131
 — — — —, нагруженные с двух сторон, с максимально плоской и чебышевской характеристиками, т. 1, 87÷95
 — — — —, нагруженные с одной стороны, с максимально плоской и чебышевской характеристиками, т. 1, 95÷99
 — — — —, определение величин элементов, т. 1, 85÷87
 — — — —, связь с четвертьволновыми трансформаторами-прототипами, т. 1, 262; т. 2, 000
 — — — — с максимально плоской и чебышевской характеристиками затухания, т. 1, 78÷85

- — — с максимальной плоской характеристикой времени задержки, т. 1, 99÷106
- — —, согласующие цепи, т. 1, 112÷122
- Фильтры с колебанием TE_{011} (см. фильтры с цилиндрическими резонаторами с колебанием TE_{011})**
- с магнитной перестройкой, направленные, т. 2, 472÷477
- — —, полосозапирающие, т. 2, 477÷482
- — —, полоснопропускающие, т. 2, 446÷477
- с максимально плоской характеристикой, прототипы нижних частот, т. 1, 78÷85, 87÷106
- — —, четвертьволновые трансформаторы-прототипы, т. 1, 220÷275, (см. также фильтры с максимальной плоской характеристикой времени задержки)
- с максимально плоской характеристикой времени задержки, т. 1, 99÷106, 295, 296
- с механической перестройкой, т. 2, 411÷432
- с минимальными потерями, т. 2, 137÷141 (см. также периодические фильтры)
- с параллельно связанными резонаторами, т. 1, 400÷403, т. 2, 62÷69
- с перестройкой, магнитной, т. 2, 432÷482
- — —, механической, т. 2, 411÷432
- с поглощением волноводные, т. 2, 369÷373
- — —, коаксиальные, т. 2, 373÷375
- с цилиндрическими резонаторами, с колебанием TE_{011} , т. 2, 343÷358
- с чебышевской характеристикой, прототипы нижних частот, т. 1, 78÷85, 87÷99, 112÷131
- — —, четвертьволновые трансформаторы-прототипы, т. 1, 220÷275
- с четвертьволновыми связями, т. 1, 403÷407
- типа постоянной K - и m -производные, т. 1, 62÷67
- Функции передачи, расчет, т. 1, 43÷48, 50÷52**
- , свойства, т. 1, 30÷35, 39÷52
- , характеристическая, т. 1, 53÷70, 185÷191, 325÷326; т. 2, 104÷106 (см. также затухание)
- Характеристическое сопротивление (проводимость), т. 1, 53÷70, 185÷191, 324÷329, 335, т. 2, 104÷106**
- , измерение, т. 1, 74÷76
- Характеристическая функция передачи, т. 1, 53÷70, 185÷191, 325÷326, 335; т. 2, 105**
- Цепи временной задержки, т. 1, 21÷24**
- — —, полосовые, т. 1, 293÷298; т. 2, 174÷176
- — —, нижних частот, т. 1, 99÷112, 139, 353÷354
- связи (см. согласующие цепи, усилители с отрицательным сопротивлением, инверторы сопротивлений и направленные ответвители)
- Частотные зависимости резонаторов в фильтрах с реактивными связями, т. 2, 45, 46**
- Частоты бесконечного затухания, т. 1, 30÷35**
- Четвертьволновые трансформаторы, т. 1, 217÷299**
- , асимптотическое поведение функций ксв, т. 1, 270÷275
- , неоднородные, т. 1, 275÷286
- , несинхронные, т. 1, 286÷287
- , определения однородного, неоднородного, идеального, синхронного и несинхронного трансформаторов, т. 1, 218÷219
- , прототипы, т. 1, 217
- — — для полнопропускающих фильтров, т. 1, 228÷231; т. 2, 9÷15
- — — для фильтров нижних частот, т. 1, 345÷347
- — — для шлейфовых направленных ответвителей, т. 2, 256÷260
- — —, связь с прототипами нижних частот на сосредоточенных параметрах, т. 1, 262; т. 2, 18, 19
- — с максимальной плоской характеристикой, т. 1, 221÷223, 230, 232, 243÷249, 280, 284, 295÷296
- — с максимальной плоской характеристикой времени задержки, т. 1, 295÷297
- — с чебышевской характеристикой, т. 1, 222÷218, 232÷258, 271÷275, 295, 296
- , учет краевой емкости ступенек, т. 1, 258÷262
- Четвертьволновые фильтры, используемые как прототипы для направленных ответвителей на связанных передающих линиях, т. 2, 225, 244÷247**
- — с реактивными связями, т. 1, 393÷400, т. 2, 54÷58
- Широкополосные полосозапирающие фильтры, т. 2, 204÷218 (см. также фильтры вафельного типа)**
- полнопропускающие фильтры, т. 1, 356÷363, т. 2, 9÷18, 25÷58, 60÷78, 97÷116
- Шлейфовые направленные ответвители (см. направленные ответвители)**
- Экспериментальное определение параметров резонаторов для полосозапирающих фильтров, т. 2, 191÷194**
- — — — полнопропускающих фильтров, т. 2, 117÷137
- Электрическое поле в отверстиях связи, т. 2, 355÷358**
- , зависимость от частоты в объемных резонаторах, т. 2, 337÷341
- у скругленных углов, т. 2, 327÷330

**Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е. М. Т. Джонс
ФИЛЬТРЫ СВЧ, СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ
И ЦЕПИ СВЯЗИ**

Отв. редакторы *Л. В. Алексеев, Ф. В. Кушнир*
Редактор *М. М. Каль*
Техн. редактор *К. Г. Маркоч*
Корректор *М. Х. Механик*

Сдано в набор 25/ХІ 1971 г.
Подписано в печ. 21/ІІ 1972 г.
Форм. бум. 60×90/16 31,0 печ. л. 31,0 усл.-п. л.
31,7 уч.-изд. л. Тираж 7400 экз. Зак. изд. 13575
Цена 2 руб. 43 коп.
Издательство «Связь», Москва-центр,
Чистопрудный бульвар, 2

Типография издательства «Связь» Комитета по
печати при Совете Министров СССР.
Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 476