

Министерство образования Российской Федерации

Ульяновский государственный технический университет

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

Учебное пособие

Ульяновск

2001

Содержание

Условные обозначения.....	3
Используемая терминология.....	4
Предисловие.....	5
ГЛАВА 1. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В МИКРОПОЛОСКАХ.....	7
1.1. Подложки микрополосковых устройств.....	7
1.2. Металлы, используемы в МП.....	20
1.3. Поглощающие материалы.....	20
ГЛАВА 2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ.....	22
2.1. Полосковые линии.....	22
2.2. Микрополосковые линии.....	25
2.3. Щелевая линия.....	30
2.4. Компланарная линия.....	32
2.5. Связанные полосковые линии.....	35
2.6. Связанные микрополосковые линии.....	37
ГЛАВА 3. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОПОЛОСКОГО ТРАКТА.....	43
3.1. Пленочные резисторы сосредоточенные.....	43
3.2. Пленочные конденсаторы сосредоточенные.....	45
3.3. Пленочные катушки индуктивности сосредоточенные.....	46
3.4. Параметры прямого зазора в МП линиях.....	49
3.5. Широкополосная согласованная нагрузка.....	51
3.6. Узкополосная согласованная нагрузка.....	52
3.7. Атенуаторы фиксированные с сосредоточенными параметрами.....	53
ГЛАВА 4. ФИЛЬТРЫ.....	56
4.1. Фильтры нижних частот.....	56
4.2. Фильтры полосовые с электромагнитной связью между резонато- рами.....	60
ГЛАВА 5. МОСТЫ И ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ.....	65
5.1. Кольцевые гибридные мостовые схемы.....	65
5.2. Кольцевой делитель мощности с омической нагрузкой.....	67
5.3. Делители мощности ненаправленные.....	68
5.4. Делители мощности направленные с неравным делением.....	72
5.5. Направленные ответвители шлейфные.....	78
ГЛАВА 6. УСТРОЙСТВА НА ФЕРРИТАХ.....	82
6.1. Y-циркуляторы классического типа.....	85
6.2. Циркуляторы с реактивными элементами.....	89
ГЛАВА 7. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА.....	93
7.1. Антенные решетки с элементами резонаторного типа.....	98
7.2. Вибраторные антенны в микрополосковом исполнении.....	101
7.3. Антенные решетки с печатными вибраторными элементами.....	102
7.4. Другие печатные излучающие системы.....	106
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	111

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

A – ослабление, дБ;

α – постоянная затухания поля, дБ;

α_d – постоянная затухания в диэлектрике, дБ;

$\alpha_{ПП}$ – постоянная затухания в проводниках, дБ;

b_n – ширина поглощающей пластины, мм;

C – краевая емкость микрополосковой линии;

D – направленность, дБ;

f_0 – центральная частота рабочего диапазона, МГц;

h – высота не симметричной полосковой линии, мм;

k – коэффициент перекрытия рабочей полосы частот;

l – длина пластины или проводящего полоска, мм;

n – число секций фильтра;

ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляционной платы;

$\epsilon_{эф}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость материала;

ϵ_f – относительная диэлектрическая проницаемость феррита;

μ_r – относительная магнитная проницаемость;

μ_{\perp} – относительная эффективная магнитная проницаемость феррита;

R_s – поверхностное сопротивление металлизированного слоя;

λ_0 – длина волны в свободном пространстве;

λ_d – длина волны в диэлектрике;

S – расстояние между полосковыми проводниками;

t – толщина печатной проводящей полоски, мм;

$tg\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь;

Q – добротность микрополосковой линии;

W – ширина полоскового проводника;

Z_0 – волновое сопротивление тракта СВЧ;

Z_{0e} – волновое сопротивление четного видов возбуждения;

Z_{0o} – волновое сопротивление нечетного видов возбуждения;

$ДН$ – диаграмма направленности;

$КСВ$ – коэффициент стоячей волны;

$КНД$ – коэффициент направленного действия;

$МПЛ$ – микрополосковые линии;

$ПЛ$ – полосковые линии.

ИСПОЛЬЗУЕМАЯ ТЕРМИНОЛОГИЯ

Полосковые линии – линии передачи энергии сверхвысоких частот, состоящие из проводящей полоски и основания (заземленной проводящей пластины).

Печатные полосковые линии – полосковые линии, в которых передающие тракты выполнены методами техники печатных схем.

Проводящая полоска – печатный проводник, вдоль которого распространяется электромагнитная энергия.

Заземленная проводящая пластина (основание) – металлизированный участок или металлическая пластина, служащая в качестве второго проводника.

Двухпроводная печатная полосковая линия – полосковая линия, состоящая из двух печатных проводников, разделенных диэлектриком.

Несимметричная печатная полосковая линия – полосковая линия, состоящая из печатного проводника и основания, разделенных диэлектриком.

Симметричная печатная полосковая линия – полосковая линия, состоящая из печатного проводника, расположенного между двумя основаниями на одинаковых расстояниях, плоскость которого параллельна плоскости оснований и отделена от каждого из них диэлектриком.

Симметричная полосковая линия с воздушной средой – симметричная печатная полосковая линия, в которой между печатной полоской и основаниями находится воздух.

Симметричная полосковая линия с диэлектрическим заполнением – симметричная печатная полосковая линия, в которой между основаниями находятся две пластины из диэлектрического материала, а печатная полоска нанесена на внутренней стороне одной из этих пластин.

Симметричная полосковая линия с диэлектрическим заполнением и промежуточной печатной платой – симметричная печатная плата с диэлектрическим заполнением, в которой проводящие полоски выполнены на отдельной печатной плате, установленной между диэлектрическими пластинами.

Печатный полосковый узел – совокупность объемных и печатных полосковых элементов, расположенных на изоляционной плате.

Печатный полосковый прибор – устройство на основе печатных полосковых линий.

Обкладки – металлические или неметаллические пластины, которые располагаются с внешней стороны печатных плат и служат для придания полосковому прибору необходимой жесткости для закрепления на них навесных элементов и крепления прибора в блоке.

Навесные элементы – разъем, детекторные головки, резонаторы, нагрузки и т.д., устанавливаемые на обкладке полосковых линий или платах и имеющие выходы непосредственно на проводящую полоску.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время область применения радиоэлектронных средств расширяется, комплексы радиосистем становятся все более сложными, это полностью относится и к радиотехнике СВЧ диапазона. В связи с расширением физических возможностей радиоэлектронной аппаратуры во многих случаях необходимо не только излучать и принимать СВЧ сигнал, но также производить его обработку и преобразование, поэтому усложняются СВЧ схемы и в прежнем исполнении становятся громоздкими, поэтому возникает необходимость создания миниатюрных схем работающих в СВЧ диапазоне.

Миниатюризация схемных решений радиоаппаратуры в настоящее время реализуется с помощью гибридных пленочных и твердотельных микросхем. Наибольшие успехи в этом плане были достигнуты в области низких частот. Однако методы конструирования и технология изготовления низкочастотных схем не могут быть перенесены на схемы СВЧ диапазона, так как между этими устройствами в микроисполнении существует большое количество различий.

К радиотехническим устройствам СВЧ диапазона предъявляются жесткие требования по снижению себестоимости, повышению надежности, уменьшению габаритов и веса. Сегодня вес и габариты стали факторами, ограничивающими применение СВЧ аппаратуры, особенно в мобильных установках – на борту наземного и водного транспорта, не говоря уже о летательных аппаратах. Поэтому использование миниатюризации и миниатюризации элементов и узлов на СВЧ в современной радиоэлектронике является актуальной задачей.

По сравнению с обычной аппаратурой микрополосковые и полосковые схемы более трудоемки в разработке, поскольку связь между элементами схемы за счет краевых полей и полей излучения более трудно поддается учету, расчет многих элементов схемы производится приближенно, а подстройка готовых схем затруднена. Окончательные размеры схем приходится отрабатывать путем перебора множества вариантов.

Широкое развитие и распространение полосковой и микрополосковой техники обусловлено тем, что к ее изготовлению можно применить технологию печатных плат, например, травление печатных проводников или вакуумное напыление.

Применение интегральной технологии позволяет с успехом решать задачи по созданию АФУ при весьма жестких и противоречивых требованиях к электродинамическим, аэродинамическим, габаритным, весовым, стоимостным, конструктивным и другим параметрам.

Микрополосковые антенны, изготовленные по печатной технологии интегральных схем, обеспечивают высокую повторяемость размеров, низкую стоимость, малые металлоемкость и массу.

Микрополосковые антенны способны излучать энергию с линейной, круговой и эллиптической поляризацией, допускают удобные конструктивные решения для обеспечения работы в двух- или многочастотных режимах, легко позволяют объединить многие элементарные излучатели в ФАР и разместить их на поверхностях сложной формы.

В учебном пособии рассмотрены вопросы теории линий передач (полосковая, микрополосковая, щелевая, компланарная, связанные полосковые и микрополосковые), расчета элементов микрополоскового тракта, мостовых устройств и устройств на ферритах и проектирования типовых устройств СВЧ. Рассмотрены микрополосковые антенные решетки с элементами резонаторного типа, вибраторные антенны и другие печатные излучающие системы.

При написании пособия использованы материалы отечественной и зарубежной печати.

Учебное пособие предназначено для студентов специальности 200700 «Радиотехника» при выполнении курсового и дипломного проектирования.

ГЛАВА 1. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В МИКРОПОЛОСКАХ

В микрополосковой технике СВЧ-диэлектрические материалы главным образом применяются для изготовления оснований полосковых плат, входящих в состав изделий радиоэлектронной аппаратуры. Условия эксплуатации диэлектриков определяются эксплуатационными требованиями предъявляемые к радиоэлектронной аппаратуре. Диэлектрические материалы в полосковых линиях используются в качестве среды для распространения СВЧ-энергии и как элемент конструкции, поддерживающей электрическую схему, расположенную на ее поверхности. СВЧ-диэлектрические материалы для оснований полосковых плат изготавливаются из листов или плоских пластин с габаритными размерами до 500×550 мм и толщиной от 0,1 до 15,0 мм. При разработке и проектировании устройств на полосковых линиях передачи необходимо пользоваться соответствующей технической документацией.

1.1. ПОДЛОЖКИ МИКРОПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ

При изготовлении микросхем СВЧ большое значение имеет чистота обработки поверхности диэлектрических материалов, т.к. с увеличением неоднородности поверхности увеличиваются потери передачи энергии.

Для оснований полосковых плат СВЧ-диэлектрические материалы классифицируются по химической основе, на органические и неорганические.

В качестве органической основы используются: неполярные полимеры (фторопласт, полиэтилен, полипропилен), полярные (полистирол, полифениленоксид и их сополимеры). Диэлектрические материалы на органической основе подвергаются армированию, наполнению и другим видам модифицирования для направленного изменения отдельных физико-технических параметров. Ненаполненные, наполненные, армированные органические материалы подразделяются на фольгированные и нефольгированные. Наполнение органических диэлектриков обычно производится тонкодисперсными или керамическими порошками, армирование производится стеклотканью. К диэлектрическим материалам на неорганической основе относятся ситаллы и различные виды керамики. В процессе изготовления полосковых плат нефольгированные органические и

неорганические материалы подвергаются металлизации. Фольгирование органических материалов производится заводом-изготовителем в процессе изготовления материала. Традиционная классификация неорганических СВЧ-диэлектрических материалов приведена в табл. 1.1, органических – в табл. 1.2.

Для оснований полосковых плат выбор материалов производится по следующему перечню характеристик:

- способность сохранять форму и линейные размеры в различных климатических условиях и в процессе эксплуатации;
- чистота обработки поверхностей;
- допуск на размеры по толщине;
- состав (однородностью);
- теплопроводность;
- электропроводность;
- диэлектрическая проницаемость;
- тангенс угла диэлектрических потерь.

Ниже приводится подробное описание приведенных характеристик. Так перечень СВЧ-диэлектрических материалов приведен в табл. 1.3, параметры и виды климатических испытаний – в табл. 1.4.

Отбор материалов с необходимыми механическими характеристиками, диапазоном рабочих температур рекомендуется производить в соответствии с табл. 1.5.

Выбор величины относительной диэлектрической проницаемости производится из условия возможности реализовывать устройства СВЧ с необходимой степенью интеграции, миниатюризации. Далее производят оценку максимально возможного и допустимого отклонения величины относительной диэлектрической проницаемости, в пределах изменения которой выходные параметры устройства изменяются в допустимых пределах.

Выбранные материалы рассматривают по величине диэлектрических потерь и производят отбор материалов с соответствующим тангенсом угла диэлектрических потерь. Стабильность этого параметра создает предпосылки повторяемости выходных электрических характеристик полосковых устройств.

Далее производят выбор материалов с необходимой толщиной. Толщина определяется величиной диэлектрической проницаемости, шириной проводников, передаваемой мощностью, рабочим диапазоном частот. Например, для устройств, работающих в диапазоне выше 10 ГГц и требующих высокой точности изготовления рисунка схемы, необходимо использовать диэлектрические материалы с величиной относительной диэлектрической проницаемости менее 7,25, что позволяет снизить требования по точности изготовления проводников схемы и уменьшить резистивные потери. Для уменьшения диссипативных потерь и потерь на отражение необходимо выбирать диэлектрический материал с поверхностью

по такому классу обработки, при котором высота микронеровностей не должна превышать половины глубины проникновения поля в металл.

Таблица 1.1

Диэлектрические материалы микрополосковых устройств

Наименование и марка	Диапазоны достигаемой шероховатости Rz, мкм	Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r	Тангенс угла диэлектрических потерь $tg\delta$	Характерные особенности
		при частоте 10^{10} Гц		
1	2	3	4	5
Керамика алюмооксидная с содержанием Al_2O_3 от 98 до 100 % марки ВК 100-1	от 0,100 до 0,025	до 9,8	до 1×10^{-4}	1. Предназначена для изготовления микросхем СВЧ повышенной точности, работающих в условиях повышенных температур. 2. Имеет высокую теплопроводность, высокую механическую прочность.
Керамика алюмооксидная с содержанием Al_2O_3 от 93 до 96 % марки ВК 94-1	до 0,063	до 10,3	до $1,5 \times 10^{-3}$	1. Предназначена для изготовления микросхем СВЧ повышенной точности, работающих в условиях повышенных температур. 2. Теплопроводность, механическая прочность ниже, чем у керамики марки ВК 100-1.
Керамика титанатная с содержанием TiO_2 60-70 % марки БА-35	от 0,800 до 0,025	до $30 \pm 1,5$	до 3×10^{-4}	1. Предназначена для изготовления деталей, применяемых в узлах и приборах радиоэлектронной аппаратуры и вычислительной техники, работающих в ВЧ- и СВЧ-диапазонах.

Продолжение табл. 1.1

1	2	3	4	5
Керамика титанатная с содержанием TiO ₂ 80-90 % марки МТ-60 и Т-90	от 0,800 до 0,025	до 90±1,5	до 4×10 ⁻⁴	1. Предназначена для изготовления подложек интегральных схем РЭА, работающих в СВЧ-диапазонах.
Ситаллы				1. Предназначены для изготовления подложек микросхем и полосковых плат, работающих в СВЧ-диапазонах.
Марка СТ 32-1	от 0,040 до 0,020	10,0	7,0×10 ⁻⁴	
Марка СТ 38-1	от 0,100 до 0,050	7,2	3,0×10 ⁻⁴	
Марка СТ 50-1	до 0,040 от 0,020	8,5	35,0×10 ⁻⁴	

Таблица 1.2

Органические СВЧ-диэлектрические материалы микрополосковых устройств

Наименование	Марка	Состав		Способ металлизации поверхности	ϵ_r	$tg\delta$	Характерные особенности
		Связующее	Наполнитель		при частоте 5×10^{10} Гц		
1	2	3	4	5	6	7	8
Ненаполненные							
Дифмолен	Дифмолен-2 Дифмолен-4	Композиция полиэтилена низкого давления, облученная		Фольгирование прессованием в процессе изготовления медной гальваностойкой фольгой толщиной 0.050 мм	2,3±0,1	до 5×10^{-4}	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначена для изготовления СВЧ-плат больших габаритов, работающих в диапазоне температур от -60 до +80 °С 2. Допускает все виды механической обработки, стоек к действию агрессивных сред и органических растворителей. 3. Стабильность размеров при изготовлении плат удовлетворительна. 4. Температура пайки 140–170 °С.

Сополимер стирола с α -метилстиролом	САМ-ЭД	Сополимер стирола с α -метилстиролом		Фольгированное прессование фольгой толщиной 0,035 или 0,050 мм и электрохимическая металлизация по ОСТ 4Г 0.054.008	2,5±0,10	до 5×10^{-4}	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначен для изготовления СВЧ плат повышенной точности. 2. Обладает стабильностью размеров при изготовлении плат, имеет склонность к растрескиванию при механических нагрузках, низкую теплостойкость, низкую стойкость к действию ароматических и хлорированных углеводородов. Допускает все виды механической обработки, но обладает хрупкостью. 3. Температура пайки до 140 °С
---	--------	---	--	---	----------	-----------------------	--

Продолжение табл. 1.2

1	2	3	4	5	6	7	8
Листы из фторопласта а-4 фольгированные	ФФ-4	Фторопласт-4		Фольгирование прессованием в процессе изготовления фольгой толщиной 0,035 или 0,050 мм	2,0±0,10	до 3×10^{-4}	<p>1. Предназначены для изготовления СВЧ-плат больших габаритов, не требующих высокой точности, работающих в условиях повышенных температур.</p> <p>2. Допускают все виды механической обработки. Имеет высокую теплостойкость, инертен к действию ароматических и хлорированных углеводородов.</p> <p>3. Отсутствует стабильность размеров при изготовлении плат. Процесс электрохимической металлизации требует специальной химической обработки поверхности.</p> <p>5. Температура пайки до 260 °С.</p>
Наполненные							

Диэлектрик фольгированный ФЛАН	ФЛАН-2,8 ФЛАН-3,8 ФЛАН-6,0 ФЛАН-7,2 ФЛАН-10,0 ФЛАН-16,0	Полифенилен оксид	Алунд Двуокись титана	Фольгирование прессованием в процессе изготовления фольгой толщиной 0,035 мм	от 2,8 до 16	до $1,5 \times 10^{-3}$	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначен для изготовления СВЧ-плат повышенной точности, работающих в условиях повышенных температур и механических нагрузок. 2. Имеет высокую механическую прочность, высокую теплостойкость, стойкость к ароматическим и хлорированным углеводородам. 3. Обладает высокой стабильностью размеров при изготовлении плат. 4. Требуется применения твердосплавного инструмента при обработке. 5. Температура пайки до 260 °С.
--------------------------------	--	-------------------	--------------------------	--	--------------	-------------------------	--

Продолжение табл. 1.2

1	2	3	4	5	6	7	8
Полистирол модифицированный двуокисью титана	ПТ-3 ПТ-5 ПТ-7 ПТ-10 ПТ-16	Полистирол	Двуокись титана	Фольгирование прессованием фольгой толщиной 0,035 мм и электрохимиче ская металлизация по ОСТ 4Г 0.054.008	от 3 до 16	от 1×10^{-3} до 3×10^{-3}	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначен для изготовления СВЧ-плат повышенной точности. Имеет низкую ударную прочность, низкую теплостойкость – до 80 °С, низкую стойкость к ароматическим и хлорированным углеводородам. 2. Обладает высокой стабильностью размеров при изготовлении плат. 3. Допускает все виды механической обработки. 4. Температура пайки до 150 °С.
Диэлектрик фольгированный ПКТ	ПКТ-3Ф ПКТ-5Ф ПКТ-10Ф	Поликарбонадная смола «Дифлон»	Двуокись титана	Фольгирование прессованием фольгой толщиной 0,035 мм	от 3 до 10	до 3×10^{-3}	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначен для изготовления СВЧ плат повышенной точности, работающих в условиях повышенных температур и механических нагрузок. 2. Имеет высокую механическую прочность, высокую теплостойкость - до 135 °С, низкую стойкость к ароматическим и хлорированным углеводородам. 3. Обладает стабильностью размеров при изготовлении плат. 4. Допускает все виды механической обработки. 5. Температура пайки до 260 °С.

Продолжение табл. 1.2

1	2	3	4	5	6	7	8
Армированные							
Листы из фторопласта-4Д фольгированные армированные	ФАФ-4Д	Суспензия на основе фторопласта-4Д	Стеклоткань марки Э-0,1	Фольгирование прессованием фольгой толщиной 0,035 или 0,050 мм	2,5±0,20	до 1×10 ⁻³	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначены для изготовления СВЧ-плат повышенной точности больших габаритов, работающих в условиях повышенных температур и механических нагрузок. 2. Имеют высокую механическую прочность и теплостойкость. 3. Стойки к действию агрессивных сред и органических растворителей. 4. Перед лакированием и склеиванием требуется специальная обработка поверхности. 5. Обладают стабильностью размеров при изготовлении плат. 7. Допускает все виды механической обработки. Температура пайки до 260 °С.
Пленки фторопластовые армированные фольгированные	Ф-4МБСФ-1 Ф-4МБСФ-2	Пленка из фторопласта 4МБ	Стеклоткань марок Э-1, Э-2	Фольгирование прессованием фольгой толщиной 0,035 мм	2,4	2×10 ⁻³	<ol style="list-style-type: none"> 1. Предназначены для изготовления гибких печатных схем и соединительных шлейфов кодовых карт постоянной памяти, многофункциональных СВЧ-устройств, работающих при температуре до 125 °С 2. Материал стоек к химическому воздействию растворов, применяемых при изготовлении плат.

Для нефольгированных материалов, руководствуясь ОСТ 7Г 0.054.008, устанавливают толщину металлизации, допустимую потерями в проводниках, передаваемой мощностью и необходимой точностью изготовления схемы.

В зависимости от требований к полосковому устройству порядок выбора СВЧ-диэлектрического материала может быть изменен.

Для СВЧ-резонаторов, фильтров и направленных ответвителей и других высокочастотных устройств на полосковых линиях передачи диэлектрический материал необходимо выбирать по минимальному значению тангенса угла диэлектрических потерь.

Материал должен обладать стабильностью линейных размеров и форм в диапазоне рабочих температур и в условиях эксплуатации в соответствии с техническими требованиями на устройство, иметь минимальное значение отклонений диэлектрической проницаемости от номинального значения и разнотолщинности.

Требования к точности изготовления таких устройств, как правило, достаточно высокие. Для успешного практического решения их изготовления необходимо выбирать материалы с относительной диэлектрической проницаемостью не более 10. Необходимо учитывать следующее: чем выше рабочая частота, тем меньше выбираемая величина диэлектрической проницаемости.

Кольцевые мосты, сумматоры, преобразователи, модуляторы являются низкочастотными устройствами, поэтому при выборе материала необходимо обращать внимание на их параметры, оказывающие влияние на соотношение электрических длин полосковых элементов.

Как правило, диэлектрический материал следует выбирать с минимальным значением тангенса угла диэлектрических потерь, большой стабильностью относительной диэлектрической проницаемости и линейных размеров, так как реальные параметры устройств без их учета будут значительно отличаться от расчетных данных.

Габаритные размеры материала для полосковых антенн и сумматоров должны допускать изготовление схемы суммирования или питания на одной или нескольких подложках. Особенно в случае использования неорганических диэлектриков для многоканальных устройств. Термостойкость материалов должна соответствовать требованиям, предъявляемым к таким устройствам, с учетом нагрева, вследствие рассеивания мощности в нагрузках, диэлектрике и проводниках.

Наиболее сильное влияние на величину фазовой ошибки оказывает отклонение характеристического сопротивления линии передачи мощности из-за неточного изготовления рисунка схемы, нестабильности линейных размеров диэлектрика, разброса параметров диэлектрика по толщине и относительной диэлектрической проницаемости.

Таблица 1.3

Перечень СВЧ-диэлектрических материалов

Наименование	ГОСТ, ОСТ, ТУ
Органические	
Арилокс 2103	ТУ 6-05-231-322-86
Диэлектрик фольгированный ФЛАН	ТУ 16-503.148-80
Диэлектрик фольгированный ПКТ	ТУ 16-503.156-77
Диэлектрик марки СА-3,8Ф	ТУ 16-503.108-77
Дифмолен	АУЭО.023.011 ТУ
Материалы высокочастотные ПТ и СТ	ОСТ4 Г0.023.600-82
Листы из фторопласта-4 фольгированные армированные ФАФ-4Д	ГОСТ 21000-81
Листы из фторопласта-4 фольгированные ФФ-4	ГОСТ 21000-81
Листы из фторопласта-4Д фольгированные армированные ФАФ-4ДСКЛ	ТУ 6-05-1817-77
Пленки фторопластовые фольгированные армированные Ф-4МБСФ	ТУ 6-05-041-649-83
Сополимер стирола марки САМ-ЭД	ТУ 6-05-111-260-81
Неорганические	
Подложка из керамического материала ВК 100-1	ТУ 11-85 ЦЕ 0.781.000 ТУ
Подложка керамическая полированная ВК 94-1	ТУ 11-84 дГ0.737.027 ТУ
Подложка керамическая шлифованная ВК 94-1	ТУ 11-84 Б40.737.000 ТУ
Подложка из ситалла марки СТ 50-1	ТУ 11-76 ТХ0.735.062 ТУ
Подложка из ситалла марки СТ 32-1	ТУ 11-76 ТХ0.781.004 ТУ
Подложка из ситалла марки СТ 38-1	ТУ 11-76 ТХ0.781.002 ТУ
Подложка керамическая (БА-35, МТ-60, Т-90)	ТУ 107-86 ДМГ 0.027.008 ТУ

Таблица 1.4

Параметры и виды климатических испытаний

Параметр испытаний	Вид климатических испытаний			
	Теплоустойчивость	Морозоустойчивость	Термоудар (цикл)	Длительная влагоустойчивость
Относительная влажность, %	-	-	-	95-100
Положительная температура, °С	80-1 группа 150-11 группа	-	80-1 группа 150-11 группа	40±2
Продолжительность испытания, ч	2	-	1	1344
Отрицательная температура, °С	-	Минус 60±2	Минус 60±2	-
Продолжительность испытания, ч	-	2	1	-
Время выдержки в нормальных условиях, ч	2	2	-	24

Количество циклов	-	-	10	-
-------------------	---	---	----	---

Таблица 1.5

Физико-технические параметры СВЧ-диэлектрических материалов.
Механические и теплофизические характеристики органических материалов

Марка	Плотность, кг/м ³		Предел прочности, МПа, не менее			Теплостойкость по Мартнесу, °С, не менее	Теплопроводность при 20 °С, Вт/м × °С	Коэффициент термического линейного расширения °С ⁻¹
	с фольгой при толщине 2 мм	без фольги	при изгибе	при сжатии	при растяжении			
Арилокс 2103	-	1060-1085	60	-	50	130(по Вика)	-	(2,0-8,0)×10 ⁻⁵
Дифмолен	965	-	30	-	24	125(по Вика)	0,40	(6,0-12,0)×10 ⁻⁵
ПТ-3	-	1050-1150	50	90	30	80	0,14	(5,0-12,0)×10 ⁻⁵
ПТ-5	-	1400-1600	50	90	25	80	0,21	(4,0-10,0)×10 ⁻⁵
ПТ-7	-	1700-1800	50	90	20	85	0,26	(3,0-10,0)×10 ⁻⁵
ПТ-10	-	1950-2100	45	100	15	85	0,33	(2,8-8,0)×10 ⁻⁵
ПТ-16	-	2400-2600	35	200	10	90	0,46	(4,0-12,0)×10 ⁻⁵
СТ-3	-	1100-1250	50	90	30	95	0,14	(4,0-12,0)×10 ⁻⁵
СТ-5	-	1450-1650	50	90	25	95	0,21	(3,0-10,0)×10 ⁻⁵
СТ-7	-	1700-1850	50	90	20	100	0,26	(2,0-8,0)×10 ⁻⁵
СТ-10	-	1850-2100	45	100	15	100	0,33	(3,0-10,0)×10 ⁻⁵
СТ-16	-	2400-2760	35	100	10	110	0,46	(2,0-8,0)×10 ⁻⁵
СА-3,8Ф	2000-2200	1750-1850	40	105	30	120(по Вика)	0,37	3,5×10 ⁻⁵
САМ-ЭД	-	1120	100	-	26	95	-	7,5×10 ⁻⁵
ФФ-4	2500-2600	2100-2300	11	12	14	250	0,23	(8,0-25,0)×10 ⁻⁵
ФАФ-4Д	2400-2500	-	21	-	80	-	0,21	5,0×10 ⁻⁵
ФЛАН-2,8	1500	1100-1300	80	104	95	190(по Вика)	0,20	5,5×10 ⁻⁵
ФЛАН-3,8	2000	1700-1900	80	157	75	200(по Вика)	0,30	3,8×10 ⁻⁵
ФЛАН-5,0	1800	1450-1650	80	126	75	200(по Вика)	0,25	5,0×10 ⁻⁵
ФЛАН-7,2	2000	1750-1950	80	158	75	200(по Вика)	0,30	4,0×10 ⁻⁵
ФЛАН-10	2400	2000-2200	80	176	75	200(по Вика)	0,40	3,5×10 ⁻⁵
ФЛАН-16	2600	2500-2700	80	201	46	200(по Вика)	0,50	2,5×10 ⁻⁵
ПКТ-3Ф	1460-1660	1200-1400	100	78	50	150(по Вика)	0,23	6,5×10 ⁻⁵
ПКТ-5Ф	1800-2000	1600-1800	70	32	55	155(по Вика)	0,35	5,5×10 ⁻⁵
ПКТ-10Ф	2300-2500	2200-2400	60	26	56	160(по Вика)	0,50	4,2×10 ⁻⁵

Таблица 1.6

Электрические и технологические характеристики органических материалов

Марка	Диэлектрическая проницаемость при частоте 10^{10} Гц	Тангенс угла диэлектрических потерь при частоте 10^{10} Гц, не более	Сопротивление изоляции, Ом	Удельное объемное электрическое сопротивление, Ом·м	Пробивное напряжение, МВ/м, не менее	Прочность сцепления меди с диэлектриком Н/м, не менее		Водопоглощение за 24 ч, % не более	Стрела прогиба в состоянии поставки на 100 мм длины, мм, не более	Диапазон рабочих температур, °С	Цвет
						Металлизация	Фольгирование				
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Арилокс 2103	2,60±0,1	(4-8)×10 ⁻⁴	-	1×10 ¹⁴	20	-	-	0,1	-	От – 60 до + 100	Бежевый
Дифмолен	2,30±0,1	5×10 ⁻⁴	1×10 ¹⁴	1×10 ¹⁵	40	-	800	0,04	1,0	От – 80 до + 80	Слоновой кости
ПТ-3	2,74±0,14	11×10 ⁻⁴	2,0×10 ¹²	1×10 ¹⁷	26	200	300	0,15	1,0	От – 60 до + 80	Светло-коричневый
ПТ-5	5,00±0,25	11×10 ⁻⁴	6,3×10 ¹²	1×10 ¹⁶	21	200	300	0,15	1,0	От – 60 до + 100	Сиреневый
ПТ-7	7,00±0,35	15×10 ⁻⁴	2,9×10 ¹²	1×10 ¹⁶	19	200	300	0,15	1,0	От – 60 до +100	Голубой
ПТ-10	10,00±0,5	20×10 ⁻⁴	3,0×10 ¹²	1×10 ¹⁶	15	200	300	0,15	1,0	От – 60 до + 100	Желтый
ПТ-16	16,00±0,8	30×10 ⁻⁴	-	1×10 ¹⁶	10	200	300	0,20	1,0	От – 60 до + 100	Серый
СТ-3	3,0±0,15	9×10 ⁻⁴	1,0×10 ¹³	1×10 ¹⁷	24	200	300	0,10	1,0	От – 60 до + 95	Слоновой кости
СТ-5	5,00±0,25	9×10 ⁻⁴	2,4×10 ¹³	1×10 ¹⁶	21	200	300	0,10	1,0	От – 60 до + 95	Оранжевый
СТ-7	7,00±0,35	15×10 ⁻⁴	1,5×10 ¹³	1×10 ¹⁶	19	200	300	0,10	1,0	От – 60 до + 95	Светло-зеленый

Продолжение табл. 1.6

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
СТ-10	10,00±0,5	20×10 ⁻⁴	2,0×10 ¹²	1×10 ¹⁶	15	200	300	0,10	1,0	От – 60 до + 95	Розовый
СТ-16	16,00±0,8	30×10 ⁻⁴	-	1×10 ¹⁶	10	200	300	0,15	1,0	От – 60 до +95	Молочный
СА-3,8Ф	3,80±0,1	8×10 ⁻⁴	0,5×10 ¹²	3×10 ¹⁷	28	-	600	0,10	0,6	От – 60 до + 90	-
САМ-ЭД	2,50±0,1	6×10 ⁻⁴	-	3×10 ¹⁸	30	100	300	-	1,0	От – 60 до+ 80	-
ФФ-4	2,00±0,1	3×10 ⁻⁴	2,0×10 ¹³	1×10 ¹⁸	25	-	1500	-	-	От – 50 до + 150	
ФАФ-4Д	2,60±0,2	10×10 ⁻⁴	9,5×10 ¹⁷	1×10 ¹⁷	-	-	880	0,30	-	От – 60 до + 250	
ФЛАН-2,8	2,80±0,1	15×10 ⁻⁴	-	5×10 ¹⁶	15	-	800	0,15	0,6	От – 60 до + 150	От темно-коричневого до черного
ФЛАН-3,8	3,88±0,1	12×10 ⁻⁴	-	5×10 ¹⁶	15	-	800	0,10	0,6	От – 60 до + 150	Коричневый
ФЛАН-5,0	5,00±0,2	15×10 ⁻⁴	-	5×10 ¹⁶	14	-	800	0,11	0,6	От – 60 до + 150	Светло-коричневый
ФЛАН-7,2	7,20±0,3	15×10 ⁻⁴	-	5×10 ¹⁶	12	-	800	0,12	0,6	От – 60 до + 150	Светло-коричневый
ФЛАН-10	10,00±0,5	15×10 ⁻⁴	8,0×10 ¹²	5×10 ¹⁶	10	-	800	0,12	0,6	От – 60 до + 150	Серый
ФЛАН-16	16,00±0,8	15×10 ⁻⁴	-	5×10 ¹⁶	8	-	800	0,20	0,6	От – 60 до + 135	Зеленый
ПКТ-3	3,00±0,06	50×10 ⁻⁴	0,9×10 ¹²	1×10 ¹⁶	19	-	800	0,04	1,5	От – 60 до + 135	-
ПКТ-5	5,00±0,06	50×10 ⁻⁴	6,2×10 ¹³	1×10 ¹⁶	17	-	800	0,02	1,5	От – 60 до +135	-
ПКТ-10	10,00±0,2	50×10 ⁻⁴	2,0×10 ¹²	1×10 ¹⁴	12	-	800	0,01	1,5	От – 60 до + 135	-
Ф-4МБСФ-2	2,72±0,05	2×10 ⁻⁴	4,4×10 ¹²	1×10 ¹⁴	12	-	300	-	-	От – 60 до + 125	-
ФАФ-4ДСКЛ	2,72±0,05	1,8×10 ⁻⁴	4,1×10 ¹²	3,4×10 ¹⁴	50	-	900	0,09	-	От – 60 до + 250	-

1.2. МЕТАЛЛЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В МИКРОПОЛОСКАХ

В микрополосковых линиях проводящие полоски и заземленные пластины (основания) должны выполняться из металлов с малым удельным электрическим сопротивлением, обеспечивающим минимальные потери. Для оснований полосковых линий обычно используют алюминиевые сплавы, медь, латунь и т.д. Основные характеристики металлов, рекомендуемых для изготовления печатных полосковых линий, приведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7

Характеристики металлов, используемых в МП

Металл	Удельный вес, г/см ³	Удельная проводимость G_0 , ом ⁻¹ ×см ⁻¹	$\sqrt{\frac{G_0}{G}}$	Примечание
Медь	8,94	$5,8 \times 10^{-5}$	1,000	Для печатных проводников и оснований
Серебро	10,5	$6,1 \times 10^{-5}$	0,915	Для покрытий
Латунь	8,7	$(4,0 \div 1,67) \times 10^{-5}$	1,430 ÷ 3,425	Для оснований

1.3. ПОГЛОЩАЮЩИЕ МАТЕРИАЛЫ

Для изготовления оконечных нагрузок и аттенуаторных пластин используются поглощающие материалы. Для печатных полосковых линий применяются: объемные, пленочные (поверхностные), комбинированные нагрузки и аттенуаторные пластины.

Объемные поглощающие пластины представляют собой пластины из поглощающей массы – прессованного карбонильного железа, ферроэлектролиза и т.д.

Пленочные поглощающие элементы представляют собой проводящие пленки из нихрома, ферросиллиция, сурьмы, препаратов графита и т.д., нанесенные на диэлектрические основания: слюду, керамику, тонкие органические пленки и прочие диэлектрические материалы.

Комбинированные поглощающие материалы представляют собой сочетание объемного и пленочного поглощающих элементов. В качестве основания для проводящей пленки используются пластины из поглощающей массы. Комбинированные поглотители имеют наибольшее поглощение на единицу длины по сравнению с другими материалами. Различные типы поглощающих пластин показаны на рис. 1.1 – 1.3. Нанесение проводящих пленок производится методами технологии изготовления пленочных микросхем.

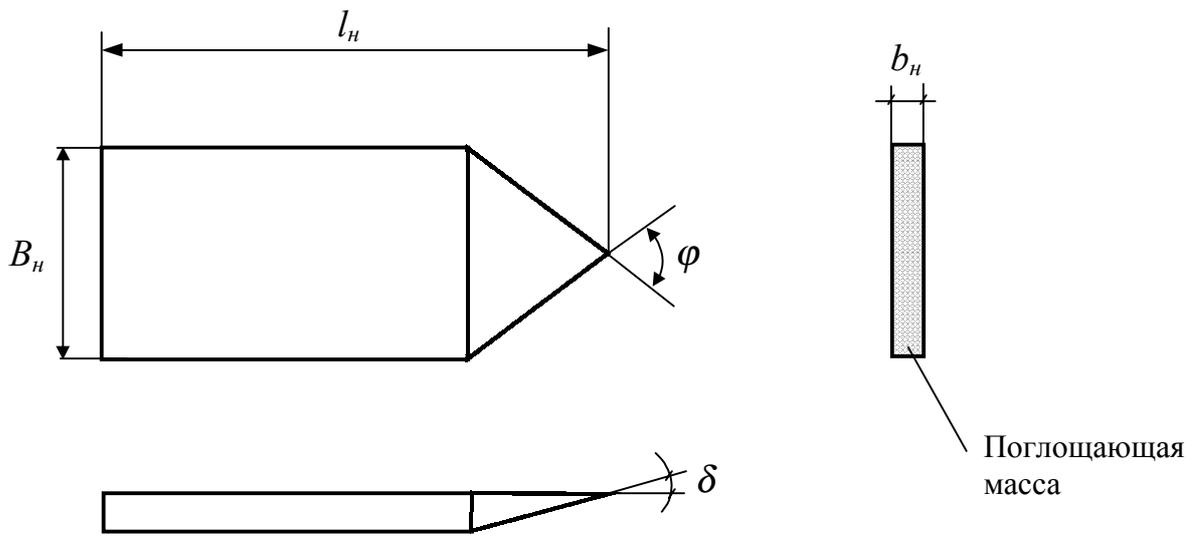


Рис. 1.1. Объемная нагрузка

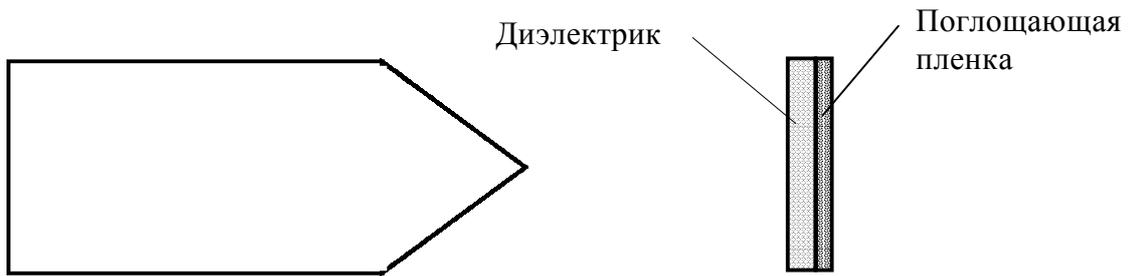


Рис. 1.2. Пленочная нагрузка

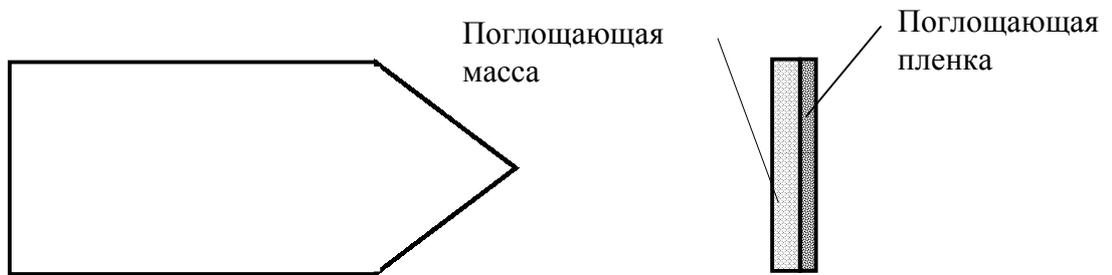


Рис. 1.3. Комбинированная нагрузка

ГЛАВА 2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

2.1. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Симметричная полосковая линия (рис. 2.1,а) является наиболее часто используемой линией передачи СВЧ-диапазона. Основным типом волны симметричной полосковой линии является T -волна. Все ее конструктивные параметры определяются на основе электростатического анализа.

Для упрощенного анализа толщину центрального полоскового проводника t считают пренебрежимо малой. Приведенные ниже выражения получены с нулевой толщиной центрального полоскового проводника ($t=0$). Формула волнового сопротивления имеет вид

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (2.1)$$

где $k = th(\pi W/2b)$; K – полный эллиптический интеграл первого рода; K' – дополнительная функция, определяемая уравнением

$$K'(k) = K(k'), \quad k' = \sqrt{1-k^2}.$$

Для получения простого соотношения для волнового сопротивления используют следующую аппроксимацию для соотношения K/K' вида:

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{для } 0 \leq k \leq 0,7, \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) & \text{для } 0,7 \leq k \leq 1. \end{cases} \quad (2.2)$$

Погрешность этой аппроксимации составляет 8×10^{-6} . Эти формулы позволяют рассчитать точное значение волнового сопротивления Z_0 .

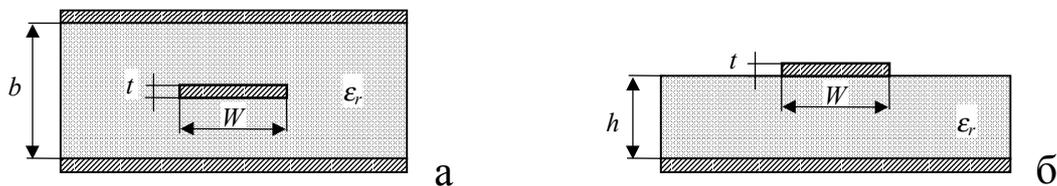


Рис. 2.1. Полосковая (а) и микрополосковая (б) линия

Симметричные полосковые линии с полосковым проводником конечной длины наиболее точно вычисляются по следующим приближенным формулам:

$$Z_0 \sqrt{\varepsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{W'} \left[\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right)^2 + 6,27} \right] \right\}, \quad (2.3)$$

где

$$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t}, \quad (2.4)$$

$$\frac{\Delta W'}{b-t} = \frac{x}{\pi(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0,0796x}{W/b + 1,1x} \right)^m \right] \right\}, \quad (2.5)$$

$$m = 2 \left[1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1}, \quad x = t/b. \quad (2.6)$$

Для $W'/(b-t) < 10$ погрешность расчета по формуле (2.4) составляет не более 0,5 %.

Для расчета, конструирования и оптимизации устройств на симметричных полосковых линиях используют формулы определяющие ширину полоски W для заданного значения волнового сопротивления линии с параметрами b , ε_r и t . Для полоски нулевой толщины значение отношения W/b в функции Z_0 и ε_r используется формула

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \text{Arth} \sqrt{k}, \quad (2.7)$$

где

$$k = \begin{cases} \sqrt{1 - \left[\frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^4} & \text{для } x \geq 1, \\ \left[\frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right]^2 & \text{для } 0 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

при $x = Z_0 \sqrt{\varepsilon_r} / (30\pi)$.

При $t \neq 0$ уравнения для W/b используют следующую формулу:

$$\frac{W}{b} = \frac{W_0}{b} - \frac{\Delta W}{b}, \quad (2.9)$$

где

$$\frac{W_0}{b} = \frac{8(1-x)}{\pi} \frac{\sqrt{e^A + 0,568}}{e^A - 1}, \quad A = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi}, \quad (2.10)$$

$$\frac{\Delta W}{b} = \frac{x}{\pi} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0,0796x}{W_0/b - 0,26x} \right)^m \right] \right\}. \quad (2.11)$$

Величины x и m определены в (2.6).

Суммарные потери полосковой линии, определяются коэффициентом затухания α , складываются из двух составляющих – потери в проводниках и диэлектрике

$$\alpha = \alpha_{\text{ПП}} + \alpha_{\text{д}} \quad (2.12)$$

Потери в проводниках определяются возрастанием индуктивности, обусловленные проникновением магнитного поля в проводник. Для полосковой линии потери рассчитываются по формуле:

$$\alpha_{\text{ПП}} = \frac{0,0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \left[\frac{\partial Z_0}{\partial b} - \frac{\partial Z_0}{\partial W} - \frac{\partial Z_0}{\partial t} \right], \quad (2.13)$$

где $R_s = \sqrt{\pi/\mu_0 \rho}$ – поверхностное сопротивление проводника, Ом/ ; ρ – удельное сопротивление проводника.

Используя выражения (2.3) – (2.7) для Z_0 , получаем

$$\alpha_{\text{ПП}} = \frac{0,0231 R_s \sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \frac{\partial Z_0}{\partial W'} \left\{ 1 + \frac{2W'}{b-t} - \frac{1}{\pi} \left[\frac{3x}{2-x} - \ln \frac{x}{2-x} \right] \right\}, \quad (2.14)$$

$$\frac{\partial Z_0}{\partial W'} = \frac{30e^A}{W' \sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{3,135}{Q} - \left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right) (1+Q) \right], \quad (2.15)$$

$$Q = \sqrt{1 + 6,27 \left(\frac{\pi}{8} \frac{W'}{b-t} \right)^2}. \quad (2.16)$$

Здесь $\alpha_{\text{ПП}}$ в дБ/м.

Потери (дБ/м) в диэлектрике полосковой линии определяются формулой

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3 \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0, \quad (2.17)$$

где $tg\delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике.

Из уравнения (2.17) видно, что потери в диэлектрике прямо пропорциональны частоте и $tg\delta$. На СВЧ потери в диэлектрике, как правило, малы по сравнению с потерями в проводниках. Однако в миллиметровом диапазоне в диэлектрике становятся сравнимыми с потерями в проводниках, так как потери в диэлектрике с ростом частоты возрастают по линейному закону, в то время как потери в проводниках пропорциональны квадратному корню из частоты.

Максимальная рабочая частота в полосковой линии ограничена возможностью возбуждения волны H -типа. Для широких линий критическая частота (ГГц) H -волны низшего типа определяется формулой

$$f_{кр} = \frac{15}{b\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{(W/b + \pi/4)}, \quad (2.18)$$

где W и b выражены в сантиметрах.

Из этой формулы видно, что критическая частота уменьшается при увеличении расстояния между заземленными пластинами или увеличении диэлектрической проницаемости.

2.2. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Конфигурация микрополосковой линии (МПЛ) показана на рис. 2.1,б. Микрополосковая линия является неоднородной линией передачи, так как не все силовые линии поля между полосковым проводником и заземленной пластиной проходят через подложку. Поэтому волна, распространяющаяся вдоль микрополоскового проводника, является не чистой T -волной (является «квази – T -волной»). Эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{эф}$ меньше диэлектрической проницаемости подложки, так как она учитывает поле вне подложки.

В отличие от несимметричной полосковой линии с малым значением диэлектрической проницаемости подложки, в МПЛ электромагнитное поле концентрируется между микрополоском и заземленным основанием (экраном), поэтому потери на излучение уменьшаются.

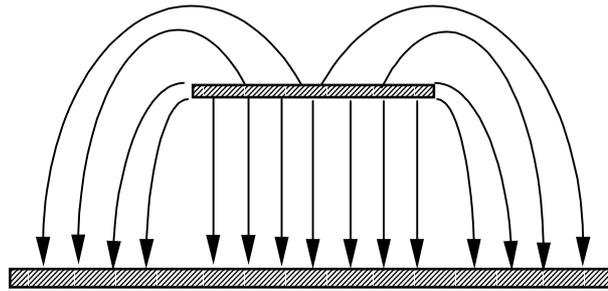


Рис.2.2. Распределение в несимметричной полосковой линии электрического поля

Наглядное представление о структуре электромагнитного поля в любой линии передачи дает его графическое изображение. Распределение электромагнитного поля, тока, мощности в поперечном сечении воздушной микрополосковой линии показано на рис. 2.2.

На практике микрополосковые схемы размещают в герметизирующих корпусах, изолирующих от внешних электромагнитных полей и от внешних климатических воздействий. Собственные волны экранированной микрополосковой линии классифицируют по типу двухслойного провода с добавлением слова «квази», так как собственная волна двухслойного провода имеет пять компонент, а экранированная МПЛ – шесть компонент.

Волна основного типа, распространяющаяся в МПЛ, отличается от *ТЕМ*-волны наличием продольных компонент электромагнитного поля, обусловленных несимметричным заполнением линии диэлектриком (неоднородной диэлектрической средой). Продольные компоненты электромагнитного поля зависят как от параметров структуры (ширины и толщины микрополоска, высоты и диэлектрической проницаемости подложки), так и от рабочего диапазона частот. Это приводит к зависимости собственных параметров МПЛ (волнового сопротивления, эффективной диэлектрической проницаемости, длины волны в линии, потерь) от частоты (дисперсии). При значительном удалении стен и крышки корпуса от микрополоска влияние его на дисперсионные характеристики как основной, так и высших типов волн практически отсутствует.

Строгого решения задачи по определению типов электромагнитных волн в МПЛ нет. Электродинамическая задача требует задания граничных условий на всем контуре поперечного сечения подложки, как в местах ее контакта с металлом, так и со свободным пространством.

Для упрощения анализа возьмем те же допущения, что и для симметричной полосковой линии. Значения волнового сопротивления Z_0 и эффективной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эф}$ вычисляются по следующим формулам:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25\frac{W}{h}\right) & \text{для } (W/h \leq 1), \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{для } (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (2.19)$$

где $\eta = 120\pi$ Ом; $\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}(1 + 10h/W)^{-1/2}$.

Максимальная относительная погрешность расчета величин $\varepsilon_{\text{эф}}$ и Z_0 по этим формулам не превышает 2 %. Выражения для отношения W/h в зависимости от $\varepsilon_{\text{эф}}$ и Z_0 имеют вид

для $A > 1,52$

$$W/h = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.20)$$

для $A \leq 1,52$

$$W/h = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, \quad (2.21)$$

где

$$A = \frac{Z_0}{60} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right), \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (2.22)$$

Эти выражения обеспечивают точность меньше 2 %. Приведенные формулы используются для малой толщины полоскового проводника, если $t/h \leq 0,005$.

Однако конечная толщина полоски t влияет на характеристики линии.

Формулы, учитывающие влияние конечной толщины полосок для расчета значений $\varepsilon_{\text{эф}}$ и Z_0 , приводятся ниже:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \ln\left(\frac{8h}{W_{\text{э}}} + 0,25\frac{W_{\text{э}}}{h}\right) & \text{для } (W/h \leq 1), \\ \frac{376,7}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}} \left[\frac{W_{\text{э}}}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W_{\text{э}}}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{для } (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (2.23)$$

где

$$\frac{W_{\text{э}}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h}, \quad (2.24)$$

$$\frac{\Delta W}{h} = \begin{cases} \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & \text{для } W/h \leq 1/2\pi, \\ \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \text{для } W/h \geq 1/2\pi, \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(W/h) - Q, \quad (2.26)$$

$$Q = \frac{\varepsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}, \quad F(W/h) = (1 + 10h/W)^{-1/2}. \quad (2.27)$$

Изменение частоты оказывает влияние на эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}}$ (дисперсия) и Z_0 . Эти влияния можно описать следующими формулами:

$$Z_0(f) = Z_{0T} - \frac{Z_{0T} - Z_0}{1 + G(f/f_p)^2}, \quad (2.28)$$

$$\varepsilon_{\text{эф}}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{r\text{э}}}{1 + G(f/f_p)^2}, \quad (2.29)$$

где

$$G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60} \right]^{1/2} + 0,004Z_0, \quad f_p = 0,3976 Z_0/h.$$

В этих уравнениях f_p измеряется в ГГц; h – в мм; Z_0 – в Ом; а Z_{0T} – волновое сопротивление полосковой линии шириной W и высотой $2h$. Величины $\varepsilon_{\text{эф}}$ и Z_0 – это квазистатические величины, полученные ранее.

Потери в проводниках $\alpha_{\text{ПР}}$ (дБ/м) записываются в виде

$$\alpha = \begin{cases} 1,38A \frac{R_s}{hZ_0} \frac{32 - (W_{\text{э}}/h)^2}{32 + (W_{\text{э}}/h)^2}, & (W/h \leq 1) \\ 6,1 \times 10^{-5} A \frac{R_s Z_0 \varepsilon_{\text{эф}}}{h} \left\{ \frac{W_{\text{э}}}{h} + \frac{0,667 W_{\text{э}}/h}{W_{\text{э}}/h + 1,444} \right\}, & (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (2.30)$$

где $W_{\text{э}}/h$ определяется из (2.24), (2.25),

$$A = 1 + \frac{h}{W_3} \left(1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right) \quad (2.31)$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}, \quad (2.32)$$

$$B = \begin{cases} h & \text{для } \left(W/h \geq \frac{1}{2\pi} \right) \\ 2\pi W & \text{для } \left(W/h \leq \frac{1}{2\pi} \right). \end{cases} \quad (2.33)$$

где ρ – удельное сопротивление проводника.

Потери в диэлектрике определяются по формуле

$$\alpha_D = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{эф} - 1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{tg \delta}{\lambda_0}, \quad (2.34)$$

где $tg \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь. Потери в диэлектрике обычно много меньше потерь в проводниках.

Собственная добротность микрополосковой линии Q – один из главных параметров, который позволяет судить о возможностях создания на ее основе цепей с высокой избирательной способностью: узкополосных фильтров, резонаторов и др. Собственная добротность определяется по формуле

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_M} + \frac{1}{Q_D} + \frac{1}{Q_H} \quad (2.35)$$

В регулярных МПЛ $Q_H > Q_D > Q_M$, поэтому пренебрегаем влиянием Q_H , определяем Q_0 по формуле

$$Q_0 = \frac{Q_M Q_D}{Q_M + Q_D}, \quad (2.36)$$

где Q_M – добротность, определяемая потерями в металле; Q_D – добротность, определяемая потерями в диэлектрике подложки; Q_H – добротность, определяемая потерями на излучение.

Добротность в металле Q_M определяется по приближенной формуле

$$Q_M \approx 10^{-3} Z_0 h \left(\frac{W}{h} \right) \sqrt{f \sigma \epsilon_{эф}}, \quad (2.37)$$

где f – рабочая частота, σ – проводимость металла.

Добротность в диэлектрике Q_D определяется по формуле

$$Q_D = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}. \quad (2.38)$$

Максимальный уровень мощности непрерывных колебаний P_{max} ограничивается допустимой температурой перегрева проводников и диэлектрической подложки, при которой появляются необратимые изменения в их физической структуре, приводящие к выходу микросхемы из строя. Величина предельной мощности зависит от условий теплообмена МПЛ с окружающей средой и теплофизических свойств материалов.

При определении максимальной передающей мощности принимают, что основание подложки имеет идеальный тепловой контакт корпуса микросборки и рассеяние тепла происходит главным образом посредством теплопередачи.

Максимальную мощность P_{max} , передаваемую по МПЛ, определяют по формуле

$$P_{MAX} = \frac{K_T \Delta t 10^2}{\alpha} \frac{W}{h}, \quad (2.39)$$

где P_{MAX} – максимальная мощность в МПЛ, Вт; K_T – коэффициент теплопроводности, Вт/(м °С); Δt – допустимый температурный перегрев полоски относительно корпуса микросборки, °С.

Предельную пробивную мощность в МПЛ P_{II} определяют уровнем передаваемой мощности импульсного СВЧ-сигнал. Практически по МПЛ можно передавать импульсный СВЧ-сигнал мощностью импульсов порядка нескольких киловатт при скважности сигнала более 50.

2.3. ЩЕЛЕВАЯ ЛИНИЯ

Щелевая линия применяется в устройствах, где требуется обеспечить большое волновое сопротивление линии передачи, включение последовательных шлейфов и короткозамыкающих элементов, а также в интегральных микросхемах совместно с микрополосковыми линиями. В щелевой линии распространяется волна H -типа. Выражения в замкнутой форме для волнового сопротивления и длины волны в щелевой линии находятся путем аппроксимации соответствующих кривых, полученных численным расчетом. Приведенные ниже выражения, полученные аппроксимацией кривых, дают погрешность вычислений, не превышающую 2 % для следующих значений параметров:

$$\begin{aligned}
9,7 &\leq \varepsilon_r \leq 20, \\
0,02 &\leq W/h \leq 1,0, \\
0,01 &\leq h/\lambda_0 \leq (h/\lambda_0)_{кр},
\end{aligned}$$

где $(h/\lambda_0)_{кр}$ – есть отношение h/λ_0 , соответствующее критической частоте для поверхности волны щелевой линии типа H_{10} . Это отношение определяется формулой $(h/\lambda_0)_{кр} = 0,25/\sqrt{\varepsilon_r - 1}$.

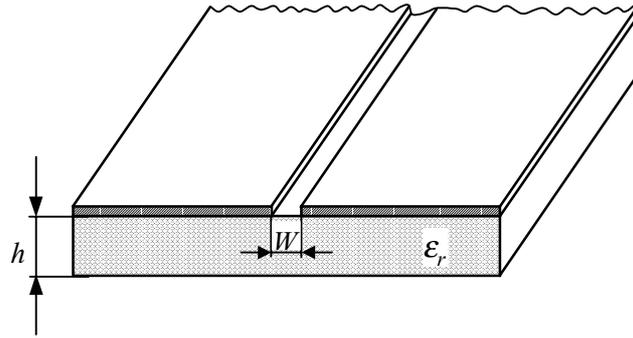


Рис. 2.3. Щелевая линия

Обозначение параметров щелевой линии показано на рис. 2.3. Запишем расчетные формулы.

Для $0,02 \leq W/h \leq 0,2$

$$\lambda_s/\lambda_0 = 0,923 - 0,195 \ln \varepsilon_r + 0,2 W/h - (0,126 W/h + 0,02) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2), \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned}
Z_{0s} = & 72,62 - 15,283 \ln \varepsilon_r + 50 \frac{(W/h - 0,02)(W/h - 0,1)}{W/h} + \\
& + \ln(W/h \times 10^2) \times [19,23 - 3,693 \ln \varepsilon_r] - [0,139 \ln \varepsilon_r - 0,11 + \\
& + W/h(0,465 \ln \varepsilon_r + 1,44)] \times (11,4 - 2,636 \ln \varepsilon_r - h/\lambda_0 \times 10^2)^2
\end{aligned} \quad (2.41)$$

Для $0,2 \leq W/h \leq 1,0$

$$\lambda_s/\lambda_0 = 0,987 - 0,21 \ln \varepsilon_r + W/h(0,111 - 0,0022 \varepsilon_r) - (0,053 + 0,041 W/h - 0,0014 \varepsilon_r) \ln(h/\lambda_0 \times 10^2) \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned}
Z_{0s} = & 113,19 - 23,257 \ln \varepsilon_r + 125 W/h(114,59 - \\
& - 22,531 \ln \varepsilon_r) + 20(W/h - 0,2) \times (1 - W/h) - \\
& - [0,15 + 0,1 \ln \varepsilon_r + W/h(-0,79 + 0,899 \ln \varepsilon_r)] \times \\
& \times \left\{ [10,25 - 2,171 \ln \varepsilon_r + W/h(2,1 - 0,617 \ln \varepsilon_r) - h/\lambda_0 \times 10^2]^2 \right\}
\end{aligned} \quad (2.43)$$

При фиксированных значениях диэлектрической постоянной подложки могут быть получены более точные формулы длины волны в щелевой линии. Приведем выражения для двух значений диэлектрической проницаемости 9,7 и 20,0. Погрешность этих выражений не превышает 1 %.

Для $\varepsilon_r = 9,7$; $0,01 \leq h/\lambda_0 \leq (h/\lambda_0)_{кр}$

$$0,02 \leq W/h \leq 0,1,$$

$$\lambda_s/\lambda_0 = -(0,126W/h + 0,025)\ln(h/\lambda_0 \times 10^2) + 0,283W/h + 0,485, \quad (2.44)$$

$$0,1 \leq W/h \leq 1,0,$$

$$\lambda_s/\lambda_0 = -(0,045W/h + 0,033)\ln(h/\lambda_0 \times 10^2) + 0,104W/h + 0,507. \quad (2.45)$$

Для $\varepsilon_r = 20,0$; $0,01 \leq h/\lambda_0 \leq (h/\lambda_0)_{кр}$

$$0,02 \leq W/h \leq 0,1,$$

$$\lambda_s/\lambda_0 = -(0,117W/h + 0,02)\ln(h/\lambda_0 \times 10^2) + 0,2W/h + 0,345, \quad (2.46)$$

$$0,1 \leq W/h \leq 1,0,$$

$$\lambda_s/\lambda_0 = -(0,041W/h + 0,031)\ln(h/\lambda_0 \times 10^2) + 0,075W/h + 0,362. \quad (2.47)$$

2.4. КОМПЛАНАРНАЯ ЛИНИЯ

Компланарные волноводы широко применяются в интегральных СВЧ схемах. Использование компланарных волноводов в СВЧ устройствах повышает гибкость конструирования, упрощает исполнение при реализации некоторых функциональных устройств. Конфигурация компланарного волновода показана на рис. 2.4,а. Другая конфигурация (рис. 2.4,б) называется компланарной полосковой линией. Обе конфигурации относятся к категории «компланарных линий», в которых все проводники расположены в одной плоскости (на одной стороне подложки). Достоинством линий этих типов является возможность более простого монтажа пассивных и активных компонентов последовательно или параллельно с линией. При этом нет необходимости в высверливании отверстий или изготовлении пазов в подложке.

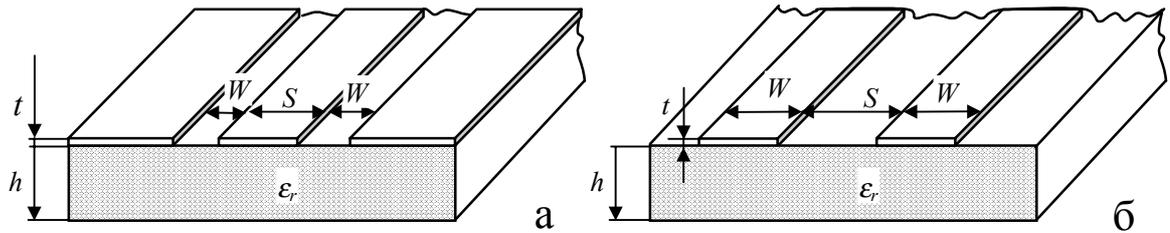


Рис.2.4 Компланарный волновод (а) и компланарная полосковая линия (б)

Анализ компланарных волноводов и компланарных полосковых линий осуществляется квазистатическими и волноводными методами. Изложенный материал основан на квазистатическом анализе. Дисперсионные свойства компланарных линий аналогичны дисперсионным свойствам микрополосковых линий. Дисперсия компланарных линий на подложках с низкой диэлектрической проницаемостью незначительна. Эти результаты показывают, что квази- T – анализ может использоваться до частот трехсантиметрового диапазона волн.

Волновое сопротивление компланарного волновода для диэлектрика конечной толщины записывается следующим образом:

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (2.48)$$

где $k = s/(s + 2W)$.

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости в замкнутой форме имеет вид

$$\epsilon_{эф} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ \operatorname{tg} [0,775 \ln(h/W) + 1,75] + \frac{kW}{h} [0,04 - 0,7k + 0,01(1 - 0,1\epsilon_r)(0,25 + k)] \right\}. \quad (2.49)$$

Волновое сопротивление компланарной линии рассчитывается по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (2.50)$$

где $\epsilon_{эф}$ рассчитывается по формуле (2.49), в которой W – ширина полосковых проводников, S – расстояние между ними.

В приведенных формулах считается, что толщина полосковых и заземленных пластин имеет бесконечно малые толщины. Практически же металлизированный слой имеет конечную толщину t , которая влияет на характеристики. Влияние толщин полосковых проводников на волновое

сопротивление компланарной линии может учитываться введением эффективных значений ширин полосок и зазоров. Это аналогично эффекту возрастания ширины микрополосковой линии.

$$s_{\text{э}} = s + \Delta, \quad W_{\text{э}} = W + \Delta,$$

где Δ может быть найдено по формуле

$$\Delta = (1,25t/\pi)[1 + \ln(4\pi s/t)]. \quad (2.51)$$

Волновое сопротивление находится по формуле

$$Z_{0KB} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{\text{эф}}}} \frac{K'(k_{\text{э}})}{K(k_{\text{э}})}, \quad (2.52)$$

где $k_{\text{э}}$ – эффективное значение отношения

$$k_{\text{э}} = s/(s_{\text{э}} + 2W_{\text{э}}) \approx k + (1 - k^2)\Delta/2W,$$

а $\varepsilon'_{\text{эф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость для компланарного волновода с полосками толщиной t . Выражение для $\varepsilon'_{\text{эф}}$ получается добавлением в формулу емкости компланарного волновода члена $A\varepsilon_0\varepsilon_r t/W$, учитывающего возрастание емкости, которое возникает из-за влияния толщин металлических полосок. Величина A определяется эмпирически из условия совпадения расчетных значений $\varepsilon'_{\text{эф}}$ с численными значениями величин. Окончательное выражение для $\varepsilon'_{\text{эф}}$ запишется в виде

$$\varepsilon'_{\text{эф}} = \varepsilon_{\text{эф}} - \frac{0,7(\varepsilon_{\text{эф}} - t)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0,7t/W}. \quad (2.53)$$

В компланарной полосковой линии влияние толщин полосок на $Z_{0КЛ}$ и $\varepsilon_{\text{эф}}$ аналогично влиянию в компланарном волноводе и выражения в замкнутом виде могут быть представлены следующим образом:

$$Z_{0КЛ} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon'_{\text{эф}}}} \frac{K(k_{\text{э}})}{K'(k_{\text{э}})}, \quad (2.54)$$

где $k_{\text{э}} = s/(s_{\text{э}} + 2W_{\text{э}}) \approx k - (1 - k^2)\Delta/2W,$

$$\Delta = (1,25t/\pi)[1 + \ln(4\pi W/t)].$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость для КПЛ рассчитывается аналогично:

$$\varepsilon_{\varepsilon\phi}^t = \varepsilon_{\varepsilon\phi} - \frac{1,4(\varepsilon_{\varepsilon\phi} - 1)t/s}{[K'(k)/K(k)] + 1,4t/s}. \quad (2.55)$$

Для оценки активных потерь в проводниках копланарного волновода определяется по формуле (дБ/м)

$$\alpha_{ПП}^{кв} = 4,88 \times 10^{-4} R_s \varepsilon_{\varepsilon\phi} Z_{0КВ} \frac{P'}{W\pi} \left(1 + \frac{s}{W} \right) \left[\frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi s}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi s}}{\left[2 + \frac{s}{W} - \frac{1,25t}{\pi W} \left(1 + \ln \frac{4\pi s}{t} \right) \right]^2} \right], \quad (2.56)$$

где

$$P' = \begin{cases} \frac{k}{(1-k')(k')^{3/2}} \left[\frac{K(k)}{K'(k)} \right]^2 & \text{для } 0 < k < 0,707, \\ \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} & \text{для } 0,707 < k < 1,0. \end{cases} \quad (2.57)$$

Выражение для постоянной затухания (дБ/м), определяемой потерями в диэлектрике в копланарном волноводе, как и в микрополосковых линиях, может быть записано в виде

$$\alpha_{д} = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{\varepsilon\phi}}} \frac{\varepsilon_{\varepsilon\phi} - 1}{\varepsilon_r - 1} \frac{tg \delta}{\lambda_0}. \quad (2.58)$$

В этом случае $\varepsilon_{\varepsilon\phi}$ определяется формулой (2.49).

Для копланарной полосковой линии выражение для потерь в проводниках имеет вид

$$\alpha_{ПП}^{кз} = 17,34 \frac{R_s}{Z_{КЛ}} \frac{P'}{\pi s} \left(1 + \frac{W}{s} \right) \left[\frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} + 1 + \frac{1,25t}{\pi W}}{\left[1 + 2 \frac{W}{s} + \frac{1,25t}{\pi s} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \right]^2} \right], \quad (2.59)$$

где P' определяется формулой (2.57), потери в диэлектрике КПЛ определяются по той же формуле как и в диэлектрике копланарного волновода.

2.5. СВЯЗАННЫЕ ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Во многих компонентах на симметричных полосковых линиях используется связь между параллельными полосковыми проводниками. Конфигурация связанных параллельных полосковых линий показана на рис. 2.5. Основной областью применения связанных параллельных полосковых линий являются направленные ответвители, линии задержки, фильтры и др.

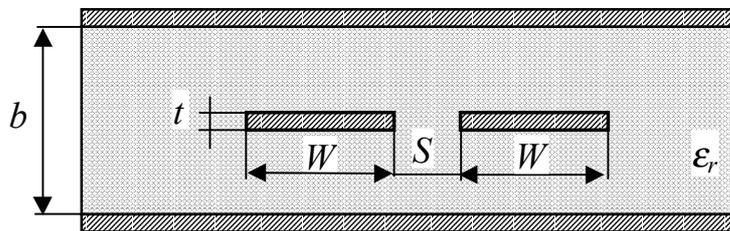


Рис. 2.5. Связанные полосковые линии

Для связанных полосковых линий нулевой толщины ($t=0$) точные формулы для расчета волнового сопротивления при четном и нечетном видах возбуждения вычисляются по следующим формулам:

$$Z_{0e} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k'_e)}{K(k_e)}, \quad (2.60)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k'_o)}{K(k_o)}, \quad (2.61)$$

где Z_{0e} и Z_{0o} – волновое сопротивление четного и нечетного видов возбуждения. Отношения $K(k'_e)/K(k_e)$ определяются формулами (2.2), а

$$k_e = th\left(\frac{\pi W}{2b}\right) th\left(\frac{\pi(W+S)}{2b}\right), \quad k'_e = \sqrt{1-k_e^2}, \quad (2.62)$$

$$k_o = th\left(\frac{\pi W}{2b}\right) cth\left(\frac{\pi(W+S)}{2b}\right), \quad k'_o = \sqrt{1-k_o^2}. \quad (2.63)$$

Для синтеза связанных полосковых линий могут быть использованы следующие формулы, полученные из (2.55), (2.56):

$$\frac{W}{b} = \frac{2}{\pi} \operatorname{Arth} \sqrt{k_i k_o}, \quad (2.64)$$

$$\frac{s}{b} = \frac{2}{\pi} \operatorname{Arth} \left[\frac{1-k_o}{1-k_e} \sqrt{\frac{k_e}{k_o}} \right], \quad (2.65)$$

где

$$k_{e,o} = \sqrt{1 - \left(\frac{e^{\pi x} - 2}{e^{\pi x} + 2} \right)^4} \quad \text{для } 1 \leq x \leq \infty,$$

$$k_{e,o} = \left[\frac{e^{\pi/x} - 2}{e^{\pi/x} + 2} \right]^2 \quad \text{для } 0 \leq x \leq 1.$$

$x = Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_r} / (30\pi)$ или $Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_r} / (30\pi)$ для четного и нечетного видов возбуждения.

Для учета конечной толщины полосковых проводников в значениях Z_{0e} и Z_{0o} используют следующие формулы:

$$Z_{0e} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\varepsilon_r} \left\{ W + \frac{bC_f}{2\pi} A_e \right\}}, \quad (2.66)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\varepsilon_r} \left\{ W + \frac{bC_f}{2\pi} A_o \right\}}, \quad (2.67)$$

где

$$A_e = 1 + \frac{\ln(1+th\theta)}{\ln 2}, \quad A_o = 1 + \frac{\ln(1+cth\theta)}{\ln 2}, \quad \theta = \pi s / (2b),$$

$$C_f(t/b) = 2 \ln \left(\frac{2b-t}{b-t} \right) - \frac{t}{b} \ln \left[\frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right]. \quad (2.68)$$

Эти формулы имеют наибольшую точность при $t/b < 0,1$ и $W/b \geq 0,35$.

Суммарные потери в связанных полосковых линиях разделяют на потери в диэлектрике α_D и потери в проводниках $\alpha_{ПР}$. Коэффициенты потерь (дБ/м) определяются по формулам:

$$\alpha_D^e = \alpha_D^o = 27,3 \sqrt{\varepsilon_r} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0, \quad (2.69)$$

$$\alpha_{ПП}^e = \frac{0,0231R_s \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(b-t)} \left\{ 60\pi + Z_{0e} \sqrt{\epsilon_r} \left[1 - \frac{A_e}{\pi} \left(\ln \frac{2b-t}{b-t} + \frac{1}{2} \frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right) + C_f \frac{(1+s/b) \operatorname{sch}^2 \theta}{4 \ln 2 \cdot 1+th\theta} \right] \right\}, \quad (2.70)$$

$$\alpha_{ПП}^o = \frac{0,0231R_s \sqrt{\epsilon_r}}{30\pi(b-t)} \left\{ 60\pi + Z_{0o} \sqrt{\epsilon_r} \left[1 - \frac{A_o}{\pi} \left(\ln \frac{2b-t}{b-t} + \frac{1}{2} \frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right) + C_f \frac{(1+s/b) \operatorname{csch}^2 \theta}{4 \ln 2 \cdot 1+cth\theta} \right] \right\}. \quad (2.71)$$

2.6 СВЯЗАННЫЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Связанные микрополосковые линии используются в качестве направленных ответвителей, фильтров, элементов согласования комплексных сопротивлений, линий задержки. Свойства связанных линий определяются значением собственных и взаимных индуктивностей и емкостей. При анализе квази- T – приближении собственная индуктивность с помощью несложных соотношений может быть выражена через собственную емкость. Поэтому для связанных микрополосковых линий определяются только емкостные параметры. Эти емкостные параметры выражаются через значения, соответствующие четному и нечетному типам возбуждения.

Геометрия связанных микрополосковых линий показана на рис. 2.6. На этом же рисунке показано представление полной емкости линии в виде емкости плоского конденсатора и двух краевых емкостей с каждой стороны полоски. Краевые емкости при четном возбуждении могут быть получены из краевой емкости несвязных микрополосковых линий. Краевые емкости при нечетном возбуждении определяются на основании эквивалентности геометрии связанных полосковых линий и копланарных полосковых линий. Используя эти краевые емкости, суммарные емкости при четном и нечетном возбуждении можно записать в виде

$$C_e = C_p + C_f + C'_f, \quad (2.72)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd}, \quad (2.73)$$

где $C_p = \epsilon_0 \epsilon_r W/h$, C_f , C'_f , C_{ga} , и C_{gd} – различные краевые емкости; C_f – краевая емкость микрополосковой линии шириной W/h , с волновым сопротивлением Z_0 и эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{эф}$. Эта емкость рассчитывается по формуле

$$2G_f = \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} / cZ_0 - C_p, \quad (2.74)$$

где $c=3 \times 10^8$ м/с.

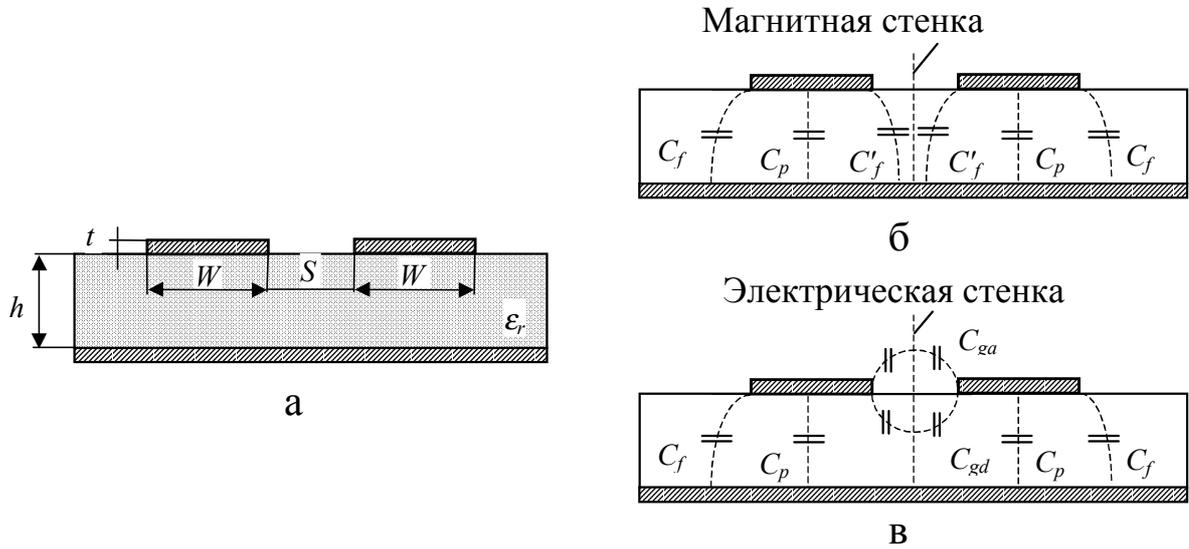


Рис. 2.6. Связанные микрополосковые линии (а) и условное изображение емкостей при четном (б) и нечетном (в) возбуждении

Выражение для емкости C'_f получено из значения емкости при четном возбуждении.

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s)h(10s/h)} \sqrt{\epsilon_r / \epsilon_{\text{эф}}}, \quad (2.75)$$

где

$$A = \exp[-0,1 \exp(2,33 - 2,35W/h)]. \quad (2.76)$$

Емкость C_{ga} – составляющая, определяемая краевым полем в щели в свободном пространстве при нечетном возбуждении. Она находится из эквивалентной геометрии копланарной полосковой линии:

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}, \quad k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h}, \quad k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (2.77)$$

где отношение полной эллиптической функции $K(k)$ к дополнительной функции $K(k')$ определяется формулами (2.2).

Емкость C_{gd} , определяемая краевым полем в щели внутри диэлектрика при нечетном возбуждении, находится путем изменения соответствующего выражения для емкости связанных полосковых линий

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\operatorname{cth} \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0,65 C_f \left[\frac{0,02}{s/h} \sqrt{\varepsilon_r + 1 - \varepsilon_r^{-2}} \right]. \quad (2.78)$$

Волновое сопротивление и эффективные диэлектрические проницаемости при четном и нечетном возбуждениях могут быть найдены из соответствующих значений емкости по следующим формулам:

$$Z_{0i} = \left[c \sqrt{C_i C_i^e} \right]^{-1}, \quad (2.79)$$

$$\varepsilon_{\text{эф}}^i = C_i / C_i^e, \quad (2.80)$$

где индекс i заменяет индексы e или o для четного и нечетного видов возбуждения, а C^e – значение емкости в случае, если диэлектриком является воздух.

В случае, когда полосковые проводники имеют конечную толщину t , емкости могут рассчитываться с использованием понятия эффективной ширины для одиночной линии. Выражения для эффективной ширины W_t имеют следующий вид:

$$\frac{W_t^e}{h} = \frac{W}{h} + \frac{\Delta W}{h} [1 - 0,5 \exp(-0,69 \Delta W / \Delta t)], \quad (2.81)$$

$$\frac{W_t^o}{h} = \frac{W_t^e}{h} + \frac{\Delta t}{h}, \quad (2.82)$$

где

$$\frac{\Delta t}{h} = \frac{1}{\varepsilon_r} \frac{t/h}{s/h}, \quad (2.83)$$

ΔW – приращение ширины полоски одиночной микрополосковой линии, обусловленное влиянием толщины полоски t , которое определяется формулами (2.24), (2.25).

Эти выражения действительны для $s \geq 2t$. При конечной толщине полосок емкости как при четном, так и при нечетном возбуждении выше, чем при полосках нулевой толщины. Следовательно, в этом случае волновые сопротивления как при четном, так и при нечетном возбуждении уменьшаются. Относительное увеличение емкостей C_o^e и C_e^e при возрастании толщины полосок больше, чем относительное увеличение емкостей C_o и C_e , следовательно, эффективные диэлектрические проницаемости $\varepsilon_{\text{эф}}^e(t)$ и $\varepsilon_{\text{эф}}^o(t)$ с увеличением толщины полосок уменьшаются. Причем относительное

уменьшение эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{\text{эф}}^o$ больше относительного уменьшения проницаемости $\varepsilon_{\text{эф}}^e$ из-за наличия добавочной емкости щели с воздухом в качестве диэлектрика, равной $2\varepsilon_0 t/s$.

Дисперсионные свойства связанных микрополосковых линий описываются следующими выражениями:

$$\varepsilon_{\text{эф}}^i(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{\text{эф}}^i}{1 + (f/f_p)^2 G}, \quad (2.84)$$

где

$$G = \begin{cases} 0,6 + 0,018Z_{0o} & \text{для нечетного возбуждения,} \\ 0,6 + 0,0045Z_{0e} & \text{для четного возбуждения,} \end{cases} \quad (2.85)$$

$$f_p = \begin{cases} 0,7952 Z_{0o}/h & \text{для нечетного возбуждения,} \\ 0,1988 Z_{0e}/h & \text{для четного возбуждения.} \end{cases} \quad (2.86)$$

Здесь f_p выражено в ГГц, а h – в мм. Дисперсионные свойства волнового сопротивления описываются следующим уравнением:

$$Z_{oi}(f) = Z_{oi}^s - \frac{Z_{oi}^s - Z_{oi}}{1 + (f/f_p)^{1,6} G}, \quad (2.87)$$

где G и f_p определяются выражениями (2.85) и (2.86); Z_{oi} – квазистатическое значение волнового сопротивления связанных микрополосковых линий; Z_{oi}^s – волновое сопротивление соответствующих связанных полосковых линий с такими же значениями s и W , как в связанных микрополосковых линиях, и расстоянием между заземленными пластинами, равным $2h$. Значение Z_{oi}^s равно удвоенному значению, полученному по формулам (2.60), (2.61).

В связанных микрополосковых линиях затухание (дБ/м) для четного и нечетного типов возбуждения находятся по следующим формулам:

для нечетного возбуждения

$$\alpha_{ПП}^o = \frac{8,686R_s}{240\pi Z_{0o}} \frac{2}{h} \frac{1}{c(C_o^{et})^2} \left[\frac{dC_o^{et}}{d(W/h)} \left(1 + \delta \frac{W}{2h}\right) - \frac{dC_o^{et}}{d(s/h)} \left(1 - \delta \frac{s}{2h}\right) + \frac{dC_o^{et}}{d(t/h)} \left(1 + \delta \frac{t}{2h}\right) \right], \quad (2.88)$$

для четного возбуждения

$$\alpha_{ПП}^e = \frac{8,686R_s}{240\pi Z_{0e}} \frac{2}{h} \frac{1}{c(C_e^{et})^2} \left[\frac{dC_e^{et}}{d(W/h)} \left(1 + \delta \frac{W}{2h}\right) - \frac{dC_e^{et}}{d(s/h)} \left(1 - \delta \frac{s}{2h}\right) + \frac{dC_e^{et}}{d(t/h)} \left(1 + \delta \frac{t}{2h}\right) \right], \quad (2.89)$$

где $\delta=1$ и 2 для затухания только в полосковых проводниках и для затухания в полосковых проводниках и заземленной пластине; $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$; C_o^{et} и C_e^{et} – емкости для нечетного и четного типов возбуждения линии в случае, если диэлектриком между полосками конечной толщины служит воздух; R_s – сопротивление металлизированного слоя.

Затухание (дБ/м), вызванное потерями в диэлектрике α_D , определяется как

$$\alpha_D^e = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{r\partial}^e}} \frac{\epsilon_{r\partial}^e - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{tg\delta}{\lambda_0}, \quad (2.90)$$

$$\alpha_D^o = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{r\partial}^o}} \frac{\epsilon_{r\partial}^o - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{tg\delta}{\lambda_0}, \quad (2.91)$$

где $tg\delta$ – тангенс угла потерь диэлектрической подложки, λ_0 – длина волны в свободном пространстве.

При синтезе связанных микрополосковых линий предпочтительнее использовать следующие формулы, которые дают наименьшую погрешность:

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \frac{2}{\pi} Arch\left(\frac{2H - G + 1}{G + 1}\right), \quad (2.92)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} Arch\left(\frac{2H - G + 1}{G - 1}\right) + \frac{8}{\pi(\epsilon_r + 2)} Arch\left(1 + 2\frac{W/h}{s/h}\right) \quad \text{для } \epsilon_r \leq 6, \quad (2.93)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} Arch\left(\frac{2H - G + 1}{G - 1}\right) + \frac{1}{\pi} Arch\left(1 + 2\frac{W/h}{s/h}\right) \quad \text{для } \epsilon_r \geq 6, \quad (2.94)$$

где

$$G = ch \left[\frac{\pi s}{2 h} \right], \quad (2.95)$$

$$H = ch \left[\pi \frac{W}{h} + \frac{\pi s}{2 h} \right], \quad (2.96)$$

$\left(\frac{W}{h}\right)_{se}$, $\left(\frac{W}{h}\right)_{so}$ – отношения, соответствующие волновым сопротивлениям $Z_{0e}/2$ и $Z_{0o}/2$ для одиночной линии.

Приближенное совместное решение уравнений (2.92), (2.93) и (2.94) может быть получено, если пренебречь вторым членом (2.93), (2.94). Затем значение s/h находится по формуле

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \text{Arch} \left\{ \frac{ch \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{W}{h}\right)_{so}' \right] + ch \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{W}{h}\right)_{se} \right] - 2}{ch \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{W}{h}\right)_{so}' \right] - ch \left[\frac{\pi}{2} \left(\frac{W}{h}\right)_{se} \right]} \right\}, \quad (2.97)$$

где

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so}' = 0,78 \left(\frac{W}{h}\right)_{so} + 0,1 \left(\frac{W}{h}\right)_{se}. \quad (2.98)$$

Погрешность этих выражений не превышает 3 %.

ГЛАВА 3. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОПОЛОСКОВОГО ТРАКТА

3.1. ПЛЕНОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ

Тонкопленочные резисторы проектируются в виде полосок различной конфигурации. Электрический контакт с проводниками обеспечивают перекрытием соответствующих участков резистивной и проводящей пленок. Топология проектирования пленочного резистора показана на рис. 3.1. При проектировании тонкопленочных резисторов для обеспечения необходимого контакта между резистивным слоем и проводником размеры l_1 и b_1 не должны быть меньше 200 мкм.

Расчет пленочного резистора.

Задают: номинальное значение резистора R ; значение расчетной величины мощности рассеяния P .

Выбирают: сопротивление квадрата резистивной пленки R ; максимально допустимую удельную мощность рассеяния тонкопленочного резистора P_0 .

Определяют: геометрические размеры l и b .

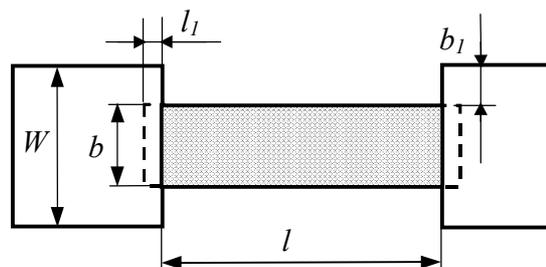


Рис. 3.1. Топология пленочного резистора

Обозначение размерности сопротивления квадрата пленки R условное, отнесенное к произвольному квадрату поверхности однородной пленки $R = \rho/d$, где ρ – удельное сопротивление пленки, Ом×мм, d – толщина пленки, мм.

Геометрические размеры резистора l и b определяют по следующему алгоритму. Сначала определяют площадь резистора по формуле $S = P/P_0$.

Затем формат резистора, численно равный отношению его длины к ширине, $n=R/R$.

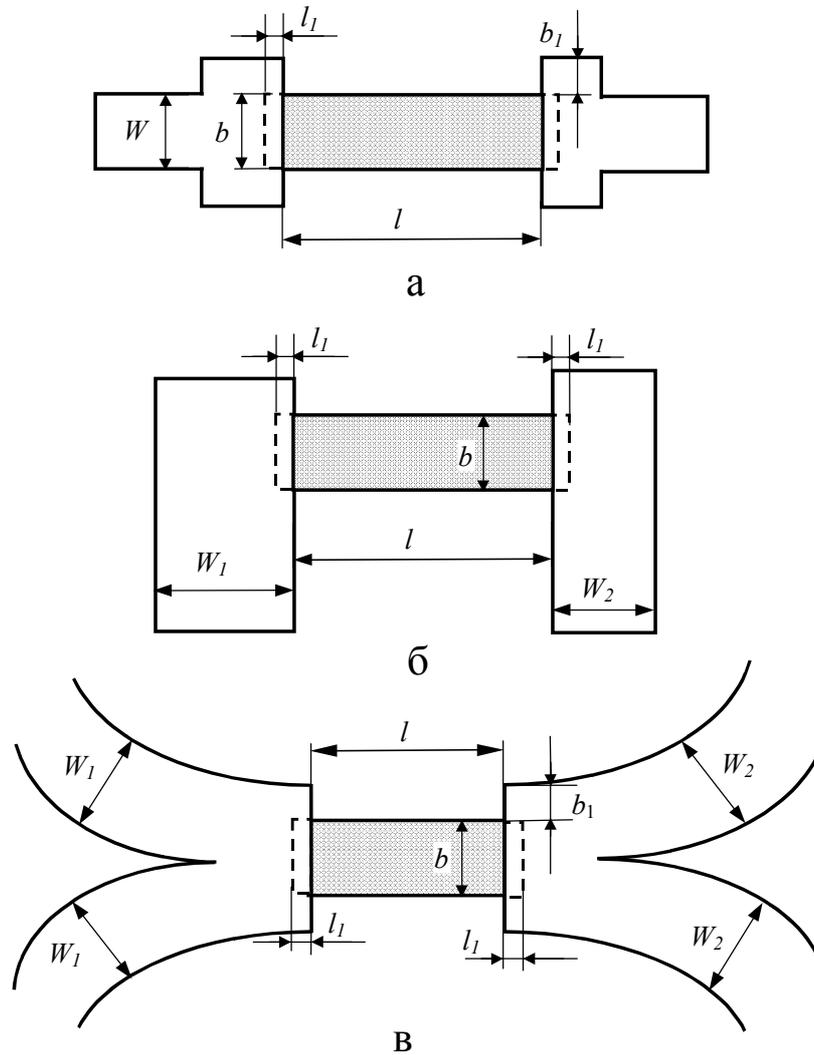


Рис. 3.2. Варианты включения резистора между двумя МПЛ

Геометрические размеры определяют по следующим формулам:

$$l = \frac{\sqrt{Sn}}{10}, \quad b = \frac{1}{10} \sqrt{\frac{S}{n}}, \quad (3.1)$$

где l – длина резистора, мм; b – ширина резистора, мм; S – площадь резистора, мм.

При использовании сложных схем с большим количеством резисторов, имеющих различные номинальные значения R , допускается использовать более сложные топологические решения резисторов. Примеры включения

резисторов между микрополосковыми линиями различных размеров и конфигурации приведены на рис. 3.2.

3.2. ПЛЕНОЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ

Тонкопленочные конденсаторы могут быть сконструированы в планарном виде (рис. 3.3,а). Конденсаторы планарной конструкции выполняются для емкости не более 3 пФ.

Тонкопленочные конденсаторы выполняют в виде перекрывающихся друг друга участков проводящих и диэлектрических пленок рис. 3.3,б–г. Необходимо, чтобы диэлектрическая пленка выходила за пределы нижней обкладки. Такая конструкция исключает опасность замыкания обкладок по периметру и уменьшает погрешность реализации емкости при смещении обкладок

рис. 3.3,б–г. Конструкцию, изображенную на рис. 3.3,г применяют для конденсаторов с площадью перекрытия обкладок не менее 1 мм².

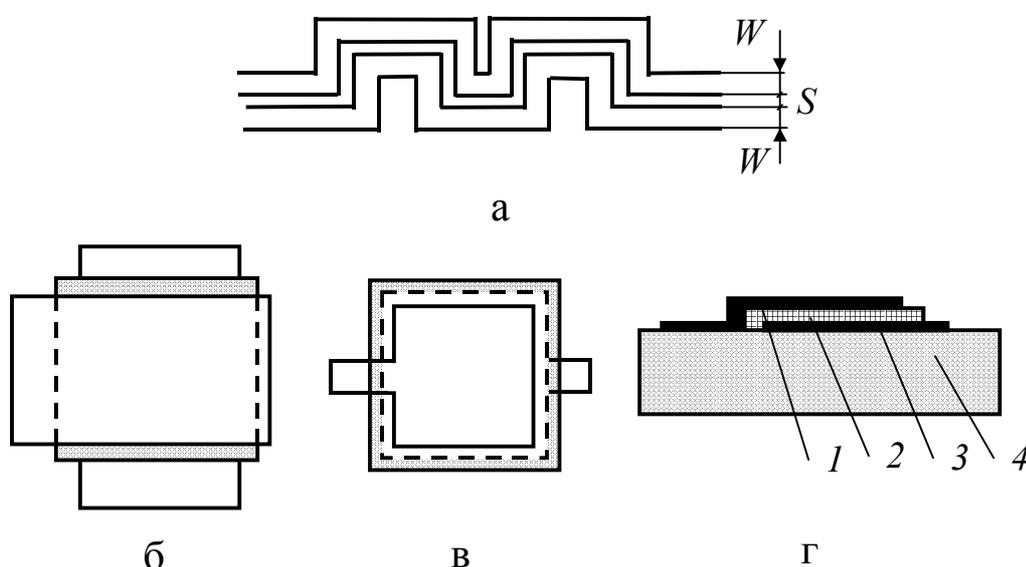


Рис. 3.3. Варианты выполнения конденсаторов: (а) – планарный; (б), (в) – с напылением диэлектрика; (г) – поперечное сечение конденсатора с напылением диэлектрика (1, 3 – металлы, 2 – диэлектрик, 4 – подложка)

Расчет пленочных конденсаторов.

Задают: номинальное значение емкости C реализуемого конденсатора.

Выбирают: значение удельной емкости C_0 , которая определяется параметрами диэлектрика (его толщиной, диэлектрической проницаемостью).

Определяют: площадь S , перекрытия обкладок конденсатора.

Расчетную площадь S_p обкладок конденсатора определяют по формуле

$$S_p = \frac{C}{C_0}. \quad (3.2)$$

Геометрическая форма конденсатора должна быть близка к квадратной.

3.3. ПЛЕНОЧНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ СОСРЕДОТОЧЕННЫЕ

Катушки индуктивности с сосредоточенными параметрами могут быть получены из отрезков металлических полосок прямоугольного сечения – так называемые полосковые одновитковые катушки индуктивности (рис. 3.4) – или полосок, изогнутых в виде меандра или в виде спирали рис. 3.5.

Полосковые одновитковые катушки индуктивности (рис. 3.4,б) имеют индуктивности от 0,5 до 4 нГн. Большие индуктивности (до 100 нГн) обеспечивают плоские спиральные катушки, причем квадратные спиральные катушки (рис. 3.5,в) позволяют получить большую индуктивность по сравнению с круглыми (рис. 3.5,б) на заданной площади печатной платы катушек. Индуктивность катушек в форме меандра (рис. 3.5,а) достигает 100 нГн. Однако в этих катушках наблюдаются паразитные резонансы на частотах существенно более высоких, чем рабочая, благодаря линейным участкам s и b катушки, которые на высоких частотах ведут себя уже как отрезки линий с распределенными параметрами.

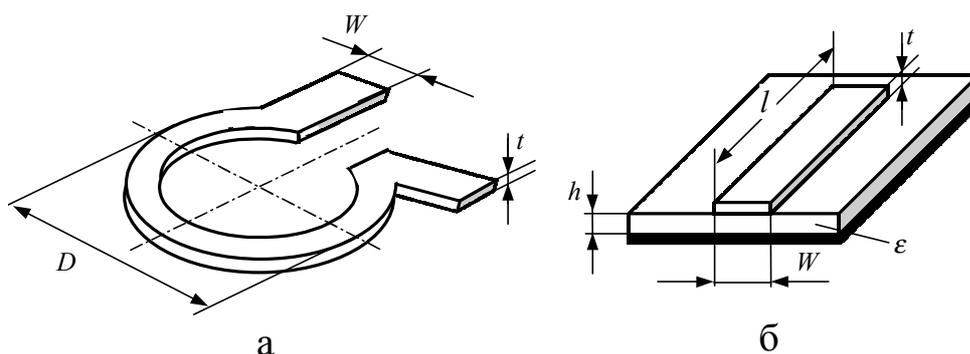


Рис. 3.4. Полосковые катушки индуктивности

Добротность полосковых одновитковых и спиральных катушек на частотах свыше 1 ГГц составляет 50...100. Спиральные катушки индуктивности по сравнению с одновитковыми имеют большую добротность, но и большую межвитковую емкость. Добротность катушек при фиксированном значении индуктивности возрастает пропорционально \sqrt{f} до частот 5...6 ГГц, затем с ростом частоты снижается.

Индуктивность и добротность катушки зависит от ее геометрических размеров, а также от наличия металлизации с нижней стороны диэлектрической подложки, в том числе и тогда, когда металлизированная сторона диэлектрической подложки удалена от плоскости расположения катушки достаточно далеко. Для исключения влияния металлизации на индуктивность катушки расстояние до металлизированной поверхности под

катушкой при подложке с $\epsilon \approx 10$ более чем в 20 раз должно превышать ширину проводника катушки W . В тех практических случаях, когда по технологическим причинам это требование не выполняется, расчет индуктивности катушек необходимо вести с учетом наличия металлизированной поверхности. Металлизация в той же плоскости, где находится катушка индуктивности, мало влияет на ее индуктивность, и практически достаточно выполнить расстояние от катушки до соседнего металлизированного слоя равным пятикратной ширине проводника катушки.

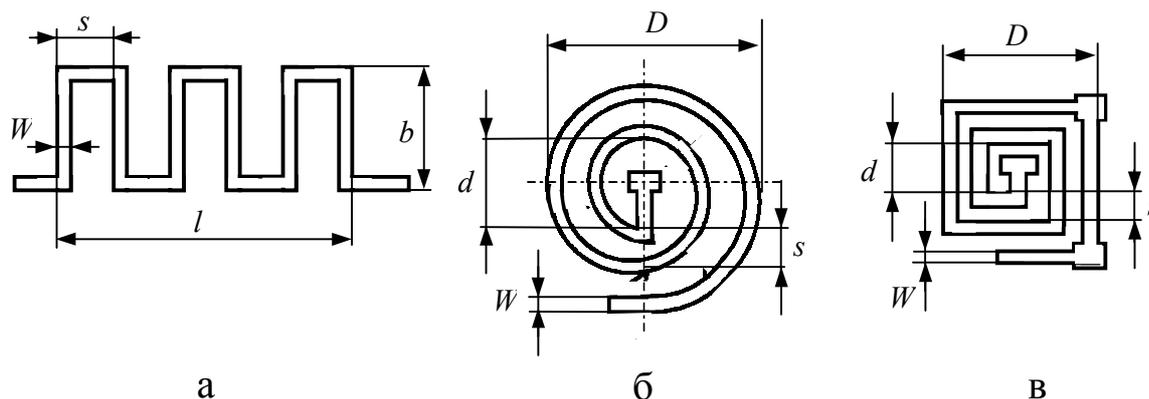


Рис. 3.5. Катушки индуктивности: (а) – меандр; (б), (в) – спиральные

Расчет пленочных катушек индуктивности.

Задают: номинальное значение индуктивности L реализуемой катушки.

Выбирают: начальные размеры L , D , W .

Определяют: остальные геометрические размеры d , s .

Погрешность определения индуктивностей порядка десятков наногенри составляет $\pm 2\%$, а индуктивностей около $80 \dots 100$ нГн – до 6% .

Определение геометрических размеров плоских спиральных катушек по заданной индуктивности L производится методом последовательных приближений, при котором по конструктивным и технологическим соображениям задают некоторые геометрические размеры катушки и по формулам для L и D определяют недостающие размеры. По технологическим соображениям выбирают ширину проводника W и, используя формулы для D , находят шаг катушки s . На этом расчет заканчивается.

Форма катушки – одновитковая (рис. 3.4,а).

Погонная индуктивность L_1 (нГн/м) и длина катушки l (мм):

$$L_1 = 0,2 \left(\ln \frac{t}{W+t} + 1,193 + 0,2235 \frac{W+t}{t} \right), \quad (3.3)$$

$$l = L / L_1. \quad (3.4)$$

Форма катушки – прямоугольная полоска над металлизированной поверхностью (рис. 3.4,б)

Погонная индуктивность L_1 (нГн/мм) и длина катушки l (мм)

$$L_1 = \begin{cases} 0,2 \left(\ln \frac{8h}{W} + \frac{1}{32} \left(\frac{W}{h} \right)^2 \right), & \frac{W}{h} \leq 2, \quad t \cong 0, \\ \frac{0,628}{W/2h + 0,9 + 0,318 \ln(W/h + 0,94)}, & \frac{W}{h} \geq 2, \quad t \cong 0, \end{cases} \quad (3.5)$$

$$l = L / L_1. \quad (3.6)$$

Форма катушки – меандр (рис. 3.5,а).

Индуктивность L (нГн/мм) и длина катушки l (мм)

$$L = 0,1b(4n \ln 2s/W - C_n), \quad t \cong 0, \quad (3.7)$$

где n – число элементов меандровой линии длиной b , C_n см. в табл. 3.1.

$$l = nb + (n-1)(s-W) \quad (3.8)$$

Таблица 3.1

Значения емкости C_n

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
C_n	2,76	3,92	6,22	7,60	9,70	10,92	13,38	14,92	16,86	18,46	20,36

Форма катушки – плоская круглая спираль (рис. 3.5,б).

Индуктивность L (нГн/мм) и длина катушки l (мм)

$$L = 5(D + d)^2 n^2 / (15D - 7d), \quad t \cong 0, \quad (3.9)$$

$$D = d + (2n - 1)s + 2W,$$

$$l = \pi n [d + 0,5s(2n - 1)] \quad (3.10)$$

где n – число витков.

Форма катушки – плоская квадратная спираль (рис. 3.5,в).

Индуктивность L (нГн/мм) и длина катушки l (мм):

$$L = 6(D + 1)^2 n^2 / (15D - 7d), \quad t \cong 0, \quad (3.11)$$

$$D = d + (2n - 1)s + 2W,$$

$$l = 4\pi [d + 0,5s(2n - 1,5)] \quad (3.12)$$

где n – число витков.

Расчет добротности катушки индуктивности.

Плоская круглая катушка

$$Q = 2 \times 10^3 \frac{nW(D + d)\sqrt{f}}{15D - 7d}. \quad (3.13)$$

Плоская квадратная катушка

$$Q = 1,6 \times 10^3 \frac{nW(D + d)\sqrt{f}}{15D - 7d}. \quad (3.14)$$

При конструировании спиральных катушек индуктивности следует учитывать, что увеличение ширины проводника W приводит к увеличению добротности катушки. Если желательно, чтобы при высокой добротности был достаточно мал внешний диаметр катушки D , то приходится уменьшать расстояние между витками. Экспериментально установлено, что максимальная добротность получается при $D/d=5$.

3.4. ПАРАМЕТРЫ ПРЯМОГО ЗАЗОРА В МП ЛИНИЯХ

Во многих устройствах МПЛ используют разрывы и размыкания линии. Схематичное изображение разрыва в МПЛ и соответствующая ему эквивалентная электрическая схема приведена на рис. 3.7. Изображение разомкнутой МПЛ и соответствующей ей эквивалентной электрической схемы приведено на рис. 3.6.

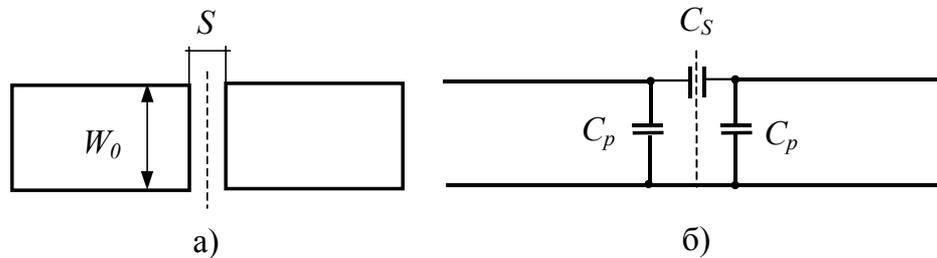


Рис. 3.6. Емкость в разрыве полосы МПЛ: (а) – структура зазора в МПЛ; (б) – эквивалентная электрическая схема зазора в МПЛ

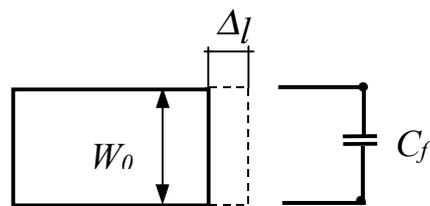


Рис. 3.7. Концевая емкость в МПЛ

Краевую емкость C_f определяют для МПЛ различной ширины W_i и толщины подложки h по формуле

$$C_f = 0,53 \frac{\sqrt{\epsilon_{эф}} \lambda}{\sqrt{\epsilon} Z_0} \operatorname{arccctg} \left[\frac{\frac{W}{h} + 0,88}{\frac{W}{h} + 0,22} \operatorname{ctg} \frac{2,76h\sqrt{\epsilon}}{\lambda} \right], \quad (3.15)$$

где $\frac{W}{h}$ – соответствует волновому сопротивлению МПЛ; Z_0 , $\epsilon_{эф}$ – определяются по заданным $\frac{W}{h}$ и ϵ в соответствии с (2.19). При $h \leq 0,1 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}}$ краевую емкость разомкнутого конца МПЛ определяют по формуле

$$C_f = 1,47 \frac{h}{Z_0} \left[\frac{\frac{W}{h} + 0,22}{\frac{W}{h} + 0,88} \right] \sqrt{\varepsilon_{эф}}. \quad (3.16)$$

Наличие шунтирующей емкости C_p или C_f эффективно удлиняет разомкнутый конец МПЛ на величину Δl , мм (рис. 3.7) определяемую по формуле

$$\Delta l = \frac{0,3Z_0C_f}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}. \quad (3.17)$$

Эффективное удлинение Δl разомкнутого конца МПЛ определяют по заданной: рабочей длине волны λ , ширине полоски W , толщине h и ε материала подложки по формуле

$$\Delta l = \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{\varepsilon}} \operatorname{arccctg} \left[\frac{\frac{W}{h} + 0,88}{\frac{W}{h} + 0,22} \operatorname{ctg} \frac{2,76h\sqrt{\varepsilon}}{\lambda} \right]. \quad (3.18)$$

Для $h \leq 0,1 \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}}$ (для $h=1$ мм это условие справедливо до $F=10$ ГГц) Δl определяется по приближенной формуле

$$\Delta l = 0,44h \left[\frac{\frac{W}{h} + 0,22}{\frac{W}{h} + 0,88} \right]. \quad (3.19)$$

Результаты по формулам (3.18) и (3.19) отличаются не более чем на 3 %.

3.5. ШИРОКОПОЛОСНАЯ СОГЛАСОВАННАЯ НАГРУЗКА

Широкополосная согласованная нагрузка это двухплечие устройство СВЧ, предназначенное для согласования нерабочих выходов СВЧ схем. Нагрузка представляет собой резистор R , равный волновому сопротивлению тракта СВЧ Z_0 , подключенный одним плечом к концу МПЛ, другим короткозамкнутым на заземленное основание МПЛ. Топология широкополосной согласованной нагрузки показана на рис. 3.8. Варианты конструкции замыкания резистора на землю могут быть через металлизированное отверстие или через металлизированный торец.

Основной электрической характеристикой согласованной нагрузки является частотная характеристика $K_{СВ}$.

К согласованной нагрузке предъявляют следующие требования:

- размеры резистора должны быть предельно малы по сравнению с рабочей длиной волны;
- в месте включения резистора не должно быть существенных нерегулярностей МПЛ;
- короткозамыкающий отрезок полоски должен быть минимальной длины.

При заданных значениях $R=Z_0$ удельное сопротивление R , максимальной мощности P , предельно допустимой мощности рассеяния P_0 , с учетом известной ширины МПЛ тракта СВЧ W_0 , размеры согласованной нагрузки определяются в соответствии с п. 3.1.

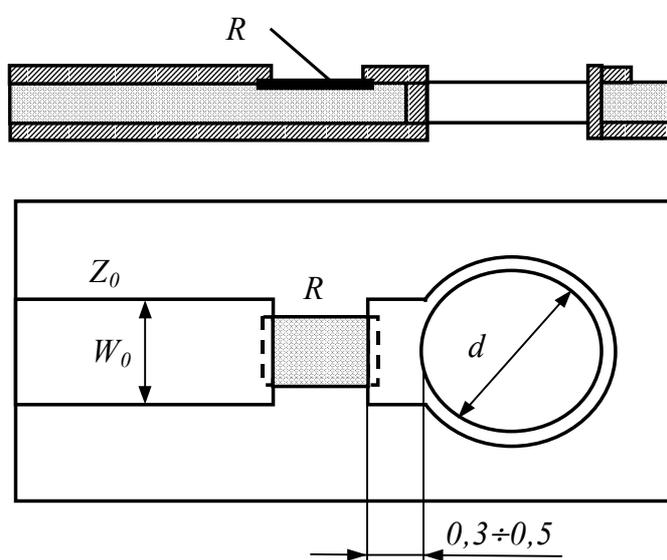


Рис. 3.8. Топология широкополосной согласованной нагрузки. Резистор замкнут на землю через металлизированное отверстие

Диаметр отверстия, через которое заземляют резистор нагрузки, должен быть достаточным для надежной металлизации отверстия. Обычно $d=1-2$ мм.

3.6. УЗКОПОЛОСНАЯ СОГЛАСОВАННАЯ НАГРУЗКА

В микросхемах диапазона СВЧ, работающих в полосе частот ($\frac{\Delta f}{f} \leq 10\%$), достаточно малое КСВ обеспечивает узкополосная нагрузка (рис. 3.9.) Роль короткозамыкателя на выходном плече резистора выполняет разомкнутый на конце шлейф.

Для обеспечения $KCB \leq 1,1-1,5$ в полосе частот с перекрытием $k = \frac{f_2}{f_1}$, волновое сопротивление шлейфа $Z_{ш}$ должно быть

$$Z_{ш} \approx 0,1 Z_0 \operatorname{tg} \frac{\pi}{2\sqrt{k}}, \quad (3.20)$$

где f_2 и f_1 – граничные частоты рабочей полосы.

По заданным значениям $Z_{ш}$, h , ε определяют ширину $W_{ш}$ полоски шлейфа по формуле (2.19). По известным параметрам $W_{ш}$, h , ε определяют $\varepsilon_{эф}$ из формулы (2.19).

Геометрическую длину шлейфа $l_{ш}$ определяют по формуле

$$l_{ш} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad (3.21)$$

где λ_0 – средняя длина волны в рабочей полосе.

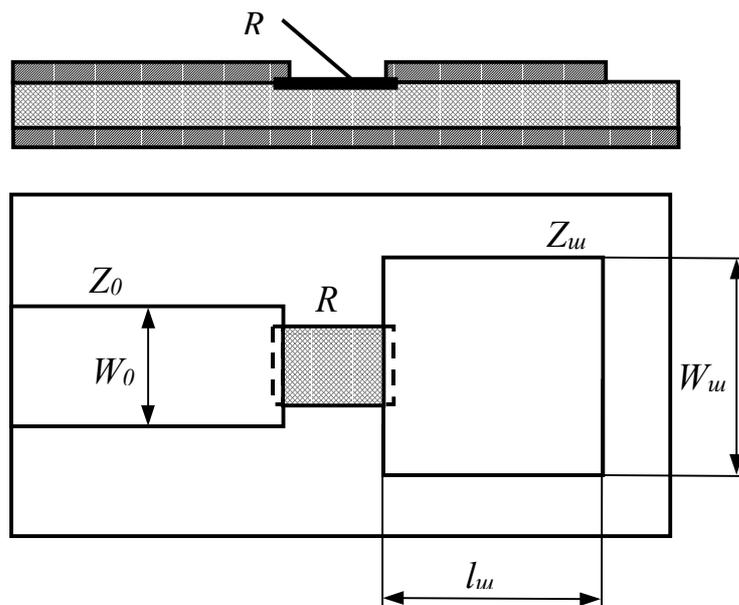


Рис. 3.9. Узкополосная согласованная нагрузка. Резистор замкнут на землю разомкнутым шлейфом

Замечание. Длина шлейфа $l_{ш}$ должна быть равна или больше ширины шлейфа $W_{ш}$.

3.7. АТТЕНЮАТОРЫ ФИКСИРОВАННЫЕ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Фиксированные аттенюаторы – это двуплечие цепи, согласованные с трактом диапазона СВЧ на входе и выходе и предназначенные для изменения уровня мощности в тракте СВЧ. Аттенюаторы применяются для изоляции (развязки) в широкой полосе частот несогласованных между собой узлов и элементов тракта. Аттенюаторы характеризуются следующими основными характеристиками:

– ослабление, вносимое аттенюатором в тракт, A , дБ, которое определяется по следующей формуле:

$$A = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}; \quad (3.22)$$

– коэффициент стоячей волны КСВ входа и выхода.

Аттенюаторы обычно выполняются по Π - и T -образным схемам. Эквивалентные электрические схемы представлены на рис. 3.10.

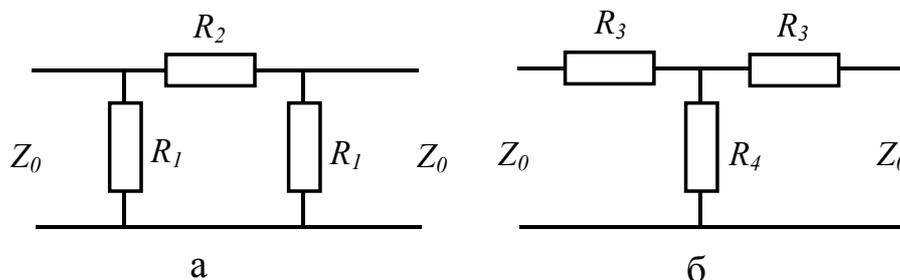


Рис. 3.10. Эквивалентные электрические схемы фиксированных аттенюаторов: (а) Π -образная схема; (б) T -образная схема

Теоретически аттенюаторы с сосредоточенными параметрами обеспечивают постоянный уровень ослабления A и $КСВ$ во всех диапазонах СВЧ. Реально аттенюаторы имеют характеристики близкие к геометрическим лишь в том случае, когда максимальные размеры аттенюаторов меньше $(0,1-0,3)\lambda_2$, где λ_2 – длина волны соответствующая верхней граничной частоте f_2 рабочей полосы. Экспериментально установлено, что лучшие характеристики имеют аттенюаторы выполненные по Π -образной схеме.

Расчет аттенюаторов производят следующим образом.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 , ослабление аттенюатора A .

Выбирают: ε и толщину h подложки, удельное сопротивление резистора R ; схему аттенюатора (T - или Π -образную).

Определяют: сопротивления резисторов R_1 и R_2 (R_3 и R_4) аттенюатора; геометрические размеры резисторов.

Сопроотивления резисторов R_1 и R_2 для Π -образной схемы определяют по следующим формулам:

$$R_1 = \frac{10^{\frac{A}{20}} + 1}{10^{\frac{A}{20}} - 1} Z_0, \quad R_2 = \frac{2 \left(\frac{R_1}{Z_0} \right)}{\left(\frac{R_1}{Z_0} \right)^2 - 1} Z_0. \quad (3.23)$$

По заданным Z_0, h, ε определяют ширину проводников W_0 . По заданным R_1, R_2, R определяют размеры резисторов l_i, b_i и контактных площадок к ним по п. 3.1.

Сопроотивления резисторов R_3 и R_4 для T -образной схемы определяют по следующим формулам:

$$R_3 = \frac{10^{\frac{A}{20}} - 1}{10^{\frac{A}{20}} + 1} Z_0, \quad R_4 = \frac{1 - \left(\frac{R_3}{Z_0} \right)^2}{2 \left(\frac{R_3}{Z_0} \right)} Z_0. \quad (3.24)$$

По заданным Z_0, h, ε определяют ширину проводников W_0 . По заданным R_3, R_4, R определяют размеры резисторов l_i, b_i и контактных площадок к ним по п. 3.1.

ГЛАВА 4. ФИЛЬТРЫ

Электрическим фильтром называется пассивная линейная цепь с резко выраженной частотной избирательностью. Фильтры широко применяются в радиотехнических системах для частотной селекции нужного сигнала на фоне других сигналов или помех.

В диапазоне СВЧ фильтр представляет собой линию передачи, включающую неоднородности, согласованные в определенной полосе частот и резко рассогласованные вне этой полосы. В этом смысле работа фильтра похожа на работу широкополосного согласующего устройства (иногда фильтр используется для широкополосного согласования.) Для уменьшения потерь в полосе пропускания фильтр должен выполняться из реактивных элементов. Главным параметром фильтра является его частотная характеристика.

Главным назначением фильтров является подавление одних частотных составляющих сигнала и пропускание других. Частотная характеристика фильтра есть кривая зависимости затухания в нем от частоты. Фильтры различают: *ФНЧ* – фильтр нижних частот; *ФВЧ* – фильтр верхних частот; *ППФ* – полоснопропускающий фильтр; *ПЗФ* – полоснозаграждающий фильтр. При построении гибридных и интегральных схем СВЧ обычно используют несимметричные полосковые линии. Фильтры из отрезков несимметричной полосковой линии очень технологичны и почти не нуждаются в настройке при использовании достаточно точной методики расчета конструкции.

Существующие фильтры подразделяют на четыре основных класса: с максимально плоской характеристикой; с чебышевской характеристикой; фильтры, состоящие из идентичных звеньев и фильтры с эллиптическими характеристиками.

4.1. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтр нижних частот из отрезков микрополосковой линии показан на рис. 4.1.

Секции фильтра нижних частот имеют одинаковую фазовую длину, но разные волновые сопротивления. Типовая частотная характеристика вносимого затухания приводится на рис. 4.2. Фильтры подобного типа используются в диапазоне частот от 1 до 10 ГГц.

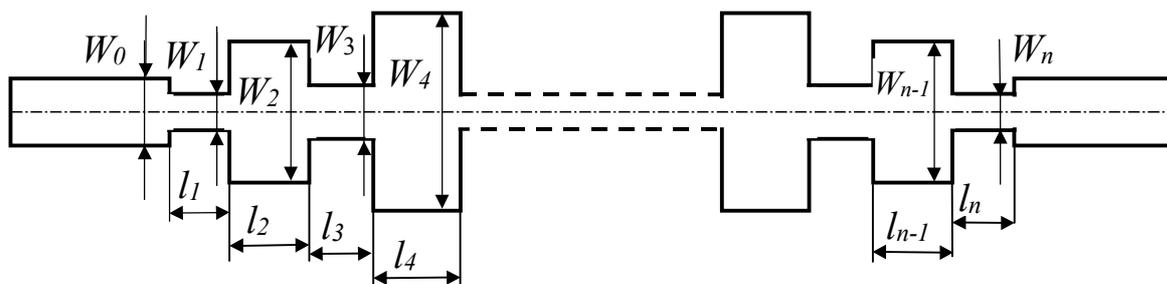


Рис. 4.1. Фильтр нижних частот

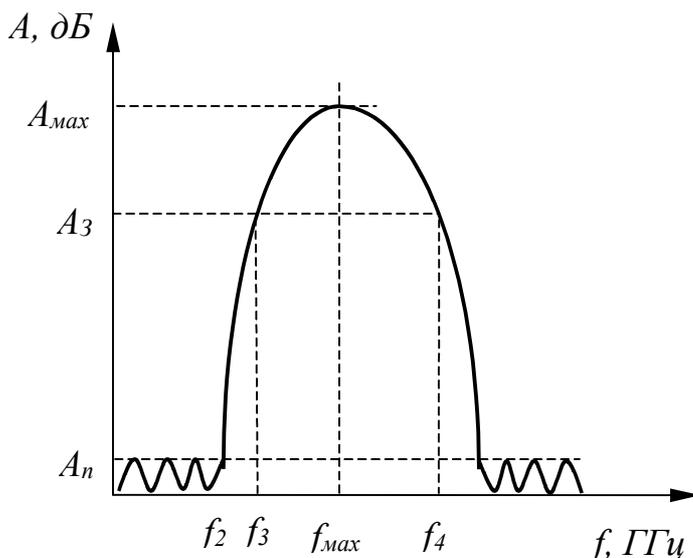


Рис. 4.2. Частотная характеристика вносимого затухания ФНЧ из секций МПЛ одинаковой длины

Расчет фильтра производится по следующей методике.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; граничную полосу пропускания ФНЧ f_2 ; максимально допустимый в полосе пропускания КСВ или величину вносимого затухания A_n (дБ), связанного с КСВ следующим соотношением:

$$A_n = 10 \lg \frac{(1 + KBC)^2}{4KBC} \text{ (дБ);} \quad (4.1)$$

граничные частоты полосы заграждения f_3 и f_4 , минимально допустимую в полосе заграждения величину вносимого затухания A_6 .

Выбирают: материал подложки ϵ и толщину h подложки.

Определяют: число секций ФНЧ n ; относительную длину секций l/λ ; волновые сопротивления секций Z_i ; геометрические размеры секций ФНЧ W_i и l_i .

Необходимое число секций ФНЧ определяется по формуле

$$n \geq \frac{\operatorname{arch} \sqrt{\frac{\operatorname{anti} \lg \left(\frac{A_3}{10} \right) - 1}{\operatorname{anti} \lg \left(\frac{A_n}{10} \right) - 1}}}{\operatorname{arch} \left(\frac{f_4}{f_3} \right)}. \quad (4.2)$$

Значение n , вычисленное по формуле (4.2), округляют до ближайшего большего нечетного числа. Соотношение $\frac{l}{\lambda} = \frac{\theta}{2\pi}$ определяют из табл. 4.1.

При этом:

– для обеспечения требуемой полосы заграждения необходимо выполнения условия:

$$\frac{l}{\lambda} < \frac{f_2}{2(f_2 + f_4)}; \quad (4.3)$$

– для обеспечения заданной величины A_3 в полосе заграждения необходимо выполнение следующего условия:

$$A_3 < \frac{A_{\max}}{1,5 \div 2,0} \quad \text{и} \quad f_3 \leq \frac{f_2 + f_{\max}}{2},$$

где f_{\max} соответствует λ_{\max} , при которых $\frac{l}{\lambda_{\max}} = 0,25$ (величина A_{\max} приведена в таблице для каждого из значений l/λ);

– значения \bar{Z}_i в табл. 4.1 для определенного l/λ должны быть реализуемы для выбранного материала и толщины подложки.

Из табл. 4.1. для заданных n , КСВ и l/λ определяют величины нормированных сопротивлений \bar{Z}_i первых $\left(\frac{n}{2} + 1\right)$ секций ФНЧ. Остальные нормированные сопротивления определяются по формуле

$$\bar{Z}_{n+1-i} = \bar{Z}_i, \quad \text{где } i=1,2,3,\dots,\frac{n}{2}+1.$$

Таблица 4.1

Нормированные сопротивления $\bar{Z}_i = \frac{Z_i}{Z_0}$ отрезков ФНЧ с чебышевской характеристикой КСВ, состоящих из n - элементов

		Число элементов ($n=3$)										
		КСВ=1,5					КСВ=2,0					
l/λ		0,063	0,075	0,088	0,100	0,113	0,125	0,075	0,088	0,100	0,113	0,125
A_{max} , дБ		22,28	17,40	13,37	9,94	7,12	4,89	22,16	18,00	14,41	11,29	8,60
\bar{Z}_i	$i=1$	3,095	2,601	2,251	1,992	1,795	1,644	3,460	2,978	2,618	2,339	2,118
	$i=2$	0,369	0,456	0,55	1,648	0,748	0,845	0,468	0,560	0,658	0,760	0,864

		Число элементов ($n=5$)					
		КСВ=1,5			КСВ=2,0		
l/λ		0,100		0,113	0,125	0,113	0,125
A_{max} , дБ		29,01		23,50	18,52	28,26	23,25
\bar{Z}_i	$i=1$	2,210		0,995	1,825	2,542	2,309
	$i=2$	0,518		0,597	0,681	0,641	0,728
	$i=3$	3,101		2,681	2,338	3,289	2,885

		Число элементов ($n=7$)										
		КСВ=1,5					КСВ=2,0					
l/λ		0,100	0,113	0,125	0,138	0,150	0,175	0,113	0,125	0,138	0,150	0,175
A_{max} , дБ		48,53	40,81	33,77	27,27	21,21	10,38	45,58	38,54	32,03	25,96	14,88
\bar{Z}_i	$i=1$	2,27	2,051	1,879	1,74	1,626	1,449	2,597	2,362	2,172	2,014	1,767
	$i=2$	0,496	0,569	0,645	0,723	0,804	0,968	0,620	0,700	0,785	0,873	1,055
	$i=3$	3,342	2,913	2,561	2,267	2,017	1,620	3,488	3,079	3,736	2,445	1,977
	$i=4$	0,439	0,503	0,571	0,645	0,726	0,912	0,563	0,638	0,717	0,803	0,998

		Число элементов ($n=9$)										
		КСВ=1,5					КСВ=2,0					
l/λ		0,113	0,125	0,138	0,150	0,163	0,175	0,125	0,138	0,150	0,163	0,175
A_{max} , дБ		58,13	49,08	40,71	32,89	25,51	18,52	53,85	45,48	37,66	30,28	23,25
\bar{Z}_i	$i=1$	2,074	1,900	1,761	1,647	1,552	1,472	2,383	2,192	2,034	1,903	1,790
	$i=2$	0,559	0,633	0,708	0,785	0,863	0,940	0,691	0,774	0,858	0,945	1,032
	$i=3$	2,979	2,627	2,334	2,036	1,873	1,691	3,134	2,792	2,503	2,255	2,040
	$i=4$	0,486	0,549	0,617	0,690	0,770	0,858	0,620	0,695	0,775	0,361	0,954
	$i=5$	3,115	2,757	2,456	2,198	1,970	1,766	3,247	2,900	2,604	2,345	2,114

По заданным l , h подложки и \bar{Z}_i ($i=0,1,2,\dots,n$) определяют ширину полосок W_i секций ФНЧ (2.19).

По известным ε , h , W_i , ($i=0,1,2,\dots,n$) определяют эффективные диэлектрические проницаемости $\varepsilon_{\text{эф}i}$ для всех секций ФНЧ по (2.19).

Геометрические длины секций ФНЧ определяются по формуле

$$l_i = \left(\frac{l}{\lambda} \right) \frac{\lambda_2}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}i}}}, \quad (4.4)$$

где λ_2 – граничная длина волны, мм.

Длины низкоомных секций ФНЧ укорачивают на величину $2\Delta l_i$ по (4.4). Откорректированная длина l_{ik} низкоомных секций равна $l_{ik} = l_i - 2\Delta l_i$.

4.2. ФИЛЬТРЫ ПОЛОСОВЫЕ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СВЯЗЬЮ МЕЖДУ РЕЗОНАТОРАМИ

Структура фильтра на полуволновых разомкнутых на конце резонаторов с четвертьволновыми электромагнитными связями изображено на рис.4.3. Типовые частотные характеристики вносимого затухания фильтров с максимально-плоской и чебышевской характеристиками представлены на рис. 4.4,а-б.

Расчет фильтров с максимально плоской и чебышевской характеристиками производится следующим образом.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; граничные частоты f_1 и f_2 полосы пропускания; максимально-допустимый уровень затухания A_n в полосе пропускания; граничные частоты низкочастотной f_3 и высокочастотной f_4 полос заграждения фильтра; минимально-допустимое затухание A_s в полосе заграждения.

Выбирают: материал подложки ε и толщину h подложки.

Определяют: ширину МПЛ тракта СВЧ W_0 и ширину полосок резонаторов W_i , величину зазоров S_i , длины резонаторов l_i , укорочение концов резонаторов Δl_i .

По заданным частотам f_1 , f_2 , f_3 , f_4 определяют необходимое число резонаторов n фильтров по следующим формулам:

– с максимально плоской характеристикой

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{\operatorname{anti} \lg \left(\frac{A_3}{10} \right) - 1}}{2 \lg 2 \left| \frac{f_k - f_0}{f_2 - f_1} \right|}, \quad (4.5)$$

где $f_k = f_3$ или f_4 , $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$;

– с чебышевской характеристикой

$$n \geq \frac{\operatorname{Arch} \sqrt{\operatorname{anti} \lg \left(\frac{A_3}{10} \right) - 1}}{\operatorname{Arch} \left| \frac{f_k - f_0}{f_2 - f_0} \right|}. \quad (4.6)$$

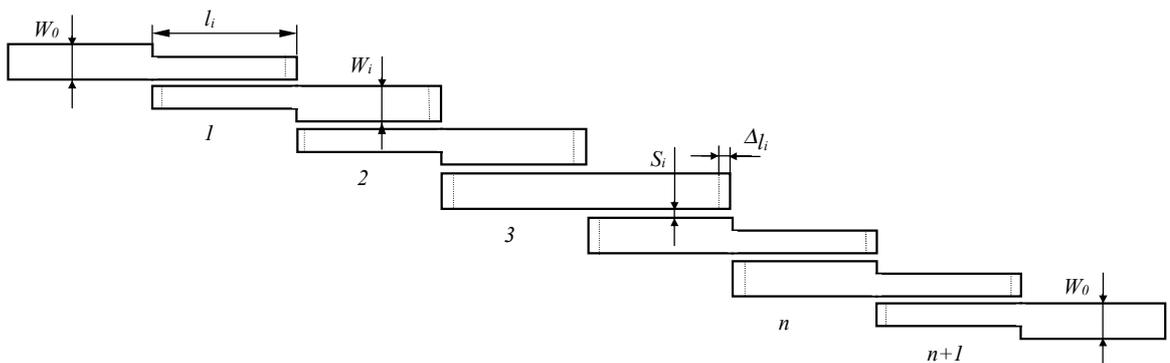


Рис. 4.3. Фильтр на полу волновых разомкнутых резонаторах с четвертьволновыми электромагнитными связями

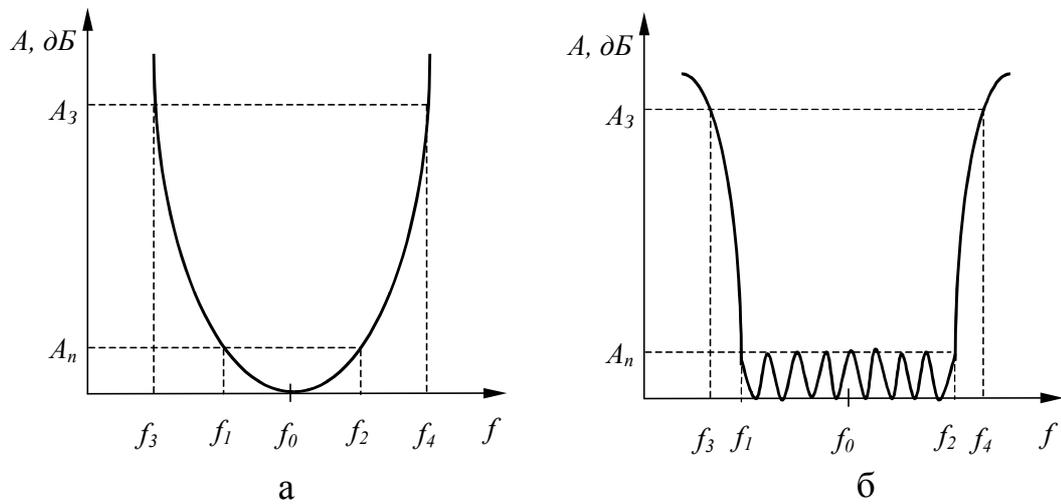


Рис. 4.4. Типовых характеристики фильтров: (а) – максимально плоская характеристика, (б) – чебышевская характеристика

По известному числу резонаторов n и заданному затуханию A_n определяют $n+2$ вспомогательных коэффициентов $g_0, g_1, g_2, g_3, \dots, g_n, g_{n+1}$, из табл. 4.2 – 4.3.

Таблица 4.2

Коэффициенты g_i для фильтров с чебышевской характеристикой

Вносимое затухание $An=0,2$ дБ					
n	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})
1	0,4342	---	---	---	---
3	1,2275	1,1525	1,2275	---	---
5	1,3394	1,3370	2,1660	---	---
7	1,3722	1,3781	2,2756	1,5001	---
9	1,3860	1,3938	2,3093	1,5340	2,3728

Вносимое затухание $An=0,5$ дБ						
n	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})	g_6 (= g_{n-5})
1	0,6986	---	---	---	---	---
3	0,5963	1,0967	---	---	---	---
5	1,7058	1,2296	2,5408	---	---	---
7	1,7373	1,2582	2,6383	1,3443	---	---
9	1,7504	1,2690	2,6678	1,3673	2,7239	---
11	1,7526	1,2772	2,6736	1,3794	2,7285	1,3915

Вносимое затухание $An=1,0$ дБ						
n	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})	g_6 (= g_{n-5})
1	1,0177	---	---	---	---	---
3	2,0236	0,9941	---	---	---	---
5	2,1349	1,0911	3,0009	---	---	---
7	2,1666	1,1115	3,0936	1,1735	---	---
9	2,1797	1,1192	3,12	1,1897	3,1746	---
11	2,1898	1,1202	3,1424	1,1925	3,2063	1,2010

Вносимое затухание $An=2,0$ дБ						
n	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})	g_6 (= g_{n-5})
1	1,5296	---	---	---	---	---
3	2,7107	0,8327	---	---	---	---
5	2,8310	0,8985	3,7827	---	---	---
7	2,8650	0,9120	3,8774	0,9537	---	---
9	2,8790	0,9171	3,9056	0,9643	3,9597	---
11	2,8817	0,9207	3,9130	0,7357	5,2415	0,7399

Вносимое затухание $An=3,0$ дБ						
n	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})	g_6 (= g_{n-5})
1	1,9953	---	---	---	---	---
3	3,3487	0,7117	---	---	---	---
5	3,4813	0,7619	4,5375	---	---	---
7	3,5185	0,7722	4,6390	0,8038	---	---
9	3,5339	0,7760	4,6691	0,8118	4,7270	---
11	3,5448	0,7774	4,6860	0,8142	0,7556	0,8540

Таблица 4.3

Коэффициенты g_i для фильтров с максимально – плоской характеристикой

N	g_1 (= g_n)	g_2 (= g_{n-1})	g_3 (= g_{n-2})	g_4 (= g_{n-3})	g_5 (= g_{n-4})	g_6 (= g_{n-5})	g_7 (= g_{n-6})
2	1,4142	1,4142	---	---	---	---	---
3	1,0000	2,0000	1,000	---	---	---	---
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654	---	---	---
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180	---	---
6	0,5176	1,4142	1,9318	1,9318	1,4142	0,5176	---
7	0,4442	1,2452	1,8002	2,000	1,8002	1,2452	---
8	0,3903	1,1112	1,6630	1,9616	1,9616	1,6630	1,1112
9	0,3472	1,0000	1,5320	1,8794	2,0000	1,8794	1,5320
10	0,3128	0,9080	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820
11	0,2846	0,8308	1,3096	1,6824	1,9190	2,0000	1,9190
12	0,2612	0,7660	1,2184	1,5876	1,8484	1,9832	1,9832

Коэффициенты $g_0=g_{n+1}$ для каждого конкретного фильтра вычисляются по формуле $g_0 = \pi \left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \right)$.

По известным коэффициентам g_i определяют коэффициенты k_i в i -й секции связанных полосок по формуле

$$k_i = \frac{\frac{Z_0}{k_{i-1,i}}}{1 + \left(\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} \right)^2}, \quad (4.7)$$

где $\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} = \frac{g_0}{\sqrt{g_{i-1}g_i}}$, $i=1,2,3,\dots,n+1$.

По известным величинам отношения $\frac{Z_0}{k_{i-1,i}}$ определяют входное сопротивление Z'_{0i} i -й секции связанных полосок по формуле

$$Z'_{0i} = Z_0 \sqrt{1 + \left(\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} \right)^2 \left[1 + \left(\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} \right)^2 \right]}, \quad i=1,2,3,\dots,n+1. \quad (4.8)$$

При $\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} \leq 0,5$ Z'_{0i} определяется по формуле

$$Z'_{0i} = Z_0 \sqrt{1 + \left(\frac{Z_0}{k_{i-1,i}} \right)^2}, \quad i=1,2,3,\dots,n+1. \quad (4.9)$$

По известным величинам Z_0 , ε и h определяют ширину полоски тракта СВЧ W_0 по (2.19).

По вычисленным коэффициентам связи k_i и входному сопротивлению связанных резонаторов Z_{0i} определяется ширина полосок резонаторов W_i и зазоров S_i .

По заданным характеристикам материала ε и h определяют относительную фазовую скорость β_i в i -й секции связанных полосок шириной W_i и зазоров S_i между ними по (4.7) – (4.9). По известным параметрам f_0 , β_i , W_i , ε и h определяются откорректированные длины связанных секций l_i , мм по формуле:

$$l_{ki} = l_i - \Delta l_i = \frac{7,5 \times 10^4 \sqrt{\beta_i}}{f_0} - \Delta l_i,$$

где Δl_i , мм – определяется по формулам (3.6) и (3.7).

Рабочий диапазон длин волн для рассмотренных фильтров от 3 до 20 см, относительные полосы пропускания от 1 до 20 % для фильтров с максимально-плоской характеристикой и от 1 до 25 % для фильтров с чебышевской характеристикой. Паразитные полосы пропускания фильтра расположены вблизи частот кратных f_0 , т.е. $f=2f_0$, $f=3f_0$, $f=4f_0$ и т.д.

При проектировании фильтров следует учитывать, что реальная (измеренная) полоса пропускания получается уже расчетной.

ГЛАВА 5. МОСТЫ И ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

В технике СВЧ мостовые схемы обычно используются как делители мощности на два канала (в равных отношениях при высокой развязке между ними) и как балансные смесители с высокой развязкой между входными каналами. Разновидности топологии мостовых схем представлены на рис. 5.1 – 5.3.

При использовании мостовой схемы в качестве делителя, энергия подается в плечо 1, распределение мощности энергии происходит в равном соотношении между плечами 2 и 4, а при подаче мощности в плечо 2 энергия распределяется между плечами 1 и 3. В первом случае в плече 3, а во втором – в плече 4 устанавливается оконечная нагрузка.

При использовании мостовой схемы в качестве смесителя энергия подается в плечи 1 и 3, выходными плечами будут 2 и 4.

5.1. КОЛЬЦЕВЫЕ ГИБРИДНЫЕ МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Мостовые схемы в виде кольца (рис. 5.1) характеризуются следующими основными параметрами:

– развязкой между каналами, которая определяется по формуле

$$N = 10 \lg \frac{P_2}{P_4} \quad (\text{дБ}), \quad (5.1)$$

где P_2 и P_4 – величины мощностей на выходных каналах (при подаче мощности в 1 канал);

- делением мощности по выходным каналам.

Расчет мостовой схемы.

Расчет мостовой схемы сводится к определению среднего диаметра d_{cp} и ширины кольца b_k при заданных значениях волнового сопротивления Z_0 основной полоски и рабочей длине волны λ_0 . Расстояние между осями должно быть $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$, а по длинной стороне $\frac{3\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$. Длина средней линии кольца определяется из формулы

$$l_k = \frac{3\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad (5.2)$$

из этой формулы $d_{cp} = \frac{3\lambda_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{эф}}}$.

Волновое сопротивление кольца Z_k определяется из соотношения

$$Z_k = Z_0\sqrt{2}. \quad (5.3)$$

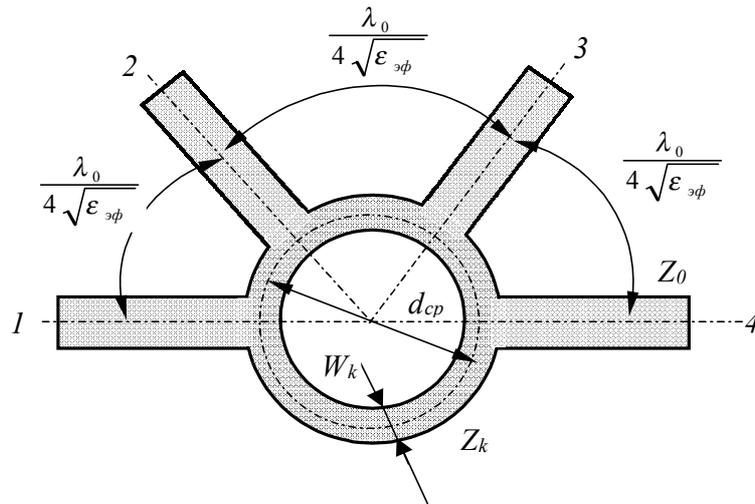


Рис. 5.1. Кольцевая гибридная схема мостовая

Ширина полоски кольца W_k определяется аналогично ширине основной полоски по формуле (2.19). Для большей компактности мостовую схему выполняют в виде прямоугольника (рис. 5.2.).

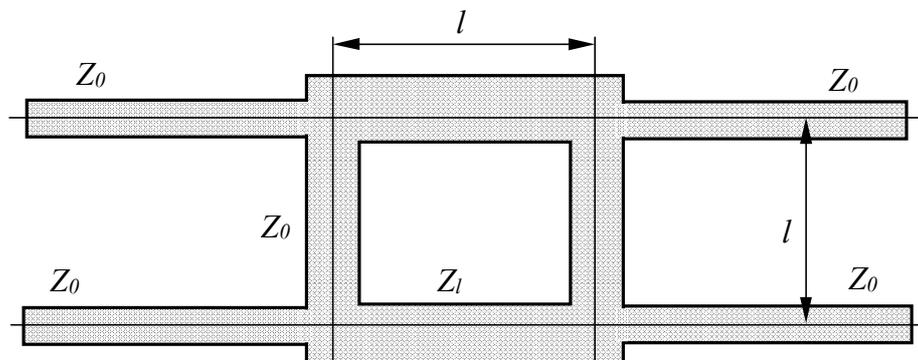


Рис. 5.2. Прямоугольная гибридная схема мостовая

Размеры прямоугольника определяются по формуле

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}} . \quad (5.4)$$

Волновое сопротивление полосок прямоугольной мостовой схемы определяется из выражения

$$Z_l = \frac{Z_0}{\sqrt{2}} . \quad (5.5)$$

Ширина полоски кольца W_k определяется аналогично ширине основной полоски по формуле (2.19).

5.2. КОЛЬЦЕВОЙ ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ С ОМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

Кольцевой делитель мощности (рис. 5.3) с сосредоточенной нагрузкой позволяет разделить мощность пополам (по двум каналам 2 и 3) с достаточно большой развязкой между этими каналами.

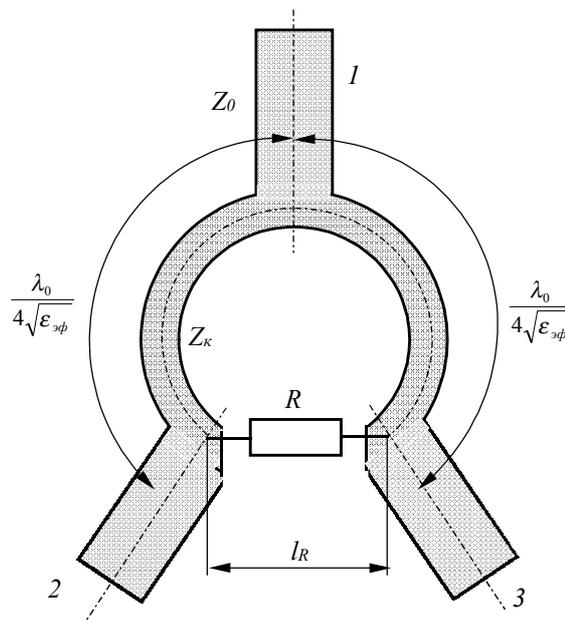


Рис. 5.3. Кольцевой делитель мощности с омической нагрузкой

Расчет кольцевого делителя мощности с омической нагрузкой.

Величина сосредоточенного сопротивления определяется по формуле

$$R = 2Z_0 . \quad (5.6)$$

Волновое сопротивление кольца равно

$$Z_k = Z_0 \sqrt{2}. \quad (5.7)$$

Геометрическая длина между плечами должна быть равной $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$.

Диаметр кольца определяется по формуле

$$d_{cp} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\lambda_0}{2} + l_R \right) \quad (5.8)$$

при условии, что $l_R \ll \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$, где l_R – длина сопротивления с учетом проводящих выводов;

или $d_{cp} = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\lambda_0}{2} + 2l_R \right)$

при условии, что величина l_R сравнима с $\frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$. В качестве сопротивления могут использоваться пленочные резисторы (расчет рассмотрен в п. 3.1) или сопротивления типа МЛТ.

5.3. ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НЕНАПРАВЛЕННЫЕ

Делители мощности ненаправленные двухканальные (тройники) используются для разветвления (суммирования) сигналов СВЧ. Тройники находят применение в трактах СВЧ как элементы широкополосных многоканальных делителей мощности, многоканальных частотно-избирательных устройств, электрически управляемых переключателей, смесителей, и др. Тройники с различным числом согласующих ступеней представлены на рис. 5.4.

Основная электрическая характеристика узла – частотная характеристика KCB со стороны плеч. Допустимый максимальный уровень KCB_{MAX} в рабочем диапазоне с требуемым перекрытием граничных частот $k = \frac{f_0}{f_1}$ обеспечиваются выбором числа согласующих ступеней n (табл. 5.1 и 5.2). Частотные характеристики KCB тройников с числом n , равным 2 и 3, – чебышевские.

Тройники с одним и тем же числом ступеней n и одной и той же частотной характеристикой KCB выполняются в различных конструктивных вариантах (рис. 5.4 – 5.5).

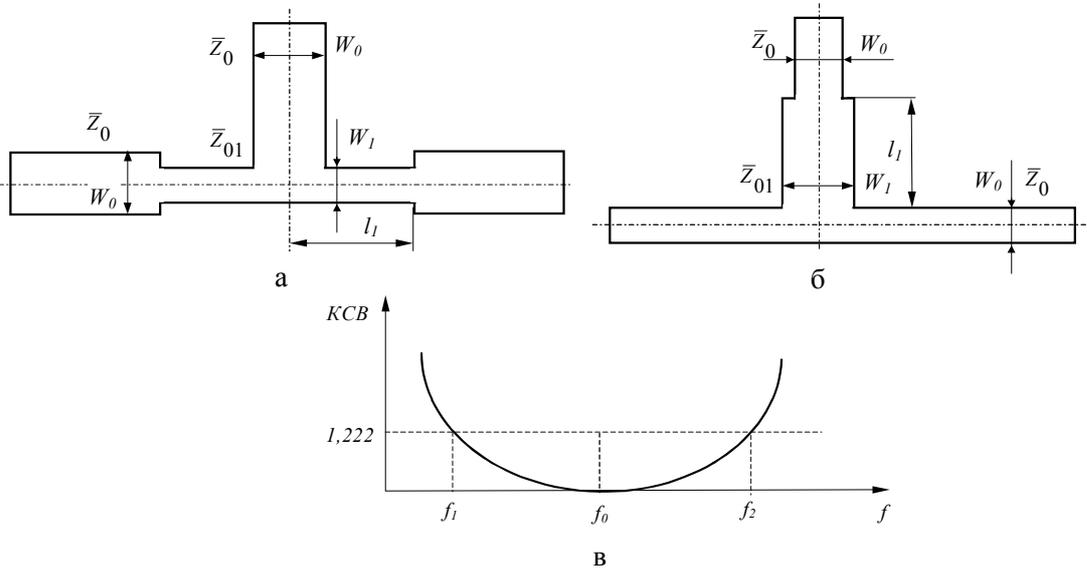


Рис. 5.4. Ненаправленные делители мощности (тройники) с одной согласующей ступенькой: (а) – в выходных плечах; (б) – во входном плече; (в) – типовая частотная характеристика

Расчет ненаправленного делителя мощности.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; центральную частоту рабочего диапазона $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$; граничные частоты рабочей полосы f_1 и f_2 ; максимально допустимое значение коэффициента стоячей волны плеч делителя в диапазоне KCB_{MAX} ; коэффициент перекрытия рабочей полосы частот k .

Выбирают: материал ϵ и толщину h подложки, а также структуру делителя мощности из числа изображенных на рис. 5.4 – 5.5.

Определяют: число согласующих ступеней делителя n ; волновые сопротивления согласующих ступеней Z_i ; геометрические размеры структуры делителя (W_i, l_i).

Из табл. 5.1 и 5.2 для заданного KCB_{MAX} и n определяют волновые сопротивления \bar{Z}_i . Для делителя с $n=1$ изображенного на рис. 5.4. величины следующие:

для схемы (а) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1 = 1,41$, для схемы (б) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1 = 0,707$.

Для рис. 5.5. схемы (а) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1, \bar{Z}_{02} = \bar{Z}_2$; для схемы (б) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1, \bar{Z}_{02} = \frac{\bar{Z}_2}{2}$; для схемы (в) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \frac{\bar{Z}_1}{2}, \bar{Z}_{02} = \frac{\bar{Z}_2}{2}$.

Для рис. 5.6. схемы (а) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1, \bar{Z}_{02} = \bar{Z}_2, \bar{Z}_{03} = \bar{Z}_3$;

для схемы (б) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1, \bar{Z}_{02} = \bar{Z}_2, \bar{Z}_{03} = \frac{\bar{Z}_3}{2}$;

для схемы (в) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \bar{Z}_1, \bar{Z}_{02} = \frac{\bar{Z}_2}{2}$;

для схемы (г) $\bar{Z}_0 = 1, \bar{Z}_{01} = \frac{\bar{Z}_1}{2}, \bar{Z}_{02} = \frac{\bar{Z}_2}{2}, \bar{Z}_{03} = \frac{\bar{Z}_3}{2}$.

Из приведенных формул для выбранного делителя определяют волновые сопротивления согласующих ступеней

$$Z_{0i} = \bar{Z}_{0i} Z_0. \quad (5.9)$$

Таблица 5.1

Параметры двухступенчатых тройников с чебышевскими характеристиками *KCB* плеч

KCB_{MAX}	1,04	1,105	1,222
$K_{отр\ max}$	0,02	0,05	0,1
$k = \frac{f_2}{f_1}$	1,588	1,994	2,731
\bar{Z}_1	1,201	1,219	1,250
\bar{Z}_2	1,665	1,640	1,600

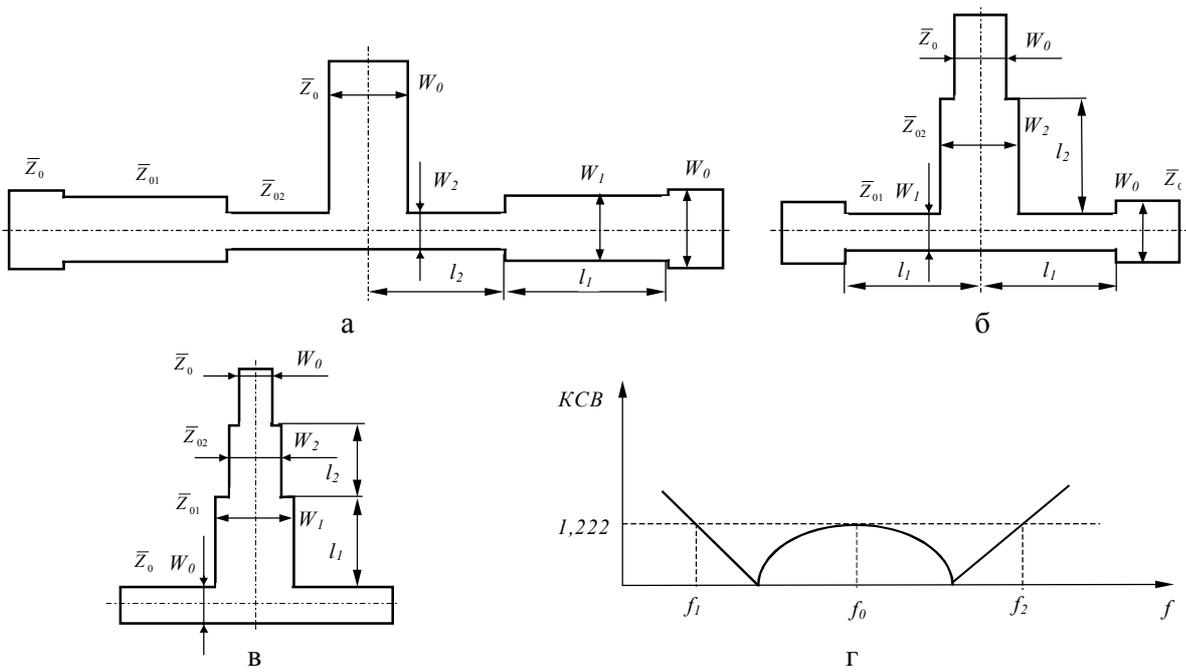


Рис. 5.5. Разновидности широкополосных тройников, имеющие двухступенчатый переход: (а) – с двухступенчатым согласующими трансформаторами в выходных плечах; (б) – с согласующими трансформаторами во входном и выходном плечах; (в) – с двухступенчатыми согласующими трансформаторами во входном плече; (г) – частотная характеристика двухступенчатого тройника

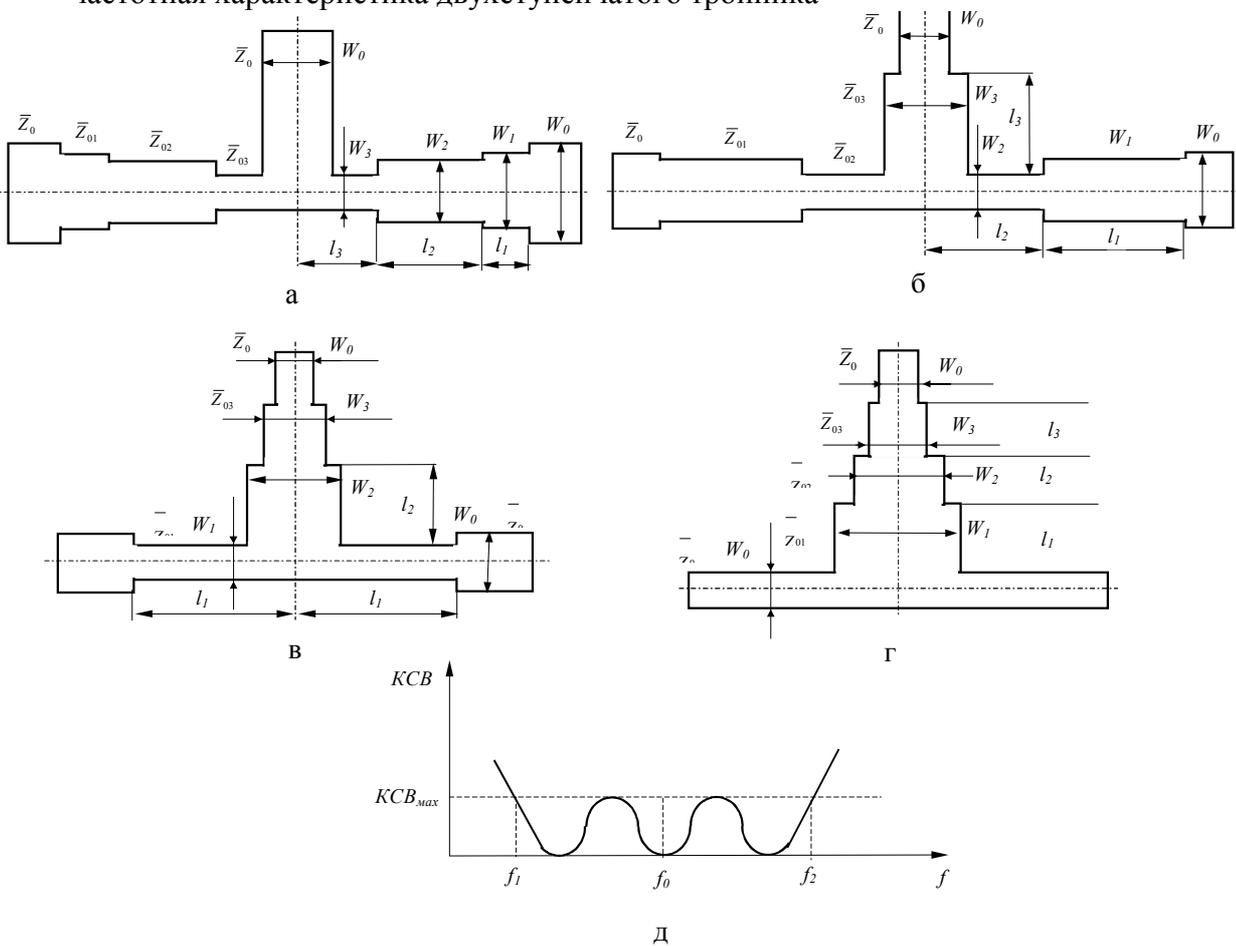


Рис. 5.6. Разновидность широкополосных тройников, имеющих трехступенчатый переход. а) - согласующими трансформаторы в выходных плечах; б) - согласующие трансформаторы во входном (один) и выходных (два) плечах; в) - согласующие трансформаторы во входных (два) и выходном (один) плечах; г) - согласующие трансформаторы во входном плече; д) частотная характеристика KCB тройников.

Таблица 5.2

Параметры трехступенчатых тройников с чебышевскими характеристиками KCB плеч

KCB_{MAX}	1,04	1,105	1,222
$K_{отр. max}$	0,02	0,05	0,1
$k = \frac{f_2}{f_1}$	2,090	2,976	4,238
\bar{Z}_1	1,120	1,149	1,195
\bar{Z}_2	1,414	1,414	1,414
\bar{Z}_3	1,786	1,739	1,674

Определение размеров W_i отрезков линий производится в соответствии с волновыми сопротивлениями Z_{0i} в соответствии (2.19).

Определение диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эф}$ для всех полосок размерами W_i в соответствии (2.19). Геометрические размеры длины l_i согласующих ступенек делителя производятся по формуле (5.10)

$$l_i = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{эф_i}}}, \quad (5.10)$$

где λ_0 – средняя в рабочей полосе тройника длина волны.

5.4. ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НАПРАВЛЕННЫЕ С НЕРАВНЫМ ДЕЛЕНИЕМ

Делители мощности направленные с неравным делением – СВЧ тройники с электрически изолированными выходными плечами, предназначенные для деления мощности P_0 в отношении $k^2 = \frac{P_2}{P_1}$ между выходными плечами.

Делители мощности направленные с неравным делением используют в трактах СВЧ как самостоятельные узлы, а также как составные элементы

многоканальных разветвителей мощности с числом каналов на равных степени числа два (2^m) или с нечетным числом каналов (рис. 5.8).

Основными частотными характеристиками таких устройств являются:

- деление – ослабление сигнала между входом и одним из выходов (1 или 2), A_1, A_2 ;
- изоляция (развязка) – ослабление сигнала между двумя выходными плечами, A_{1-2} ;
- коэффициент стоячей волны, KCB .

Типовые частотные характеристики приведены на рис. 5.7,б. Ниже рассматривается расчет трех типов делителей мощности направленные с неравным делением:

- с выходными трансформирующими секциями и продольной активной нагрузкой выходных плеч Z_n (напряжение на выходных плечах синфазны) – тип – 1 (рис. 5.9,а);
- с входной согласующей и выходными трансформирующими секциями (модификация типа-1) – тип-2 (рис. 5.9,б);
- с трансформирующей секцией лишь в одном из выходных плеч (напряжение на выходных плечах сдвинуты по фазе на 90°) – тип-3 (рис. 5.9,в).

Тип-1 направленный делитель мощности с неравным делением используется при отношении выходных мощностей $P_2:P_1 \leq 3$, тип-2 – для деления в отношении $P_2:P_1 \leq 4$. Тип-3 делит мощность подобно типу-1, но конструктивно более прост и используется когда соотношение фаз сигналов в выходных плечах не имеет существенного значения.

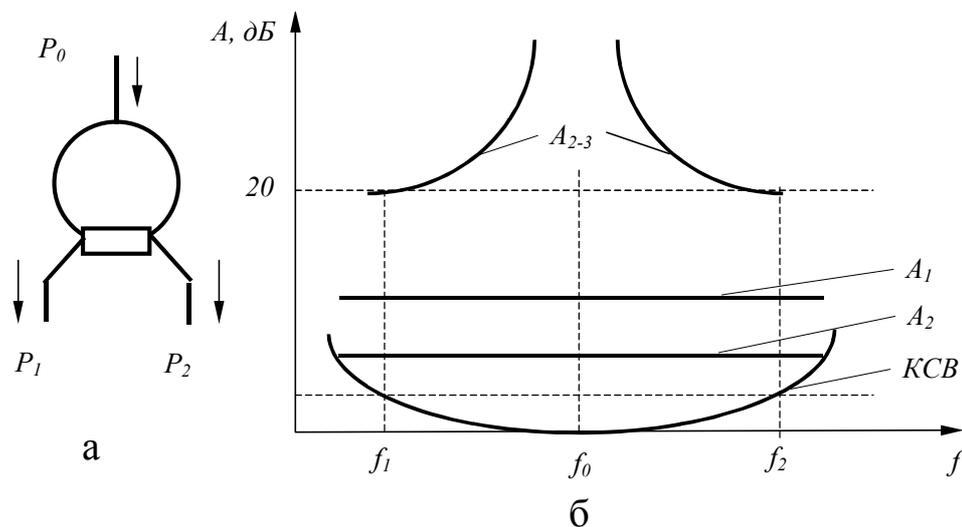


Рис. 5.7. Направленный делитель с неравным делением: (а) – электрическая схема; (б) – типовые частотные характеристики

Расчет делителя мощности типа-1.

Общий вид делителя показан на рис. 5.9,а.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; волновое сопротивление линии Z_n ; нагружающие выходные плечи направленного делителя мощности с неравным делением; коэффициент деления мощности в выходных плечах $k^2 = \frac{P_2}{P_1}$, ($P_2 > P_1$); центральную частоту рабочей полосы f_0 .

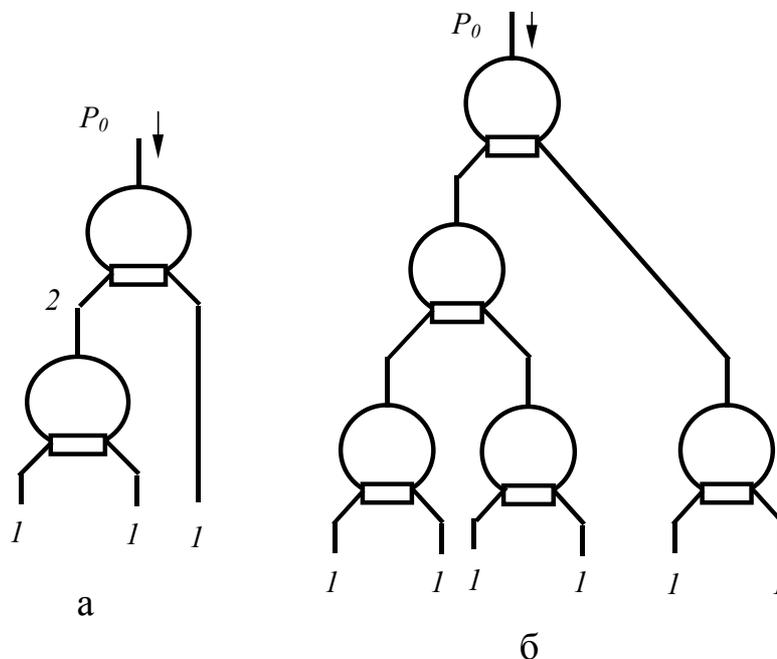


Рис. 5.8. Направленные делители мощности многоканальные: (а) – число каналов равно 3; (б) – число каналов равно 6

Выбирают: материал ϵ и толщину h подложки; удельное сопротивление пленочного резистора R .

Определяют: волновые сопротивления секций делителя типа-1 Z_i ; сопротивление резистора R ; геометрические размеры структуры МПЛ делителя W_i , l_i и резистора.

Волновые сопротивления кольцевых ветвей делителя Z_1 и Z_2 определяются по формулам:

$$Z_1 = \sqrt{k(k^2 + 1)}Z_0, \quad (5.11)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{(k^2 + 1)}{K^3}}Z_0. \quad (5.12)$$

Волновые сопротивления четвертьволновых трансформаторных секций Z_3 и Z_4 определяются по формулам

$$Z_3 = \sqrt{kZ_n Z_0}, \quad (5.13)$$

$$Z_4 = \sqrt{\frac{Z_n Z_0}{k}}. \quad (5.14)$$

Сопротивление резистора R делителя определяется по формуле

$$R = \frac{k^2 + 1}{k} Z_0. \quad (5.15)$$

По заданным значениям Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_n определяют ширину полосок W_1, W_2, W_3, W_4, W_n по п. 2.2. По заданным ε и h определяют эффективное значение диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{\text{эфi}}$ для всех полосок шириной W_i , по п. 2.3. Геометрическая длина l_i секции определяется по формуле (5.10), а геометрические размеры резистора по п. 3.1. В табл. 5.3. приведены нормированные параметры делителя типа-1 для различных отношений мощностей в его выходных плечах $P_2:P_1$.

Расчет делителя мощности типа-2.

Общий вид делителя показан на рис. 5.9,б. Для делителя типа-2 $Z_n = Z_0$.

Волновое сопротивление входного согласующего трансформатора Z_1 определяется по формуле

$$Z_1 = \left(\frac{k}{k^2 + 1} \right)^{\frac{1}{4}} Z_0. \quad (5.16)$$

Таблица 5.3
Нормированные параметры делителя типа-1

$\frac{P_2}{P_1}$	$10 \lg \frac{P_2}{P_1}, \text{ дБ}$	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_3	\bar{Z}_4	\bar{R}
1:1	0	1,414	1,414	1,000	1,000	2,000
1,06:1	0,1	1,431	1,398	1,006	0,994	2,000
1,12:1	0,5	1,499	1,336	1,029	0,972	2,003
1,26:1	1,0	1,592	1,265	1,059	0,944	2,013
1,58:1	2,0	1,804	1,138	1,122	0,891	2,053
2:1	3,0	2,057	1,031	1,189	0,841	2,120
2,5:1	4,0	2,354	0,943	1,258	0,794	2,215
3,16:1	5,0	2,721	0,860	1,334	0,750	2,341

Волновые сопротивления кольцевых ветвей делителя Z_2 , и Z_3 определяются по формулам:

$$Z_2 = k^{\frac{3}{4}}(k^2 + 1)^{\frac{1}{4}} Z_0, \quad (5.17)$$

$$Z_3 = \frac{(k^2 + 1)^{\frac{1}{4}}}{k^{\frac{5}{4}}} Z_0. \quad (5.18)$$

Волновые сопротивления четвертьволновых трансформаторных секций Z_4 , и Z_5 определяются по формулам:

$$Z_4 = \sqrt{k} Z_0, \quad (5.19)$$

$$Z_5 = \frac{1}{\sqrt{k}} Z_0. \quad (5.20)$$

Сопротивление резистора R делителя определяется по формуле (5.15). По заданным значениям ε , h , Z_i ($i=0,1,2\dots5$) и R определяют ширину полосок W_i , $\varepsilon_{\text{эф}i}$ и l_i так же, как для делителя типа-1.

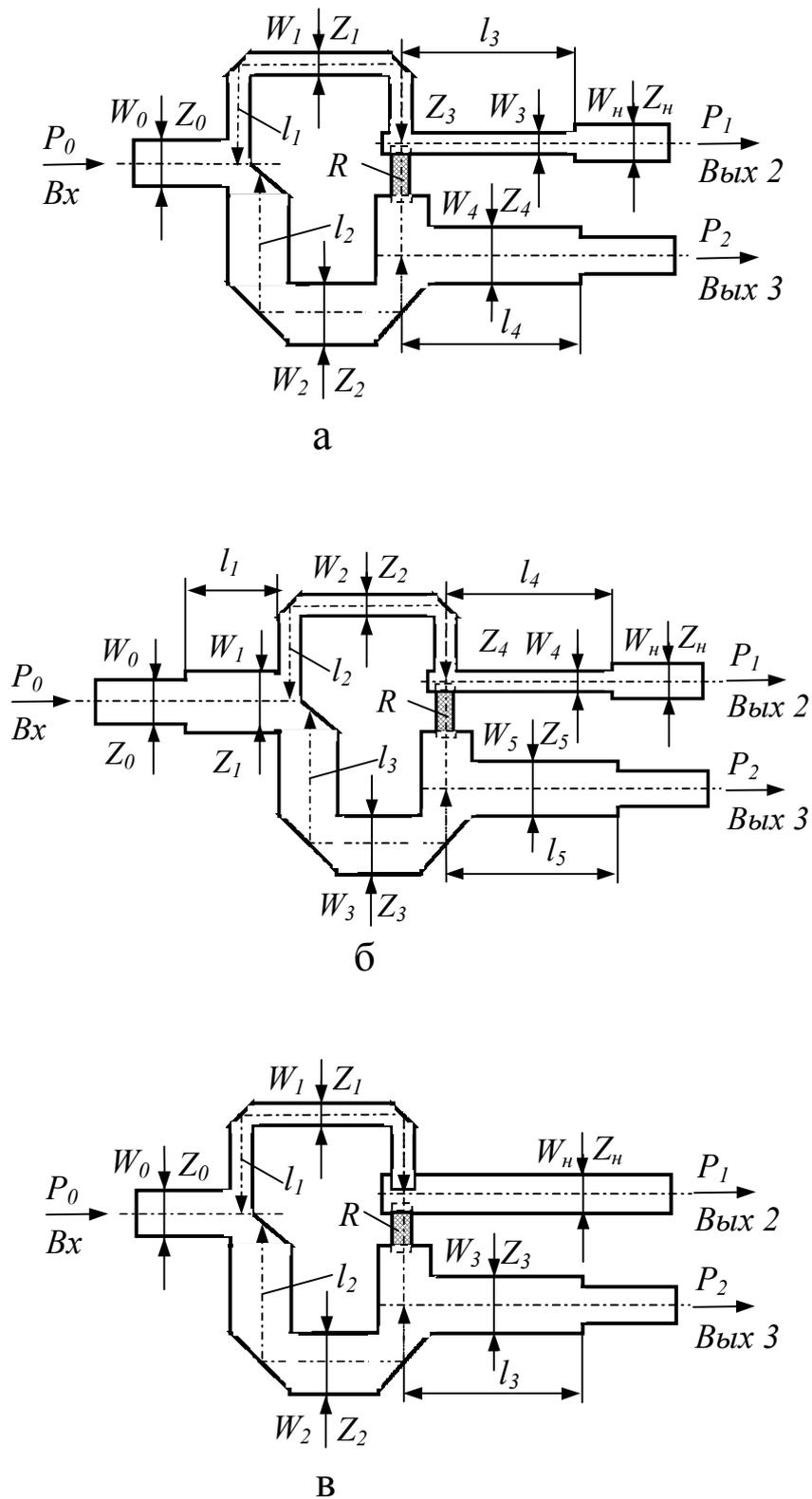


Рис. 5.9. Делители мощности направленные с неравным делением: (а) – делитель типа-1; (б) – делитель типа-2; (в) – делитель типа-3

В табл. 5.4 приведены нормированные параметры делителя типа-2 для различных отношений мощностей в его выходных плечах $P_2:P_1$.

Таблица 5.4

Нормированные параметры делителя типа-2

$\frac{P_2}{P_1}$	$10 \lg \frac{P_2}{P_1}, \text{ дБ}$	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_3	\bar{Z}_4	\bar{Z}_5	\bar{R}
1:1	0	0,840	1,190	1,190	1,000	1,000	2,000
1,06:1	0,1	0,840	1,200	1,180	1,010	0,990	2,000
1,12:1	0,5	0,840	1,320	1,176	1,030	0,970	2,000
1,26:1	1,0	0,840	1,338	1,000	1,060	0,943	2,012
1,58:1	2,0	0,835	1,510	0,958	1,120	0,892	2,047
2:1	3,0	0,828	1,704	0,852	1,190	0,840	2,120
2,5:1	4,0	0,813	1,935	0,774	1,258	0,796	2,213
3,16:1	5,0	0,808	2,204	0,697	1,335	0,749	2,337
4:1	6,0	0,795	2,507	0,626	1,410	0,709	2,500
5:1	7,0	0,792	2,870	0,574	1,490	0,671	2,678

Расчет делителя мощности типа-3.

Общий вид делителя показан на рис. 5.9,в. Для делителя типа-2 $Z_H = Z_0$.

Волновые сопротивления кольцевых ветвей делителя Z_1 и Z_2 вычисляются по формулам:

$$Z_1 = \sqrt{k^2 + 1} Z_0, \quad (5.21)$$

$$Z_2 = \frac{\sqrt{k^2 + 1}}{K^3} Z_0. \quad (5.22)$$

Волновое сопротивление четвертьволновой трансформаторной секции Z_3 определяется по формуле

$$Z_3 = \frac{1}{\sqrt{k}} Z_0. \quad (5.23)$$

Сопротивление резистора R делителя определяется по формуле

$$R = \frac{k^2 + 1}{k^2} Z_0 \quad (5.24)$$

По заданным значениям ε , h , Z_i ($i=0,1,2...5$) и R определяют ширину полосок W_i , $\varepsilon_{\phi i}$ и l_i так же, как для делителя типа-1.

Таблица 5.5
Нормированные параметры делителя типа-3

$\frac{P_2}{P_1}$	$10 \lg \frac{P_2}{P_1}, \text{ дБ}$	\bar{Z}_1	\bar{Z}_2	\bar{Z}_3	\bar{R}
1:1	0	1,414	1,414	1,000	2,000
1,06:1	0,1	1,420	1,390	0,990	1,980
1,12:1	0,5	1,460	1,300	0,948	1,890
1,26:1	1,0	1,510	1,190	0,890	1,800
1,58:1	2,0	1,610	1,020	0,795	1,630
2:1	3,0	1,730	0,865	0,707	1,500
2,5:1	4,0	1,870	0,748	0,632	1,400
3,16:1	5,0	2,040	0,647	0,563	1,320
4:1	6,0	2,240	0,560	0,500	1,250
5:1	7,0	2,450	0,480	0,446	1,200
6,3:1	8,0	2,700	0,430	0,370	1,160

В табл. 5.5 приведены нормированные параметры делителя типа-2 для различных отношений мощностей в его выходных плечах $P_2:P_1$.

5.5. НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ ШЛЕЙФНЫЕ

Направленные ответвители шлейфные применяются в аппаратуре СВЧ: в разветвителях и сумматорах мощности, в фазовращателях, переключателях, балансных смесителях, для изоляции передающих и приемных устройств, работающих на одну общую нагрузку. Шлейфные направленные ответвители имеют большие габариты и узкую рабочую полосу частот. Топологическая и электрическая схемы изображены на рис. 5.10.

Основные частотные характеристики следующие:

– связь (переходное ослабление) – $\bar{C} = 10 \lg \frac{P_1}{P_4}$, дБ;

– направленность – $D = 10 \lg \frac{P_4}{P_3}$, дБ;

– коэффициент стоячей волны, KCB .

где P_i – мощность в i -м плече направленного ответвителя.

Величина связи \bar{C} определяется волновой проводимостью шлейфов Y_{wi} , ширина рабочей полосы частот – числом шлейфов n . На практике не проектируют направленные ответвители с числом шлейфов n больше 3 – 4.

В двухшлейфном направленном ответвителе волновые проводимости шлейфов Y_{w1} и отрезка линии между шлейфами Y_l определяются однозначно. В направленном ответвителе с тремя и более шлейфами выбор Y_{wi} и Y_i

определяются неоднозначен. Направленные ответвители так же бывают нескольких типов.

Направленный ответвитель типа-1 имеет все проводимости Y_i равными волновой проводимости тракта $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$. Такие направленные ответвители просты в проектировании и изготовлении, но частотные характеристики их не оптимальны.

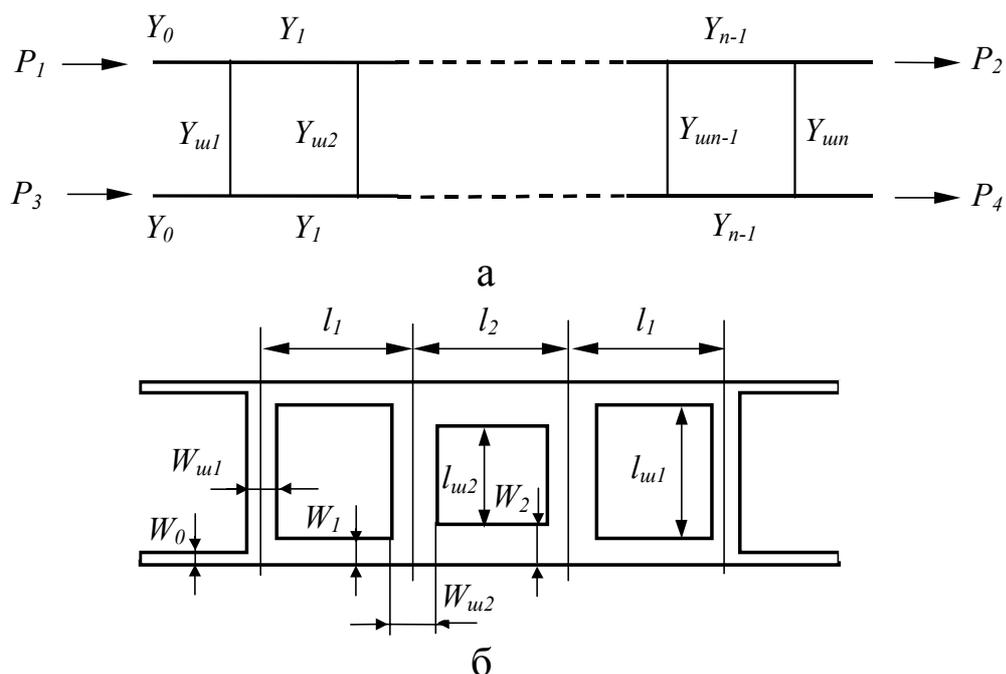


Рис. 5.10. Шлейфовый направленный ответвитель: (а) – электрическая схема; (б) – топологический чертеж

Направленный ответвитель типа-2 имеет различные значения проводимостей Y_i .

Расчет двухшлейфных направленных ответвителей.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; связь \bar{C} и центральную частоту рабочей полосы частот f_0 ; число шлейфов $n=2$.

Выбирают: материал ϵ и толщину h подложки.

Определяют: коэффициент связи k ; нормированные проводимости Y_{ui} и Y_i ($i=1,2$), размеры направленного ответвителя шлейфного $W_0, W_{ui}, W_i, l_i, l_i$.

По заданной связи \bar{C} определяют коэффициент связи k по формуле (5.25).

$$k = 10 \frac{\bar{c}}{20}. \quad (5.25)$$

По известным Z_0 и k определяют их нормированные волновые проводимости Y_{ui} и Y_i по формулам:

$$\bar{Y}_{u2} = \frac{k}{\sqrt{1-k^2}}, \quad (5.26)$$

$$\bar{Y}_{u1} = \frac{1}{\sqrt{1-k^2}}. \quad (5.27)$$

По полученным проводимостям Y_{ui} и Y_i определяют соответствующие волновые сопротивления шлейфов Z_{ui} и отрезков между ними Z_i , пользуясь соотношением

$$Z_i = \frac{Z_0}{\bar{Y}_i}. \quad (5.28)$$

Определение геометрических размеров W_0, W_{ui}, W_i производится по п. 2.2., значения $\varepsilon_{эф}$ производится по п. 2.3., длины определяются по формуле (5.10) l_i, l_{ui} .

Расчет параметров направленных ответвителей трех- четырехшлейфных типа-1.

Задание исходных данных производится так же, как у двухшлейфного, при этом для

а) трехшлейфного $i=1,2,3, \bar{Y}_{u1} = \bar{Y}_{u3}, \bar{Y}_1 = \bar{Y}_2 = \bar{Y}_0$;

б) четырехшлейфного $i=1,2,3,4, \bar{Y}_{u1} = \bar{Y}_{u4}, \bar{Y}_{u2} = \bar{Y}_{u3}, \bar{Y}_1 = \bar{Y}_2 = \bar{Y}_3 = \bar{Y}_0$.

Коэффициент связи k определяется по формуле (5.25). По известным Z_0 и k определяют их нормированные волновые проводимости Y_{ui} и Y_i по формулам:

а) трехшлейфного

$$Y_{u1} = \frac{1 - \sqrt{1-k^2}}{Z_0 k}, \quad (5.29)$$

$$Y_{u2} = \frac{k}{Z_0}, \quad (5.30)$$

б) четырехшлейфного

$$Y_{u1} = \frac{k - \sqrt{1 - \sqrt{1 - k^2}}}{Z_0 \sqrt{1 - k^2}}. \quad (5.31)$$

$$Y_{u2} = \frac{\sqrt{1 - \sqrt{1 - k^2}}}{Z_0} \quad (5.32)$$

Определение геометрических размеров W_0 , W_{ui} , W_i производится по п. 2.2., значения $\varepsilon_{эф}$ производится по п. 2.3., длины определяются по формуле (5.10) l_i , l_{ui} .

Расчет параметров направленных ответвителей трех- четырехшлейфных типа-1.

Задают: волновое сопротивление тракта Z_0 ; связь \bar{C} и неравномерность связи $\Delta\bar{C}$ в рабочей полосе, центральную частоту f_0 рабочей полосы частот Δf ; минимальную направленность D ; коэффициент стоячей волны KCB .

Выбирают: материал ε и толщину h подложки.

Определяют: число шлейфов n , нормированные проводимости Y_{ui} и Y_i ($i=1,2$); размеры направленного ответвителя шлейфного W_0 , W_{ui} , W_i , l_i , l_{ui} .

По заданным \bar{C} , $\Delta\bar{C}$, f_0 , Δf , D , KCB из табл. 5.6 определяют Y_{ui} и Y_i при этом для

а) трехшлейфного $i=1,2,3$, $\bar{Y}_{u1} = \bar{Y}_{u3}$, $\bar{Y}_1 = \bar{Y}_2$;

б) четырехшлейфного $i=1,2,3,4$, $\bar{Y}_{u1} = \bar{Y}_{u4}$, $\bar{Y}_{u2} = \bar{Y}_{u3}$, $\bar{Y}_1 = \bar{Y}_3$.

Таблица 5.6

Параметры направленных ответвителей шлейфных типа-2 с чебышевской характеристикой

n	$\frac{\Delta f}{f_0}, \%$	\bar{C} , дБ	\bar{C} , дБ (на краю полосы)	D	KCB	\bar{Y}_{u1}	\bar{Y}_{u2}	\bar{Y}_1	\bar{Y}_2
3	20	8	7,83	33,5	1,007	0,2124	0,4512	1,0770	---
		6	5,84	32,5	1,015	0,2761	0,6301	1,1369	---
		5	4,83	31,9	1,021	0,3174	0,7686	1,1874	---
		4	3,83	31,2	1,030	0,3681	0,9729	1,2641	---
		3	2,83	30,4	1,045	0,4330	1,3103	1,3899	---
	40	8	7,36	21,0	1,040	0,2280	0,4207	1,0808	---
		6	5,34	19,9	1,073	0,3008	0,5830	1,1454	---
		5	3,32	19,3	1,102	0,3499	0,7087	0,2011	---
		4	3,30	18,5	1,150	0,4130	0,8958	1,2880	---
		3	2,29	17,7	1,136	0,5007	1,2156	1,4391	---
4	40	5	4,42	33,7	1,019	0,1726	0,5432	1,1357	1,2945
		4	3,41	32,8	1,027	0,1975	0,6851	1,1944	1,4341

		3	2,42	31,6	1,043	0,2268	0,9235	1,2926	1,6859
	60	6	4,67	28,2	1,059	0,1806	0,4193	1,1126	1,2158
		5	3,66	22,3	1,084	0,2097	0,5086	1,585	1,8076
		4	2,66	21,2	1,124	0,2459	0,6422	1,2313	1,4588
		3	1,71	20,0	1,197	0,2932	0,8705	1,3577	1,7379

Определение геометрических размеров W_0 , $W_{ши}$, W_i , $\varepsilon_{эф}$ производится по (2.19), длины определяются по формуле (5.10).

ГЛАВА 6. УСТРОЙСТВА НА ФЕРРИТАХ

К устройствам на ферритах относятся фазовые модуляторы, циркуляторы, перестраиваемые фильтры СВЧ, позволяющие развязать генератор от нагрузки без больших потерь мощности, поочередное переключение передатчика на несколько антенн, электрическое сканирование лучом диаграммы направленности антенны и т.п.

В диапазоне СВЧ ферриты не подчиняются принципу взаимности, т.е. их магнитные свойства «несимметричны» по отношению к направлениям распространения СВЧ-энергии. Это свойство носит фундаментальный характер и находит объяснение в «несимметричном» поведении зависимости магнитной проницаемости от СВЧ-поля для различных направлений постоянного подмагничивающего поля и его величины.

Используя эту «несимметричность» свойств ферритов, можно конструировать различные невзаимные СВЧ устройства, основанные как на поглощении СВЧ-энергии различным для разных направлений поля, так и на невзаимном фазовом сдвиге, связанным с несимметричным изменением магнитной проницаемости. Наиболее универсальными из устройств на ферритах являются циркуляторы и вентили (нагруженные циркуляторы). Циркулятор выполняет функцию управления движением потока энергии. Основная часть циркулятора – пассивное трехплечие сочленение, в котором и происходит управление СВЧ-энергией. На рис. 6.1. представлен циркулятор с направлением циркуляции по часовой стрелке.

В трехплечном циркуляторе (рис. 6.1) энергия входящая в плечо 1, пройдет без ослабления в плечо 2, если плечо 2 согласовано с плечом 1. Аналогично, т.к. циркулятор симметричен, энергия, входящая в плечо 2, с очень малым ослаблением выйдет из плеча 3, но будет сильно ослаблена в плече 1, причем степень ослабления будет зависеть от качества согласования других плеч. Обычно развязка между плечами составляет 20 дБ при $K_{СВн}$ равным 1,25.

Поэтому основными параметрами, определяющими качество циркулятора, являются потери в прямом направлении, обратные потери и $K_{СВн}$.

Потери в прямом направлении называются вносимыми потерями, выражаются в децибеллах (это степень ослабления сигнала при распространении от одного плеча к следующему в направлении пропускания).

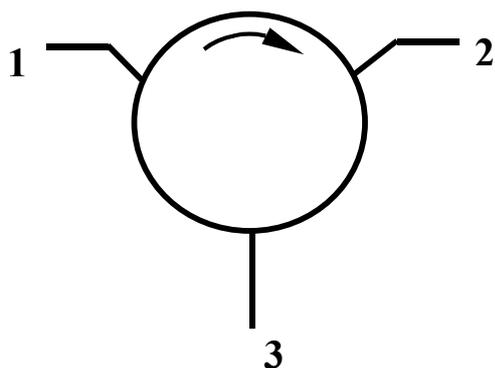


Рис. 6.1 Трехплечный циркулятор

Обратные потери – это ослабление сигнала при распространении от одного плеча к следующему по направлению противоположному направлению пропускания.

КСВн – это значение коэффициента, которое будет наблюдаться в любом из плеч циркулятора, если остальные плечи будут нагружены на согласованные сопротивления. В настоящее время построены циркуляторы и вентили работающие в диапазоне от 100 МГц и выше с шириной полосы от 5 до 35 %.

Обычно, при выборе ферромагнитного материала в качестве подложки для полосковой системы, рассматривают следующие параметры.

1. *Намагниченность насыщения*. Это та точка, к которой общий магнитный момент перестает нарастать при дальнейшем увеличении внешнего поля. Величину намагниченности насыщения необходимо учитывать при выборе материала для приборов, поскольку она определяет низшую рабочую частоту фильтров и ограничителей. Приблизительно можно считать, что низшая рабочая частота в (мегагерцах) равна намагниченности насыщения в (гауссах).

2. *Ширина линии ферромагнитного резонанса ΔH* – определяет относительные потери в феррите. Ширина линии, измеряемая при ферромагнитном резонансе, аналогична ширине полосы пропускания по уровню 3 дБ обычного однозвенного фильтра. Ширина линии ферромагнитного резонанса сильно зависит от степени обработки поверхности материала: чем лучше полировка, тем уже линия ферромагнитного резонанса.

3. *Анизотропия* – это свойство магнитных материалов, благодаря которому магнитные моменты стремятся выстроиться вдоль определенной кристаллической оси. Она обуславливает направление преимущественного намагничивания ферромагнитного образца.

4. *Температура точка Кюри T* – величина, определяющая границу, за которой намагниченность образца обращается в нуль.

При расчете таких устройств как циркуляторы и фазовращатели материал подложки выбирается при выполнении условия

$$\frac{4\pi\mu_s\gamma}{\omega} \approx 0,6, \quad (6.1)$$

где ω – рабочая частота; γ – гиромагнитное отношение, равное для ферритов 2,8 МГц/эрст; $4\pi\mu_s$ – намагниченная насыщенность (гаусс).

В настоящее время ферритовые циркуляторы классифицируют по следующим признакам.

1. *По принципу действия:*

- резонаторные циркуляторы – в области ферритового вкладыша имеет место электродинамический резонанс с невзаимным распределением поля, что обеспечивает режим циркуляции;
- циркуляторы на краевых волнах – работают в режиме бегущей волны, режим циркуляции обеспечивается невзаимным смещением поля;
- циркуляторы смешанного типа – работают в широкой полосе частот (октава и более) и в них могут существовать оба режима как бегущей, так и стоячей волны.

2. *По типу фидера:*

- волноводные циркуляторы;
- циркуляторы на симметричной полосковой линии;
- циркуляторы на несимметричной полосковой линии;
- циркуляторы на щелевой линии;
- циркуляторы на компланарной линии.

3. *По уровню мощности:*

- циркуляторы низкого уровня мощности (не требующие охлаждения);
- циркуляторы среднего уровня мощности (с воздушным охлаждением);
- циркуляторы высокого уровня мощности (с жидкостным или комбинированным охлаждением).

4. *По длине волны:*

- циркуляторы «миллиметрового» и «сантиметрового» диапазонов длин волн – работают на полях меньших резонансного значения и называются дорезонансные;

- циркуляторы «дециметрового» и «метрового» диапазонов длин волн – работают в полях за ферромагнитным резонансом и называются зарезонансными.

5. По диапазону рабочих температур:

- циркуляторы работающие в лабораторных условиях (без системы термостабилизации);
- циркуляторы, работающие в диапазоне температур 150–450 °К (с системой термостабилизации);
- криогенные циркуляторы, работающие при температурах кипения жидкого гелия, азота, воздуха.

6. По типу схем, в которых используются циркуляторы:

- циркуляторы для обычных трактов СВЧ;
- циркуляторы для печатных схем СВЧ;
- циркуляторы для интегральных схем СВЧ;
- циркуляторы для замедляющих систем электромагнитных приборов.

6.1. Y-ЦИРКУЛЯТОРЫ КЛАССИЧЕСКОГО ТИПА

Под Y-циркуляторами классического типа понимается устройство, показанное на рис. 6.1. Циркуляторы данного типа могут работать в дорезонансной и зарезонансной областях.

Методика расчета Y-циркуляторов обоих типов основывается на одинаковых выражениях. Различие в методике расчета определяется тем, что при работе в дорезонансной области феррит чаще всего не насыщен. Основное уравнение для точки циркуляции имеет вид

$$\frac{h}{\lambda} = 0,00153 \frac{m}{\alpha \rho_m} \frac{Z_0}{\mu_{\perp}} \frac{k}{\mu}, \quad (6.2)$$

$$\frac{D_{\phi}}{\lambda} = \frac{0,58}{\sqrt{\mu_{\perp} \epsilon_{\phi}}}, \quad (6.3)$$

где h и D_{ϕ} – высота и диаметр ферритовых дисков, м; λ – рабочая длина волны в свободном пространстве, м; Z_0 – волновое сопротивление полосковой линии, Ом; ϵ_{ϕ} относительная диэлектрическая проницаемость феррита;

$\mu_{\perp} = \frac{\mu^2 - k}{\mu}$ – относительная эффективная магнитная проницаемость феррита;

k и μ – компоненты тензора магнитной проницаемости феррита.

Параметры μ_{\perp} и отношение $\frac{k}{\mu}$ входят в выражения (6.2) и (6.3), которые определяют насыщенность феррита с помощью выражения Полдера:

$$\mu_{\perp} = 1 + \frac{p(p + \sigma_i)}{\sigma_i^2 + p\sigma_i - 1}, \quad (6.4)$$

$$\frac{k}{\mu} = \frac{p}{\sigma_i^2 + p\sigma_i - 1}, \quad (6.5)$$

где $p = \gamma \frac{4\pi M_s}{f}$ – относительная намагниченность насыщения феррита;

$\sigma_i = \gamma \frac{H_i}{f}$ – относительное внутреннее подмагничивающее поле; $\gamma = 2,8 \frac{\text{МГц}}{\text{эрст}}$ –

гиромангнитное отношение; H_i – внутреннее подмагничивающее поле; f МГц – частота, соответствующая рабочей длине волны; m – коэффициент, приближенно учитывающий несимметричность линии, $m=1$ для несимметричной линии, $m=2$ для симметричной линии; α_{pm} – коэффициент, учитывающий краевые поля в полосковой линии, для симметричной линии:

$$\alpha_{pm} = 1 - 0,004566 Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = \frac{1}{1 + 0,43 \frac{2h}{W}}, \quad \text{для несимметричной линии:}$$

$$\alpha_{pm} = \frac{1}{1 + 1,735 \epsilon_r^{-0,0724} \left(\frac{W}{h} \right)^{-0,236}}; \quad \epsilon_r \text{ – относительная диэлектрическая}$$

проницаемость диэлектрического заполнения полосковой линии.

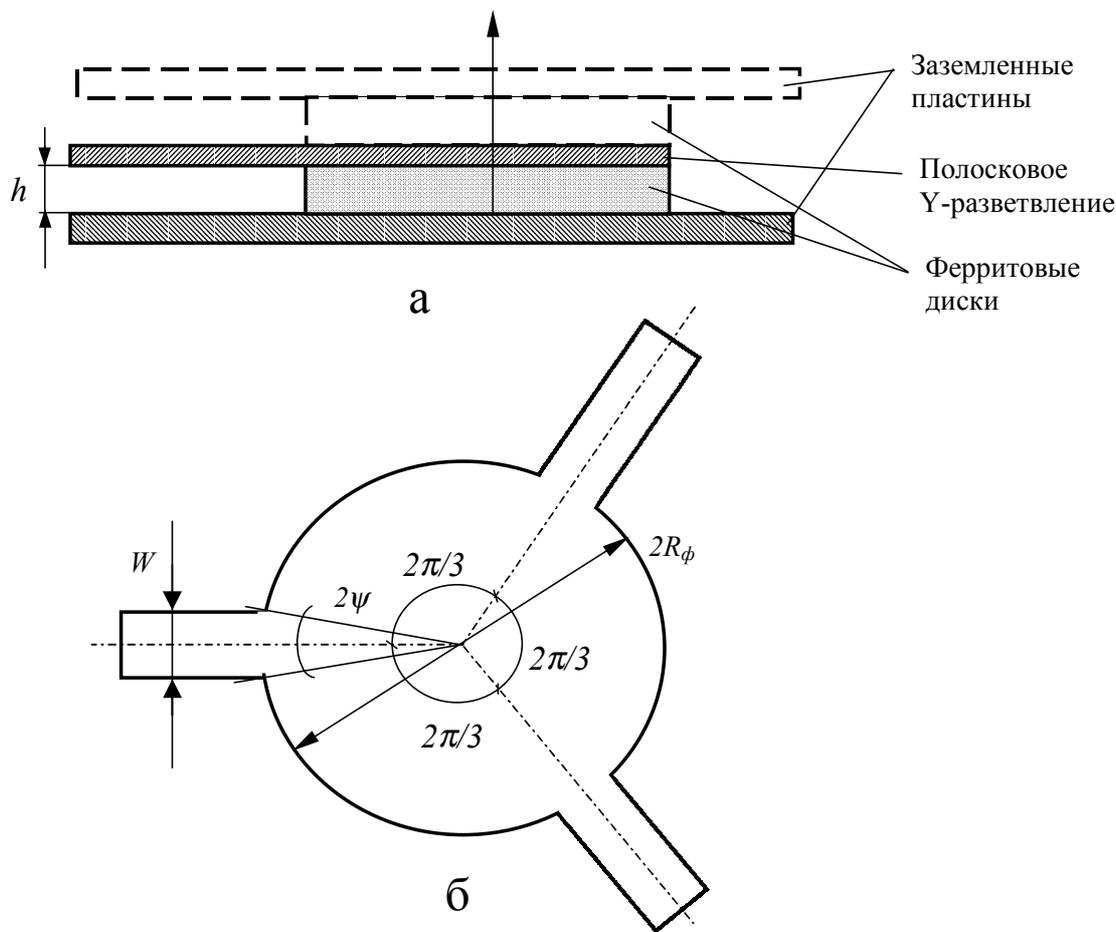


Рис. 6.2. Y-циркулятор: (а) – вид сбоку; (б) – вид с верху

Методика расчета Y-циркуляторов строится в зависимости от того, какие величины, входящие в (6.2) и (6.3), взяты за исходные. Этими выражениями можно пользоваться, если высота ферритового диска задана жестко. В этом случае выбирают коэффициент k и μ тензора магнитной проницаемости, исходя из требования получения максимальной рабочей полосы длин волн. Для дорезонансной области выражения (6.2) и (6.3) хорошо выполняются при $\mu_{\perp} \geq 0,7 \div 0,8$ ($\mu \leq 0,5$). Для зарезонансной области максимальная широкополосность получается при работе вблизи области ферромагнитного резонанса, однако при этом увеличиваются потери, вносимые Y-циркулятором. Обычно следует выбирать значения $\frac{k}{\mu}$ не более $0,2-0,3$, при этом $\mu_{\perp} \approx 2$.

В большинстве практических случаев высота h определяется высотой полосковой линии, при этом непосредственно пользоваться выражениями (6.2) и (6.3) становится неудобно. Для заданного значения высоты h методика расчета Y-циркуляторов строится следующим образом.

Задают: рабочую длину волны λ ; волновое сопротивление полосковой линии Z_0 ; высоту h .

Выбирают: марку феррита, т.е. значение ϵ_ϕ и либо относительную намагниченность насыщения p для зарезонансной области, либо функциональную зависимость $p = f(\sigma_i)$ для дорезонансной области подмагничивающих полей. В результате расчета определяется диаметр ферритовых дисков – D_ϕ и значения внутреннего и внешнего подмагничивающих полей.

Особенностью *расчета дорезонансных Y-циркуляторов* является отсутствие точных аналитических зависимостей μ_\perp и $\frac{k}{\mu}$ от σ_i и $p_{нен}$.

Приближенные выражения для μ_\perp и $\frac{k}{\mu}$ имеют вид:

$$\left| \frac{k}{\mu} \right| \geq p_{нен}, \quad \mu_\perp \geq 0,9 - p_{нен}.$$

Намагниченность ненасыщенного феррита является функцией подмагничивающего поля, т.е. $p_{нен} = f(\sigma_i)$ и обычно задается для каждой марки феррита в виде экспериментальной зависимости магнитной индукции B от напряженности поля H_i .

Расчет Y-циркулятора производится в следующей последовательности:

1. Определяется текущее значение намагниченности феррита

$$p_{нен} \cong \left| \frac{k}{\mu} \right| = \frac{1}{2A} \left[\sqrt{1 - 3,6A^2} - 1 \right], \quad (6.6)$$

где $A = 653 \frac{h}{\lambda} \frac{1}{Z_0} \frac{\alpha_{pm}}{m}$.

2. Определяется диаметр ферритового диска

$$D_\phi = \frac{8,58\lambda}{\sqrt{\epsilon_\phi (0,9 - p_{нен}^2)}}. \quad (6.7)$$

3. Пользуясь зависимостью $B = f(H_i)$, для выбранной марки феррита, определяется значение внутреннего поля H_i .
4. Определяется внешнее подмагничивающее поле

$$H_e = H_i + N_Z 4\pi M_s, \quad (6.8)$$

где $4\pi M_s = \frac{P_{\text{нен}}}{\gamma}$, Tc – текущая намагниченность ненасыщенного феррита; N_z – размагничивающий фактор ферритового диска в направлении оси Z . Для тонких дисков $N_z \approx 1$.

Расчет зарезонансного Y -циркулятора производится следующим образом. Величина p для выбранной марки феррита определяется по формуле (6.5). Величина внутреннего подмагничивающего поля определяется по формуле

$$H_i = \frac{\sigma_i}{\gamma} f, \quad (6.9)$$

где

$$\sigma_i = \sqrt{1 + \frac{p}{A}} - p. \quad (6.10)$$

Полученные значения σ_i не должны быть меньше $1,4-1,6$, т.к. в противном случае из-за близости резонансу возрастут вносимые потери, в то же время должно выполняться условие $\sigma_i \geq p$ для исключения потерь в слабых полях.

Внешнее подмагничивающее поле определяется по формуле

$$H_e = H_i + N_z 4\pi M_s. \quad (6.11)$$

Величина μ_{\perp} определяется по формуле (6.4), а диаметр феррита по выражению (6.3).

6.2. ЦИРКУЛЯТОРЫ С РЕАКТИВНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

В настоящее время существует ряд схем малогабаритных ферритовых вентиляей и циркуляторов с сосредоточенными элементами. Одной из наиболее перспективных является схема циркулятора с тремя сосредоточенными емкостями, включенными в каждое из плеч. Устройство, выполненное по этой схеме, обладает простотой конструкцией, что позволяет, используя современные технологические методы, наиболее просто выполнять интегральные циркуляторы.

Включенные емкости в каждое из плеч Y-циркулятора позволяет в значительной степени уменьшить диаметр ферритового диска, реализовать устройства дециметрового и метрового диапазона длин волн в приемлемых габаритах. В связи с тем, что такие устройства обычно работают за резонансом, ниже приводится методика расчета только зарезонансных Y-циркуляторов с емкостями.

Y-циркуляторы с емкостями целесообразнее использовать на частотах не выше 1,5 – 2 МГц.

При условии малости диаметра ферритового диска $\frac{R_\phi}{\lambda} \leq 0,015 - 0,02$ и при малой гиротропности феррита $\frac{k}{\mu} \ll 1$ (что обычно имеет место при работе в зарезонансной области) приближенные формулы для точки циркуляции выглядят следующим образом:

$$\frac{c}{\lambda} = \frac{3,06}{Z_0} \frac{1}{k/\mu} \left[f_1(\psi) + \left(k_\perp R_\phi \right)^2 f_2(\psi) \right] \left(\frac{n\Phi}{\text{см}} \right), \quad (6.12)$$

$$\frac{h}{\lambda} = 0,00153 Z_0 \frac{m}{\alpha_{pm}} \frac{k/\mu}{\mu_\perp} \left[f_3(\psi) + \left(k_\perp R_\phi \right)^2 f_4(\psi) \right], \quad (6.13)$$

где C – полная емкость, включенная в каждое из трех плеч Y-циркулятора, пФ; $f_1(\psi)$, $f_2(\psi)$, $f_3(\psi)$, $f_4(\psi)$ – функции угла запитки,

$$\psi = \arctg \frac{W}{2R_\phi}, \quad k_\perp = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_\phi \mu_\perp}.$$

Значения μ_\perp и $\frac{k}{\mu}$ определяются из выражений (6.4) и (6.5).

Расчет производится по следующей методике.

Методика расчета. Обычно задаются толщина полосковой линии и высота ферритового диска равная этой толщине.

Задают: высота ферритовых дисков h ; волновое сопротивление полосковой линии Z_0 ; рабочая длина волны λ и соответствующая ее частота f .

Выбирают:

- из конструктивных соображений радиус феррита R_ϕ ;
- марка феррита, исходя из рабочей длины волны, т.е. известны диэлектрическая проницаемость феррита ϵ_ϕ и магнитная проницаемость феррита $4\pi M_s$. Рассчитывается относительная намагниченность феррита

$$p = \frac{\gamma 4\pi M_s}{f};$$

- задается предварительное значение $\mu_\perp = 1,4 - 1,8$ определяется значение

$$k_\perp R_\phi = 2\pi \frac{R_\phi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_\phi \mu_\perp}. \quad (6.14)$$

Величина внутреннего подмагничивающего поля определяется по следующей формуле:

$$\sigma_i = \sqrt{1 + \frac{p}{A} [f_3(\psi) + (k_\perp R_\phi)^2 f_4(\psi)]} - p, \quad (6.15)$$

где $A = 653 \frac{h \alpha_{pm}}{\lambda m Z_0} \frac{1}{Z_0}$. (6.16)

Производится уточнение значения μ_\perp по формуле (6.12), если расхождение слишком велико, то подставив новое значение μ_\perp в выражения (6.14) и (6.15), уточняется значение σ_i .

Полученное значение σ_i не должно быть меньше $1,4 - 1,6$, т.к. в противном случае из-за близости к резонансу возрастут вносимые потери. Должно также выполняться условие $\sigma_i \geq p$, чтобы исключить потери в слабых полях.

Если эти условия не выполняются, то необходимо либо уменьшить высоту ферритовых дисков, либо сменить марку феррита.

Значения внутреннего и внешнего подмагничивающих полей определяются по следующим формулам:

$$H_i = \frac{\sigma_i f}{\gamma}, \quad H_e = H_i + N_z 4\pi M_s, \quad (6.17)$$

где N_Z – размагничивающий фактор по оси ферритового диска, для тонких дисков $N_Z=1$.

Значение $\frac{k}{\mu}$ определяется по формуле (6.13), величина емкости по (6.12).

В табл. 6.1 приводятся параметры некоторых марок ферритов.

Таблица 6.1

Параметры ферритов

Марка феррита	M_s , кА/м	B_s , Тл	μ_n	ε_ϕ	$tg\delta_\varepsilon$	ρ , Ом·м	T_K , °С
1	2	3	4	5	6	7	8
Никелевые ферриты							
1СЧ	358	0,34	107	12,6*	$2,5 \times 10^{-3*}$	$8,2 \times 10^4$	270
1СЧ2	231	0,22	20	12,5	$\sim 10^{-3}$	$1,7 \times 10^7$	400
1СЧ3	350	0,36	86	10,4*	$2,5 \times 10^{-3*}$	$1,3 \times 10^3$	400
1СЧ4	382	0,40	83	11,1	$8,0 \times 10^{-4}$	$7,8 \times 10^6$	400
2СЧ	175	0,166	10	10,0*	$2,5 \times 10^{-3*}$	$5,9 \times 10^4$	500
2СЧ4	358	0,39	47	12,5	10^{-3}	$5,3 \times 10^6$	450
3СЧ8	358	0,35	46	12,0*	$2,5 \times 10^{-3}$	$8,7 \times 10^4$	270
3СЧ16	271	---	---	12,7	---	---	---
4СЧ9	255	0,26	27	11,0	$< 10^{-1}$	20	450
4СЧ10	175	0,186	22	12,4	$\sim 10^{-3}$	$7,8 \times 10^7$	530
Магниеые ферриты							
2СЧ1	151	0,152	24	11,7*	$4,0 \times 10^{-4*}$	$5,0 \times 10^6$	370
3СЧ1	135	0,126	13	8,2	$6,5 \times 10^{-3}$	$1,9 \times 10^7$	370
3СЧ2	89,5	0,05	14	6,5	$1,5 \times 10^{-2}$	$4,1 \times 10^5$	310
3СЧ7	135	0,150	23	12,3*	$6,0 \times 10^{-4*}$	$3,2 \times 10^8$	330
3СЧ15	167	0,160	12	13,0*	$8,0 \times 10^{-4*}$	$4,7 \times 10^7$	360
3СЧ17	127	---	---	12,5*	$2,5 \times 10^{-4*}$	---	---
4СЧ	60	0,048	8	5,2	$3,3 \times 10^{-3}$	$9,0 \times 10^5$	270
4СЧ1	66,5	0,055	9	6,5	$2,1 \times 10^{-3}$	$4,0 \times 10^5$	250
4СЧ2	66,5	0,06	8	5,5	$1,1 \times 10^{-3}$	$5,2 \times 10^6$	280
4СЧ3	87,5	0,05	5	5,4	---	$1,6 \times 10^5$	400
4СЧ4	135	0,113	18	10,5	$1,2 \times 10^{-3}$	$4,8 \times 10^5$	310
4СЧ5	95,5	0,079	11	8,5*	$2,5 \times 10^{-3*}$	$7,8 \times 10^8$	360
4СЧ11	175	0,212	20	9,5	$3,0 \times 10^{-3}$	---	320
Магниеые ферроалюминаты							
6СЧ1	115	0,063	61	12,0*	$4,0 \times 10^{-4*}$	$3,0 \times 10^6$	150
8СЧ1	60,0	0,069	12	9,6	$3,0 \times 10^{-3}$	$1,5 \times 10^5$	290
8СЧ5	82,0	---	---	10,5*	$1,6 \times 10^{-3*}$	---	---
10СЧ	60,0	0,06	12	8,2	$2,0 \times 10^{-3}$	$2,0 \times 10^7$	300
30СЧ2	97,5	0,109	48	10,0	$\sim 10^{-2}$	$1,7 \times 10^6$	140
Никелевые и магниеые феррохромиты							
10СЧ1	38,5	0,054	11		$4,0 \times 10^{-3}$	$6,8 \times 10^5$	140
10СЧ8	52,0	0,056	17	9,5*	$2,5 \times 10^{-3*}$	$5,8 \times 10^5$	140
10СЧ12	87,5	0,089	8	10,0*	$8,0 \times 10^{-4*}$	$5,2 \times 10^4$	350
15СЧ1	43,0	0,048	20	6,7	$4,2 \times 10^{-3}$	$3,2 \times 10^5$	150
30СЧ	56,0	0,06	4013	8,5	$2,1 \times 10^{-3}$	$3,3 \times 10^5$	180

40СЧ	70,0	0,067		10,2	$2,0 \times 10^{-3}$	$9,7 \times 10^6$	100
------	------	-------	--	------	----------------------	-------------------	-----

Продолжение табл. 6.1

Иттриевые феррогранаты							
1	2	3	4	5	6	7	8
10СЧ6	140	0,168	100	14,8	10^{-3}	$1,2 \times 10^{10}$	280
30СЧ3	96,0	0,120	80	14,6	10^{-3}	$3,8 \times 10^9$	230
30СЧ6	104	0,118	76	15,0	$5,0 \times 10^{-3}$	$3,1 \times 10^{-8}$	280
30СЧ9	80,0	---	75	14,5	10^{-3}	---	210
40СЧ2	62,5	0,075	44	14,2	10^{-3}	$5,1 \times 10^{11}$	195
40СЧ4	72,0	0,082	31	15,5	$1,7 \times 10^{-3}$	$9,3 \times 10^{10}$	290
40СЧ5	52,0	---	---	14,5	$4,0 \times 10^{-3}$	---	175
50СЧ1	48,0	---	---	14,7*	$2,0 \times 10^{-4}$	---	180
60СЧ	37,6	0,050	30	14,0	$4,2 \times 10^{-4}$	$9,0 \times 10^9$	150
80СЧ	28,0	0,036	20	13,5	10^{-3}	$1,6 \times 10^9$	120
90СЧ	18,8	0,028	---	13,0	$3,0 \times 10^{-3}$	---	---

Примечание. μ_n – начальная магнитная проницаемость при $f=1,1$ МГц, ϵ_ϕ и $\text{tg}\delta_\epsilon$ измерены при $f=3,0$ ГГц, а со знаком * при $f=10$ ГГц.

ГЛАВА 7. МИКРОПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА

Появление микрополосковых антенных устройств вызвано потребностью в легких, тонких, конформных и дешевых антенных устройствах, которые можно размещать на ракетах и других летательных аппаратах, не нарушая их аэродинамические качества. В настоящее время создано и запатентовано значительное число образцов микрополосковых одноэлементных антенн и антенных решеток. Выявлена возможность создавать антенны с линейной и круговой поляризацией, а также возможность создания двухчастотных антенн. Любое микрополосковое антенное устройство представляет собой лист диэлектрика небольшой толщины с нанесенным с обеих сторон тонким медным покрытием. На одной стороне изготовлены излучающий элемент, цепи питания, управления и согласования. Другая металлическая сторона антенной платы служит экраном.

В иностранных источниках указывается, что для микроволновых антенн предпочтительной является толщина диэлектрика от $\lambda_0/20\sqrt{\mu_r\epsilon_r}$ до $\lambda_0/50\sqrt{\mu_r\epsilon_r}$, где λ_0 – длина волны, μ_r – относительная магнитная проницаемость, ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика. В качестве диэлектрика применяются диэлектрические материалы с низкими потерями (тефлон, полиэтилен, политетрафтороэтилен), с $\mu_r=1-1,5$, $\epsilon_r=2-2,6$. При этом толщина антенного устройства может колебаться от 0,794 до 3,175 мм.

Характерной особенностью большинства микрополосковых антенных устройств является небольшая ширина полосы частот, не превышающая 2,5 %, и только у некоторых образцов достигает 5–7 %. Это обстоятельство в значительной степени ограничивает их применение. Однако достоинства легкости, конформности и малой толщины заставляют мириться с малой шириной полосы частот и применять эти антенны на ракетах, спутниках и других летательных аппаратах.

Основными достоинствами микрополосковых антенн являются:

- простота конструкции, малые объемы, масса, стоимость;
- высокая точность изготовления, вследствие чего достигается хорошая воспроизводимость характеристик антенн;
- возможность создания невыступающих и маловыступающих конструкций антенн для летательных аппаратов, в частности конструкций, не изменяющих их прочностных характеристик.

К недостаткам таких антенн можно отнести малую электрическую прочность, трудность конструирования перестраиваемых устройств и изменения параметров печатных элементов.

Основными элементами, образующими микрополосковую антенну, являются излучатель (антенна) и устройство возбуждения. В качестве линии передачи используются полосковые устройства. Тип полосковой линии определяет конструктивное выполнение других элементов антенны. В низкочастотной части диапазона возбуждение осуществляется при помощи коаксиальной линии или волноводной линии.

Широкое применение нашли печатные излучатели резонаторного типа, построенные на базе несимметричной полосковой линии. Другим типом микрополосковых антенн в печатном исполнении являются вибраторы различной конфигурации и щели, прорезанные в металлической стенке полосковой линии передачи симметричного типа. Различием этих антенн являются плоские ленточные спирали и криволинейные излучатели.

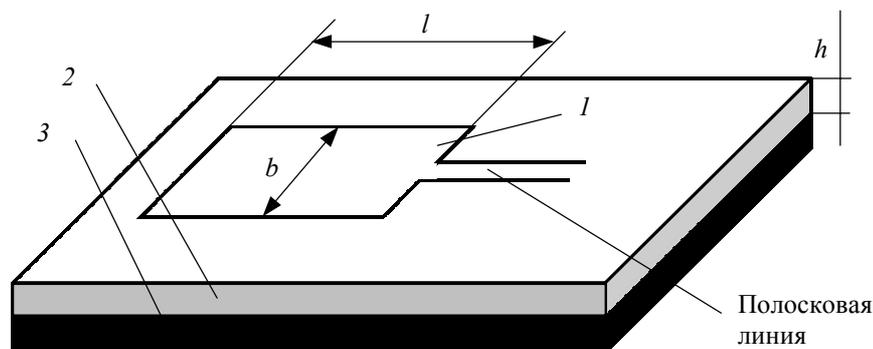


Рис. 7.1. Печатная антенна резонаторного типа с линейной поляризацией

Пример излучателя резонаторного типа приведен на рис. 7.1. Излучатель состоит из прямоугольного ленточного проводника 1, расположенного на тонком диэлектрическом слое 2 с проводящей подложкой 3. Возбуждение излучателя производится полосковой линией передачи. Для линии передачи эта система является плоским, заполненным резонатором с потерями, которые обусловлены излучением. Расстояние l приблизительно равно $\lambda_0/2$, где λ_0 - длина волны в диэлектрике. На краях резонатора составляющие поля, нормальные к проводящей подложке, находятся в противофазе. Составляющие поля параллельны проводящей подложке, складываясь в фазе, образуют поле излучения линейной поляризации с направлением максимального излучения по нормали к плоскости подложки. Размер b излучателя может быть различным.

Для получения поля вращающейся поляризации необходимы две пары излучающих щелей, расположенные перпендикулярно друг другу и возбуждаемые со сдвигом по фазе 90° . Для этого выбирают квадратичный излучатель, возбуждаемый в двух точках в середине соседних сторон

ленточного проводника (рис. 7.2). Одна сторона ленточного проводника излучателя больше $\lambda_0/2$ на Δ , а другая меньше на эту же величину, что обеспечивает сдвиг по фазе 90° . Величина Δ подбирается экспериментально. Возбуждение осуществляется полосковой линией.

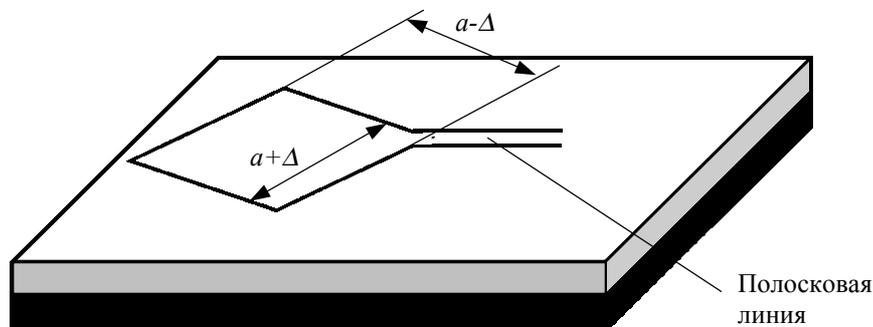


Рис. 7.2. Печатная антенна резонаторного типа с полем вращающейся поляризации

Другим типом являются дискретные излучатели в виде печатных вибраторов и щелей. Источником излучения в этом случае служит ток на ленточном проводнике излучателя. Щелевые антенны являются прямым аналогом волноводно-щелевых антенн. Они используются в качестве излучающих элементов антенных решеток со сканированием. С помощью таких излучателей создаются антенные системы с любыми направленными характеристиками.

Возбуждение излучающих элементов производят с помощью системы разветвленных линий одинаковой электрической длины рис. 7.3,а. Если возбуждение осуществляется линией с волновым сопротивлением Z_1 , то при N разветвлениях с волновым сопротивлением Z_2 выполняется соотношение $Z_1 = NZ_2$. При большом числе излучателей перед каждым разветвлением необходимо включать трансформатор рис. 7.3,б.

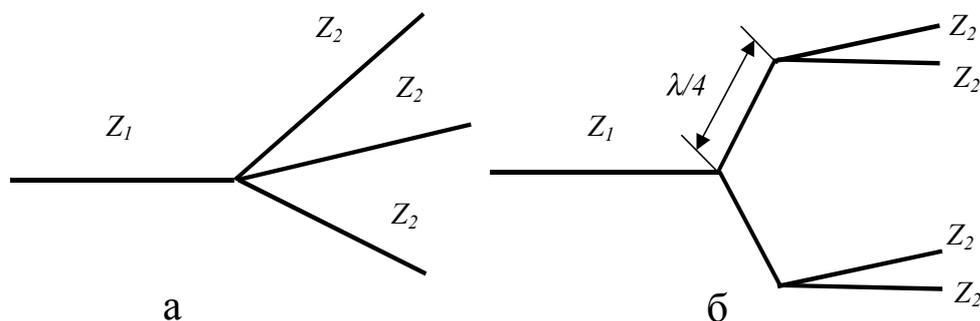


Рис. 7.3. Схемы возбуждения антенны

В печатном исполнении можно построить почти все элементы фидерного тракта, которые используются для коаксиальных и волноводных линий передач. Для микрополосковых антенн в качестве основной фидерной линии чаще всего используется коаксиальная или волноводная линии, подключенные через элементы сочленения.

Расчет антенны резонаторного типа с линейной поляризацией.

Антенна представлена на рис. 7.1. Поле линейной поляризации формируется излучением двух щелей, образующих стенки резонатора, который представляет полуволновый отрезок несимметричной полосковой линии. Антенны такого типа используются как приемные.

При расчете антенны предполагается, что размер h удовлетворяет условию $kh \ll 1$, где $k=2\pi/\lambda_0$, λ_0 – рабочая длина волны. Предполагается также, что распределение поля в излучающей щели соответствует распределению поля волны типа T в поперечном сечении регулярной линии. Щель рассматривается как линейный излучатель, подобно узкой щели в проводящем экране. Таким образом, анализ антенны резонаторного типа сводится к анализу обычной щелевой антенны. Поле в излучающей щели антенны имеет вид $E = \bar{x}_0 E_x$, $|x| \leq h/2$. Это поле определяет магнитный ток эквивалентного линейного излучателя как $I_M = \bar{z}_0 2E_x$, $|z| \leq b/2$, x_0 , z_0 – единичные векторы системы координат.

Диаграмма направленности (ДН).

ДН антенны, как системы из двух эквивалентных линейных излучателей, для линейной поляризации, возбуждаемых в фазе, имеет вид

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\sin(\pi b \lambda^{-1} \cos \varphi)}{\pi b \lambda^{-1} \cos \varphi} \cos \theta \cos\left(\frac{\pi l}{\lambda} \sin \theta\right) \quad (7.1)$$

Первые два множителя в выражении (7.1) определяют ДН эквивалентного линейного излучателя с линейной поляризацией, а последний является характеристикой направленности системы из двух одинаковых излучателей, расположенных на расстоянии l друг от друга.

Входная проводимость антенны.

Эквивалентная схема антенны как нагрузки линии передачи представлена на рис. 7.4. Две излучающие щели антенны с входной проводимостью $Y=G+jB$ разделены отрезком линии длиной l с низким волновым сопротивлением Z_A . Входная проводимость антенны Y_{ex} – результат сложения проводимости щели на входе антенны (точки $I-I'$) и щели, трансформируемой к входу через отрезок l линии, так что

$$Y_{\text{вх}} = G + jB + Y_A \frac{(G + jB) + jY_A \operatorname{tg} \beta l}{Y_A + j(G + jB) \operatorname{tg} \beta l} \quad (7.2)$$

где β – постоянная распространения линии, $Y_A = 1/Z_A$. Проводимость излучения G рассчитывается методом, применяемым обычно в теории щелевых антенн.

$$G [Ом^{-1}] \approx b/120\lambda. \quad (7.3)$$

Реактивная часть B проводимости щели обусловлена ее емкостью и рассчитывается по формуле

$$B [Ом^{-1}] \approx l_{\text{экв}}/60\Lambda, \quad (7.4)$$

где $l_{\text{экв}}$ – величина, эквивалентная длине разомкнутой на конце полосковой линии, имеющую входную проводимость; $\Lambda = \lambda/\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$, где Λ – длина волны в полосковой линии; $\epsilon_{\text{эф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки.

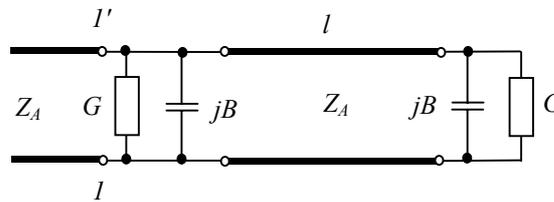


Рис. 7.4. Эквивалентная схема печатной антенны резонаторного типа

Антенна настроена в резонанс, если ее входная проводимость является вещественной величиной, из выражения (7.2) следует условие резонанса:

$$\operatorname{tg} \beta l = 2Y_A B / (G^2 + B^2 - Y_A^2) \quad (7.5)$$

Выражение (7.5) определяет резонансную длину отрезка l линии с малым волновым сопротивлением Z_A . При этом входная проводимость антенны $Y_{\text{вх}} = 2G$. Величина l вычисляется несколько меньше половины длины волны в полосковой линии.

Расчет микрополосковой антенны.

Расчет состоит в определении размеров резонатора и выбора полосковой линии для получения заданной ширины главного лепестка $ДН$ (или $КНД$) антенны. Дополнительно задаются требования к условиям расположения и

условиям работы антенны. Из этих требований производится выбор ленточного проводника и диэлектрической подложки антенны.

По заданной характеристике направленности определяется размер b ленточного проводника антенны (рис. 7.1). При этом размер l предполагается равным $0,4...0,5\lambda$. Ленточный проводник может иметь квадратную или прямоугольную форму. От значения b зависит волновое сопротивление Z_A несимметричной полосковой линии, которое не может быть малым, обычно оно равно $10-15 \text{ Ом}$. Далее выбирается размер h антенны, обычно $h < 0,1\lambda$, и материал диэлектрической подложки. Диэлектрическая проницаемость подложки выбирается равной $\epsilon = 2,25...2,5$.

Выбранные параметры антенны позволяют вычислить волновое сопротивление Z_A низкоомной несимметричной полосковой линии и входную проводимость излучающей щели антенны $Y = G + jB$ с помощью формул (7.3) и (7.4). По формуле (7.5) определяется резонансная длина отрезка l низкоомной полосковой линии и входная проводимость антенны Y_{ex} . В качестве линии передачи обычно выбирается несимметричная полосковая линия с волновым сопротивлением $Z_0 = 50 \text{ Ом}$. Для согласования антенны с полосковой линией используют согласующий элемент в виде четвертьволнового трансформатора. Согласование является трудоемкой операцией. Она производится подбором согласующего элемента и тем успешнее, чем ближе входное сопротивление антенны к волновому сопротивлению линии. При существенном различии этих величин процедура расчета повторяется для других ее параметров.

7.1. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ЭЛЕМЕНТАМИ РЕЗОНАТОРНОГО ТИПА

Антенные решетки с излучающими элементами резонаторного типа строятся в виде линеек излучателей и совокупностей этих линеек. При построении линейной антенной решетки принимается, что излучатели расположены на одинаковых расстояниях d друг от друга и возбуждаются синфазно или с постоянной и малой разностью фаз. Анализ таких решеток производится как анализ синфазных решеток с последующим учетом наклона главного лепестка $ДН$, если это необходимо. Такое возбуждение предполагает для линейной решетки одну линию передачи. Возможно также возбуждение элементов решетки при равенстве электрических длин линий передачи.

Основные соотношения для линейной решетки.

Характеристика направленности линейной системы имеет вид

$$F_N = \sum_{n=1}^N A_n \exp[jk(n-1)d \cos \theta], \quad (7.6)$$

где A_n – амплитуда n -го излучателя; θ – угол, отсчитываемый от угла решетки; N – число излучателей. При этом предполагается, что число элементов резонаторного типа составляет $N/2$. Если расстояние между излучателями решетки $d=\lambda/2$, то *КНД* решетки

$$D = \left(\sum_{n=1}^N A_n \right)^2 / \sum_{n=1}^N A_n^2, \quad (7.7)$$

Наибольшая направленность решетки достигается, когда все амплитуды равны: $A_n=A$. Тогда *КНД* решетки $D=N$. Это случай однородного возбуждения линейной решетки.

ДН однородной линейной решетки с использованием принципа перемножения *ДН* записывается в виде

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) F_N(\theta), \quad (7.8)$$

где $F_1(\theta, \varphi)$ – *ДН* одного излучателя; F_N – групповая характеристика направленности решетки. *ДН* элемента резонаторного типа описывается выражением (7.1). При $N/2$ элементов в решетке групповая характеристика направленности

$$F_N = \sin(N\Phi/4)/(N/2)\sin \Phi, \quad (7.9)$$

где $\Phi=(kdcos\theta-\Phi_0)$ – сдвиг по фазе между полями, создаваемыми соседними элементами; Φ_0 – разность фаз при возбуждении соседних элементов. При синфазном возбуждении решетки $\Phi_0=0$.

Способы возбуждения элементов решетки.

При *синфазном возбуждении* элементов резонаторного типа, для избежания появления вторичных главных лепестков в *ДН*, расстояние между элементами решетки не должно превышать $\lambda/2$. Резонансное возбуждение решетки характеризуется тем, что основное излучение направлено по нормали к плоскости решетки. Основной недостаток такого возбуждения это плохое согласование решетки с линией передачи.

Указанного недостатка лишена антенная решетка с *возбуждением элементов «вне резонанса» в режиме бегущей волны*. При большом числе элементов отражения от каждого из них «в среднем» компенсируются, что

обеспечивает хорошее согласование антенной решетки. Недостатком такого возбуждения является отклонение направления основного излучения от нормали к плоскости решетки, которое меняется с изменением частоты. Однако при малой разности фаз возбуждения соседних элементов «вблизи резонанса» это отклонение невелико.

Расчет антенной решетки.

Расчет состоит в выборе числа ее элементов и расчете последних при заданной направленности, т.е. ширине главного лепестка $ДН$ или $КНД$. За основу расчета принимается однородная синфазная решетка, для которой имеют место выражения (7.7) – (7.9). Расчет усиления решетки приближенный, так как необходимо учитывать потери в линии передачи, и может служить для качественной оценки выбранной схемы антенны. Порядок расчета линейной решетки следующий.

Для заданной направленности выбирают число $N/2$ элементов решетки резонаторного типа. Это число принимается равным $КНД$ решетки. Далее производится расчет излучающего элемента по методике, изложенной ранее. Расстояние d между элементами решетки выбирается равным размеру l , который является резонансным размером элемента. Размер b излучающего элемента выбирается равным либо l , либо λ для прямоугольного ленточного проводника. При большем b возбуждение элемента усложняется и принимает вид, показанный на рис. 7.5. при синфазном возбуждении антенной решетки $ДН$ рассчитывается по формулам (7.8) и (7.9) для $\Phi_0=0$.

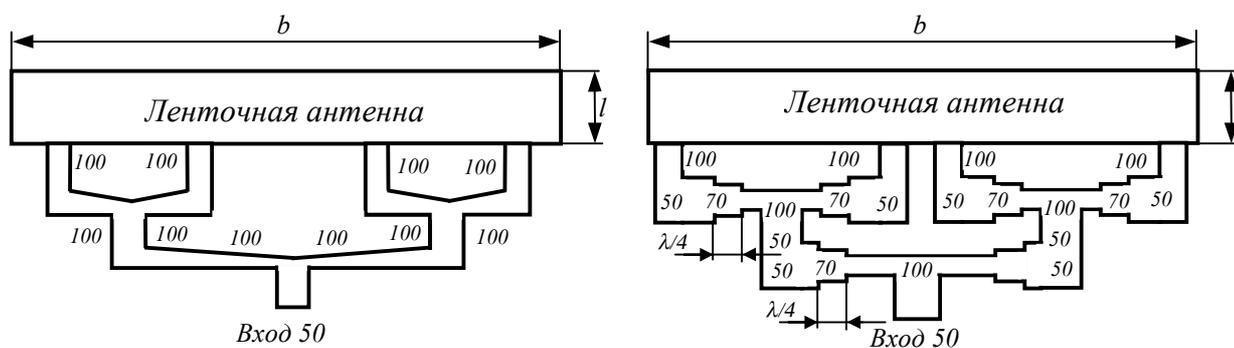


Рис. 7.5. Схемы возбуждения микрополосковой антенны резонаторного типа с большим размером b

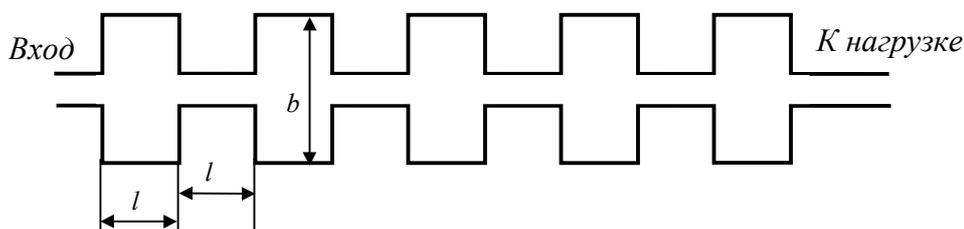


Рис. 7.6. Линейная решетка бегущей волны с печатными элементами резонаторного типа

При возбуждении решетки в режиме бегущей волны угол наклона главного лепестка $ДН$ вычисляется по формуле (7.10).

$$\cos\theta = [\lambda - (l + 0,5b)]/l, \quad (9.10)$$

где l, b – размеры решетки.

Это позволяет определить сдвиг фаз Φ_0 и использовать выражения (7.8) и (7.9) для расчета $КНД$ антенной решетки. Усиление последней определяется значением $КНД$, которое при условии слабой связи излучателя с линией передачи может быть менее 50 %. Обычно потери на излучении в линии нагруженной антенной решеткой принимаются на уровне 10 дБ, что делает достоверными результаты анализа антенн бегущей волны и позволяет получить оптимальное усиление. Связь излучателей антенны бегущей волны с линией передачи определяется размером h (рис. 7.6) и волновым сопротивлением линии Z_0 . Чем меньше h , тем меньше постоянная затухания α бегущей волны в линии. При этом предполагается, что постоянная распространения β волны не меняется по длине линии. Чем длиннее антенная решетка, тем меньше высота h . Для антенной структуры длиной 20λ высота h достигает $0,025\lambda$.

7.2. ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ В МИКРОПОЛОСКОВОМ ИСПОЛНЕНИИ

Вибраторные антенны и их разновидности широко применяются в качестве излучателей в антенной технике. Особенно широко используются в качестве излучающих элементов в антенных решетках. Полосковый вибратор представляет собой ленточный проводник на тонком диэлектрическом слое. При использовании в составе антенной решетки микрополосковый вибратор обычно располагается над плоским проводящим экраном.

Расчет микрополоскового вибратора производят как расчет ленточного вибратора с последующим учетом влияния тонкого диэлектрического слоя (рис. 7.7). В свою очередь, ленточному вибратору можно поставить в соответствие вибратор с круглым поперечным сечением (проволочный вибратор), который имеет такую же $ДН$ и входное сопротивление. При этом проволочный вибратор имеет вдвое меньше поперечный размер (рис. 7.7). Такое сопоставление получает экспериментальное подтверждение при условии, что длина ленточного вибратора $2L$ существенно больше его поперечного размера $2d$ при $d \ll \lambda$. В этом случае для расчета характеристик

ленточного вибратора можно использовать результаты численных и экспериментальных исследований тонких проволочных антенн. Влияние диэлектрического слоя заключается в изменении длины ленточного вибратора, в частности, в укорочении резонансной длины вибратора.

Влияние диэлектрического слоя.

Диэлектрический слой микрополоскового вибратора выбирается весьма тонким $t < 0,1\lambda$, так как он является лишь конструктивной деталью с малыми потерями. Поэтому он не влияет на ДН вибратора и учитывается в основном при вычислении его резонансной длины. Укорочение вибратора зависит от замедления электрических волн, распространяющихся в плоском диэлектрическом слое толщиной t . При $t \rightarrow 0$ эти волны вырождаются в волну типа T в свободном пространстве.

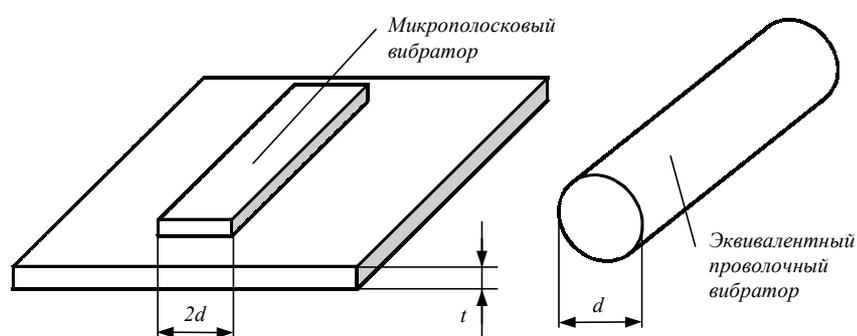


Рис. 7.7. Микрополосковый и проволочный вибраторы

Возбуждение микрополоскового вибратора.

Линия передачи может подводиться к печатному микрополосковому вибратору как перпендикулярно ленточному проводнику вибратора, так и в плоскости проводника. В первом случае обычно используется коаксиальная линия с симметрирующим устройством, как и в случае проволочного вибратора. Во втором наиболее широкое применение находит возбуждение при помощи симметричной полосковой линии. Иногда возбуждение осуществляется при помощи двухпроводной полосковой линии. Как правило, полосковые линии, соединенные с входом вибратора посредством переходов, соединяются с линиями передачи двух типов (полосковыми и коаксиальными линиями передачи, а также волноводами), которые более удобны в конструктивном отношении и имеют лучшие характеристики.

7.3. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ПЕЧАТНЫМИ ВИБРАТОРНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Вибраторные излучатели в печатном исполнении как элементы ФАР с успехом применяются в режимах приема и передачи. Основной моделью исследования больших плоских решеток является бесконечная решетка, излучающие элементы которой возбуждаются током с одинаковой амплитудой и линейно меняющейся фазой. Такая модель дает удовлетворительные результаты для вибраторной решетки над плоским экраном уже при числе вибраторных элементов 10×10 . Анализ вибраторной антенной решетки состоит в анализе зависимости входных сопротивлений от угла сканирования. Зная эти сопротивления, влияние последних на рассогласование в фидерной системе антенной решетки можно минимизировать.

Печатные вибраторы в периодической антенной решетке размещаются в ее узлах обычно над проводящим экраном. Печатные вибраторы в составе антенной решетки могут быть объединены в квадрупольные элементы (рис. 7.8). Изменяя соединение вибраторов в квадруполь, можно существенно менять характеристики антенной решетки. Обычно печатные вибраторы предполагаются резонансными и имеют размер $2d \ll \lambda$.

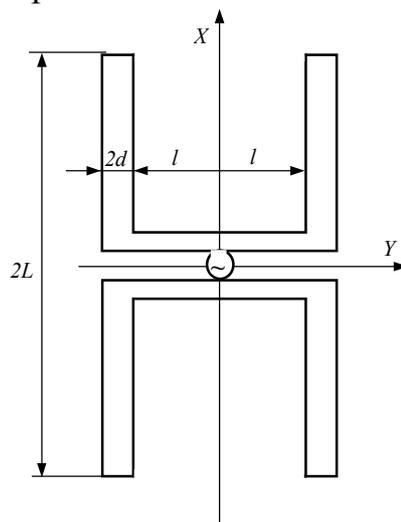


Рис. 7.8. Квадрупольный элемент антенной решетки

Полное входное сопротивление вибраторного элемента решетки, расположенного над экраном.

Печатный вибратор как элемент бесконечной решетки в зависимости от размера m , n имеет возбуждающее напряжение на входе, изменяющее по закону

$$U_{m,n} = U_0 e^{-jm\beta d_x} e^{-jn\alpha d_y}, \quad (7.11)$$

где $\beta = \kappa \sin \theta \cos \phi$; $\alpha = \kappa \sin \theta \sin \phi$; $\kappa = 2\pi/\lambda$; d_x ; d_y – периоды решетки.

Поскольку решетка является периодической структурой, поверхностный ток, наводимый при таком возбуждении на ленточных проводниках вибраторов, можно представить разложением в ряд Фурье

$$J^{(i)} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{m,n}^{(i)} e^{-j\beta_m x} e^{-\alpha_n y}, \quad (7.12)$$

где $\beta_m = \beta + 2\pi m/d_x$, $\alpha_n = \alpha + 2\pi n/d_y$; i – номер вибратора, объединяющий индексы m и n . Коэффициенты $J_{m,n}^{(i)}$ вычисляются, если задано распределение тока по вибратору. Для вибратора резонансной длины это распределение известно и имеет вид

$$J^{(i)} = \frac{I_0^{(i)}}{\sqrt{d^2 - y^2}} \cos \frac{\pi x}{2L}, \quad (7.13)$$

где $I_0^{(i)}$ – ток на входе i -го вибратора. Тогда коэффициенты Фурье в разложении (7.12) имеют вид

$$J_{mn}^{(i)} = 2 \frac{I_0^{(i)} 2L}{d_x d_y} J_0(\alpha_n d) \frac{\cos \beta_m L}{1 - (2\beta_m L/\pi)^2}, \quad (7.14)$$

где J_0 – функция Бесселя нулевого порядка.

Входное сопротивление вибратора определяется как отношение удвоенной комплексной мощности P на поверхности решетки в пределах ее элементарной ячейки к квадрату модуля тока на входе вибратора

$$Z = \frac{2P}{|I_0|^2} = 2Z_0 \frac{(2L)^2}{d_x d_y} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_{mn} J_{mn}^*) \frac{1 - (\beta_k/k)}{\gamma_{mn}/k} [1 - \exp(-j\gamma_{mn} 2h)], \quad (7.15)$$

где $\gamma_{mn}^2 + \beta_m^2 + \alpha_n^2 = k^2$, $Z_0 = 120\pi$ Ом; h – расстояние от решетки до экрана.

Ряд (7.15) сходится, и при вычислении величины Z можно ограничиться конечным числом членов ряда. Зная входное сопротивление вибратора, нетрудно вычислить коэффициент отражения в линии передачи, соединяющий вибратор с генератором. Он зависит от угла сканирования и определяется по формуле

$$\Gamma(\theta, \varphi) = [Z_\phi - Z(\theta, \varphi)] / [Z_\phi + Z(\theta, \varphi)], \quad (7.16)$$

где Z_ϕ – волновое сопротивление линии питания (фидера).

Формулы (7.15) и (7.16) легко поддаются численному исследованию. При исследовании численного влияния входного сопротивления вибратора на коэффициент отражения, определяющий режим в линии передачи, следует различать поведение активной R и реактивной X составляющих сопротивления. Как показывают исследования вибраторных решеток, эти составляющие имеют различные зависимости от угла сканирования. Поэтому сходимость ряда (7.15) при вычислении величин R и X требует отдельного рассмотрения. При отсутствии главных дополнительных лепестков в ДН решетки для вычисления активной составляющей R можно ограничиться одним членом ряда (7.15), который соответствует номеру $m=0$, $n=0$. Вычисление реактивной составляющей X требует учета большого числа членов этого ряда. Детальный анализ величин R , X зависит от конкретных размеров антенной решетки. Однако во многих случаях нет необходимости знать истинное значение полного входного сопротивления Z , так как элементы решетки согласованы относительно определенного угла сканирования, обычно нормального к плоскости решетки. В этом случае представляют интерес изменения входного сопротивления при изменении угла сканирования, что уменьшает объем вычислительной работы.

Полное входное сопротивление квадрупольного элемента решетки.

Система двух связанных вибраторов, образующих квадрупольный элемент решетки (рис. 7.8), возбуждается напряжением U_0 генератора, который присоединен к ее середине. В зависимости от номера m , n квадрупольного элемента возбуждающее напряжение изменяется по закону (7.11). Представив поверхностный ток, наводимый на ленточных проводниках вибраторов, разложением (7.12), где $i=1,2$, по аналогии с выражением (7.14), получим коэффициенты разложения тока в виде

$$\begin{aligned} J_{mn}^{(1)} &= 2 \frac{I_0^{(1)} 2L}{d_x d_y} J_0(\alpha_n d) \frac{\cos \beta_m L}{1 - (2\beta_m L/\pi)^2}, \\ J_{mn}^{(2)} &= 2 \frac{I_0^{(2)} 2L}{d_x d_y} J_0(\alpha_n d) \frac{\cos \beta_m L}{1 - (2\beta_m L/\pi)^2}. \end{aligned} \quad (7.17)$$

С учетом (7.17) собственные и взаимные сопротивления вибраторов, составляющих квадруполь, Z_{uv} , где $u, v=1,2$, определяются выражением

$$Z_{uv} = - \frac{d_x d_y}{2 I_0^{(u)*} I_0^{(v)}} Z_0 \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (J_{mn}^{(u)*} J_{mn}^{(v)}) \frac{d_n^2 - k^2}{J\gamma_{mn}} [1 - \exp(-j\gamma_{mn} 2h)], \quad (7.18)$$

где $Z_0 = 120\pi$.

Вследствие идентичности вибраторов принимается $Z_{11}=Z_{22}$. Ряд (7.18) сходится, и при вычислении величины Z_{uv} , можно ограничиться конечным числом членов ряда.

Входное сопротивление квадруполя $Z=R+jX$ как нагрузки генератора складывается из входных сопротивлений вибраторов в условиях их взаимной связи, трансформированных к месту подключения генератора. Тогда с учетом (7.18) имеем

$$\begin{aligned}
 Z = \frac{U_0}{I_0^{(1)} + I_0^{(2)}} = & \left[\left(Z_{12}Z_{21} - Z_{11}^2 \right) \cos^2 \gamma l - Z_A^2 \sin^2 \gamma l - \right. \\
 & \left. - 2jZ_{11}Z_A \cos \gamma l \sin \gamma l \right] / \left[Z_{12} + Z_{21} + 2Z_{11} \left(\sin^2 \gamma l - \cos^2 \gamma l \right) \right] + \\
 & + 2jZ_A^{-1} \left(Z_{12}Z_{21} - Z_{11}^2 - Z_A^2 \right) \cos \gamma l \sin \gamma l,
 \end{aligned} \tag{7.19}$$

где Z_A , γ , l – волновое сопротивление, постоянная распространения и длина отрезка линии передачи (7.16).

Зная входное сопротивление импеданса Z квадруполя, по формуле (7.16) вычисляем коэффициент отражения $\Gamma(\theta, \varphi)$, который определяет режим в линии передачи квадруполя в зависимости от угла сканирования. При расчете величин Z_{uv} и Z справедливы замечания, указанные для вибраторного элемента решетки.

Расчет вибраторной решетки.

Расчет вибратора и квадруполя как элементов решетки с выбранным размером ячейки решетки состоит в выборе печатных вибраторов резонансной длины и размеров квадруполя с последующим расчетом входных сопротивлений соответственно по формулам (7.17) и (7.19) и коэффициента отражения Γ в линии передачи по формуле (7.16). По Γ можно определить коэффициент усиления решетки. Если усиление меньше требуемого, то расчет решетки производится для других размеров.

Исследование вибраторных решеток показало, что размер ячейки решетки является одним из основных параметров, определяющих входное сопротивление вибратора. Размер ячейки следует выбирать несколько меньшим, чем следует из условия отсутствия дополнительных главных лепестков ДН. Это позволяет производить согласование входных сопротивлений вибраторов решетки в более широком секторе сканирования. Важным параметром является расстояние h вибраторов решетки от экрана. Установлено, что можно выбрать такое h , чтобы рассогласование вибраторов в секторе сканирования в плоскостях E и H было одинаковым. В этом случае минимизируется максимальное значение K_{CB} в линии передачи и

получаются наилучшие результаты согласования в секторе сканирования. Начальное значение $h=0,5\lambda$. В результате согласования можно получить КСВ не более двух в секторе сканирования 45° .

7.4. ДРУГИЕ ПЕЧАТНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Среди печатных антенн следует отметить спиральные, а также антенны других типов, основным типом которых является способ возбуждения.

Вибраторные системы с синфазным возбуждением.

Практическое применение находят вибраторные решетки с синфазным возбуждением. Соединение вибраторов в квадруполь позволяет формировать синфазные раскрывы, эффективная площадь которых практически соответствует геометрической площади раскрыва. Поэтому, составляя различные по площади раскрывы, можно менять ширину луча антенны, направленного по нормали к ее поверхности. На рис. 7.9 показан пример квадруполя, составленного из вибраторов треугольной формы. Другим способом синфазного возбуждения вибраторов является их последовательное соединение с линией передачи, подобно возбуждению системы излучателей резонаторного типа. Последовательное возбуждение является весьма узкополосным.

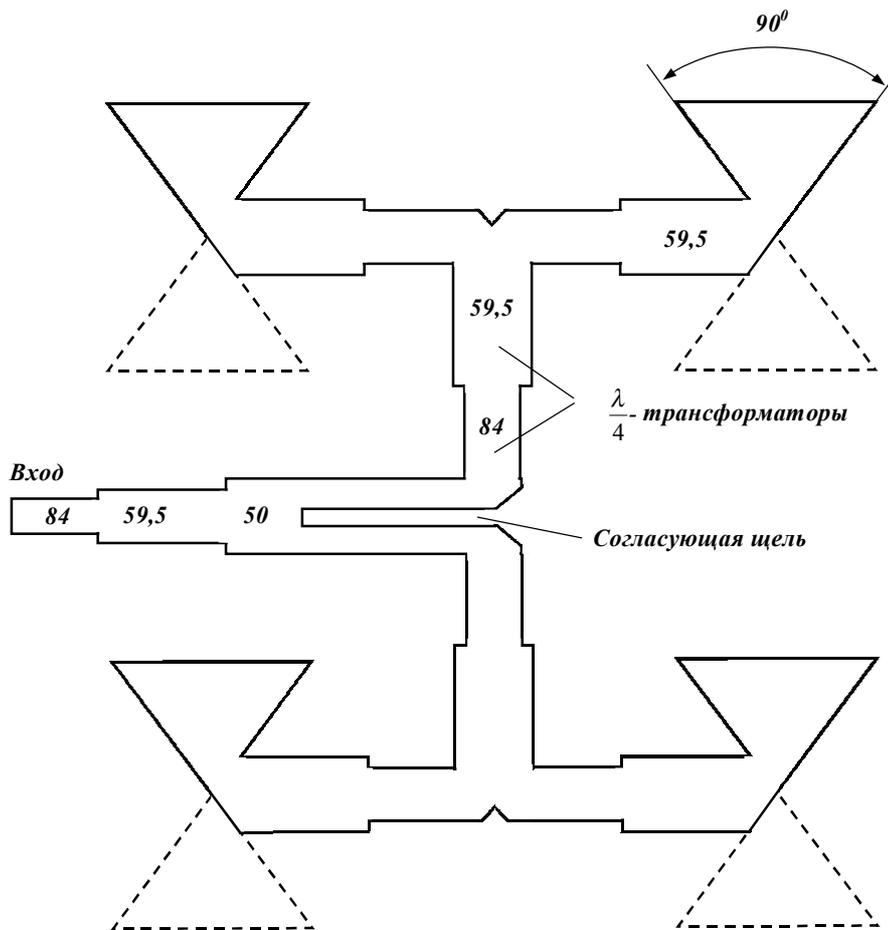


Рис. 7.9. Синфазная антенная решетка из четырех печатных вибраторов

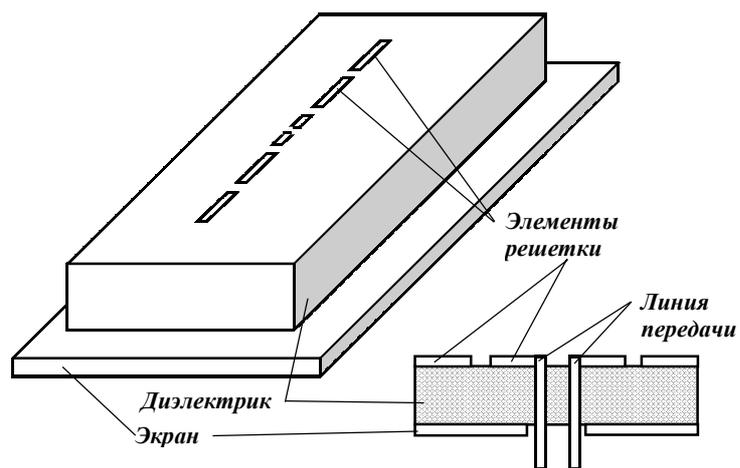


Рис. 7.10. Пятиэлементная вибраторная решетка с резонансным возбуждением

Вибраторные системы с резонаторным возбуждением.

Последовательное возбуждение вибраторных систем можно осуществить и способом, который реализуется в антенне Фрэнклина. В этом случае каждый вибратор антенной системы возбуждает последующий вибратор так, что образуется синфазная излучающая система. На рис. 7.10 показан пример конструкции такой антенны с пятью вибраторными элементами, которые обладают емкостной связью. По такому же принципу составляются плоские решетки. Излучающие системы с резонансным возбуждением являются узкополосными. Направление излучения зависит от частоты.

Излучающие системы бегущей волны.

В печатных излучающих системах, выполняемых в виде антенн бегущей волны, используют принципы, применяемые при построении антенн в длинноволновом диапазоне. Пример такой антенны показан на рис. 7.11.

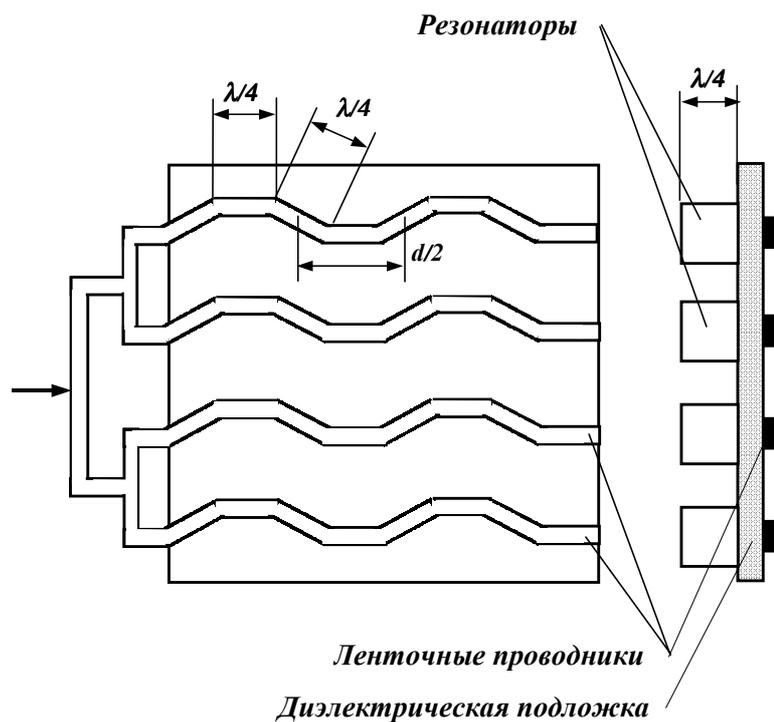


Рис. 7.11. Антенна решетка бегущей волны

Излучающая структура представляет зигзагообразный (волнообразный) ленточный проводник, по которому распространяется бегущая волна тока. Проводник расположен над проводящим экраном, который может быть заменен резонатором. Направление излучения θ_0 вычисляется по формуле

$$\sin \theta_0 = \frac{L/\lambda - 1}{d/\lambda}, \quad (7.20)$$

где L – длина проводника; d – период структуры. Для $L/d=1$ угол $\theta_0=0$ и получим антенны поперечного излучения. Если $L/d=2$, угол $\theta_0=90$, т.е. антенна имеет продольное излучение.

Щелевые антенны, возбуждаемые полосковой линией передачи.

Щелевые антенны применяются в том же диапазоне частот, что и волноводно-щелевые антенны. В отличие от последних щелевые антенны обладают тем преимуществом, что линия передачи практически не обладает дисперсией. Поэтому частотная зависимость характеристик щелевых антенн меньше, чем у волноводно-щелевых. Недостатком щелевых антенн являются повышенные требования к полосковой линии передачи для антенн большой длины и необходимость экспериментальной отработки ее размеров.

Щелевые излучатели антенны прорезаются на внешнем проводнике симметричной полосковой линии. Наличие щелей вызывает появление в полосковой линии волн высших типов, для подавления которых используются комбинации штифтов. Длина щели вычисляется по формуле $l = 0,5\lambda\sqrt{(\epsilon + 1)}$ и уточняется экспериментально. Связь щели с полосковой линией передается регулируется смещением щели относительно центрального проводника линии.

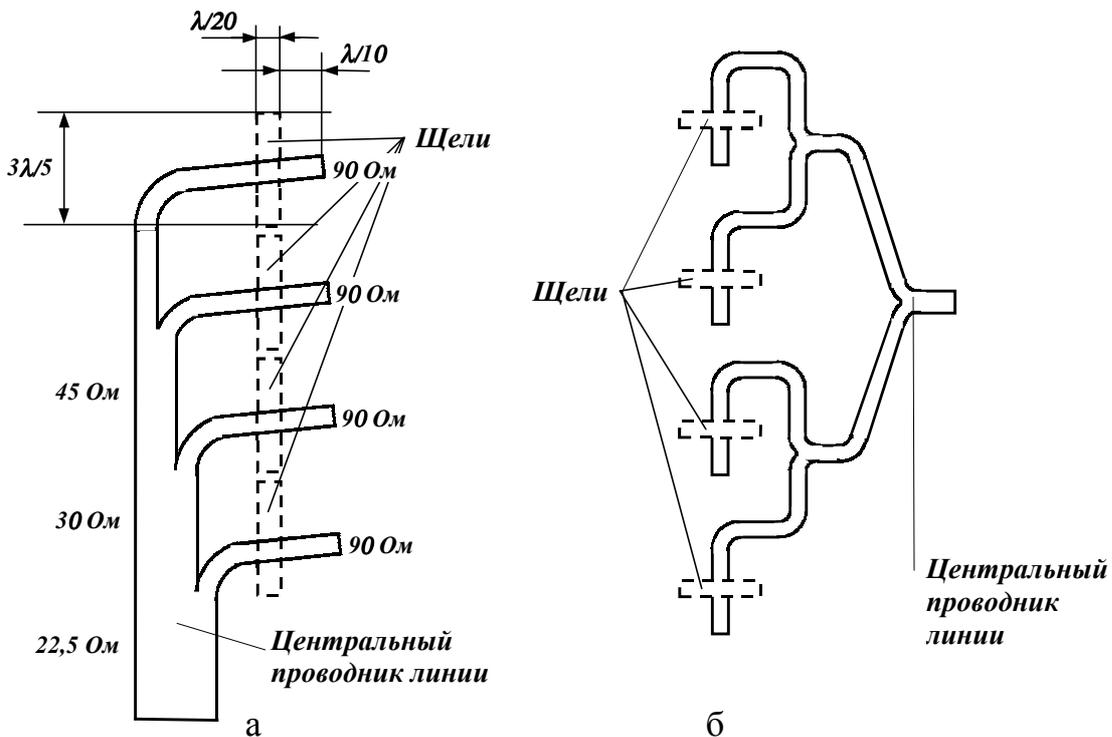


Рис. 7.12. Схемы возбуждения многощелевой антенны трехленточной симметричной полосковой линией

Для сравнительно небольших щелевых решеток употребляются две схемы возбуждения, которые показаны на рис. 7.12. Схема, реализующая последовательное возбуждение щелей, показана на рис. 7.12,а. Размеры, указанные на схеме, отработаны экспериментально. Схема, реализующая возбуждение щелей в условиях одинаковых электрических путей, показана на рис. 7.12,б. В решетках большой длины щели возбуждаются бегущими волнами в линии питания. Возможно также возбуждение щелей в режиме стоячих волн. Направленные характеристики щелевых решеток определяются как и для волноводно-щелевых антенн.

Щелевая антенна, возбуждаемая полосковой линией, удобна для частотного сканирования. Для увеличения разности фаз между соседними щелями с изменением частоты в полосковой линии можно расположить устройства, увеличивающие ее электрическую длину, в частности, использовать центральный зигзагообразный проводник полосковой линии. Электрическая длина между щелями может составлять несколько длин волн. Таким образом, можно получить широкоугольное сканирование. В трехсантиметровом диапазоне получен угол сканирования до 60° при изменении частоты на 5 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по элементам полосковой техники (направленные ответвители 1-3 класса) / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
2. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, 1987. – 428 с.
3. Малорадский А. Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М.: Советское радио, 1972. – 232 с.
4. Конструирование и расчет полосковых устройств /Под ред. И.С. Ковалева. – М.: Советское радио, 1974. – 295 с.
5. Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление /Под ред. Е.П. Котова и В.Д. Каплуна. – М.: Советское радио, 1979. – 243 с.
6. Абрамов В.П., Дмитриев В.А., Шелухин С.А. Невзаимные устройства на ферритовых резонаторах. – М.: Радио и связь, 1989. – 200 с.
7. Активные фазированные решетки /В.Л. Гостюхин, В.Н. Трусков, К.Т. Климов, Ю.С. Данич; Под. ред. В.Л. Гостюхина. – М.: Радио и связь, 1993. – 270 с.
8. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование ФАР /Под. ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 431 с.
9. Поуторжков О.М., Воробьева З.М. Печатные микрополосковые антенны. // По данным зарубеж. печати за 1965 – 1982 гг. / – М.: ЦНИИ «Электроника», 1982. – 54 с.
10. Мещанов В.П., Фельдштейн А.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ. – М.: Связь, 1980. – 144 с.

