

Д. Б. ХАЛЯПИН

**КОАКСИАЛЬНЫЕ
И ПОЛОСКОВЫЕ
ФИЛЬТРЫ
СВЕРХВЫСОКИХ
ЧАСТОТ**

Д. Б. Халяпин

КОАКСИАЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Дмитрий Борисович Халяпин

КОАКСИАЛЬНЫЕ И ПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ
СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Редактор Ф. Г. Цейтлин

Техн. редактор К. Г. Марков

Корректор Л. Н. Лядев

Сдано в набор 25/III 1969 г. Подписано в печ. 6/IV 1969 г.
Форм. бум. 84×108^{1/2} 2,0 печ. л. 3,36 усл.-п. л. 3,7 уч.-изд. л.
Т-07216 Тираж 18 000 экз. Зак. изд. 13941 Цена 30 коп.
Издательство «Связь», Москва-центр, Частотный бульвар, 2.

Типография издательства «Связь» Комитета по печати при Совете
Министров СССР, Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 250



ИЗДАТЕЛЬСТВО «СВЯЗЬ»
МОСКВА 1969

УДК 621.372.54:621.3.029.6

Коаксиальные и полосковые фильтры
сверхвысоких частот

Д. Б. ХАЛЯПИН

Год издания 1969

В брошюре излагаются основы расчета и конструирования коаксиальных и полосковых фильтров свч из отрезков линий передачи.

Приводятся примеры расчета фильтров свч по их эквивалентным схемам с учетом особенностей реализации реактивных элементов на сверхвысоких частотах в виде отрезков линий передачи.

Приводятся конструкции фильтров свч. Рассматриваются схемы настройки фильтров и элементы подстройки фильтров свч, позволяющие устранить производственный разброс параметров фильтров.

Брошюра предназначена для техников и инженеров, интересующихся техникой свч. Она может быть также полезной подготовленным радиолобителям.

Таблиц 8, иллюстраций 36, библиографий 18.

Предисловие

Развитие современной радиотехнической аппаратуры характеризуется значительным увеличением в ее составе количества фильтрующих цепей.

Фильтры используются в приемных устройствах для подавления мешающих сигналов, частоты которых лежат вне рабочей полосы приемника, подавления гармоник излучения мощных передатчиков, разделения или сложения сигналов с различными частотами в схемах дуплексеров и мультиплексеров, умножителей, преобразователей и т. п.

Фильтроподобные схемы широко используются для целей согласования при соединении элементов с различными сопротивлениями, для коррекции фазовых характеристик трактов.

За последнее время, в связи с широким освоением свч, большой интерес приобретает вопрос разработки фильтров для этого диапазона частот.

В существующей технической литературе к вопросу разработки фильтров свч или подходить с позиций электродинамики (с точки зрения распространения радиоволн в передающих линиях) или распространяют на эти фильтры положения, относящихся к цепям с сосредоточенными параметрами.

Отождествление фильтров свч с LCR-фильтрами на сосредоточенных элементах при помощи эквивалентных схем позволяет более наглядно и просто представить схемы фильтров свч и использовать при расчете последних богатый расчетный материал теории цепей с сосредоточенными постоянными.

В то же время многообразие исходных элементов свч, которые могут быть использованы при конструировании фильтров, образование дополнительных реактивностей в месте соединения элементов свч и т. п. затрудняют построение единой теории свч фильтров.

В технической литературе, посвященной вопросу разработки фильтров свч, рассматриваются, как правило, определенные направления их создания.

В брошюре рассмотрено в основном наиболее распространенное направление конструирования коаксиальных и полосковых фильтров свч с использованием в качестве реактивных элементов отрезков линий передачи.

Рассматриваются особенности расчета и конструирования фильтров, вытекающие из использования в качестве реактивных элементов отрезков линий передачи, и наиболее простые способы расчета фильтров.

Все замечания и пожелания по брошюре следует направлять в издательство «Связь» (Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2).

1. Классификация и возможные структуры фильтров СВЧ

1.1. Классификация фильтров СВЧ

Фильтром называют линейный четырехполюсник, предназначенный для того, чтобы выделить из состава сложного электрического колебания, подведенного к его входу, частотные составляющие, расположенные в заданной полосе пропускания фильтра, и подавить частотные составляющие в заданной полосе (полосах) задерживания.

Фильтр обладает малым затуханием ($a_{пр}$) для сигналов с частотами, расположенными в полосе его пропускания (идеальный фильтр имеет затухание $a_{пр}$, равное нулю), и большим a_z для сигналов с частотами, расположенными в полосе задерживания фильтра (идеальный фильтр — бесконечно большим).

Идеальный фильтр характеризуется только полосами пропускания и задерживания, т. е. резким переходом от затухания, равного нулю, к затуханию, равному бесконечности. Однако такой фильтр практически нереализуем. У реальных фильтров затухание постепенно увеличивается от $a_{пр}$ до a_z .

Фильтры СВЧ различаются по взаимному расположению полос пропускания и задерживания, виду используемой линии передачи, принципу действия, возможности перестройки полос пропускания или задерживания, используемому виду энергии, уровню мощности, на которой должен работать фильтр и др.

По взаимному расположению полос пропускания и задерживания фильтры делятся на следующие типы: фильтр нижних частот (ФНЧ), фильтр верхних частот (ФВЧ), полосно-пропускающий фильтр (ППФ), полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ), многополосовой (мультиплексер).

Частотные характеристики фильтров этих типов приведены на рис. 1.1.

По виду используемой линии передачи фильтры делятся на волноводные, коаксиальные;

по принципу действия — на отражающие и направленные;

по возможности перестройки полос пропускания или задерживания — на перестраиваемые или неперестраиваемые (с фиксированной настройкой);

по виду используемой энергии — электромагнитной энергии, энергии спиновых волн и др.

Выбор типа фильтра определяется теми требованиями, которые предъявляются к его частотным характеристикам.

Наиболее характерные точки и области частотной характеристики фильтра показаны на рис. 1.1.

Область между полосой пропускания и задерживания называется полосой перехода. Фильтр может характеризоваться шириной полосы перехода или крутизной нарастания затухания (например,

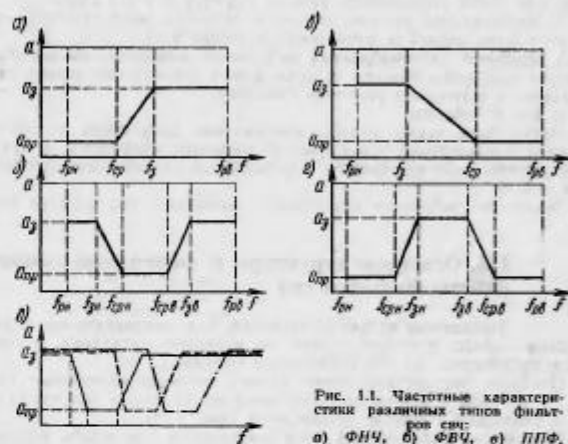


Рис. 1.1. Частотные характеристики различных типов фильтров СВЧ: а) ФНЧ, б) ФВЧ, в) ППФ, г) ПЗФ, д) многополосового

в децибелах на процент расстройки). В этом случае линия частотной характеристики в области перехода обычно аппроксимируется прямой между значениями $a_{пр}$ и a_z .

Частота, лежащая на границе полос пропускания и переходной области, называется частотой среза — $f_{ср}$.

Для ППФ и ПЗФ существуют две частоты среза — $f_{ср1}$ и $f_{ср2}$. Частота на границе между полосами перехода и задерживания, определяющая начало полосы задерживания, обозначается f_z . Для ППФ и ПЗФ — соответственно f_{z1} и f_{z2} .

В реальных случаях задаются требованиями к частотным характеристикам фильтров в ограниченном диапазоне частот. Границы этого рабочего диапазона частот обозначаются на частотных характеристиках $f_{р1}$ и $f_{р2}$. Это ограничение значительно упрощает задачу разработки фильтров СВЧ (особенно учитывая то, что у них существуют дополнительные, так называемые паразитные, полосы пропускания или задерживания).

Для разработки фильтра задаются обычно следующими параметрами и характеристиками:

1. Полоса пропускания (или частота (частоты) среза фильтра).
2. Максимальный уровень затухания в полосе пропускания ($a_{пр}$).

Иногда задается величина максимального ксв в полосе пропускания.

3. Полоса (полосы) задерживания фильтра. Обычно указываются участки, ограниченные заданными частотами, в которых уровень затухания должен быть не менее заданной величины. Например, для ППФ указываются участки $f_{\text{пр}} \pm f_{\text{ср}}$ и $f_{\text{ср}} \pm f_{\text{пр}}$.

4. Минимальный уровень затухания в полосе задерживания — α , (может быть задана и допустимая величина ксв).

5. Наиболее целесообразный вид линии передачи, на котором следует выполнять фильтр (иногда может быть задан только вид входного и выходного разъемов фильтра).

6. Вес и габариты.

Могут быть также заданы максимально допустимая мощность сигнала, проходящего через фильтр, интервал температур, в котором должен работать фильтр, определенные механические требования и т. п.

Заданные требования определяют возможный тип фильтра свч.

1.2. Основные структуры и физические основы работы фильтров свч

Выполнение задачи фильтрации, т. е. разделение или ограничение данных участков частот по величине затухания, может быть произведено на свч различными путями.

Наиболее распространенными на свч являются цепочечные схемы, в которых фильтруемые колебания проходят по одному пути, но с различной степенью преломления (рис. 1.2а).

Параметры фильтрующей цепи выбираются так, чтобы колебания с частотами, входящими в полосу пропускания фильтра, распространялись в цепи с минимально возможным шунтированием их параллельными ветвями (1—1', 2—2', 3—3') и минимальным затуханием в элементах последовательных цепей и передавались от источника колебаний (А—А') к нагрузке (В—В') с малым затуханием.

Электрические колебания с частотами, входящими в полосу задерживания фильтра, максимально шунтируются параллельными ветвями и проходят из сечения (А—А') к нагрузке (В—В') с большим затуханием.

Фильтрация высокочастотных колебаний может быть осуществлена интерференцией фильтруемых колебаний. В этом случае сигнал направляется к месту приема по нескольким путям.

В случае прихода в точку приема (3—3' на рис. 1.2б) в противофазе ($\Delta\varphi=180^\circ$) составляющие сигнала вычитаются; при приходе в фазе — складываются ($\Delta\varphi=0$). Величина затухания, вносимого фильтром, будет зависеть от соотношения фаз колебаний, прошедших по различным путям l_1 и l_2 . Фаза колебания, приходящего в точку сложения 3—3', может изменяться при изменении длины пути одного или обоих отрезков, включенных между точками 2—3 (рис. 1.2б).

На рис. 1.2в показан ПЗФ на отрезках линий передачи [9]. Расстояние l_1 выбирается равным одной четверти длины волны нижней частоты среза фильтра. Максимальная величина затухания, вноси-

мого таким фильтром, получается на частотах, где колебания приходят в точку 2 в противоположной фазе, т. е. когда электрические длины путей отрезков линии передачи от точки 1 к точке 2 становятся соответственно равными длине волны и половине длины волны.

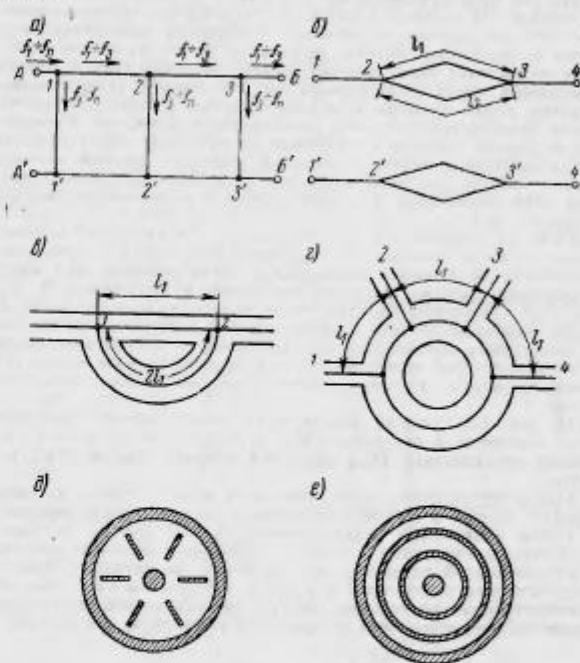


Рис. 1.2. Структуры фильтров свч: а) цепочечная; б) мостовая; в) схема фильтра; г) схема гибридного кольца; д), е) фильтры типов волн в коаксиальной линии

На рис. 1.2г показана схема гибридного коаксиального кольца. Мощность колебания, подаваемого на вход 1, делится на два направления (1—2) и (1—4).

Колебания, для которых расстояние между плечами 1—2, 2—3 и 3—4 равно $\lambda/4$, приходит в точки 4 и 2 в фазе, а в точку 3 — в противофазе (т. е. затухание сигнала в направлении плечо 1 — плечо 3 получается большим).

Такие схемы могут быть использованы для создания мостовых фильтров на свч.

Рассмотренные выше два способа построения фильтрующих цепей характерны также и для низкочастотных фильтров.

На свч фильтрующие цепи могут быть получены путем, нехарактерным для низкочастотных схем, например при помощи диэлектрических материалов, обладающих различными величинами затухания на различных частотах. В качестве такого материала может быть использован намагниченный феррит, расположенный в отрезке передающей линии (коаксиальной или полосковой). Полоса задерживания такого фильтра создается областью резонансного поглощения электромагнитных волн намагниченным ферритом. Уменьшения затухания фильтра в его полосе пропускания добиваются путем согласования тракта с отрезком линии, в который включен феррит. Обычно для этого подбирают углы сдвига ферритовых пластин (или цилиндров) и ставят элементы согласования (штыри, винты и т. п.).

Одно из направлений конструирования фильтров свч основывается также на возможности разделения колебаний по типам волн. Возможные типы волн в коаксиальной линии передачи, их связь с размерными линиями передачи приведены в приложении 1. На рис. 12б, в показаны фильтры типов волн в коаксиальной линии.

Металлические вставки в линии передачи располагаются так, что их поверхность параллельна максимуму электрического поля волны того типа, который нужно подавить, и перпендикулярна максимуму электрического поля волны того типа, который должен быть пропущен.

На рис. 12б показан фильтр типов волн, который пропускает TE_{0n} колебания и подавляет TM_{0n} колебания, а на рис. 12в — фильтр, подавляющий TE_{0n} колебания и пропускающий TM_{0n} колебания.

Одним из способов подавления волн высших типов в линии передачи состоит в выборе определенных размеров линии передачи.

Новые направления в конструировании фильтров свч открываются при использовании в качестве реактивных элементов фильтра и их комбинаций разнообразных элементов свч тракта, например, микроволновых резонаторов с малыми потерями в виде сфер из железисто-итриевых гранатов (ЖИГ), диэлектрических материалов с высокой диэлектрической постоянной в резонаторах свч и т. п.

2. Особенности конструирования фильтров свч

2.1. Ограничение возможности использования сосредоточенных реактивных элементов на свч

Диапазону свч соответствуют частоты выше 1000 МГц. Длинноволновая граница свч диапазона условна и определяется частотами, на которых происходит разделение между представлениями, относящимися к радиотехнике низких и высоких частот (та-

кими, как сосредоточенная емкость в виде конденсатора, индуктивность в виде катушек и т. п.).

Приведенные в технической литературе данные говорят о том, что изготовлять пригодные для практического применения сосредоточенные индуктивности в диапазоне выше 200 МГц и сосредото-

ченные емкости в диапазоне выше 2,0 ГГц ставится затруднительно, так как межвитковая емкость катушек индуктивности и индуктивность вводов конденсаторов приводят к резонансу этих элементов. Например, прямой провод длиной 30 мкм и диаметром 1 мм обладает индуктивностью порядка 25 пГн [4]. При емкости монтажа порядка 12 пФ такой провод будет резонировать на частоте, близкой к 300 МГц. Уменьшение емкости монтажа до 3-4 пФ сдвигает резонансную частоту проводника к частотам порядка 600 МГц. Уже в верхней части метрового диапазона частот начинает проявляться влияние индуктивности вводов сосредоточенных конденсаторов.

На частотах выше 100 МГц влияние индуктивности вводов конденсаторов приводит к их резонансу.

На рис. 2.1а показан характер изменения емкости конденсатора типа КТК от частоты, а на рис. 2.1б — кривые затухания отрезка двухпроводной линии, в которую включены конденсаторы типа КТК различных номиналов. Максимальное затухание определяет частоту резонанса конденсатора.

Уменьшение индуктивности вводов конденсатора позволяет создать сосредоточенные емкости до частот порядка 2 ГГц.

Ограничения, налагаемые на использование в схемах свч сосредоточенных реактивных элементов, заставили выбрать новые пути создания реактивных элементов на этих частотах. В качестве реактивных элементов оказалось целесообразным использовать отрезки линий передачи.

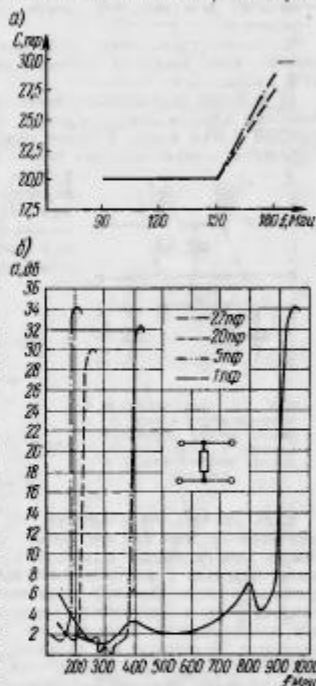


Рис. 2.1. Изменение емкости конденсаторов КТК на свч: а) изменение емкости КТК; б) кривые затухания отрезка линии передачи с включенным в него конденсатором КТК различных номиналов

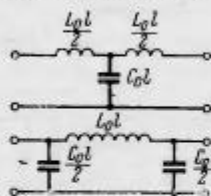
2.2. Отрезки линий передачи как реактивные элементы свч тракта

Коаксиальные и полосковые линии передачи характеризуются величиной погонной емкости и индуктивности (C_0, L_0). Величины этих реактивностей зависят от соотношения размеров линии передачи.

Возможность создания реактивных элементов на свч в виде отрезков линии передачи основана на использовании реактивностей этой линии.

В качестве реактивных элементов фильтра можно использовать короткие отрезки линии передачи, длина которых меньше одной восьмой длины волны в линии передачи.

Отрезок линии передачи может быть представлен Т- или П-образным звеном с последовательными и параллельными плечами в виде постоянных индуктивностей и емкостей, равных погонной индуктивности и емкости линии (рис. 22). Для коаксиальной линии величина индуктивности отрезка



$$L_0 = 2 \cdot 10^{-9} \ln \frac{D}{d} \frac{2\pi}{\text{см}} \quad (2.1)$$

$$C_0 = \frac{0,556}{\ln \frac{D}{d}} 10^{-12} \frac{\Phi}{\text{см}} \quad (2.2)$$

где D — внутренний диаметр наружного проводника коаксиальной линии, d — наружный диаметр внутреннего проводника коаксиальной линии.

Если принять во внимание, что в линии передачи отсутствует рассеяние энергии или оно очень мало (сопротивление линии и активная составляющая проводимости малы), то короткий отрезок линии передачи с высоким волновым сопротивлением можно представить последовательной индуктивностью, так как шунтирующие емкости малы и ими можно пренебречь при расчете последовательной индуктивности. Короткий же отрезок линии передачи с малым волновым сопротивлением является, по существу, емкостью, так как индуктивность его мала и ею можно пренебречь.

В качестве реактивных элементов можно использовать также длинные отрезки линии передачи.

При характерном для свч условии, что в линии передачи отсутствует рассеяние энергии или оно очень мало (первичные параметры R и G равны или близки к нулю), волновые параметры такой линии передачи будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} Z &= \sqrt{L/C} \\ \gamma &= i\omega \sqrt{LC} \\ \alpha &= 0 \\ \beta &= \omega \sqrt{LC} \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

Входное сопротивление отрезка линии передачи без потерь длиной l , нагруженной сопротивлением Z_H , равно (рис. 23а)

$$Z_{\text{вх}}(l') = Z \frac{1 - ik \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi l'}{\lambda} \right)}{k - i \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi l'}{\lambda} \right)}, \quad (2.4)$$

$$\text{где } k = \frac{Z}{Z_H}$$

При коротком замыкании линии ($Z_H=0$)

$$Z_{\text{вх}}(l') = i Z \operatorname{tg} 2\pi \frac{l'}{\lambda}. \quad (2.5)$$

Входное сопротивление разомкнутого отрезка линии ($Z_H=\infty$) передачи равно

$$Z_{\text{вх}}(l') = -i Z \operatorname{ctg} 2\pi \frac{l'}{\lambda}. \quad (2.6)$$

Как видно из выражений входного сопротивления короткозамкнутой и разомкнутой линий без потерь, оно чисто реактивно.

Графики входного сопротивления отрезков короткозамкнутой и разомкнутой линий в зависимости от l' представлены на рис. 23б и в. Сравнение графиков входного сопротивления разомкнутого и короткозамкнутого отрезков линии показывает, что они сдвинуты относительно друг друга на четверть длины волны.

Из приведенных на графике кривых видно также, что на участке длиной длиной в половину длины волны входное сопротивление линии изменяется от $-\infty$ до $+\infty$. Из этого следует, что, подбирая определенную длину линии передачи (короткозамкнутой или разомкнутой), мы можем получить необходимое нам реактивное сопротивление.

Приближенные эквивалентные схемы отрезков линии передачи (замкнутых и разомкнутых) показаны на рис. 24.

Реактивное сопротивление отрезка линии передачи в точках, где его длина совпадает с четным или нечетным числом четвертей длины волны, равно нулю или бесконечности (в зависимости от того, замкнут или разомкнут отрезок линии).

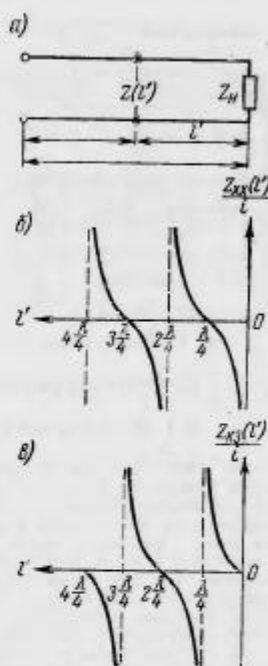


Рис. 23. Отрезок линии передачи (а), характер изменения его входного сопротивления при $Z_H=\infty$ (б) и при $Z_H=0$ (в)

Эквивалентная схема отрезка линии передачи для этих частот может быть представлена в виде последовательного или параллельного контуров¹.

Замкнутая линия	Разомкнутая линия	Параметры идеальной линии связи	Параметры идеальной линии связи	Параметры идеальной линии связи
$l = \lambda/4$	$l = \lambda/4$	$L_0 = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$C_0 = \frac{1}{c} \sqrt{\frac{C}{L}}$
$l = \lambda/2$	$l = \lambda/2$	$B = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0 R}{\omega L}$ $Q = \frac{\pi R}{2\omega L}$	$Z = \frac{1}{Z_0}$	$X = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0 R}{\omega C}$ $Q = \frac{\pi R}{2\omega C}$
$l = \lambda/2$	$l = \lambda/2$	$X = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0 R}{\omega C}$ $Q = \frac{\pi R}{2\omega C}$	$Z = \frac{1}{Z_0}$	$B = \frac{\pi}{2} \frac{Z_0 R}{\omega L}$ $Q = \frac{\pi R}{2\omega L}$

Рис. 24. Эквивалентные схемы замкнутой и разомкнутой линии

3. Основы расчета фильтров свч

3.1. Метод эквивалентных схем

Как видно из материала, приведенного в разд. 2, в качестве реактивных элементов на свч можно использовать короткие или резонансные отрезки линии передачи. Исходя из возможностей практического изготовления элементов, фильтры из коротких отрезков линии передачи используют при полосах пропускания фильтра, равных 10% и более. Для более узкополосных фильтров обычно используют схемы из резонаторов с непосредственной или четвертьволновой связью. При полосе пропускания порядка 1% связи между резонаторами у фильтров с непосредственной связью становятся весьма критичными и для более узкополосных фильтров используют схемы из резонаторов, разделенных отрезками $\lambda/4$ линии передачи. Разнообразие конструкций фильтров свч может быть объединено возможностью представления их в виде эквивалентных или схем из элементов с сосредоточенными постоянными.

Аналогичность отрезков линии передачи сосредоточенным реактивностям позволяет составить схемы из сосредоточенных элементов, эквивалентные схемам фильтров на распределенных параметрах.

Исходя из этого, был разработан принцип конструирования фильтров свч на распределенных параметрах, заключающийся в расчете его эквивалентной схемы из сосредоточенных элементов с последующей заменой их реактивностями элементами свч.

На рис. 3.1 показаны схемы фильтров из отрезков линии передачи и их эквивалентные схемы на сосредоточенных параметрах.

¹ Q — нагруженная добротность линии при нагрузке равной R . X , B — реактивные входные сопротивления в направлении линии.

При использовании метода эквивалентных схем характеристики фильтров свч рассчитываются по формулам теории цепей с сосредоточенными параметрами. Могут быть вычислены постоянные передачи фильтра, вносимые им потери и т. п.

Полученные расчетные величины реактивных элементов эквивалентной схемы могут быть реализованы в виде отрезков линии передачи. Размеры отрезков линии передачи определяются, исходя из

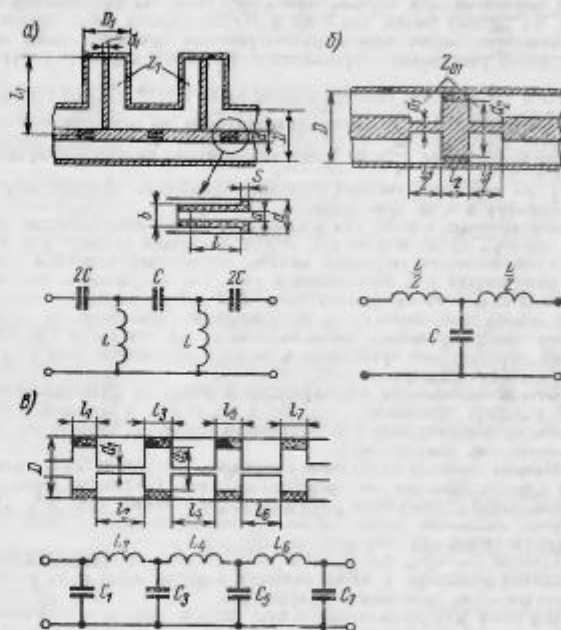


Рис. 3.1. Конструкции фильтров свч и их приближенные эквивалентные схемы: а) ФВЧ, б) ФНЧ

требуемых величин реактивностей фильтра по ф-лам (2.1), (2.2), (2.5) и (2.6) с учетом необходимости выведения паразитных полюсов пропускания из рабочей полосы фильтра и дополнительных реактивностей, образующихся в месте стыка реактивных свч элементов, и крепления элементов.

3.2. Особенности использования отрезков линий передачи в качестве реактивных элементов в фильтрах СВЧ

При использовании метода эквивалентных схем следует иметь в виду частотную зависимость сопротивления таких реактивных элементов, как отрезки линии передачи. Из приведенных на рис. 2.4 данных видно, что один и тот же отрезок линии передачи в диапазоне частот может рассматриваться последовательно как различные реактивные сопротивления. Например, короткозамкнутый отрезок с $l < \frac{\lambda}{4}$ на частотах полосы пропускания ФВЧ эквивалентен индуктивности; в полосе задерживания на частотах, где его длина будет равна $\frac{\lambda}{4}$, он будет эквивалентен параллельному контуру и т. п. (рис. 3.1а).

Это приведет к тому, что в диапазоне частот эквивалентная схема фильтра будет изменяться. Могут появиться условия для малого или большого затухания сигнала, аналогичные условиям полосы пропускания или задерживания там, где по расчетной эквивалентной схеме их не должно быть. Это так называемые паразитные полосы пропускания или задерживания. Необходимость устранения таких паразитных полос выдвигает, как это будет показано ниже, определенные требования к выбору параметров элементов и конструкции фильтра.

Вторая особенность конструирования фильтров из отрезков линий передачи обусловлена тем, что в месте стыка отрезков линий передачи, используемых как реактивные элементы, образуются дополнительные реактивности.

Например, последовательное соединение емкости и индуктивности в схеме фильтра СВЧ представляет собою соединение двух отрезков линий с различным волновым сопротивлением (рис. 3.1). Подобные соединения линии вызывают появление волн высшего порядка в точке их стыка.

Обычно считают, что наличие местных волн не связано с поглощением мощности, и неоднородности в линии могут быть учтены проводимостью реактивного характера.

В работе [17] рассмотрена задача оценки подосных реактивностей для целого ряда неоднородностей. На рис. 3.2 показаны наиболее характерные неоднородности, встречающиеся при конструировании фильтров СВЧ, эквивалентная схема которых может быть представлена в виде параллельно включенной в линию передачи емкости.

Величина емкости, образующейся за счет неоднородности, может быть определена с помощью соответствующих графиков емкости неоднородности $C_{en}(a, \tau)$ на единицу длины окружности внешнего проводника коаксиальной линии (рис. 3.3).

Еще более сложный характер носит реактивности, образующиеся в месте соединения последовательных и параллельных плеч. На рис. 3.4 показаны конфигурация проводника (рис. 3.4 а) и его при-



Рис. 3.2. Неоднородности в коаксиальных линиях передачи и их эквивалентные схемы

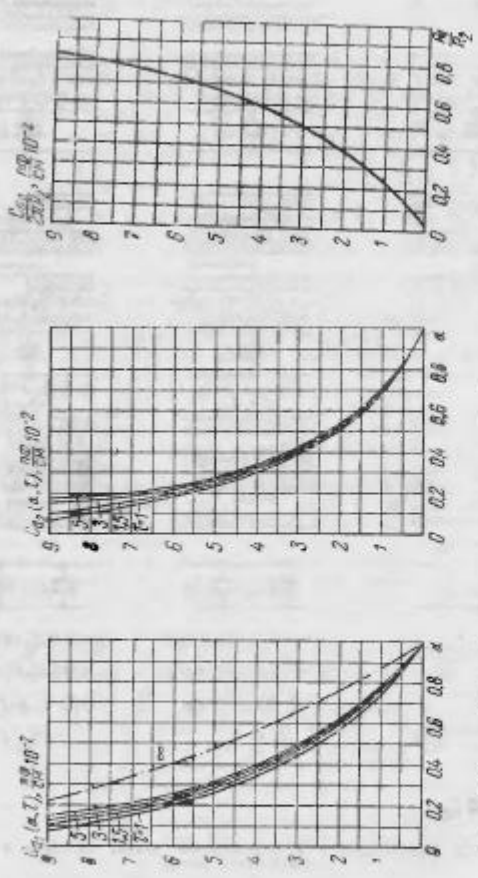


Рис. 3.3. Конные C_d (в. п) для определения емкостей, обусловленных неоднородностью в линиях передачи

ближенная эквивалентная схема (рис. 3.4б) для полосковой линии. Величина индуктивной реактивности, образующейся в месте стыка, может быть определена равенством [13]

$$\frac{X_{\text{ин}}}{Z_0} = \frac{D}{\lambda} \left[\ln \cos \frac{\pi D'}{D} + \ln 2 \right], \quad (3.1)$$

где

$$D = b + \frac{2h}{\pi} \ln 2; \quad \frac{D'}{D} + \frac{Z_{\text{ин}}}{Z_0},$$

h — расстояние между заземленными пластинами линии. При конструировании фильтра свч эти дополнительные реактивности необходимо учитывать в реактивных элементах фильтра.

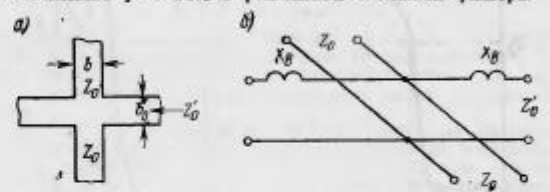


Рис. 3.4. Схема параллельного соединения отрезков линий передачи (а) и ее приближенная эквивалентная схема (б)

Так, дополнительные емкости, образующиеся в месте стыка при последовательном соединении емкости и индуктивности, могут быть учтены путем уменьшения основной емкости фильтра. Особенно важен такой учет при конструировании фильтров в верхней части диапазона свч, где основные емкости фильтра получаются малыми, а дополнительные становятся сравнимыми с ними.

Необходимость крепления элементов фильтра в его корпусе (это особенно относится к коаксиальным конструкциям) также влияет на выбор эквивалентной схемы фильтра. Целесообразно выбирать такую схему, где реактивные элементы могут быть одновременно использованы и как крепящие элементы в конструкции фильтра.

3.3. Основные направления расчета фильтров свч

Метод эквивалентных схем позволяет использовать при расчете фильтров свч богатый расчетный материал, разработанный ранее для схем с сосредоточенными параметрами.

На свч в настоящее время все более широко используется расчет фильтров по рабочим параметрам. Он постепенно вытесняет расчет по характеристическим параметрам ввиду приближенности последнего и неэкономичности в расходовании элементов.

Однако способы расчета по характеристическим параметрам все еще широко используются в тех случаях, когда к фильтрам не

предъявляют особо жестких требований по электрическим и другим параметрам (вес, габариты и т. п.). Этому способствует наличие простых проверенных практикой способов расчета, в которых учитывается специфика построения фильтров свч.

В некоторых, например, дается указание о выборе элементов фильтра таким образом, чтобы избежать появления паразитных полос пропускания (или задерживания) в рабочей полосе фильтра (как это будет показано в расчете ФНЧ и ФВЧ), приводится порядок учета дополнительных реактивностей в местах стыка реактивов и т. п.

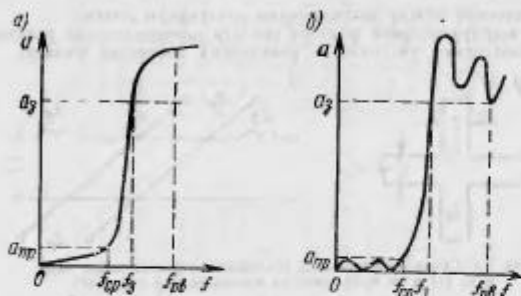


Рис. 3.5. Частотные характеристики ФНЧ для случаев максимально плоской (а) и чебышевской (б) аппроксимаций

В настоящее время в качестве функций аппроксимации частотных характеристик фильтров наиболее широко используются максимально плоские функции Баттлерворса и полиномы Чебышева.

Затухание, вносимое фильтром свч, в этом случае имеет вид, показанный на рис. 3.5.

Для расчета фильтров в настоящее время широко используют аналитический, графический и графоаналитический способы расчета.

Выведенные соотношения позволяют определить необходимое количество элементов фильтра (n) для выполнения поставленных требований при наиболее распространенных функциях аппроксимации:

а) для ППФ с чебышевской характеристикой

$$n = \frac{\text{Ar ch} \sqrt{\frac{L_a - 1}{L_{np} - 1}}}{\text{Ar ch} \frac{\gamma_n}{\gamma_{np}}}; \quad (3.2)$$

б) для ППФ с максимально плоской характеристикой

$$n = \frac{\lg \sqrt{\frac{L_a - 1}{L_{np} - 1}}}{\lg \frac{\gamma_n}{\gamma_{np}}}. \quad (3.3)$$

где

$$\gamma = \frac{f}{f_a} - \frac{f_a}{f};$$

$$a = 10 \lg L;$$

$$f_a = \sqrt{f_{cp,н} f_{cp,в}}.$$

Для упрощения расчета таких фильтров эта задача каталонизирована [3, 18] в виде добротности контуров. Подобные фильтры достаточно просто при исполнении на полосковых линиях (см. рис. 4.6). На практике также широко используется расчет фильтров по графикам.

На рис. 3.6 а показаны кривые рабочего затухания фильтров верхних и нижних частот [2] для различного количества реактивных элементов в схеме фильтра (три, пять и семь). По этим кривым определяется необходимый класс фильтра (по количеству элементов в схеме фильтра), исходя из требуемой величины затухания на частоте $f_a - a_n$ в полосе задерживания (по отношению f_a/f_{cp}) и величине затухания a_{np} в полосе пропускания.

Параметры схемы фильтра определяются из выражений: параметры схемы фильтра нижних частот

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= \frac{x_1}{2\pi f_{cp} R}, \quad \Phi; & L_2 &= \frac{x_2 R}{2\pi f_{cp}}, \quad \text{ЭН} \\ C_n &= \frac{x_n}{2\pi f_{cp} R}, \quad \Phi; & L_4 &= \frac{x_4 R}{2\pi f_{cp}}, \quad \text{ЭН} \end{aligned} \right\}; \quad (3.4)$$

параметры схемы фильтра верхних частот

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{x_2 2\pi f_{cp} R}, \quad \Phi; & L_1 &= \frac{R}{x_1 2\pi f_{cp}}, \quad \text{ЭН} \\ C_4 &= \frac{1}{x_4 2\pi f_{cp} R}, \quad \Phi; & L_3 &= \frac{R}{x_n 2\pi f_{cp}}, \quad \text{ЭН} \end{aligned} \right\}. \quad (3.5)$$

Величины коэффициентов x определяются из табл. 3.1.

Расчет полоснопропускающих и полоснозадерживающих фильтров может быть произведен на основе нормированного фильтра нижних частот («прототипа») с переводом его элементов L и C в контуры LC в соответствии с табл. 3.2 [8].

При рассмотрении процесса расчета фильтров свч следует более подробно остановиться на особенностях их реализации. Может оказаться, что легко рассчитываемый фильтр окажется труднореализуемым на практике. Практика разработки фильтров свч выделила ос-

ределенное количество схем фильтров, которые обладают простотой в расчете, изготовлении и настройке, хорошей повторяемостью характеристик.

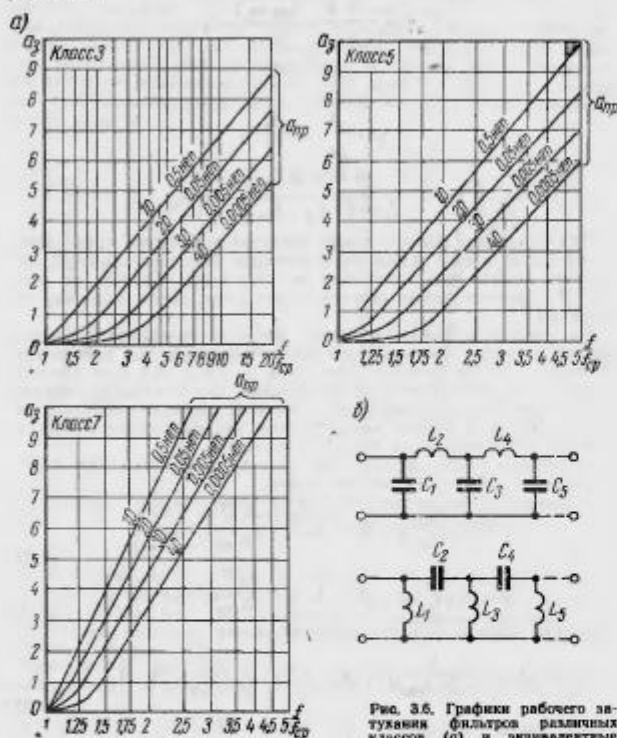


Рис. 3.6. Графики рабочего затухания фильтра различных классов (а) и эквивалентные схемы ФНЧ и ФВЧ (б)

При этом расчет их может производиться как по характеристическим, так и по рабочим параметрам.

Особенно удобны на практике способы расчета фильтров, в результате которых получаются исходные данные для их конструирования в виде параметров отрезков линий передачи (волновое сопротивление и длина отрезка линии передачи).

Рассмотрим примеры расчета некоторых типов фильтров, имеющих широкое практическое применение.

Таблица 3.1

№№ кривых из рис. 3.6а	Величины коэффициентов k фильтров различных классов							
	Класс третий		Класс пятый			Класс седьмой		
	$k_1=k_2$	k_3	$k_1=k_5$	$k_2=k_4$	k_3	$k_1=k_7$	$k_2=k_6$	$k_3=k_8$
1.0	1,575	1,100	1,715	1,225	2,415	1,740	1,275	2,575
1.2	1,380	1,130	1,500	1,300	2,280	1,515	1,340	2,330
1.4	1,210	1,145	1,295	1,345	2,140	1,350	1,385	2,230
1.6	1,080	1,150	1,170	1,375	1,995	1,230	1,425	2,125
1.8	0,950	1,140	1,065	1,390	1,895	1,100	1,440	2,020
2.0	0,850	1,115	0,980	1,380	1,800	1,006	1,446	1,940
2.2	0,780	1,080	0,900	1,365	1,700	0,935	1,443	1,870
2.4	0,715	1,040	0,830	1,335	1,640	0,850	1,430	1,806
2.6	0,645	0,995	0,775	1,300	1,575	0,794	1,400	1,750
2.8	0,585	0,950	0,715	1,265	1,520	0,756	1,375	1,706
3.0	0,540	0,895	0,665	1,230	1,465	0,706	1,345	1,660
3.2	0,495	0,845	0,630	1,195	1,400	0,660	1,315	1,610
3.4	0,450	0,785	0,565	1,165	1,350	0,615	1,280	1,570
3.6	0,406	0,735	0,525	1,130	1,285	0,585	1,245	1,530
3.8	0,365	0,675	0,500	1,085	1,235	0,550	1,200	1,485
4.0	0,335	0,630	0,470	1,025	1,200	0,525	1,165	1,455

1. ФНЧ из коротких отрезков передающих линий (рис. 3.1б). Расчет такого фильтра может быть произведен с помощью графиков, приведенных на рис. 3.7 [9], или по рабочим параметрам на основании кривых, приведенных на рис. 3.6а [2].

При первом способе в качестве исходных параметров задаются величинами электрических длин отрезков линии передачи с большим и малым волновым сопротивлением $\theta = \frac{2\pi l}{\lambda_{\text{ср}}}$.

Эти величины определяют положение паразитных полюсов пропускания фильтра. Обычно берут $\theta_2 = 20^\circ$; $\theta_1 = 40^\circ$.

Из графика рис. 3.7а определяют промежуточный коэффициент k , а из графика рис. 3.7б — отношение волнового сопротивления отрезка линии, используемого в качестве индуктивности, к характеристическому сопротивлению фильтра (его обычно берут равным волновому сопротивлению линии).

Из полученных данных определяют волновое сопротивление отрезков линии передачи, используемых в качестве емкости и индуктивности.

Таблица 3.2

Тип фильтра	Преобразованная частота	Элемент прототипа	Элемент фильтра и его расчетная формула
ФНЧ	$\omega = \frac{f}{f_{ср}}$	L_0	L $L = \frac{L_0}{\omega_{ср}}$
		C_0	C $C = \frac{C_0}{\omega_{ср}}$
ФВЧ	$\omega = \frac{f_{ср}}{f}$	L_0	C $C = \frac{1}{\omega_{ср} L_0}$
		C_0	L $L = \frac{1}{\omega_{ср} C_0}$
ППФ	$\omega = \frac{f_0 - \Delta f}{f_0 - \Delta f_{ср}}$	L_0	L C $L = \frac{L_0}{\Delta}$, $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$
		C_0	L C $C = \frac{C_0}{\Delta}$, $L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$
ПЗФ	$\omega = \frac{f_0 + \Delta f}{f_0 - \Delta f_{ср}}$	L_0	L C $C = \frac{1}{L_0 \Delta}$, $L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$
		C_0	L C $L = \frac{1}{C_0 \Delta}$, $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$

$\Delta = \omega_{ср\delta} - \omega_{срH}$, $\omega_0^2 = \omega_{ср\delta} \cdot \omega_{срH}$

Далее, задаваясь величиной внутреннего диаметра коаксиальной линии или размерами полостковой линии, с учетом диэлектрика, используемого в фильтре, определяют размеры элементов фильтра.

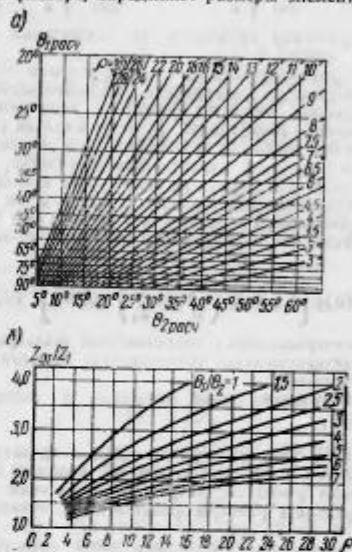


Рис. 3.7. Кривые для расчета ФНЧ из коротких отрезков параллельных линий

При вычислении длины отрезка, используемого в качестве емкости, необходимо определить, насколько он должен быть уменьшен за счет емкости, образующейся в месте перепада диаметра центральной жилы фильтра. Это может быть сделано по формуле

$$\theta_{ек} = 2 \arctg \left(\operatorname{tg} \frac{\theta_{расч}}{2} - B_c Z_{вн} \right), \quad (3.6)$$

где

$$B_c Z_{вн} = 1,96 f_{ср} D C_d'(\alpha, \tau) Z_{вн} 10^{-5},$$

$f_{ср}$ — частота среза фильтра,

D — диаметр внешнего проводника коаксиальной линии.

Величина $C_d'(\alpha, \tau)$ определяется из графика, представленного на рис. 3.3.

Длины линий определяются из соотношения:

$$l_1 = \frac{\theta_1}{360} \frac{\lambda_{cp}}{\sqrt{\epsilon}}, \quad l_2 = \frac{\theta_2}{360} \frac{\lambda_{cp}}{\sqrt{\epsilon}}, \quad (3.7)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость диэлектрика, используемого в отрезках линии.

Недостатком рассматриваемого способа расчета ФНЧ является относительная сложность зависимости, показывающей связь между требуемым числом элементов фильтра и величинами затуханий фильтра в полосах пропускания и задерживания [9].

Количество ячеек фильтра, необходимое для создания требуемой крутизны скатов частотной характеристики фильтра, может быть определено из частотной характеристики одной ячейки фильтра [5] на основе анализа экспериментальных характеристик ранее разработанных (или описанных в технической литературе) фильтров подобной конструкции или из выражения затухания m -звенного фильтра [2]

$$a = 10 \lg \left[1 + 0,25 \left(\frac{Z_1}{\rho} + \frac{\rho}{Z_1} \right)^2 \sin^2 m \alpha \right], \text{ дБ},$$

где Z_1 — характеристическое сопротивление фильтра, $Z_1 = \rho x_1$ — характеристическое сопротивление фильтра в полосе задерживания, ρ — сопротивление линии передачи, в которую включен фильтр.

Пример.

Задано: частота среза фильтра $f_{cp} = 2000 \text{ МГц}$, затухание в диапазоне частот $3000 - 10000 \text{ МГц}$ $a_0 \geq 30 \text{ дБ}$, волновое сопротивление подводющих линий $\rho = 50 \text{ Ом}$, затухание в полосе пропускания $a_{пр} \leq 3 \text{ дБ}$. Определить размеры фильтра, выполненного на коаксиальной линии с $D = 12 \text{ мм}$.

Определяем параметры Т-образного звена фильтра. Принимаем $\theta_2 = 20^\circ$; $\theta_1 = 40^\circ$. Такие значения θ обеспечивают отсутствие паразитных полос пропускания в заданной по условию полосе задерживания.

Из графика 3.7а определяем $\rho = 12,4$, а из 3.7б — отношение $Z_{01}/Z_1 = 2,88$.

Величина Z_{10} равна волновому сопротивлению линии, т. е. $Z_{10} = 50 \text{ Ом}$, отсюда $Z_{01} = 2,88 \cdot 50 = 144,0 \text{ (Ом)}$, а $Z_{02} = \frac{144}{12,4} = 11,6 \text{ Ом}$.

Полученные данные позволяют сравнительно просто сконструировать фильтр как на лососковой, так и на коаксиальной линии передачи.

Рассмотрим коаксиальную конструкцию фильтра. Для определения размеров центральной жилы фильтра выберем (она обычно задается) диаметр коаксиальной линии.

Диаметры отрезков линии передачи с большим и малым волновыми сопротивлениями могут быть получены из соотношений:

$$\frac{D}{d_1} = e^{\frac{144}{50}} = 11,03; \quad \frac{D}{d_2} = e^{\frac{11,6 \sqrt{\epsilon}}{50}} = 1,32,$$

Диэлектриком заполняется только отрезок линии с малым волновым сопротивлением l_2 (см. рис. 3.1б).

В качестве диэлектрика в схеме фильтра используем фторопласт —4 ($\epsilon = 2,2$).

Отсюда

$$d_1 = 1,08 \text{ мм}; \quad d_2 = 9,1 \text{ мм}.$$

При определении длины отрезков линии передачи, необходимо учесть и компенсировать дополнительные реактивности, которые образуются в месте стыка двух отрезков линии передачи. В данном случае стыкуются отрезки линии передачи с большим и малым волновыми сопротивлениями.

Как было показано выше, при этом образуется дополнительная емкость. Ее величина может быть определена с помощью графиков, приведенных на рис. 3.3а, и учтена путем уменьшения емкости ячейки фильтра (уменьшением длины отрезка линии передачи с малым волновым сопротивлением).

Определяем величину C_2 ($\alpha, \tau \approx 0,06 \text{ пФ/см}$ и по ф-ле (3.6) определяем скорректированную величину θ_2 см.

Длины отрезков линии передачи согласно (3.7) равны:

$$l_1 = \frac{40}{360} \cdot 150 = 16,7 \text{ мм};$$

$$l_2 = \frac{16}{360} \cdot \frac{150}{\sqrt{2,2}} = 5,5 \text{ мм}.$$

Первая паразитная полоса пропускания, обусловленная резонансом отрезка l_1 , лежит в районе 9000 МГц .

Согласно зависимости, определяющей величину затухания ячейки фильтра в полосе задерживания, для достижения требуемого затухания на $f_s = 3000 \text{ МГц}$ необходимо иметь несколько более двух ячеек фильтра. Мы берем три ячейки.

Аналогичная схема ФНЧ может быть рассчитана по рабочим параметрам с помощью графиков 3.3а.

Из заданной величины затухания 30 дБ на $f_s/f_{cp} = 1,5$ по графикам 3.6а определяем класс фильтра, который удовлетворяет этому требованию. При допустимом затухании в полосе пропускания порядка 3 дБ в качестве такого фильтра может быть выбран фильтр 7-го класса.

Величины реактивных элементов фильтра в соответствии с табл. 3.1 могут быть определены из следующих соотношений (3.4):

$$C_1' = C_1 = \frac{1,74}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10^6 \cdot 50} = 2,8 \text{ пФ};$$

$$C_2 = C_2 = \frac{2,57}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10^6 \cdot 50} = 4,1 \text{ пФ};$$

$$L_2 = L_2 = \frac{1,27 \cdot 50}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10^6} = 5,1 \text{ нГн};$$

$$L_4 = \frac{1,36 \cdot 50}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10^6} = 5,46 \text{ нГн}.$$

Эти реактивные элементы могут быть реализованы в виде коротких отрезков линии передачи при сохранении соотношений диаметров ранее произведенного расчета ($d_2=9,1$ мм; $d_1=1,08$ мм; $D=12,0$ мм):

$$l_1 = l_7 = \frac{1,81 \cdot 2,8}{2 \left(\frac{6}{1,5} - 0,5 \right)} = 7,2^* \text{ мм};$$

$$l_2 = l_6 = 10,4^* \text{ мм};$$

$$l_3 = l_8 = \frac{5,1 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^{10}}{144} = 10,7 \text{ мм};$$

$$l_4 = \frac{5,46 \cdot 10^9 \cdot 3 \cdot 10^{10}}{144} = 11,5 \text{ мм}.$$

Следует отметить определенную сложность выполнения ФНЧ, рассчитанного по рабочим параметрам. Она заключается в том, что все элементы конструкции фильтра получаются различными.

2. *Фильтр верхних частот из коротких отрезков передающих линий.* Конструкция фильтра ФВЧ и его эквивалентная схема показаны на рис. 3.1а.

Расчет фильтра верхних частот может быть сравнительно просто произведен с помощью графика, приведенного на рис. 3.8.

Параметры короткозамкнутого отрезка линии передачи, используемого в качестве индуктивности, могут быть определены из следующих соотношений: его длина

$$l_1 = \frac{\lambda_{вр}}{4}, \quad (3.8)$$

где $\lambda_{вр}$ — длина волны, соответствующая верхней частоте рабочей полосы пропускания фильтра ($f_{вр}$); его волновое сопротивление определяется из выражения

$$Z_1 = \frac{R}{\operatorname{tg} \theta}. \quad (3.9)$$

Величина θ определяется из графика рис. 3.8 и зависит от ширины используемого фильтра в полосе пропускания участка частот,

* Величины отрезков с малым волновым сопротивлением должны быть уменьшены для компенсации емкости, образующейся в месте стыка реактивных элементов в соответствии с выражением (3.6). l_1, l_7 до 6,0 мм; l_2, l_6 до 8,5 мм.

т. е. от соотношения $f_{вр}/f_{ср}$. Как видно из кривых, приведенных на графике (рис. 3.8), увеличение ширины используемого участка частот в полосе пропускания фильтра, т. е. отношения $f_{вр}/f_{ср}$, требует увеличения емкости этого отрезка линии передачи.

Величина последовательной емкости фильтра может быть найдена из соотношения

$$C = \frac{l}{R c \theta} \cdot \phi, \quad (3.10)$$

где θ — в радианах; $c=3 \cdot 10^{10}$ см/сек; R — в омах.

Пример.

Задано: частота среза $f_{ср}=360$ МГц, полоса пропускания фильтра должна лежать в пределах 360–2500 МГц, волновое сопротивление подводящих линий $\rho=50$ ом, величина затухания на частотах 180–260 МГц $\alpha_s \geq 25$ дБ. Определить размеры фильтра, выполняемого на коаксиальной линии с $D=12$ мм.

Из графика рис. 3.8 определяем величину θ для требуемого отношения $f_{вр}/f_{ср}$.

Для нашего случая $f_{вр}/f_{ср}=7$.

Величина θ для такого соотношения $f_{вр}/f_{ср}$ равна 17° . Определим параметры короткозамкнутого отрезка линии передачи. Его волновое сопротивление согласно ф-ле (3.9) равно

$$Z = \frac{R}{\operatorname{tg} \theta} = \frac{50}{0,305} = 164 \text{ ом}.$$

Его длина согласно (3.8)

$$l_1 = \frac{\lambda_{вр}}{4} = \frac{150}{4} = 37,5 \text{ мм}.$$

Величина последовательной емкости ячейки фильтра согласно (3.10)

$$C = \frac{l}{R c \theta} = 5,2 \text{ пф}.$$

Определим размеры элементов конструкции фильтра.

Для обеспечения крепления отрезка линии, используемого в качестве индуктивности, его диаметр выбираем несколько меньше диаметра D_1 основной линии, выберем его равным 10 мм. Определяем толщину центрального проводника этого отрезка:

$$\frac{D_1}{d_1} = 10,7; \quad d_1 = 0,94 \text{ мм}.$$

Емкость C конструктивно может быть выполнена в виде диэлектрического цилиндра, вложенного в разрыв центральной жилы коаксиальной линии (рис. 3.10). Эквивалентная схема такой емкости представляет собой две параллельно включенные емкости, образованные соответственно бортиком C_6 и самой втулкой $C_{вт}$.

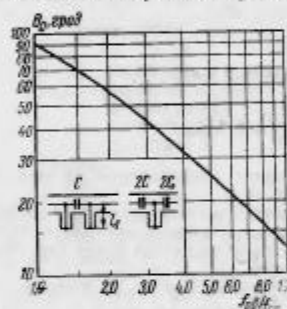


Рис. 3.8. Кривые для расчета ФВЧ из коротких отрезков передающих линий

Величины емкостей определяются соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \frac{S \epsilon}{4d\pi} \\ C_{\text{вт}} &= \frac{0,556 \cdot c}{\ln \frac{b}{d}} l \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Общую емкость ячейки фильтра делим между C_0 и $C_{\text{вт}}$ так:

$$C_0 = 0,4 \text{ пф}; \quad C_{\text{вт}} = 4,8 \text{ пф.}$$

В качестве диэлектрика выбираем материал ПП-10 ($\epsilon=10$).

Диаметр внутренней жилы фильтра равен 5,2 мм. Задаемся наружным диаметром втулки 3,3 мм и внутренним 2,3 мм.

Длина втулки может быть определена из соотношения

$$l = \frac{C_{\text{вт}} \cdot 2,3 \lg b/a}{0,556 \cdot 10} = 5,75 \text{ мм.}$$

Толщина бортика втулки S при обеспечении необходимой величины C_0 равна

$$S = \frac{S \cdot \epsilon}{4C_0 \pi} = 0,9 \text{ мм.}$$

Требуемая величина затухания в полосе задерживания обеспечивается постановкой двух ячеек фильтра.

3. Полоснопропускающие и полоснозадерживающие фильтры из резонансных отрезков линий передачи. Резонансные отрезки линии передачи наиболее часто используют при конструировании ППФ и ПЗФ. В существующей технической литературе процесс расчета таких фильтров с непосредственными и четвертьволновыми связями рассмотрен достаточно подробно [3, 9, 11, 18]. Решение задачи каталогизировано, даются графики для определения размеров отрезков передающих линий, приводятся примеры инженерного расчета фильтров. Основными частями фильтров являются резонаторы, выполняемые на короткозамкнутых (с одной или двух сторон) или разомкнутых отрезках линии передачи.

Подобные резонаторы, как и контуры LC, можно характеризовать с помощью понятий нагруженной и собственной добротности.

Выше (рис. 2.4) были приведены зависимости, характеризующие резонаторы на короткозамкнутых и разомкнутых отрезках линии передачи.

Добротность контура может быть определена как отношение W_n накопленной в резонаторе энергии к энергии, рассеянной за период $W_{\text{рн}}$ [18]:

$$Q = 2\pi \frac{W_n}{W_{\text{рн}}} \quad (3.12)$$

Различаются две добротности резонаторов: собственная (ненагруженная) — Q_0 и нагруженная добротность резонатора, связанного со входной и выходной нагрузками — Q_n .

Для практических целей более удобно определение нагруженной добротности как отношение

$$Q_n = \frac{f_0}{f_{\text{в0б}} - f_{\text{н0б}}}, \quad (3.13)$$

где f_0 — резонансная частота резонатора; $f_{\text{в0б}}$ — частота, на которой рабочее затухание контура достигает 3 дБ.

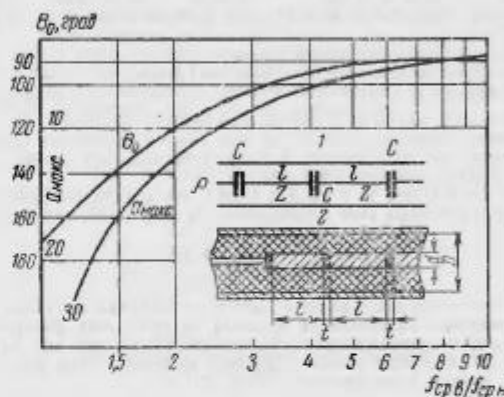


Рис. 3.9. Кривые для расчета ППФ из резонансных отрезков линии передачи (1 — эквивалентная схема, 2 — конструкция)

Связь между затуханием резонатора a_p и его добротностями определяется соотношением

$$a_p = 10 \lg \left(\frac{Q_0}{Q_0 - Q_n} \right)^2 \quad (3.14)$$

ППФ и ПЗФ выполняются в виде цепочки одинаковых или разных по добротности резонаторов. Простой расчет ППФ может быть произведен с помощью графика, приведенного на рис. 3.9.

Пример.

Задаю: полоса пропускания фильтра $f_{\text{ср.н}}=2000 \text{ МГц}$, $f_{\text{ср.в}}=3000 \text{ МГц}$, волновое сопротивление подводящих линий $\rho=50 \text{ Ом}$.

Определять размер фильтра, выполненного на коаксиальной линии с $D=12 \text{ мм}$.

Из графика рис. 3.9 определяем $\theta_0=145^\circ$.

Волновое сопротивление резонаторов фильтра (для конструкции 1)

$$Z = R \sin \theta_0 = 50 \cdot 0,57 = 26 \text{ ом.}$$

Если в качестве заполняющего диэлектрика возьмем фторопласт-4, то длина резонаторов согласно (3.13) будет равна

$$l = \frac{\lambda_{\text{ср.в}}}{2 \sqrt{\epsilon}} = \frac{100}{2 \cdot 1,41} = 35,4 \text{ мм.}$$

Емкость связи между резонаторами фильтра определяем по ф-ле (3.14)

$$C = \frac{\text{ctg}(90^\circ - 0,665)}{2\pi \cdot 2000 \cdot 10^6 \cdot 26} = 1,8 \text{ пф.}$$

Определяем размеры элементов конструкции фильтра.

Волновое сопротивление 26 ом при полном заполнении отрезка линии передающей фторопластом-4 получается при соотношении диаметров $D/d=2$ (приложение 1, рис. П. 1.1).

Если $D=12,0 \text{ мм}$, то $d=6 \text{ мм}$; $l=35,4 \text{ мм}$, а толщина прокладок между резонаторами (при изготовлении их из фторопласта-4) равна

$$t = \frac{S \cdot c}{4\pi C} = 0,155 \text{ мм.}$$

Количество резонаторов фильтра зависит от заданных крутизны скачков и величины затухания (в полосах) задерживания фильтра.

Из графика, приведенного на рисунке, видно, что для случая $f_{\text{ср.в}}/f_{\text{ср.п}}=1,5$ максимальное затухание, вносимое одним резонатором, в полосе задерживания равно 20 дБ.

3.4. Паразитные полосы частотных характеристик фильтров СВЧ

Причиной появления паразитных полос пропускания фильтров СВЧ служит изменение от частоты характера сопротивления отрезков линии передачи, используемых в качестве реактивных элементов, или возбуждение в линиях волн высших типов (см. приложение 2).

Проведенный [9] анализ Т-образной схемы ФВЧ, конструкция которого из 2 ячеек показана на рис. 3.1 а, с помощью точной эквивалентной схемы позволит представить ход кривой характеристического сопротивления такого фильтра в диапазоне частот.

Сопротивления плеч такого фильтра равны (рис. 3.1а):

$$Z_1' = \frac{1}{i\omega C}, \quad Z_2' = iZ_1 \text{tg} \frac{2\pi l_1}{\lambda_{\text{ср}}},$$

где Z_1 — сопротивление последовательного плеча ячейки фильтра, Z_2 — сопротивление параллельного плеча ячейки фильтра.

Подставляя значения сопротивлений плеч в выражения характеристического сопротивления ячейки Т-образного звена, получим

$$Z = \sqrt{\frac{Z_1}{\omega C} \left(\text{tg} \theta - \frac{1}{4\omega C Z_1} \right)}. \quad (3.15)$$

На рис. 3.10 показан ход кривой характеристического сопротивления и полосы пропускания и задерживания фильтра. Как видно из полученной кривой, частотная характеристика ФВЧ такой конструкции имеет серию полос пропускания и задерживания. Так как обычно задаются основная полоса пропускания и полоса задерживания, остальные полосы фильтра получили название паразитных.

Подобный характер изменения частоты характеристики фильтра приводит к необходимости при конструировании фильтра свч определять положение паразитных полос пропускания или задерживания, а в случае необходимости (когда они попадают в рабочую полосу фильтра) принимать меры к их устранению.



Рис. 3.10. Кривые характеристического сопротивления ФВЧ из коротких отрезков линии передачи

Эта задача особенно важна для широкополосных фильтров. В ряде случаев она включается в сам процесс расчета схемы фильтра. Например, в рассмотренном ранее способе расчета ФВЧ выбор величины отрезка линии передачи, используемого в качестве индуктивности, зависит от верхней частоты рабочего диапазона фильтра.

При других способах расчета фильтров свч приходится определять положение таких полос и принимать меры к их закрытию. Паразитные полосы появляются обычно на тех частотах, где отрезки линий передачи, используемые как емкостные или индуктивные звенья фильтра, попадают в режим резонанса, т. е. электрическая длина их становится кратной $\lambda/2$.

Однако при этом следует учитывать, что электрическая длина таких отрезков линии передачи изменяется за счет реактивностей, образующихся в месте стыка элементов.

Наиболее распространенный способ подавления паразитных полос заключается в конструировании фильтра из отрезков линий передачи различной длины. Например, в конструкции ФНЧ отрезок линии передачи, используемый в качестве индуктивности, может быть выполнен (при одном и том же значении его индуктивности) различной длины за счет изменения соотношения D/d_1 .

4. Конструкция коаксиальных и полосковых фильтров

4.1. Конструктивное выполнение реактивных элементов фильтров СВЧ

К настоящему моменту разработано значительное количество различных конструкций фильтров СВЧ. Наиболее распространенными являются конструкции фильтров из коротких и резонансных отрезков передаточных линий. Широкое распространение в последнее время получили также фильтры с электрической перестройкой, выполненные на сферах из железисто-итриевых гранатов (ЖИГ).

При конструировании фильтров СВЧ приходится учитывать ту особенность, что элементы фильтра изготавливаются путем механической обработки и имеют определенный разброс (в зависимости от точности выполнения) от требуемого значения.

Разброс размеров элементов фильтров может привести к ухудшению их электрических характеристик. Поэтому при жестких требованиях к электрическим характеристикам фильтра необходимо при разработке конструкции фильтра предусматривать в нем элементы подстройки, обеспечивающие возможность устранения неточностей его изготовления. Эта задача усложняется тем, что изменение величин реактивных элементов для фильтров СВЧ из отрезков линии передачи выливается в изменение или длины отрезков или величин их волновых сопротивлений и включение элементов подстройки может в ряде случаев значительно усложнить конструкцию фильтра. Поэтому при разработке фильтра СВЧ следует выбирать в качестве реактивного элемента отрезок линии передачи с такой конструкцией, которая обеспечивала бы максимальную простоту ее постройки.

В ряде случаев конструкция фильтра может быть продиктована теми или иными условиями его работы. Например, особые требования к его ударной прочности делают нецелесообразным использование в качестве крепящих элементов диэлектрические втулки емкостных элементов фильтров.

Рассмотрим особенности конструктивного выполнения реактивных элементов, на основе которых могут быть построены схемы фильтров СВЧ.

Наиболее распространенные конструкции реактивных элементов коаксиальных и полосковых линий, используемых при конструировании фильтров СВЧ, и их эквивалентные схемы показаны на рис. 4.1.

На рис. 4.1а показаны три возможных варианта выполнения последовательной емкости.

Последовательная емкость образуется обычно за счет разрыва S -центральной жилы коаксиальной или полосковой линии. Когда требуемая величина емкости велика, то размеры зазора получаются очень малыми. Это неудобно для практического выполнения схемы.

В этом случае емкость может быть выполнена в виде «ласточкина хвоста» для полосковой линии или диэлектрической трубки с длиной меньше четверти длины волны, располагаемой в месте разрыва центрального проводника коаксиальной линии. Иногда с це-

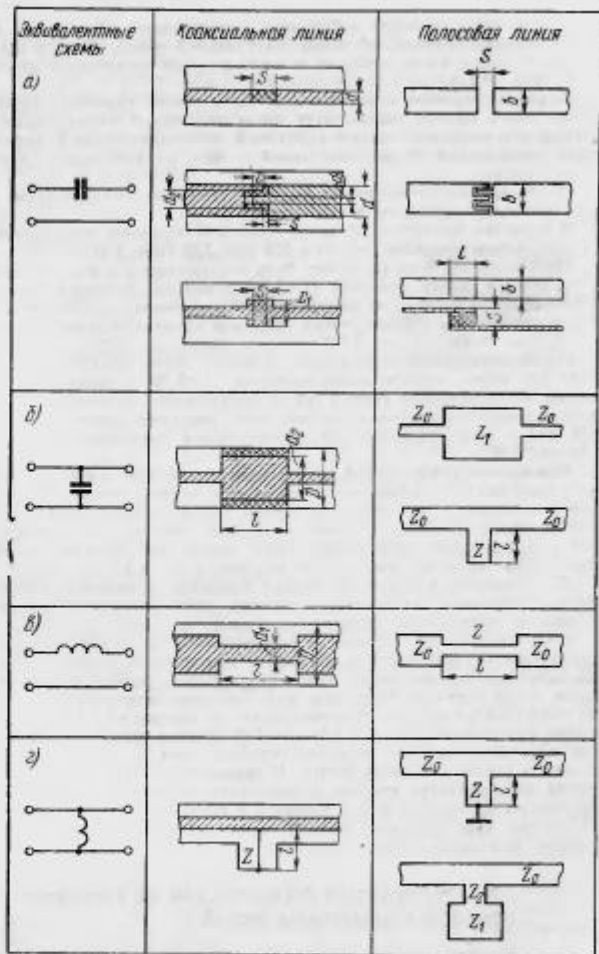


Рис. 4.1. Отрезки линий передачи, используемые в качестве реактивных элементов, и их эквивалентные схемы

лю увеличение площади «обкладок» конденсатора, образуемого в месте разрыва центральной жилы коаксиальной линии, диаметр центральной схемы линии передачи в месте разрыва увеличивают скачком (рис. 4.1а).

Большие значения емкости могут быть также получены путем включения в разрыв центральной жилы полосковой линии конденсатора, образованного двумя короткими перекрывающимися отрезками центральной жилы полосковой линии, разделенными слоем диэлектрика.

Наиболее распространенные типы диэлектриков, используемых в свч фильтрах, приведены в приложении 3.

В качестве контуров LC могут быть использованы резонансные отрезки линии передачи, кратные $\lambda/4$ или $\lambda/2$ (рис. 2.4).

Параллельная емкость может быть осуществлена в виде короткого отрезка линии передачи ($l < \lambda/8$) с низким волновым сопротивлением или в виде параллельно подключаемого к основной линии разомкнутого отрезка линии передачи длиной меньше четверти длины волны (рис. 4.1б).

Последовательная индуктивность может быть представлена в виде короткого отрезка линии передачи ($l < \lambda/8$) с большим волновым сопротивлением (рис. 4.1в), а параллельная индуктивность — в виде короткозамкнутого отрезка линии передачи длиной меньше $\lambda/4$ или в виде разомкнутого отрезка линии передачи с длиной $\lambda/4 < l < \lambda/2$.

При выборе той или иной конструкции реактивного элемента следует учитывать специфику его реализации в линии передачи. Например, включение в коаксиальную линию параллельного отрезка линии передачи связано с рядом достаточно сложных механических работ (соединение двух коаксиальных линий под прямым углом, постановка короткозамыкающего поршня и т. п.).

Для полосковой линии эта задача решается значительно проще. Здесь постановка параллельного отрезка линии передачи приведет только к увеличению ширины системы.

Определенное усложнение конструкции фильтра получается в случае необходимости установки короткозамыкающих поршней. Чтобы избежать их постановки, можно использовать более длинные отрезки линии передачи. Например, параллельную индуктивность можно представить в виде не короткозамкнутого отрезка с $l < \lambda/4$, а разомкнутого отрезка линии с $\lambda/4 < l < \lambda/2$. Однако такой отрезок линии передачи является хорошим приближением к индуктивности только в узком диапазоне частот. В широкополосных схемах в качестве индуктивности следует использовать специальную структуру, состоящую из отрезка линии передачи с большим волновым сопротивлением, нагруженным коротким разомкнутым отрезком линии с низким волновым сопротивлением.

4.2. Конструкции фильтров свч из коротких отрезков передающих линий

Короткие отрезки линий передачи наиболее часто используют при конструировании широкополосных фильтров ФНЧ, ППФ и ФВЧ. С целью обеспечения эквивалентности отрезков линий передачи сосредоточенным реактивностям необходимо, чтобы их дли-

на была значительно меньше одной восьмой самой короткой волны рабочего диапазона.

На рис. 4.2а показана конструкция коаксиального, а на рис. 4.2б — полоскового фильтров нижних частот на коротких отрезках передающих линий, состоящих из двух ячеек.

Реактивные элементы фильтра образуются за счет изменения диаметра внутреннего проводника коаксиальной линии или ширины полочки у полосковой линии.

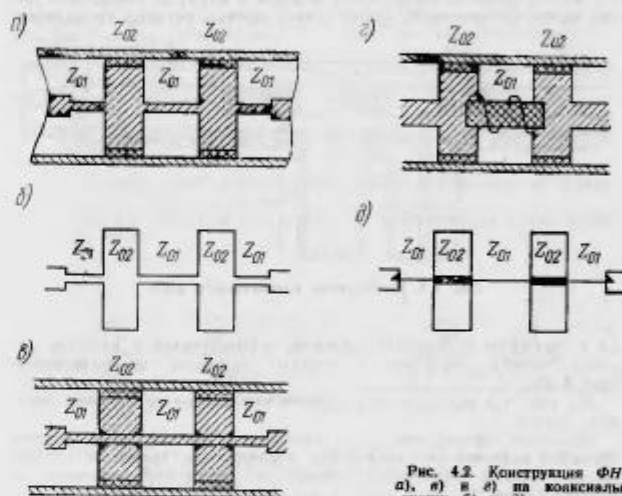


Рис. 4.2. Конструкция ФНЧ: а), б) и в) — на коаксиальной линии; б) и г) — на полосковой линии.

Емкостные элементы коаксиального ФНЧ выполнены (как это видно на рис. 4.2а) в виде коротких отрезков линии передачи с малым волновым сопротивлением. С целью создания жесткой конструкции фильтра эти отрезки линии передачи обычно заполняются диэлектриком.

Определенные трудности возникают при выполнении длинных отрезков линии передачи с большим волновым сопротивлением. Обточка центрального проводника этого отрезка линии передачи связана со сложной работой на токарном станке.

Конструкция ФНЧ значительно упрощается, если в качестве центрального проводника отрезка линии с большим волновым сопротивлением использовать провод (медный, латунный), а отрезки линий передачи с малым волновым сопротивлением выполнять в виде

одетых и напаянных на него цилиндра соответствующего диаметра (рис. 4.2в).

В схемах фильтров, работающих в нижней части свч диапазона, длина отрезков линий передачи с большим волновым сопротивлением получается большой. С целью уменьшения габаритов фильтра центральную жилу таких отрезков выполняют в виде спирали на диэлектрическом стержне (рис. 4.2г).

Аналогичным образом для того, чтобы избежать сложных работ по созданию волоски малой ширины в ФНЧ, на полосковой линии можно использовать также тонкий провод, который припаивает-

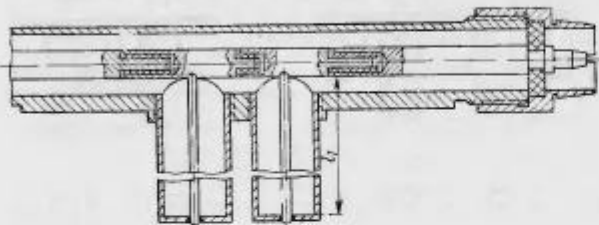


Рис. 4.3. Конструкция коаксиального ФВЧ

ся к полоскам с большой шириной, используемым в качестве отрезков линий передачи с малым волновым сопротивлением (рис. 4.2д).

На рис. 4.3 показана конструкция коаксиального фильтра верхних частот.

Величина короткозамкнутого отрезка передающей линии, используемой в качестве индуктивности, сделана подстраиваемой. Подстройку можно производить изменением длины короткозамкнутого отрезка линии передачи за счет его вворачивания или выворачивания из корпуса фильтра. Центральная жила отрезка линии передачи крепится с помощью пайки.

Подобная конструкция фильтра позволяет исключить короткозамыкающий поршень, который в данном случае получился бы очень сложным, так как диаметр внутренней жилы отрезка линии передачи, используемого в качестве индуктивности, мал (порядка 0,9 мм).

Значительно проще получается конструкция ФВЧ на полосковой линии. Параллельная индуктивность в конструкции такого фильтра может быть выполнена как в виде короткозамкнутого отрезка линии передачи, так и в виде разомкнутого (рис. 4.1 а и в).

Вид центральной жилы полосковой линии таких фильтров показан на рис. 4.4.

Последовательные емкости в таких фильтрах образуются в зависимости от их величины или разрывом полоски, или — при большой их величине (порядка 2-6 пф) — соединением типа «ласточкин хвост» или перекрытием одной части центральной жилы полосковой линии другой с диэлектрической прокладкой между ними (рис. 4.1б).

ППФ может быть получен путем соединения ФНЧ с частотой среза, равной верхней частоте среза ППФ, с ФВЧ с частотой среза, равной нижней частоте среза ППФ. При соединении таких фильтров необходимо соблюдать равенство их сопротивлений.

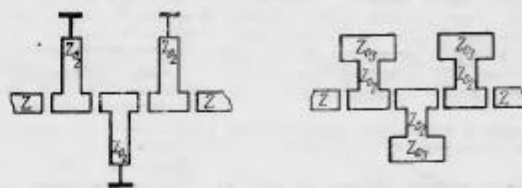


Рис. 4.4. Вид центральной жилы ФВЧ на полосковой линии

Разработаны также конструкции полосковых фильтров на коротких отрезках линии передачи.

На рис. 4.5 показаны конструкции и эквивалентная схема коаксиального ППФ.

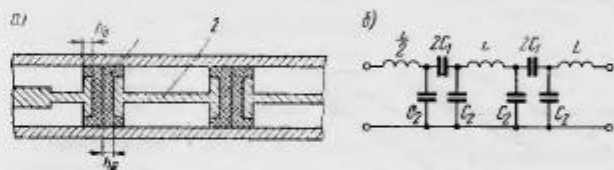


Рис. 4.5. Конструкция коаксиального ППФ (а), его эквивалентная схема (б) и конструкция диэлектрического «колпачка» (в)

Ячейка такого фильтра состоит из двух диэлектрических «колпачков» — 1 (рис. 4.5а) и своеобразной металлической (латунной) «гантели» — 2. Емкость C_1 (рис. 4.5б) образуется разрывом $2h_0$ центральной жилы коаксиальной линии, емкость C_2 — коротким отрезком h_0 линии передачи. Короткий отрезок линии передачи и разрыв центральной жилы коаксиальной линии заполнены диэлектриком. Емкостные реактивные элементы в такой конструкции одновременно используются и как элементы крепления отрезков центральной жилы коаксиальной линии.

4.3. Конструкция фильтров из резонансных отрезков передающих линий

Резонансные отрезки линии передачи (резонаторы) наиболее широко используются в схемах ППФ и ПЗФ. Резонаторы могут быть включены в схему фильтра с помощью отрезков линии пе-

передачи (фильтр с четвертьволновой связью — рис. 4.6а) или непосредственно друг за другом (фильтр с непосредственной связью — рис. 4.6б). Фильтры с четвертьволновыми связями удобны в настройке (можно настраивать каждый резонатор отдельно), но об-

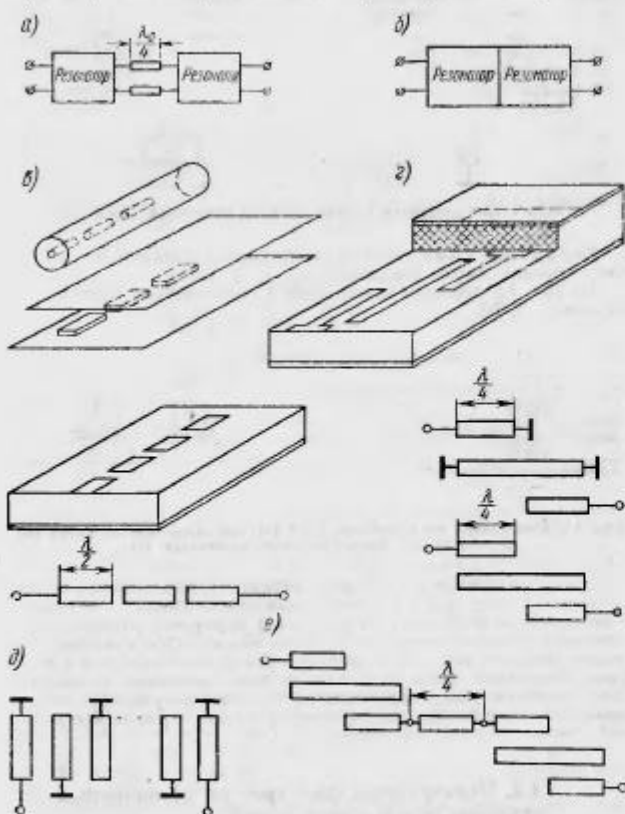


Рис. 4.6. Конструкции полосковых фильтров на резонансных отрезках линии передачи: а) с четвертьволновой связью, б) с непосредственной связью, в) при связи по торцу резонатора, г) на связанных линиях с непосредственной связью, д) на встречных линиях, е) на связанных линиях с четвертьволновой связью

ладают большими габаритами, чем фильтры с непосредственной связью. Кроме того, они ограничены по полосе частот (до 15%), в которой сохраняется приемлемая точность расчета.

На рис. 4.6 в, г, д показаны схемы фильтров с непосредственной связью. В конструкции ППФ на коаксиальной линии необходимо осуществлять крепление резонансных отрезков линиями передачи с точным соблюдением зазора между ними. Обычно этого достигают путем заполнения диэлектриком пространства между внутренним и наружным проводниками линии. Для получения широкой рабочей полосы в таких схемах фильтров необходимо создавать большую связь между резонаторами, т. е. обеспечивать большую величину последовательной емкости.

Поэтому зазоры между резонаторами получаются малыми и величина их будет критичной, что приводит к усложнению изготовления таких фильтров.

С целью уменьшения критичности размеров зазоров между пластинами разработаны конструкции фильтров со связью между резонаторами не по торцу, а по боковым стенкам резонаторов (полосковый ППФ, рис. 4.6е). Такие фильтры называют также фильтрами на связанных линиях. В таких фильтрах связь между резонаторами не является чисто емкостной, так как перекрывающиеся участки резонаторов имеют длину в одну четверть длины волны и фаза вдоль них меняется. Между резонаторами в данном случае имеется магнитная и электрическая связи. Так как площадь соприкосновения резонаторов здесь получается больше, то это позволяет даже при большой величине связи между резонаторами делать зазоры между ними достаточно большими. Изменением величины связи можно добиваться различной внешней добротности резонаторов и общей полосы фильтра. Стремление к уменьшению габаритов фильтров привело к появлению конструкций ППФ с встречными стержнями (рис. 4.6д). В таких фильтрах, как и в фильтрах с параллельно-связанными линиями, величина связи между резонаторами не слишком критична.

Длина стержней такого фильтра может быть уменьшена за счет нагрузки их на конце емкостями.

На рис. 4.6е показана схема полоскового ППФ с четвертьволновыми связями, которые заметно увеличивают его размеры.

4.4. Перестраиваемые фильтры

Перестройка фильтров свч на отрезках линий передачи связана с изменением размеров последних.

Для практических целей наиболее важными оказались узкополосные перестраиваемые фильтры, используемые как преселекторы. Более удобно в качестве таких фильтров использовать объемные резонаторы (рис. 4.7) с длиной $\frac{2\pi + 1}{4} \lambda$. В этом случае только изменение длины центрального стержня резонатора позволяет изменять частоту его настройки.

На рис. 4.7а показано распределение тока и напряжения в различных по длине отрезках линий передачи (волна TEM) и линии электрического поля.

Связь резонатора с линией передачи можно осуществлять различными способами. Может осуществляться магнитная или емкостная связь.

В первом случае элементы связи располагаются в области наибольшего магнитного поля, вблизи от короткозамкнутого конца резо-

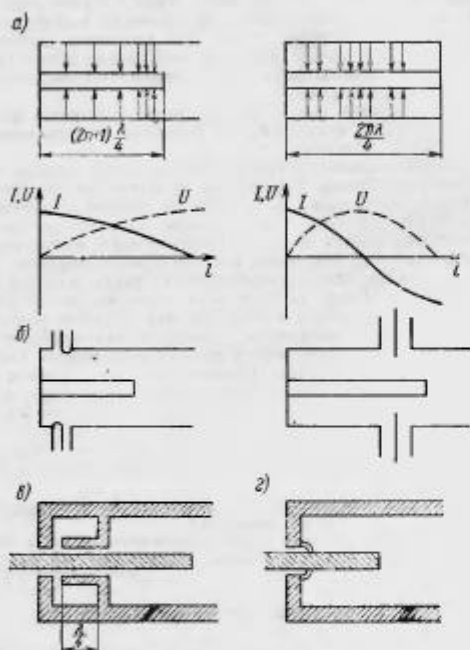


Рис. 4.7. Графики плотности токов, напряжений и конструкции элементов связи и перестройки резонаторов: а) кривые тока и напряжения, б) виды связи (магнитная и электрическая), в) бесконтактное короткозамыкающее устройство, г) контактное короткозамыкающее устройство

натора, во втором — в области наибольшего электрического поля, на расстоянии, кратном нечетному числу четвертей волны от короткозамкнутого конца резонатора (рис. 4.7б). На практике более широкое распространение получила магнитная связь.

Для обеспечения высоких электрических характеристик резонаторов необходимо осуществлять качественное короткое замыкание на одном или обоих концах резонатора.

В качестве короткозамыкающих устройств широкое распространение получили так называемые дроссельные соединения (рис. 4.7в), представляющие собой соединенные последовательно четвертьволновой разомкнутый отрезок линии передачи с малым волновым сопротивлением и короткозамкнутый четвертьволновой отрезок с большим сопротивлением. Такие соединения обеспечивают качественное замыкание в широком диапазоне частот (с перекрытием до 5-6). Подобное соединение обеспечивает бесконтактное замыкание, т. е. не требует создания трущихся поверхностей, как, например, при использовании пружинных контактов (рис. 4.7г).

В том случае, когда требуется большая крутизна скатов частотной характеристики фильтра, ставится не один, а несколько резонаторов.

4.5. Фильтры с электрической перестройкой частоты

Фильтры с электрической перестройкой частоты могут быть созданы путем заполнения части резонансного объема фильтра электрически перестраиваемыми реактивными элементами — диодами, варакторами, сегнетоэлектриками или ферритами (при работе в области, далекой от ферромагнитного резонанса), или газоразрядной плазмой и т. п.

Изменение частоты такого резонатора осуществляется изменением электрического поля (диоды, варакторы, сегнетоэлектрики) или магнитного (ферриты) поля.

Подобный способ перестройки фильтров обеспечивает сравнительно небольшой диапазон перестройки фильтра при низких значениях собственной добротности резонатора.

Значительно более широкое распространение получили фильтры на сферах ЖИГ — железо-итриевых ферритах со структурой граната.

Подобные фильтры обладают большой собственной добротностью и поэтому позволяют создавать полосовые фильтры с относительно низкими вносимыми потерями (1-2 дБ) или режекторные фильтры с большим затуханием в полосе задерживания.

В теории ферромагнетизма электрон молекулы итриевого граната представляется волчком, имеющим постоянный угловой момент S и магнитный момент \vec{m} , возникающий благодаря вращению электрона. Если поместить электрон в магнитное поле, не параллельное \vec{m} , то на электрон начинает действовать момент вращения, вызывающий прецессию электрона вокруг направления постоянного магнитного поля.

Угол прецессии будет максимальным при ферромагнитном резонансе:

$$\omega_0 = \gamma_0 H_0, \quad (4.1)$$

где γ_0 — гиромагнитное отношение для электронного спина, равное $2,8 \cdot 2\pi \cdot 10^6$ рад/спс · сек;

H_0 — постоянное магнитное поле.

Частота резонанса может быть также определена из соотношения:

$$f = 2,8 H, \quad (4.2)$$

где f — в МГц, H — в эрс.

Это свойство феррита и используется при конструировании фильтров на ЖИГ.

На рис. 4.8а, б представлена простейшая схема резонансного фильтра на сфере ЖИГ. Оси витков x и y пересекаются под прямым углом. На пересечении осей расположена сфера ЖИГ. Когда H_0 равно нулю, энергия между витками передаваться не будет (так

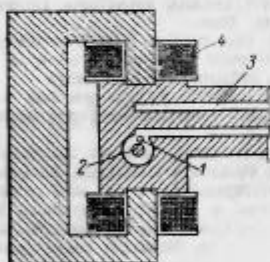
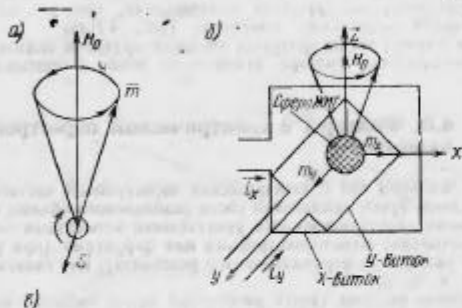


Рис. 4.8. Схема работы фильтра на сферах ЖИГ (а, б) и конструкция коаксиального фильтра на сфере ЖИГ (в)

как оси витков взаимно перпендикулярны). Если теперь приложить вдоль оси z постоянное магнитное поле H_0 и возбудить в y -витке высокочастотный ток i_y , то магнитный момент электронов в феррите начнет прецессировать относительно оси z , возбуждая высокочастотный магнитный момент m_x вдоль оси x . Этот момент индуцирует в x -витке высокочастотный ток i_x . Максимальная передача энер-

гии из одного витка в другой происходит на частоте ферромагнитного резонанса. Однако из (4.1) видно, что частоту ферромагнитного резонанса можно менять путем изменения постоянного магнитного поля H_0 .

Это позволяет создать фильтры с электрической перестройкой. На рис. 4.8в показана конструкция полосового одноконтурного фильтра на сфере ЖИГ. Сфера 1 помещена на пересечении двух коаксиальных линий 2 и 3, расположенных под прямым углом. При отсутствии постоянного поля эти линии не связаны (как и витки) потому, что их поля ортогональны. При ферромагнитном резонансе компонента магнитного поля в линии (например, 2) вызовет магнитный момент ЖИГ — кристалла с прецессией относительно постоянного магнитного поля. Это создаст магнитное поле в линии 3. Изменение величины постоянного поля H_0 осуществляется при помощи электромагнита 4. Для обеспечения широкополосности фильтра отрезки линий передачи сразу за сферой ЖИГ замыкаются накоротко.

Диапазон перестройки аналогичных фильтров достигает десятикратного перекрытия. На основе сфер ЖИГ может быть также создан и простой ПЗФ. Им может служить отрезок коаксиальной линии с расположенной между проводниками сферой, которая на частоте резонанса создает большое отражение свч энергии (например, на 5000 МГц получено $a_0 = 20$ дБ при Δf по уровню 3 дБ, равном 25 МГц).

4.6. Направленные фильтры бегущей волны

Рассмотренные выше фильтры свч относятся к отражающим фильтрам, действие которых основано на отражении энергии за полосой пропускания фильтра, т. е. в полосе задерживания велика. Однако за последнее время довольно широкое распространение получили направленные фильтры бегущей волны. Такие фильтры имеют малую величину ксв входа и в полосе пропускания и в полосе задерживания. Принцип действия их основан на образовании во второй линии направленного ответвителя резонанса в виде бегущей волны [10].

Если два направленных ответвителя соединить, как показано на рис. 4.9а, то выбором размера петли связи (из вторичных линий направленного ответвителя) можно настроить фильтр на полную передачу энергии из линии передачи (1—2) в линию (4—3). Такие фильтры характерны тем, что обладают малым отражением как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

Разработаны различные конструкции фильтров бегущей волны. Конструктивно такие фильтры удобно выполняются на полосковой линии передачи. Возможные конфигурации полосок показаны на рис. 4.9а, б, в, г, д и е.

На рис. 4.3ж показаны экспериментальные характеристики двухрезонаторного фильтра бегущей волны с резонаторами, настроенными на разные частоты.

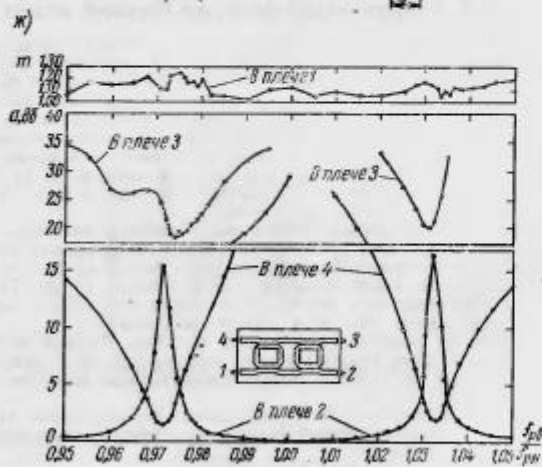
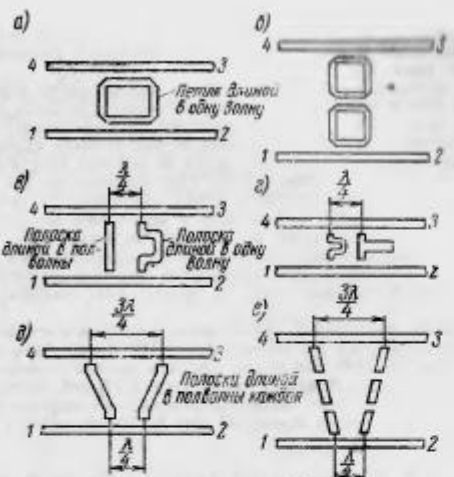


Рис. 4.9. Конструкция (а, б, в, г, д, е) и частотные характеристики фильтров бегущей волны (ж)

5. Измерение частотных характеристик фильтров, их настройка и регулировка

5.1. Измерение частотных характеристик фильтров

После расчета и изготовления фильтра свч определяется степень соответствия полученных его характеристик заданным.

В большинстве практических случаев в качестве исходных параметров расчета фильтров свч задаются величины потерь в полосах пропускания и задерживания фильтров (иногда задается также величина ксв).

Измерения должны показать, соответствуют ли полученные характеристики заданным, и, если не соответствуют, то должны помочь установить, какие изменения в схеме фильтра нужно произвести, чтобы настроить его в соответствии с требуемыми характеристиками.

Современная техника свч измерений характеризуется значительным повышением автоматизации различных видов измерений, в том числе измерений затухания элементов свч тракта и их ксв. Однако наряду с автоматизацией все еще широкое распространение имеют измерения по точкам — на определенных частотах с последующим построением на основе полученных данных частотной характеристики фильтра.

В настоящее время разработано несколько методов измерения потерь [14] элементов свч (методы отношения мощностей, замещения, стоячих волн и резонансные).

Следует отметить, что требования, предъявляемые к частотным характеристикам фильтров, ставят задачу измерения затуханий в широком интервале — от десятых долей децибела в полосе пропускания до нескольких десятков (40÷50) децибел в полосе задерживания (см. приложение 4).

Измерение затухания фильтра (при любом методе измерений) можно производить только в том случае, когда сопротивление элементов измерительного тракта фильтра соответствует в точке включения сопротивления нагрузки фильтра. Наиболее часто встречающимся на практике случаем является выбор в качестве сопротивления нагрузки фильтра сопротивлений линии передачи.

Из перечисленных выше методов измерения затуханий наиболее распространенными являются методы замещения и метод отношения мощностей. Блок-схемы измерительных установок потерь по этим методам показаны на рис. 5.1 и 5.2.

Основными элементами приведенных установок являются генератор свч, детекторная головка или супергетеродинный приемник,

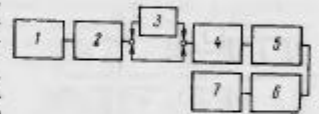


Рис. 5.1. Блок-схема измерения затухания фильтров методом отношения мощностей:
1 — генератор свч; 2, 4 — разъемы (аттенуатор, вентиль); 3 — измеряемый фильтр; 5 — детектор; 6 — усилитель нч; 7 — индикатор

индикатор, устройство для измерения разности уровней сигналов на индикаторе при включенном и выключенном фильтрах, измерительный аттенуатор. Для обеспечения хорошей развязки измеряемого фильтра используются обычно ферритовые вентили или аттенуаторы (постоянные или переменные с затуханием не менее 10 дБ). В качестве развязки может быть использована также бухта кабеля с затуханием не менее 10-15 дБ и хорошим ксв.

Для повышения чувствительности измерительного тракта после детектора помещают усилитель ич. Частота модуляции генератора свч выбирается в соответствии с частотной характеристикой усилителя ич.

Метод отношения мощностей основан на определении вносимого фильтром затухания $a_{\text{в}}$, $a_{\text{вФ}}$ в соответствии с ур-нием (5.1) по результатам измерения мощности до и после включения измеряемого фильтра:

$$a = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (5.1)$$

где U_1 , P_1 — напряжение и мощность на выходе детектора, когда измеряемый фильтр исключен из тракта;

U_2 , P_2 — напряжение и мощность на выходе детектора при включенном в измерительный тракт фильтр.

В качестве измерителя мощности свч используется кристаллический

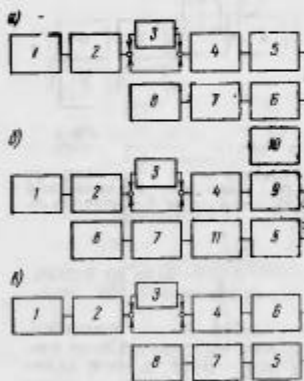


Рис. 5.2. Блок-схемы измерения затухания фильтра методом замещения: а) по высокой частоте; б) по промежуточной частоте; в) по низкой частоте. 1 — генератор свч; 2, 4 — развязка (аттенуатор, вентиль); 3 — измеряемый фильтр; 5 — измерительный аттенуатор; 6 — детектор; 7 — усилитель ич; 8 — индикатор; 9 — смеситель; 10 — генератор ич; 11 — второй детектор

ский детектор, работающий на квадратичном участке своей характеристики (этот метод называется также методом квадратичного детектора).

При измерении вносимых потерь фильтра методом замещения добиваются одинаковых показаний индикатора при включенном и выключенном из тракта измеряемом фильтре с помощью изменения затухания калиброванного аттенуатора, включенного в измерительный

тракт. Разность двух отсчетов по шкале аттенуатора (при включенном и выключенном фильтре) соответствует вносимому фильтром затуханию.

Возможны три варианта метода замещения:

- 1) по высокой частоте (рис. 5.2а);
- 2) по промежуточной частоте (рис. 5.2б);
- 3) по низкой частоте (рис. 5.2в).

Точность измерения методом замещения по высокой частоте зависит от точности измерительного аттенуатора и от точности согласования элементов тракта. Возможный диапазон измерений определяется измерительным аттенуатором.

Метод замещения по промежуточной частоте (супергетеродный метод замещения) основан на использовании амплитудной линейности процесса преобразования свч в промежуточную частоту. Это позволяет осуществлять измерение вносимого фильтром затухания по отсчетам аттенуатора, расположенного в тракте промежуточной частоты. Положительным свойством этого метода измерения является возможность использования одного и того же аттенуатора в широком диапазоне частот измерения. Аналогичным положительным свойством обладает и схема замещения по низким частотам.

В ряде случаев к фильтрам свч предъявляют требования по величине ксв. Блок-схема измерения ксв приведена на рис. 5.3. Диапазон работы выпускаемых серийно коаксиальных измерительных линий приведен в приложении 5.

При измерениях ксв фильтра следует учитывать, что практически измеряется ксв двух последовательно включенных элементов. В зависимости от получаемых фазовых соотношений общая величина ксв может получиться в пределах от $\frac{m_{\Phi}}{m_{\text{изгр}}}$ до $m_{\Phi} \cdot m_{\text{изгр}}$.

Поэтому при точных измерениях ксв фильтра следует брать нагрузку с минимально возможным ксв ($m < 1,05$).

Процесс измерения частотных характеристик фильтров может быть значительно упрощен, если использовать автоматические измерители ксв и затухания в требуемом диапазоне частот.

В настоящее время наша промышленность выпускает автоматические измерители с параметрами, указанными в приложении 5.

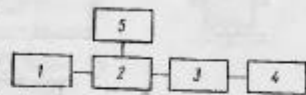


Рис. 5.3. Блок-схема измерения ксв фильтра: 1 — генератор свч; 2 — измерительная линия; 3 — измеряемый фильтр; 4 — согласованная нагрузка; 5 — индикатор

5.2. Элементы настройки фильтров свч

Как уже рассматривалось ранее, особенность реализации фильтров свч по сравнению с низкочастотными схемами заключается в том, что они выполняются из отрезков линий передачи. Изменение параметров элементов таких фильтров связано с изменением длин и волновых сопротивлений отрезков линий передачи.

Для избежания сложных механических работ в процессе настройки и регулировки фильтров свч в схеме фильтра обычно предусматривают элементы его подстройки. Они выбираются таким образом, чтобы ими можно было компенсировать неточности изготовления фильтра и разброс параметров используемого в схеме фильтра ди-

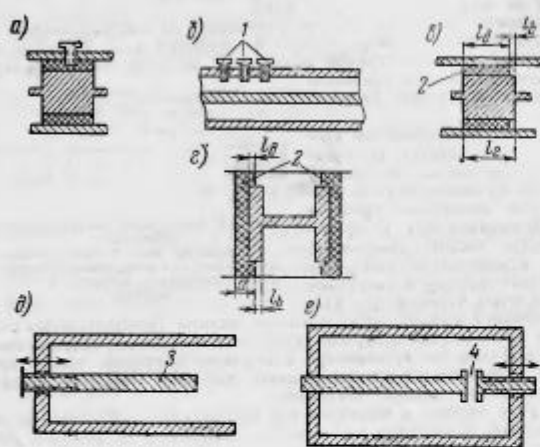


Рис. 5.4. Элементы настройки фильтров свч: а), б) емкостные винты; в), г) комбинированный диэлектрик; д) центральная жила резонатора; е) торцевая емкость.

электрика. Наиболее приемлемыми являются элементы настройки, которые позволяют осуществлять регулировку фильтра снаружи без его разборки.

В целях упрощения настройки фильтра целесообразно предусмотреть в его конструкции минимально возможное число подстраиваемых элементов.

Рассмотрим возможные конструкции элементов настройки фильтров для отрезков линии передачи, используемых в качестве параллельных и последовательных емкостей и индуктивностей.

Для изменения величины параллельной емкости, выполняемой в виде короткого отрезка линии передачи, применяют конструкции, показанные на рис. 5.4а. Такой настроечный элемент состоит из одного или нескольких винтов 1.

Изменение расстояния от торца винта до внутреннего проводника позволяет изменять емкость отрезка линии передачи, используемого в качестве емкости в схеме свч фильтра.

Емкость такого отрезка линии передачи может быть также изменена путем заполнения его комбинированным диэлектриком, состоящим из двух (или более) диэлектриков с различной величиной диэлектрической проницаемости (ϵ_1 и ϵ_2 на рис. 5.4в). Обычно в качестве второго диэлектрика используется воздух и изменение емкости производится в этом случае уменьшением или увеличением области заполнения отрезка линии передачи диэлектриком 2 (рис. 5.4б, г).

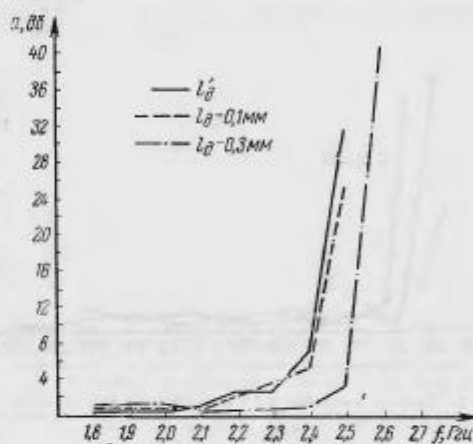


Рис. 5.5. Изменение частотной характеристики ФНЧ при настройке.

На рис. 5.5 показано изменение частотной характеристики ФНЧ из коротких отрезков линии передачи, состоящих из 6 ячеек (рис. 3.16), при изменении объема диэлектрика, заполняющего отрезок L_2 линии передачи с малым волновым сопротивлением. При этом уменьшалась длина диэлектрического цилиндра L_d в отрезке линии передачи с малым волновым сопротивлением (рис. 5.4в).

Для подобной конструкции фильтра настройку на требуемую частоту среза наиболее просто производить именно емкостным элементом, так как для изменения индуктивности фильтра необходимо увеличивать или уменьшать длину отрезков L_1 линии передачи с большим волновым сопротивлением (рис. 3.16), или их волновое сопротивление, что требует сложных токарных работ.

Винт может быть использован для небольшой подстройки длины отрезка линии передачи (рис. 5.4б), так как изменение емкости регулировочного элемента приводит к изменению электрической длины отрезка линии передачи.

Длина короткозамкнутого отрезка линии передачи в схеме фильтра может быть изменена короткозамыкающим поршнем.

Разработанные к настоящему моменту конструкции позволяют в ряде случаев избежать включения поршня перестройки в конструкцию фильтра. На рис. 4.3 показана рассматриваемая ранее конструкция ФВЧ с индуктивностью, выполненной в виде короткозамкнутого отрезка высокоомной линии передачи.

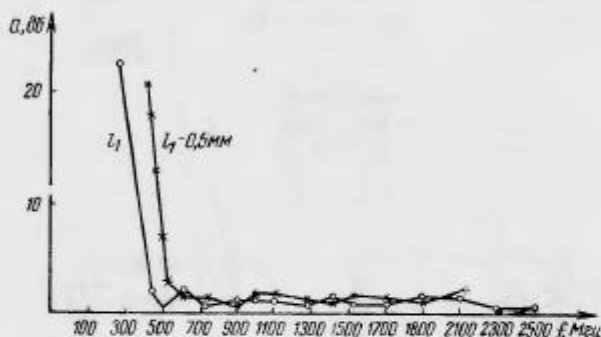


Рис. 5.6. Графики настройки ФВЧ на требуемую частоту среза изменением длины отрезка линии передачи, используемого в качестве индуктивности

Внешний проводник отрезка выполнен в виде стакана с отверстием в дне для внутреннего проводника. Длина отрезка изменяется путем вливания или выливания внешнего проводника в корпус фильтра, а крепление центральной линии осуществляется пайкой.

На рис. 5.6 показано изменение частотной характеристики ФВЧ, получающейся при регулировке подобного индуктивного элемента фильтра — изменении длины отрезка — L_1 (рис. 4.3). Выбранный элемент настройки фильтра является для данной схемы оптимальным. Изменение частоты среза фильтра можно было бы осуществлять изменением последовательных емкостей. Однако это потребовало бы для каждого изменения их величины полной разборки фильтра, что, естественно, затрудняло бы процесс настройки фильтра.

Для настройки полосового фильтра (рис. 4.5а) в соответствии с зависимостями, связывающими частоту его среза с величинами реактивностей его эквивалентной схемы, в качестве элементов настройки могут быть выбраны (из-за простоты подстройки) емкостные элементы C_1 и C_2 (рис. 4.5а). Величина емкостей может из-

меняться путем изменения толщины дна колпачка (h_0 на рис. 4.5а).

что, как видно из выражения $f_{ср.н}^2 = \frac{2}{4\pi^2 L (C_2 + 2C_1)}$, влияет в основном на положение нижней частоты среза, или высоты бортика h_0 , что влияет на положение верхней частоты среза фильтра

$$f_{ср.в}^2 = \frac{2}{4\pi^2 LC_2}$$

На рис. 5.7 показаны кривые экспериментальной подстройки фильтра на требуемую верхнюю частоту среза.

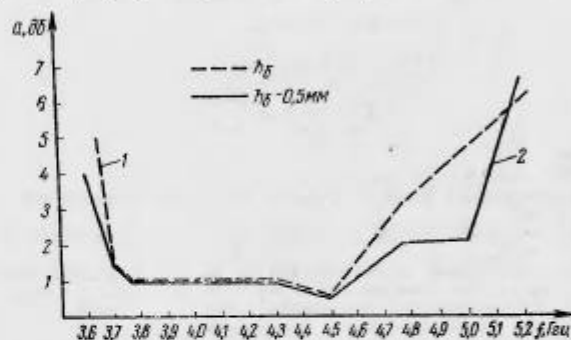


Рис. 5.7. Графики настройки ППФ при изменении величины параллельной емкости элемента

Экспериментально снятая частотная характеристика изготовленного фильтра 1 показала, что полученная величина $f_{ср.в}$ (по уровню 3 дБ) лежит ниже требуемой величины $f_{ср.в}$, равной 5,0 ГГц. Причиной такого расхождения может быть неточность изготовления элементов фильтра или несоответствие примененного в фильтре диэлектрика (по величине ϵ) с расчетным.

Из приведенных выше выражений видно, что $f_{ср.в}$ может быть повышена путем уменьшения емкости C_2 . Конструктивно это было достигнуто путем уменьшения высоты бортика h_0 колпачка на 0,5 мм. Измеренная вторично частотная характеристика 2 показала, что после такой подстройки $f_{ср.в}$ повысилась до 5,0 ГГц, чего и требовалось добиться.

В резонаторах (коаксиальных и полосковых) изменение частоты настройки может производиться различными путями. Резонаторы с одной разомкнутой стеной (рис. 5.4б) можно подстраивать изменением длины центрального проводника 3 резонатора или путем изменения величины торцевой емкости 4 на разомкнутом конце резонатора.

Приложение 1

ВОЛНОВЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Коаксиальная линия передачи

Волновое сопротивление линии без потерь равно

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}$$

где

- Z — волновое сопротивление коаксиальной линии, ом;
- D — внутренний диаметр наружного проводника коаксиальной линии;
- d — наружный диаметр внутреннего проводника коаксиальной линии;
- ϵ_r, μ — относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей линию передачи; величины ϵ наиболее распространенных диэлектриков даны в приложении 3; μ для воздуха и большинства диэлектриков равен 1.

График зависимости волнового сопротивления коаксиальной линии от отношения D/d и заполняющего диэлектрика приведен на рис. П. 1.1а.

Полосковая линия передачи

Волновое сопротивление ленточной линии определяется ее емкостью на единицу длины

$$Z = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{3C} \cdot 10^4$$

- где Z — волновое сопротивление, ом;
- ϵ_r, μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей линию передачи;
- C — погонная емкость, пф/м.

На рис. П. 1.1б приведены кривые зависимости волнового сопротивления симметричных и несимметричных полосковых линий от их геометрических размеров и материала диэлектрика.

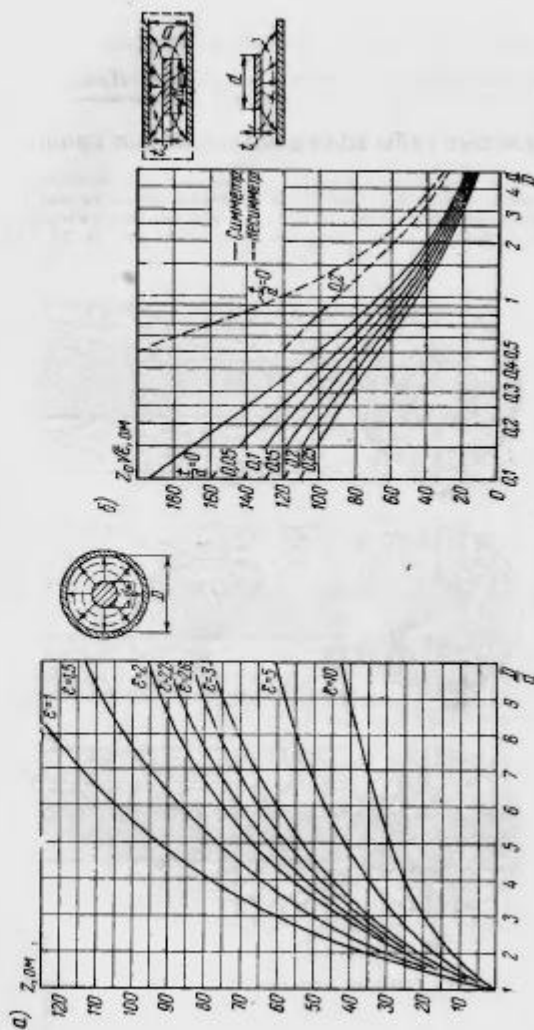


Рис. П. 1.1. Зависимость волнового сопротивления коаксиальной (а) и полосковой (б) линий передачи от их геометрических размеров и диэлектрической проницаемости диэлектрика, заполняющего линию передачи

ВЫСШИЕ ТИПЫ ВОЛН В КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ

Наряду с волной типа TEM в коаксиальной линии могут распространяться поперечно-электрические H и поперечно-магнитные E волны. Структура полей этих волн показана на рис. П. 2.1 и П.2.2.

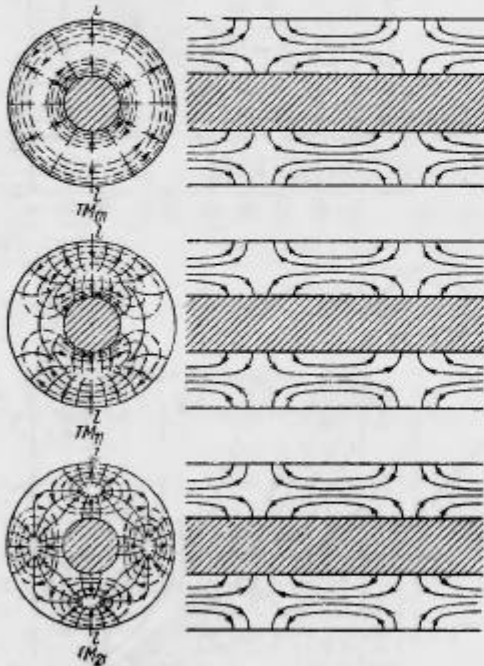


Рис. П.2.1. Структура полей волн TM_{01} , TM_{11} и TM_{21} в коаксиальной линии

Из этих типов волн наибольшей критической длиной волны обладает H_{11} .
Возможность появления волны этого типа ограничивает диапазон работы коаксиальной линии на волне основного типа TEM:

$$\lambda_{11}' < \lambda_{TEM} < \infty$$

Критическая длина волны H_{11} связана с размерами коаксиальной линии следующими соотношениями:

$$\lambda_{11}' \approx \frac{\pi}{2} (D + d).$$

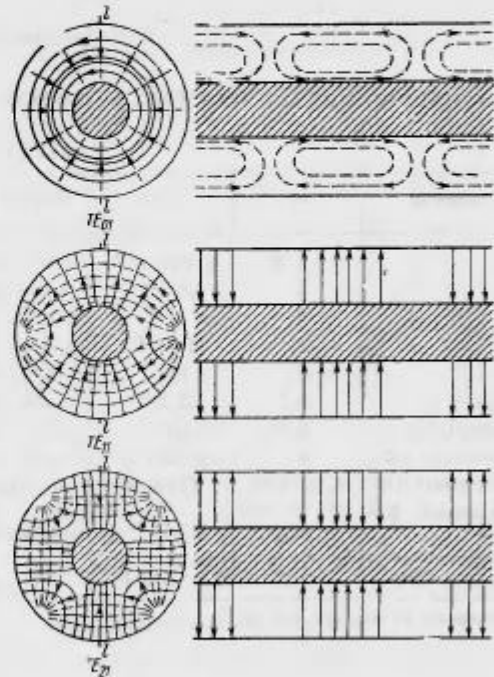


Рис. П.2.2. Структура полей волн TE_{01} , TE_{11} и TE_{21} в коаксиальной линии

Следующие (по значению критической длины волны) колебания связаны с размерами коаксиальной линии соотношениями:

$$a) H_{21} \lambda_{21} \approx \frac{\pi}{4} (D + d),$$

$$б) H_{21} \lambda_{21} \approx \frac{\pi}{6} (D + d),$$

$$в) H_{01} \lambda_{01} \approx \frac{\pi}{8} (D + d),$$

$$г) E_{01} \lambda_{01} \approx (D - d).$$

Приложение 3

ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Таблица П.3.1

Марка материала	$\epsilon^*)$	$\lg \epsilon^*)$	Рабочий диапазон $f, \text{ МГц}$
ПТ-1	2,48	$(7 \div 9) \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +70$
ПТ-5	5	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +75$
ПТ-7	7	$9 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +80$
ПТ-10	10	$12 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +85$
ПТ-16	16	$2 \cdot 10^{-3}$	$-60 \div +90$
Фторопласт-4	2,2	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +250$
Сополмер САМ	2,6	$6 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +80$
Стеклотекстолит ОФ-2	6	$(25 \div 35) \cdot 10^{-3}$	$-60 \div +8$
Стеклотекстолит СКМ-1	4,16 \div 4,83	$(3 \div 6) \cdot 10^{-3}$	$-60 \div +120$
Фольгированный фторопласт	2,0 \div 2,1	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$-60 \div +250$
Фольгированный стеклотекстолит СФ1А	6	$(2,5 \div 3,5) \cdot 10^{-2}$	$-60 \div +120$

*) Измеряется на частоте $f = 10^8 \text{ МГц}$.

Приложение 4

ЕДИНИЦЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЗАТУХАНИЯ ФИЛЬТРОВ (ДЕЦИБЕЛЫ, НЕПЕРЫ)

Потери, вносимые фильтром при включении его между двумя элементами тракта передачи, например, между генератором и нагрузкой, могут быть определены коэффициентом ослабления L :

$$L = P_1/P_2,$$

где P_1 — мощность на входе фильтра, P_2 — мощность на его выходе.

Для пассивных систем $L < 1$.

Пользоваться коэффициентом ослабления не всегда удобно. В том случае, когда используется несколько элементов (несколько ячеек, фильтров и т. п.), общий коэффициент ослабления может быть най-

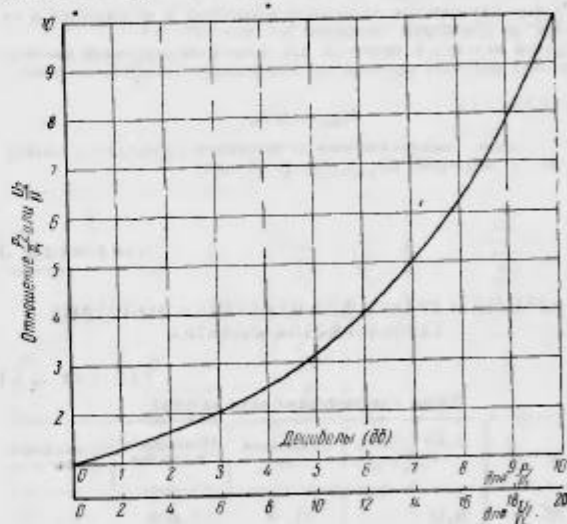


Рис. П.4.1. График перевода отношений U_1/U_2 и P_1/P_2 в децибелы

ден как произведение коэффициентов ослабления отдельных элементов:

$$L_n = L_1 L_2 \dots L_n.$$

Умножение ряда чисел вообще не представляет труда, но занимает много времени. Поэтому на практике прибегают к использованию логарифмических величин — децибел и непер. Это позволяет от операции умножения перейти к операции суммирования:

$$\lg L_{\Sigma} = \lg L_1 + \lg L_2 + \dots + \lg L_n.$$

Ослабление в децибелах b связано с коэффициентом ослабления по мощности следующей зависимостью:

$$b = 10 \lg L_n.$$

или

$$L_n = 10^{\frac{b}{10}}.$$

В случае же определения коэффициента ослабления по напряжению связь между ним и ослаблением в децибелах определяется зависимостью

$$b = 20 \lg L_n.$$

График зависимости отношений мощностей и напряжений и затуханий в децибелах приведен на рис. П. 4.1.

Другой величиной, принятой для измерения затуханий, является непер. Эта величина основана на натуральных логарифмах отношений:

$$b_{\text{неп}} = \ln L_n.$$

Соотношение между непером и децибелом определяется зависимостью: $1 \text{ неп} = 8,69 \text{ дб}$; $1 \text{ дб} = 0,115 \text{ неп}$.

Приложение 5

ЭЛЕМЕНТЫ ТРАКТА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРА

Таблица П.5.1

Линии измерительные коаксиальные

Тип прибора	Диапазон частот Гц	Собственный ксв	Погрешность измерения %	Сопротивление из тракта ом
P1-5A	0,15÷1	1,04	6,0	75 и 50
P1-6A	0,5÷3,0	1,04	6,5	75 и 50
P1-2	1÷3,75	1,05	10	50
P1-3	2,5÷10,35	1,06	10	50

Таблица П.5.2

Автоматические измерители ксв и ослабления (затухания) свч элементов

Тип прибора	Диапазон частот Гц	Пределы измерения ксв	Погрешность измерения ксв, % при различных значениях		Пределы измерения ослабления дБ	Погрешность измерения ослабления дБ	Сопротивление из тракта ом
			ксв 1,05÷±1,5	ксв 1,5÷2			
P2-17	0,3÷0,5	1,06÷2	—	7	0÷27	(0,5±0,05) а	50 и 75
P2-8	0,5÷1,5	1,03÷2	5	7	0÷35	(0,25±0,05) а	50 и 75
P2-9	0,5÷1,5	1,03÷2	5	7	0÷35	(0,25±0,05) а	75
P2-10	0,5÷1,5	1,03÷2	5	7	0÷35	(0,25±0,05) а	50

а Измеряемое ослабление

Таблица П.5.3

Аттенуаторы коаксиальные фиксированные

Тип прибора	Диапазон частот, МГц	Ослабление дБ	Погрешность дБ	ксв	Наибольшая допустимая мощность атт	Сопротивление из тракта ом
Д2-1	350÷600	20	1,5	1,3	5	75
Д2-2	350÷600	30	2,0	1,3	5	75
Д2-3	350÷600	30	3,0	1,3	100	75
Д2-16	350÷600	12	+2,5; -0,5	1,5	5	75
Д2-8	150÷2700	5	0,5	1,5	1	75
Д2-9	150÷2700	10	2,0	1,5	1	75
Д2-10	150÷2700	20	2,0	1,5	1	75
Д2-11	2700÷5600	10	2,0	1,6	1	50
Д2-12	2700÷5600	20	4,0	1,6	1	50

плоские

Тип прибора	Диапазон частот Гц	Ослабление		кв	Наибольшая допустимая емкость пФ	Сопротивление в тракте ом
		пределы	погрешность			
Д2-13	0,5÷3,0	9÷40	0,7	1,5	3,0	75
Д2-14	1,0÷3,0	9÷40	0,7	1,4	3,0	50
Д2-17	0,0÷3,0	10÷70	(0,8±0,01) ¹⁾ а	1,25	0,5	50
Д2-18	0,0÷3,0	10÷70	(0,8±0,01) ¹⁾ а	1,25	0,5	75
Д2-19	0,0÷3,0	15÷115	(0,8±0,01) ¹⁾ а	1,3	0,5	50
Д2-20	0,0÷3,0	15÷115	(0,8±0,01) ¹⁾ а	1,3	0,5	75

¹⁾ Измерено ослабление.

Таблица П.5.4

Вейтлы коаксиальные

Тип прибора	Диапазон частот Гц	Прямые потери дБ	Обратные потери дБ	Мощность рассеивания вт	кв	Сопротивление в тракте ом
Э8-8	0,9÷1,8	1,5	15	2	1,3	75
Э8-9	0,9÷1,8	1,5	15	2	1,3	50
Э8-10	1,0÷2,0	2,0	15	2	1,3	75
Э8-12	1,5÷3,0	1,5	20	5	1,3	75
Э8-13	1,5÷3,0	1,5	20	5	1,3	50
Э8-14	2,0÷4,0	1,5	20	5	1,3	50
Э8-15	2,35÷4,7	1,5	20	5	1,3	50
Э8-16	4,0÷7,0	1,5	20	5	1,3	50

Таблица П.5.5

Головки детекторные коаксиальные

Тип прибора	Диапазон частот Гц	Чувствительность мкВ/мВ	ВЧ тракт ом	кв	Тип диода
Э7-11	1,7÷4,2	500	50	3	Д403В
Э7-12	4,0÷7,2	500	50	3	Д403В

Приложение 6

КОЭФФИЦИЕНТ СТОЯЧЕЙ ВОЛНЫ

Качество работы линии и элементов свч тракта, в том числе фильтров, характеризуется кв и затуханием.

Для эффективной работы линии передачи и элементов необходимо, чтобы вдоль них устанавливалась бегущая волна. Однако в случае несогласованности сопротивлений элементов образуется отраженная волна. Складываясь с бегущей волной, отраженная волна создает стоячую волну, которая и характеризуется коэффициентом стоячей волны.

Величина кв может быть найдена из отношения максимального напряжения (в пучности) к минимальному (в узле):

$$кв = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = m.$$

В идеальном случае, когда нет отраженной волны, кв равен единице.

Стоячую волну характеризуют также коэффициентом отражения ρ , который равен отношению напряжения отраженной волны к напряжению падающей волны. Они связаны отношением

$$m = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|},$$

где

$$|\rho| = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}.$$

Литература

1. Белецкий А. Ф. Теоретические основы электропроводной связи. Часть III. Синтез реактивных четырехполюсников и электрических фильтров. Связьиздат, 1959.
2. Листов В. Н. Элементарная теория синтеза фильтров. Трансжелдориздат, 1963.
3. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполосников на свч. Изд-во «Связь», 1965.
4. Юзвинский В. И. Техника сверхвысоких частот (волноводно-резонаторные устройства). ВКАС, 1967.
5. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Изд-во технической литературы УССР, 1960.
6. Никольский В. В. Теория электромагнитного поля. Высшая школа, 1961.
7. Машковцев Б. М., Цибизов К. И. и Емелин Б. Ф. Теория волноводов. Наука, 1966.
8. Собенни Я. А. Расчет полиномиальных фильтров. Связьиздат, 1963.
9. Техника сверхвысоких частот. Ч. I. Перевод с английского под редакцией А. Л. Фельда. Изд-во Сов. Радио, 1962.
10. Коал Ф. Направленный фильтр бегущей волны. «Вопросы радиолокационной техники», 1957, № 3 (39).
11. Маттей. Полосовые фильтры со встречными стержнями. Зарубежная радиоэлектроника, 1963, № 7.
12. Печатные схемы сантиметрового диапазона, под ред. В. И. Сушкевича. Изд-во иностранной литературы, 1956.
13. Полосковые системы сверхвысоких частот, под ред. В. И. Сушкевича. Изд-во иностранной литературы, 1959.
14. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах. Изд-во иностранной литературы, 1960.
15. Изюмова Т. И., Свиридова В. Т. Полые и ленточные радиоволноводы. Госэнергоиздат, 1960.
16. Модель А. М. Фильтры свч в радиорелейных системах. Связь, 1967.
17. Whinnery G. R., Jamieson H. W., Robbins T. E. Неоднородности в коаксиальных линиях. Proc IRE, 1944, v. 32.
18. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. Советское радио, 1967.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. Классификация и возможные структуры фильтров свч	4
1.1. Классификация фильтров свч	4
1.2. Основные структуры и физические основы работы фильтров свч	6
2. Особенности конструирования фильтров свч	8
2.1. Ограничение возможности использования сосредоточенных реактивных элементов на свч	8
2.2. Отрезки линий передачи как реактивные элементы свч тракта	10
3. Основы расчета фильтров свч	12
3.1. Метод эквивалентных схем	12
3.2. Особенности использования отрезков линий передачи в качестве реактивных элементов в фильтрах свч	14
3.3. Основные направления расчета фильтров свч	17
3.4. Паразитные полосы частотных характеристик фильтров свч	30
4. Конструкции коаксиальных и полосковых фильтров	32
4.1. Конструктивное выполнение реактивных элементов фильтров свч	32
4.2. Конструкции фильтров свч из коротких отрезков передающих линий	34
4.3. Конструкции фильтров из резонансных отрезков передающих линий	37
4.4. Перестраиваемые фильтры	39
4.5. Фильтры с электрической перестройкой частоты	41
4.6. Направленные фильтры бегущей волны	44
5. Измерение частотных характеристик фильтров, их настройка и регулировка	45
5.1. Измерение частотных характеристик фильтров	45
5.2. Элементы настройки фильтров свч	47
Приложения:	
1. Волновые сопротивления линий передачи	52
2. Высшие типы волн в коаксиальной линии	54
3. Характеристики диэлектрических материалов	57
4. Единицы измерения затухания фильтров (децибелы, неперы)	58
5. Элементы тракта для измерения частотных характеристик фильтра	60
6. Коэффициент стоячей волны	63
Литература	64