

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С.П.КОРОЛЁВА»

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АТТЕНЮАТОРОВ
И ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ СВЧ
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве методических указаний к курсовому проектированию*

САМАРА
Издательство СГАУ
2007

УДК 621.372.82

Составители: *Н.М. Галдина, В.В. Пахомов*

Рецензент: И.В. Л о ф и ц к и й

Проектирование аттенюаторов и фазовращателей СВЧ на полупроводниковых диодах: метод. указания к курсовому проектированию / сост. Н.М. Галдина, В.В. Пахомов. – Самара: Изд-во СГАУ, 2007. 44 с.

В методических указаниях излагаются вопросы конструирования регулирующих устройств в гибридно-интегральном исполнении; описаны принципы действия, электрические схемы аттенюаторов, ограничителей, фазовращателей на полупроводниковых диодах. Приведены рекомендации по выбору схемы и конструированию, порядок расчёта и примеры конструкций.

Методические указания предназначены для студентов радиотехнических специальностей 210302 и 210201 Самарского государственного аэрокосмического университета, выполняющих курсовые и дипломные проекты по курсам “Техническая электродинамика” и “Устройства СВЧ и антенны”. Подготовлены на кафедре “Радиотехника и медицинские диагностические системы”.

© Самарский государственный
аэрокосмический университет, 2007

Краткие сведения

Устройства для управления амплитудой и фазой СВЧ - сигнала нашли широкое применение в РЭА. Значительные практические достижения появились в последние годы в связи с интенсивным развитием полупроводниковых регулирующих устройств. Использование принципов и технологии микроэлектроники позволило разработать аттенюаторы, ограничители, фазовращатели и другие устройства, отличающиеся малыми габаритными размерами и массой, высокой долговечностью и надежностью. Разработка этих устройств отвечает основной тенденции развития техники СВЧ - устройств на современном этапе созданию интегральных конструкций, комплексной микроминиатюризации СВЧ - аппаратуры. Применение полупроводниковых диодов позволяет существенно упростить схемы и конструкции СВЧ - устройств, создавать многофункциональные устройства с высоким эксплуатационным качеством, существенно повысить быстродействие.

Настоящие методические указания посвящены вопросам проектирования устройств СВЧ на полупроводниковых диодах для регулирования амплитуды и фазы сигнала аттенюаторов, ограничителей, фазовращателей.

1 АТТЕНЮАТОРЫ

Электрически регулируемые аттенюаторы на *p-i-n*-диодах находят применение в фазированных антенных решетках, в устройствах стабилизации и амплитудной модуляции СВЧ - мощности, в измерительной технике и пр.

В аттенюаторах под действием плавно изменяющегося управляющего тока изменяется мощность на выходе.

Основными параметрами аттенюаторов являются следующие: минимальное (начальное) ослабление L_n , дБ; максимальное ослабление L_s , дБ; максимальная неравномерность ослабления в диапазоне частот и ослаблений ΔL , дБ; коэффициент перекрытия диапазона $K_d = f_{\max}/f_{\min}$ или рабочая полоса пропускания $2\Delta f/f_0$, в пределах которой L_n не более заданного значения, а L_s не менее заданного; минимальный КСВ по входу во всем диапазоне ослаблений; максимально допустимая СВЧ - мощность импульсная $P_{u\text{пад}}$, Вт и непрерывная $P_{\text{пад}}$, Вт; КСВ - K_c .

К аттенюаторам предъявляется требование хорошего согласования с источником и нагрузкой во всем заданном диапазоне ослаблений и в широкой полосе частот. Это усложняет проектирование аттенюаторов.

Наиболее часто используются три типа аттенюаторов: Т-образные, каскадные и балансные.

1.1 Т-образные аттенюаторы

В метровом и длинноволновой части дециметрового диапазона находят применение Т-образные аттенюаторы (рис. 1), размеры которых не связаны с длиной волны. В высокочастотной части СВЧ - диапазона их параметры существенно ухудшаются из-за шунтирующего действия ёмкости диода. Аттенюатор, выполненный по Т-образной схеме, имеет малые габариты и массу, хорошие регулировочные характеристики и согласование. Их недостатками являются необходимость некоторого усложнения схемы управления; невысокая надёжность схемы, поскольку один из диодов *VD1* включен последовательно.

Простейшая Т-образная схема аттенюатора содержит два диода *VD1* и *VD2*,

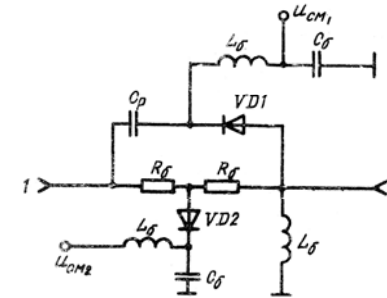


Рис. 1 – Т-образная схема аттенюатора

два резистора, сопротивления которых равны волновому сопротивлению линии ($R_\delta = Z_0$) и элементы цепи управления C_p , C_δ , L_δ . Если последовательный диод *VD1* закрыт, а параллельный *VD2* открыт, то на вход аттенюатора подключается резистор R_δ и на нём рассеивается падающая мощность. Ослабление аттенюатора максимально. Если же, наоборот, открыт диод *VD1* и закрыт диод *VD2*, то поступающая на вход мощность будет минимально ослабляться. Если будет выполняться условие

$$y_1 y_2 = 1, \quad (1)$$

где y_1 , y_2 – нормированные проводимости диодов *VD1* и *VD2* соответственно, то при соответствующей независимой регулировке управляющих токов будет иметь место хорошее согласование в широком динамическом диапазоне ослаблений. Величина ослабления при выполнении условия (1) определяется соотношением

$$L = 20 \lg \left| 1 + \frac{1}{y_1} \right| = 20 \lg |1 + y_2|. \quad (2)$$

В Т-образной схеме необходимы два источника управляющего тока, поскольку при увеличении тока, протекающего через один диод, ток через другой диод должен уменьшаться. Такие аттенюаторы в дециметровом диапазоне волн

имеют начальное ослабление $L_n \leq 2$ дБ, максимальное ослабление $L_3 \approx 25 \dots 40$ дБ. При уменьшении частоты ослабление уменьшается, а максимальное увеличивается.

1.2 Балансные аттенюаторы

На рис. 2 показаны два примера схем балансных аттенюаторов, содержащих квадратурные трёхдецибелльные направленные ответвители (мосты). Наиболее широкое применение находят мосты на связанных линиях (см. приложение), поскольку они среди прочих обладают большей широкополосностью.

Показанная на рис. 2, а схема содержит один мост, в плечи 2 и 3 которого

Поступающая на вход 1 мощность делится поровну между плечами 2 и 3 (на центральной частоте, в случае идеальности квадратурного моста). Колебания в плече 2 отстают по фазе на $\pi/2$. Если модуль коэффициента отражения нагрузок плеч 2 и 3 $|r_{2,3}| \approx 1$, а фазы одинаковы (диоды идентичны и открыты), то колебания, отразившись от них, в выходном плече 4 будут складываться в фазе, а во входном – в противофазе. Ослабление аттенюатора получается наименьшим L_n . Если диоды закрыты и незначительно шунтируют линию, то поступающая в плечи 2 и 3 мощность будет рассеиваться резисторами R_6 . Ослабление аттенюатора максимально – L_3 .

Упрощённое выражение для ослабления балансного аттенюатора имеет вид [1]

$$L = -20 \lg \left| S_{21}^H S_{31}^H \left(\frac{\Gamma_2}{1 - S_{11}^H \Gamma_2} + \frac{\Gamma_3}{1 - S_{11}^H \Gamma_3} \right) + S_{41}^H \right|, \quad (3)$$

коэффициент отражения по входу

$$\Gamma_1 = S_{11}^H + \frac{(S_{21}^H)^2 \Gamma_2}{1 - S_{11}^H \Gamma_2} + \frac{(S_{31}^H)^2 \Gamma_3}{1 - S_{11}^H \Gamma_3}, \quad (4)$$

где $S_{11}^H, S_{21}^H, S_{31}^H, S_{41}^H$ – элементы матрицы рассеяния моста; Γ_2, Γ_3 – коэффициенты отражения нагрузок плеч 2 и 3.

Для идеального моста на связанных линиях

$$\begin{aligned} S_{21}^H &= \frac{j \sin \Theta}{\cos \Theta + j\sqrt{2} \sin \Theta}, \\ S_{31}^H &= \frac{1}{\cos \Theta + j\sqrt{2} \sin \Theta}, \\ S_{41}^H &= 0, \quad S_{11}^H = 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\Theta = 2\pi l / \lambda_g$; если длина области связи $l = \lambda_{g0} / 4$, то $\Theta = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}$.

Тогда

включены диоды. Если плечо 1 – входное, то плечо 4 – выходное. Параллельно диодам подключены согласованные с линией резисторы ($R_6 = Z_0$).

$$L = 20 \lg \left| \frac{1}{S_{21}^H S_{31}^H (\Gamma_2 + \Gamma_3)} \right|, \quad (6)$$

$$\Gamma_1 = (S_{21}^H)^2 \Gamma_2 + |S_{31}^H|^2 \Gamma_3.$$

При $\Gamma_2 = \Gamma_3$

$$L = 20 \lg \left| \frac{1 + \sin^2 \Theta}{2\Gamma_2 \sin \Theta} \right|, \quad \Gamma_1 = \frac{2 \cos^2 \Theta}{2 - \cos^2 \Theta} |\Gamma_2|. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что на центральной частоте диапазона $\Theta = \pi/2$ коэффициент отражения аттенюатора при любом значении $|\Gamma_2|$ равен 0, а ослабление аттенюатора

$$L = 20 \lg \left(\frac{1}{|\Gamma_2|} \right) \quad (8)$$

при $|\Gamma_2| = 0 \quad L = \infty$.

Если считать, что резисторы, подключенные параллельно диодам, идеально согласованы, то

$$\Gamma_2 = S_{11}^q = \frac{-y}{2+y},$$

где S_{11}^q – элемент матрицы рассеяния параллельно включенному диоду проводимостью y [2].

Тогда

$$L = 20 \lg \left| \frac{2+y}{y} \right|. \quad (9)$$

Если проводимость диода активна, то

$$L = 20 \lg |1 + 2z| = 20 \lg \frac{Z_e + 2R}{Z_e}. \quad (10)$$

График зависимости $L=F(R)$ при $Z_e=50$ Ом приведен на рис. 3 (кривая 1). Поскольку в реальных аттенюаторах развязка плеч 1 и 4 моста не равна ∞ , т.е. $S_{41}^H \neq 0$, то наибольший динамический диапазон изменения ослабления (диоды

идентичны)

$$L_3 - L_n = 20 \lg \left| \frac{2S_{21}^H S_{31}^H \Gamma_2}{S_{41}^H (1 - S_{11}^H \Gamma_2)} \right|. \quad (11)$$

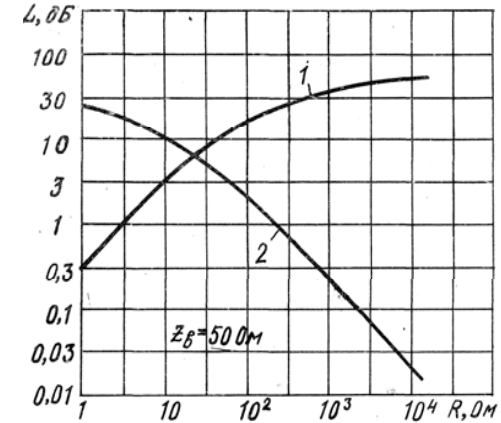


Рис. 3 – График зависимости ослабления балансных аттенюаторов от величины сопротивления диода:

1 - для схем рис. 2, а;
2 - для схем рис. 2, б

Если мост хорошо согласован ($|S_{11}^q| < 0,1$), его направленность менее 20 дБ, т.е. развязка плеч 1 и 4

$$20 \lg \left(\frac{1}{|S_{41}^H|} \right) \leq 23 \text{ дБ} \quad (|S_{41}^H| \geq 0,07),$$

и максимальный коэффициент отражения плеч 2 и 3 при закрытых диодах $|\Gamma_2| \leq 0,85$, то динамический диапазон составит величину $L_3 - L_n \leq 23$ дБ, т.е. динамический диапазон рассматриваемого аттенюатора невелик.

Начальное ослабление реальных аттенюаторов определяется в основном отличием коэффициента отражения моста от 0, неравномерностью деления мощности между плечами 2 и 3. Если неравномерность деления мощности $\Delta L = \pm 1$ дБ при $|\Gamma_2| = 0,9$, то начальное ослабление аттенюатора $L_n \leq 2$ дБ в

диапазоне частот с коэффициентом перекрытия $K_g \cong 2$.

Максимальное ослабление в широкой полосе частот зависит от развязки плеч 1 и 4, степени неидентичности нагрузок в плечах 2 и 3, от качества их согласования при закрытых диодах. Упомянутые факторы могут снизить максимальное ослабление до 15 дБ.

При качественном выполнении моста удаётся получить $L_n \leq 2$ дБ, $L_3 \geq 25$ дБ, $K_c \leq 2$ в широкой полосе частот.

В высокочастотной части СВЧ - диапазона ёмкость диода начинает заметно шунтировать линию. Динамический диапазон заметно уменьшается. Во избежание этого необходимо произвести компенсацию ёмкости диодов [3].

Аттенюатор, содержащий два моста (рис. 2,б), в отличие от аттенюатора с одним мостом имеет максимальное ослабление, когда диоды открыты, и минимальное, когда они закрыты. Если возбуждать плечо 1 моста I, то при открытых диодах колебания, поступающие в плечи 2 и 3, отражаются от диодов, складываются в плече 4 в фазе. Их мощность рассеивается резистором $R_6 = Z_6$. В плече 1 отражённые колебания складываются в противофазе. В идеальном случае коэффициент отражения по входу $\Gamma_I = 0$. Если диоды закрыты, то колебания практически беспрепятственно поступают на входы 2 и 3 моста II. В плече 1 моста II колебания будут складываться в фазе. Это выходное плечо аттенюатора. К плечу 4 моста II подключается согласованный резистор ($R_6 = Z_6$).

Если мосты идеальны, т.е. их характеристики описываются выражениями (5), а диоды идентичны и их характеристики описываются матрицей [S], резисторы $R_6 = Z_6$, то коэффициент отражения такого аттенюатора

$$\Gamma_1 = S_{11}^q \left[(S_{21}^H)^2 + (S_{31}^H)^2 \right]. \quad (12)$$

Ослабление аттенюатора

$$L = 20 \lg \frac{1}{2 |S_{21}^H S_{31}^H S_{21}^q|} = 20 \lg \left(\frac{\sqrt{(2+g)^2 + b^2}}{2} \frac{1 + \sin^2 \Theta}{2 \sin \Theta} \right), \quad (13)$$

где g – активная составляющая проводимости диода; b – реактивная составляющая проводимости диода; S_{21}^q – элементы матрицы рассеяния параллельно включенного диода.

На центральной частоте диапазона $\Theta = \pi/2$ и при активном сопротивлении диодов $|\Gamma_I| = 0$.

$$L = 20 \lg \frac{1+2z}{2z} = 20 \lg \frac{Z_6 + 2R}{2R}. \quad (14)$$

На основании выражения (14) на рис. 3 построен график зависимости

$L = F(R)$ при $Z_6 = 50$ Ом (кривая 2).

По характеристике ослабления аттенюатор с двумя мостами аналогичен выключателю с одним параллельно включенным диодом. Однако они существенно отличаются по коэффициенту отражения и мощностным характеристикам. Величину мощности, рассеиваемой диодами, можно оценить по обычным формулам для низкочастотной схемы, содержащей проводимость. При этом необходимо учитывать, что падающая на диоды мощность в два раза меньше мощности во входном плече аттенюатора.

При составлении платы балансного аттенюатора необходимо выдерживать равенства длин отрезков линий между мостом и точкой подключения диода в каждом плече: $l_1 = l_2$, $l_3 = l_4$ (см. рис. 2,а). В этом случае будут обеспечиваться требуемые фазовые соотношения между колебаниями, распространяющимися по разным путям и складывающимися на выходе аттенюатора.

В зависимости от диапазона и рабочей полосы частот резисторы R_6 выполняются в виде пленочных сосредоточенных или распределенных [4] или используются навесные.

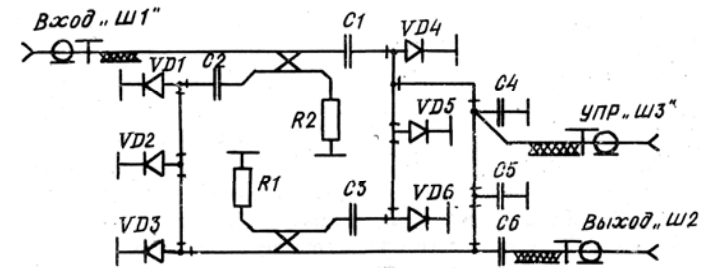
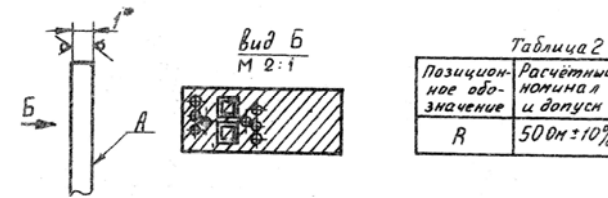
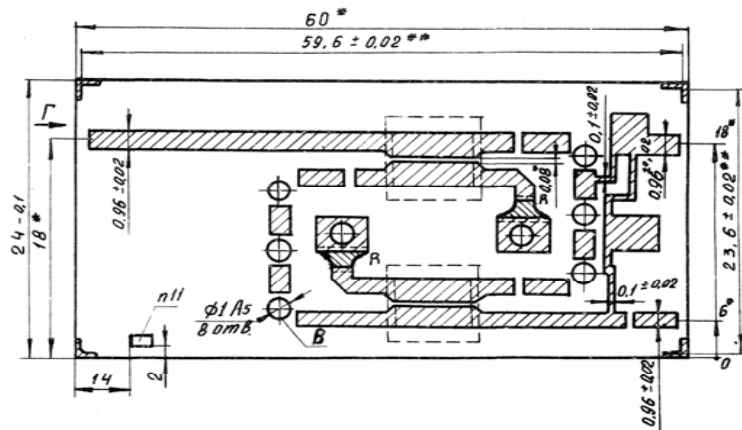


Рис. 5 – Электрическая схема балансного аттенюатора

Увеличить максимальное ослабление балансного аттенюатора (см. рис. 2, б) можно путем роста количества диодов в каждом плече. Пример конструкции такого аттенюатора показан на рис. 4 (вклейка). Мосты выполнены на связанных линиях (см. разд. 4). Электрическая схема приведена на рис. 5, чертёж платы – на рис. 6. Резисторы R_1, R_2 – плёночные распределённые $R_1 = R_2 = R_6 = Z_6 = 50$ Ом. В схеме использованы бескорпусные диоды типа 2А516А по три в каждом плече. Пайка диодов поз.18 к подставке поз.11 и полосковому проводнику линии показана в сечении АА. Для компенсации емкостей диодов используются индуктивные переемычки поз. 26. Через разъём с надписью “УПР” подаётся управляющее напряжение. Индуктивность L_6 и ёмкость C_6 выполнены плёноч-

ными. Индуктивность – в виде высокоомных отрезков линий, а ёмкости – низкоомных. Их рисунок хорошо виден на чертеже платы (см. рис. 6).



1. Размеры для справок.
2. Размеры для контроля фотошаблона.
3. Поверхность А-палцированная.
4. Характеристики отдельных слоёв, электрические параметры слоёв и данные по их изготовлению приведены в табл. 4, 2.
5. Элементы в слоях выполнять по координатам, приведённым в табл. 3, 4, 5.
6. Неточность совмещения проводящего и резистивного слоёв в пределах ± 0,1 мм.
7. Электрические параметры слоёв не контролируются, а гарантируются соблюдением технологического процесса.
8. Знанную сторону изготовить по координатам, приведённым в табл. 5.
9. Отверстия в прошить по разметке φ 0,6, связанной методом фотолитографии.
10. Поверхность сероления 20 см².
11. Маркировать четыре последние цифры десятичного номера шрифтом 1 по НО. 610007 красной МНЭ4 по ОСТ 4 ГО 054.205 Ж1 или на свободном месте знанной стороны на расстоянии не менее 5 мм, от краёв платы. Допускается маркировка фотолитографией не длие 2 мм от рисунка.
12. Допускается доводка резисторов без изменения их геометрии.
13. ОТТ по ОСТ 4 ГО. 073.001.

Таблица 1

№ слоя	Услов. обозн. слоя	Наименование слоя	Материал слоя		Толщина слоя, мм	Электрические характеристики слоёв	Метод нанесения слоя
			наименование, марка	ГОСТ, ОСТ ТУ			
1		Резистивный	Сплав РС-1714 или РС-3710 Х20Н80	ГОСТ 22025-76 ГОСТ 12766-67		$\rho = 100 \frac{\text{Ом}}{\square}$	Напыление в вакууме, фотолитография
2		Проводящий	Нихром Х20Н80 или Хром ЭРХ	ГОСТ 12766-67 МТУ5-30-70	≥ 6	$\rho \leq 5 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Ом}}{\square}$	Напыление в вакууме, фотолитография, электролитическое наращивание
		Экранная сторона	Гранулы дозированных, вакуум-плавленной меди	дпо 028007 ТУ			Напыление в вакууме, фотолитография, электролитическое наращивание
		Покрывающие	Серебро Ср3				Электролитическое серебрение.

Рис. 6 – Конструкция платы балансного аттенуатора с двумя мостами (окончание)

Рис. 6 – Конструкция платы балансного аттенуатора с двумя мостами

1.3 Каскадные аттенуаторы

Широкополосные многодиодные аттенуаторы с большим динамическим диапазоном строятся по каскадной схеме (рис. 7). Каждый каскад содержит p - i - n -диод и отрезок линии. Диоды располагаются на расстоянии

$$l = \lambda_{e0} / 4, \quad (15)$$

где λ_{e0} – центральная длина волны в линии.

$$|\Gamma| = \frac{g^2}{2 + g(2 + g)}, \quad (16)$$

$$L = 20 \lg \frac{2 + g(1 + g)}{2}, \quad (17)$$

здесь g – нормированная активная проводимость диода, $g = Z_b / R$.

Если аттенюатор содержит три диода, то

$$\Gamma = \frac{g(1 + g^2)}{2 + 3g + 2g^2 + g^3}, \quad (18)$$

$$L = 20 \lg \frac{2 + 3g + 2g^2 + g^3}{2} \quad (19)$$

На рис. 8 приведены графики зависимости КСВ (а) и ослабления (б) аттенюаторов от величины сопротивления R диодов. Диоды шунтируют линию с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Графики построены с помощью выражений (16) – (19). Из рисунков видно, что для получения $K_c < 2$ необходимо обеспечить $R > 35$ Ом. Тогда максимальное ослабление аттенюатора с двумя диодами $L_2 \cong 10$ Дб, а с тремя – $L_3 \cong 17$ Дб, т.е. достаточно малы. Выражения (16) – (19) и графики рис. 8 справедливы для центральной частоты диапазона, когда выполняется равенство (15). При изменении частоты K_c увеличивается и максимальное ослабление L_3 уменьшается.

Для увеличения динамического диапазона $L_3 - L_n$ следует увеличивать количество диодов.

Установлено [5, 6], что увеличение количества каскадов позволяет (при определенном диапазоне изменения R) значительно повысить L_3 при сравнительно малом увеличении L_n , а также обеспечить хорошее согласование. Если число каскадов велико (порядка 10 и более), аттенюатор можно рассматривать как бесконечную последовательность идентичных элементарных каскадов. Коэффициент отражения на входе и выходе такой цепи оказывается одинаковым и равным «характеристическому» КСВ элементарного каскада K_{ci} .

Принцип действия аттенюатора основан на поглощении диодами проходящей мощности. Для улучшения согласования аттенюатора реактивности диодов должны быть скомпенсированы. Предельные значения регулируемых активных сопротивлений диодов R обуславливаются требованиями обеспечения заданных КСВ и ослаблений. Простейший каскадный аттенюатор содержит два диода с одинаковыми сопротивлениями. Модуль коэффициента отражения и ослабление такого аттенюатора на центральной частоте диапазона равны [5]:

На рис. 9 показаны графики зависимости K_{ci} (а) и «характеристического» ослабления L_i (б) одного элементарного каскада от относительного расстояния между диодами [5].

$$\Theta = 2\pi l / \lambda_\theta. \quad (20)$$

Поскольку для l выполняется условие (15), то

$$\Theta = \pi/2 \cdot f / f_0.$$

Графики построены для различных значений нормированных сопротивлений диодов $z = R/Z_0$. Полное ослабление аттенюатора определяется как сумма «характеристических»:

$$L \cong \sum_{i=1}^N L_i. \quad (21)$$

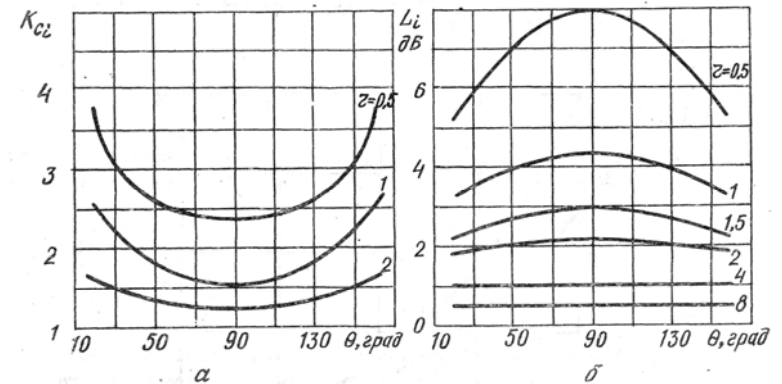


Рис. 9 – Графики зависимости «характеристических» КСВ (а) и ослабления (б) каскадов от Θ

Из рис. 9, а, б следует, что при $z > 1$ K_{ci} и L_i слабо изменяются в широкой полосе частот $K_g = \Theta_{\max} / \Theta_{\min} \cong 2$.

На рис. 10 (вклейка) приведён сборочный чертёж аттенюатора, работающего в дециметровом диапазоне волн и содержащего восемь диодов типа 2А517А. Управление производится через дроссель типа ДМ-0,6-10±50% поз.21. Минимальное сопротивление каждого диода $R_{\min} = 50$ Ом ($Z_0 = 50$ Ом) получается при суммарном токе через диоды $I \cong 30$ мА. При этом максимальное ослабление аттенюатора $L_s \geq 30$ дБ. Неравномерность ослабления в рабочей полосе частот $\Delta L_s \leq 2$ дБ; КСВ в полосе частот $K_{cz} \leq 2,5$. Начальное ослабление аттенюатора $L_n \leq 1$ дБ получается при $I = 0$; $\Delta L_n \leq 0,5$ дБ; $K_{cn} \leq 1,5$.

При большом динамическом диапазоне (до 80 дБ) и широкой рабочей полосе частот ($K_g > 2$) максимальный КСВ аттенюатора получается сравнительно большим. Чтобы его уменьшить, следует увеличить значения сопротивлений нескольких диодов, включенных на входе. Требуемые величины сопротивлений устанавливаются путём регулировки величин токов управления с помощью резисторов R_i^1 в цепи управления (см. рис. 3,б).

Нормированные сопротивления диодов, начиная со входного плеча, должны изменяться следующим образом:

$$z_1 = 4z; \quad z_2 = 3z; \quad z_3 = 2z; \quad z_4 = z_5 = \dots = z_N = z.$$

На рис. 11 приведены графики зависимости КСВ аттенюатора, содержащего четыре диода с убывающими сопротивлениями, от относительного расстояния между диодами. Из рисунка следует, что коэффициент перекрытия диапазона тем больше при заданном значении КСВ, чем больше сопротивление по-

следних диодов. Если, например, $K_c \leq 1,3$, то коэффициент перекрытия диапазона $K_q \cong 2,5$ при $z = 0,5$ и $K_q \cong 6$ при $z_2 = 2$.

Проектирование аттенюатора производится в той же последовательности, что и выключателей. Результатами расчёта, помимо прочих, должны являться графики зависимости ослабления от величины тока управления I . При этом необходимо использовать зависимости R и I , приведённые в [7].

1.4 Порядок проектирования аттенюаторов

В техническом задании (ТЗ) на аттенюатор обычно задаются рабочий диапазон частот $f_0 \pm \Delta f$ ГГц, максимальное ослабление L_s , дБ; минимальное (начальное) ослабление L_n , дБ; неравномерность ослабления ΔL , дБ; максимально допустимая СВЧ - мощность; КСВ; волновое сопротивление тракта Z_0 ; а также требования к устойчивости по некоторым механическим и специальным воздействиям.

1. На основании данных ТЗ, пользуясь справочником [5], ориентировочно выбрать один или несколько типов диодов, удовлетворяющих требованиям ТЗ по диапазону частот, мощности, диапазону температур и т.д. При этом следует также руководствоваться удобством конструкции диода для включения его в гибридную интегральную схему. Если перечисленным требованиям ТЗ удовлетворяет не один диод, то окончательный выбор типа диода производится в процессе проектирования.

2. Пользуясь [2, 5], определить проводимость диода в заданном диапазоне частот в пределах регулирования тока управления.

3. В соответствии с требованиями ТЗ решить вопрос о выборе схемы аттенюатора: Т-образной, балансной или каскадной.

4. Если аттенюатор выполняется по Т-образной схеме, то необходимо рассчитать ослабление аттенюатора по формуле (2) в диапазоне частот при изменении управляющего тока в диапазоне регулировки.

5. Если аттенюатор выполняется по балансной схеме, то для выбранного диода, пользуясь графиками рис. 3, выбрать схему с одним или двумя мостами.

6. Выбрать тип моста и рассчитать его характеристики, пользуясь приложением и литературой [8, 9].

7. При заданном значении ослабления L_s и L_n определить величины проводимостей открытого и закрытого диодов и количество диодов в плече моста [2].

8. Рассчитать ослабление аттенюатора в диапазоне частот и в диапазоне изменения тока управления, пользуясь формулами (3), (13).

9. Рассчитать коэффициент отражения, пользуясь формулами (4), (12), а по известному значению коэффициента отражения рассчитать КСВ.

10. Если аттенюатор выполняется по каскадной схеме, то при заданных значениях ослабления и КСВ с помощью графиков рис. 8 решить вопрос о возможности использования двух- или трёхдиодных аттенюаторов.

Если же двух- или трёхдиодные аттенюаторы не обеспечивают заданного значения ослабления и КСВ, то, пользуясь графиками рис. 9 и [5], определить значение «характеристического» ослабления и КСВ элементарного каскада и из формулы (21) найти количество каскадов, предварительно рассчитав относительное расстояние между диодами по формуле (20).

11. В случае необходимости рассчитать размеры элементов схемы компенсации реактивности диода [3].

12. Определить изменение ослабления и КСВ аттенюатора в диапазоне частот.

13. Выбрать схему подачи управляющего тока и рассчитать номинальные значения, её элементов и их размеры [3].

14. Пользуясь формулой

$$P = 2P_{nao} \left| S_{21}^g \right| \left[1 + \left(\Gamma_n \left| S_{21}^g \right| \right)^2 \right] \left(1 - \left| S_{21}^g \right| \right),$$

где $\left| S_{21}^g \right|$ – элемент матрицы рассеяния диода; $\left| \Gamma_n \right|$ – модуль коэффициента отражения нагрузки, оценить мощность, рассеиваемую диодом. Полученная величина должна быть меньше максимально допустимой для выбранного типа диода.

15. С помощью справочника [4] рассчитать предельную мощность участков с минимальной шириной полоскового проводника.

16. Разработать рисунок платы.

17. Разработать конструкцию аттенюатора.

2 ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

2.1 Основные определения

Электрически управляемые фазовращатели (ФВ) используются в фазированных антенных решётках, в радиопередатчиках для фазовой модуляции, в измерительной технике и т.п. По характеру регулировки фазы сигнала они могут быть разбиты на два типа: плавные и дискретные (ступенчатые).

В плавных диодных ФВ применяются варакторы, в которых под действием управляющего напряжения изменяется преимущественно емкостная составляющая проводимости [5,6], *p-i-n*-диоды в плавных ФВ не используются, поскольку у них происходит изменение активной составляющей проводимости, что приводит к большим ослаблениям сигналов.

В настоящем разделе будут рассмотрены только дискретные ФВ на *p-i-n*-диодах, нашедшие широкое применение в коммутационных фазированных антенных решётках.

Дискретный ФВ представляет собой линейный двух- или четырёхполюсник, содержащий переключаемые диоды. В результате воздействия управляющего сигнала на один или несколько диодов происходит скачкообразное изменение набега фазы электромагнитной волны без изменения её амплитуды. Минимальный скачок фазы называется дискретом фазы $\Delta\varphi$. Если управление фазовым сдвигом осуществляется от 0 до 2π с дискретом $\Delta\varphi$, то число различных фазовых состояний фазовращателя $N = \frac{2\pi}{\Delta\varphi}$.

Основными параметрами дискретных ФВ являются максимальное вносимое ослабление L_n , дБ; величина дискрета фазы $\Delta\varphi$; количество дискретов N ; стабильность величины фазового сдвига в рабочей полосе частот $\sigma\varphi$; коэффициент стоячей волны K_c или модуль коэффициента отражения $|\Gamma_n|$ по входу и выходу; максимально допустимые значения непрерывной P и импульсной P_u мощности; быстродействие τ .

Различаются ФВ отражательного и проходного типа. Отражательный фазовращатель (ОФ) – линейный двухполюсник, модуль коэффициента отражения которого близок к 1. Идеальным фазовращателем такого типа является отрезок короткозамкнутой линии переменной длины. Проходной фазовращатель (ПФ) – согласованный четырёхполюсник. Модуль его коэффициента отражения близок к 0, модуль коэффициента передачи – к 1.

По зависимости фазового сдвига от частоты ФВ делятся на два типа: ФВ с линейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ) и ФВ с плоской ФЧХ, обеспечивающей постоянство фазового сдвига в полосе частот [9].

2.2 Отражательные фазовращатели

ОФ применяются в отражающих и переотражающих антенных решётках, а также в некоторых конструкциях проходных фазовращателей. На эквивалентной схеме одноступенчатый ОФ может быть представлен в виде линейного взаимного реактивного четырёхполюсника (ЧП), нагруженного на переключаемый диод (рис. 12, а). Двум состояниям диода соответствуют два значения нормированной входной проводимости двухполюсника (y_0, y_3) и два значения ко-

эффициента отражения (Γ_0, Γ_3). Разность фаз коэффициента отражения на входе двухполюсника для двух состояний

$$\Delta\varphi = \text{arg}\Gamma_g - \text{arg}\Gamma_0 = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (22)$$

Электрическая схема простейшего одноступенчатого ОФ показана на рис. 12, б. В качестве ЧП используется короткозамкнутый параллельный шлейф длиной l . При открытом диоде отражение волны происходит от диода, а при закрытом – от короткозамкнутого конца шлейфа. Дискрет фазы составит величину

$$\Delta\varphi = 4\pi l / \lambda_B. \quad (23)$$

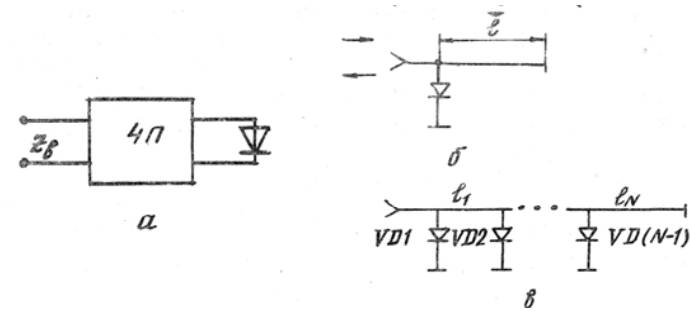


Рис. 12 – Отражательные фазовращатели:
а – эквивалентная схема; б – одноступенчатый ОФ;
в – ОФ с каскадным включением диодов

Такие ФВ имеют линейную ФЧХ.

Модули коэффициентов отражения в обоих случаях одинаковы и равны $|\Gamma| = 1$, если предполагать, что диод является идеальным ключом ($y_0 = \infty, y_3 = 0$). Если волновое сопротивление основной линии и шлейфа равны, то при учёте реальных проводимостей диода коэффициенты отражения фазовращателя для двух соотношений

$$\Gamma_{0,3} = -\frac{2e^{-i\varphi} + y_{0,3}(1 - e^{-i\varphi})}{2 + y_{0,3}(1 - e^{-i\varphi})}, \quad (24)$$

где $\varphi = 2\pi l/\lambda_B$; y_0, y_3 – нормированные проводимости открытого и закрытого диодов.

При подстановке значений Γ_0 и Γ_3 из (24) в (22) получается значение дискрета фазы с учётом параметров диода.

Ослабление дискрета фазы для двух состояний

$$L_{0,3} = 20 \lg(1/\Gamma_{0,3}). \quad (25)$$

При каскадном включении нескольких диодов в отрезок короткозамкнутой линии (рис. 12, в) и соответствующем управлении ими можно получить несколько дискретных значений фазовых сдвигов. Если предполагать, что $y_0 = \infty$, $y_3 = 0$ и $l_1 = l_2 = \dots l_N = l$, то при включении $N-1$ диодов возможны N значений фазовых сдвигов коэффициента отражения, равных

$$\varphi_i = \frac{-(i-1)4\pi l}{\lambda_B}, \quad (26)$$

где i – номер диода.

При этом дискрет фазы определяется выражением (22). Если, например, $l = \lambda_{e0}/8$ и количество диодов $N-1 = 3$, то получаются следующие фазовые сдвиги: $\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 = 90^\circ$; $\varphi_3 = 180^\circ$; $\varphi_4 = 270^\circ$; и дискрет равен $\Delta\varphi = 90^\circ$.

Учёт влияния проводимостей диодов на характеристики фазовращателя является весьма трудоёмкой задачей. Для частного случая $l = \lambda_e/8$ она решена в [6]. Там же исследован вопрос о влиянии частоты на амплитудную и фазовую характеристики отражательного фазовращателя.

В существующих типах ОФ дискреты фазы обычно равны $\Delta\varphi = 22,5; 45; 90^\circ$; точность установки фазы $\sigma = \pm 5^\circ$, ослабления L_n в зависимости от количества диодов равны 0,5...2 дБ.

Для обеспечения постоянного фазового сдвига в широкой полосе частот, т.е. плоской ФЧХ, в ОФ используются дополнительные реактивные элементы. На рис. 13 показаны различные варианты схем ОФ с дополнительными элементами. Установлено, что, чем меньше ёмкость диода, тем более простой получается схема широкополосного ОФ. При $C \leq 0,5$ пФ для построения ОФ со стабильностью фазового сдвига $\sigma\varphi = \pm 10^\circ$ в полосе частот $2\Delta f/f_0 \pm 15^\circ$ можно использовать простейшую схему рисунок 13,а, имеющую один скачок волнового сопротивления. С увеличением полосы частот и ёмкости диода схема усложняется путём добавления отрезков линий и шлейфов с соответствующими длинами и волновыми сопротивлениями. Количество элементов схемы ограничивается возможностями реализации на МПЛ.

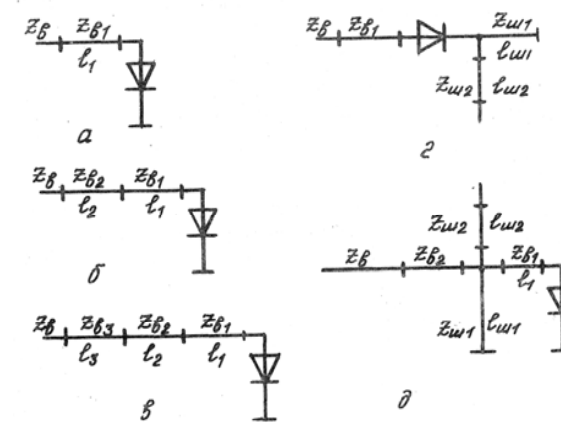


Рис. 13 – Схемы ОФ с дополнительными реактивными элементами

На рис. 14 показаны ФЧХ, соответствующие трём первым схемам, где f_0 – центральная частота диапазона [9]; в табл. 1, 2 приведены параметры отрезков линий для этих схем ($\Delta\varphi = 180^\circ$). Кривые и таблицы даны для диодов, отличающихся ёмкостью C . Сопротивления открытых диодов принимались равными 0.

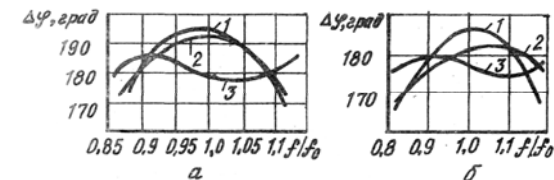


Рис. 14 – Фазочастотные характеристики ОФ на $\Delta\varphi = 180^\circ$:

а – схема содержит диод с $C_g = 1,7$ пФ;
б – с $C_g = 0,5$ пФ; 1 – схема рис. 13,а; 2 – рис. 13,б; 3 – рис. 13,в.

Таблица 1

$C = 1,7$ пФ						
схема рис. 13	$Z_{e1}, Ом$	l_1/λ_{e1}	$Z_{e2}, Ом$	l_2/λ_{e2}	$Z_{e3}, Ом$	l_3/λ_{e3}

а	22,6	0,313	-	-	-	-
б	21,6	0,278	32,7	0,075	-	-
в	26,2	0,276	49,1	0,233	56,9	0,247

Таблица 2

C = 0,5 пФ						
схема рис. 13	$Z_{e1}, Ом$	l_1/λ_{e1}	$Z_{e2}, Ом$	l_2/λ_{e2}	$Z_{e3}, Ом$	l_3/λ_{e3}
а	33,8	0,334	-	-	-	-
б	85	0,022	39,7	0,278	-	-
в	20	0,278	35,7	0,236	49,4	0,278

На рис. 15 приведены ФЧХ для ОФ на $\Delta\varphi = 180^\circ$ при $C_g = 0,5$ пФ, $C_g = 1,7$ пФ для схем рисунка 13, з, д, а в табл. 3,4 – параметры этих схем.

Таблица 3

C = 1,7 пФ

схема рис. 13	$Z_{e1}, Ом$	l_1/λ_{e1}	$Z_{e2}, Ом$	l_2/λ_{e2}	$Z_{iu1}, Ом$	$\frac{l_{iu1}}{\lambda_{iu1}}$	$Z_{iu2}, Ом$	$\frac{l_{iu1}}{\lambda_{iu2}}$
г	25,4	0,235	-	-	92,7	0,022	-	-
д	74,3	0,056	34,1	0,25	100	0,192	31	0,13

Таблица 4

C = 0,5 пФ								
схема рис. 13	$Z_{e1}, Ом$	l_1/λ_{e1}	$Z_{e2}, Ом$	l_2/λ_{e2}	$Z_{iu1}, Ом$	$\frac{l_{iu1}}{\lambda_{iu1}}$	$Z_{iu2}, Ом$	$\frac{l_{iu1}}{\lambda_{iu2}}$
г	29	0,04	-	-	100	0,056	25	0,001
д	75,3	0,026	33,7	0,237	87,6	0,063	27,4	0,133

Для примера на рис. 16 приведён рисунок платы для фазовращателя, электрическая схема которого показана на рис. 13, д.

2.3 Проходные фазовращатели

Проходные фазовращатели (ПВ) используются для управления фазой проходящего сигнала. Их можно разделить на три типа.

1. Проходные шлейфные фазовращатели, в которых изменение фазы коэффициента передачи осуществляется коммутацией параллельных реактивностей, периодически включенных в линию.

2. ПФ на гибридных устройствах, в которых используются ОФ и различные гибридные устройства.

3. ПФ с коммутируемыми отрезками линий передач.

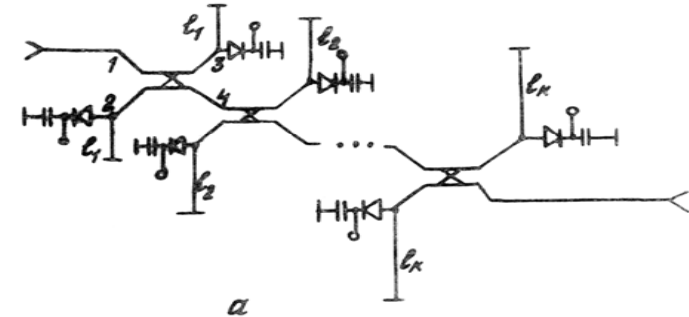
На рисунке 17, а показан пример выполнения одного разряда шлейфного ПФ. Диоды $VD1$ и $VD2$ включаются в качестве нагрузок одинаковых шлейфов с волновым сопротивлением Z_{e2} . Между шлейфами включается отрезок линии с волновыми сопротивлениями Z_{e1} и длиной $l_1 = \lambda_{в0} / 4$ для согласования в заданной полосе частот. Каждый шлейф представляет собой одноступенчатый ОФ.

При изменении l от 0 до 0,4 скачки фаз изменяются от 0 до 45° , а $K_{св} \leq 1,2$ на центральной частоте диапазона. Причём в случае малых $\Delta\varphi$ ($\Delta\varphi \leq 45^\circ$) фазовый сдвиг одноступенчатого проходного фазовращателя равен половине фазового сдвига входящего в него ОФ. С увеличением $\Delta\varphi$ ($\Delta\varphi > 45^\circ$) уменьшается рабочая полоса частот и увеличиваются потери, которые пропорциональны $\text{tg}\Delta\varphi$. В связи с этим шлейфные ПФ используются только для получения малых $\Delta\varphi$.

сдвигов включаются последовательно несколько фазовращателей; длины короткозамкнутых отрезков l_i изменяются в соответствии с заданным дискретом фазы. Например, в трёхсекционном фазовращателе ($K = 3$), построенном по двоичному принципу, $l_1 = \lambda_{e0} / 16$; $l_2 = \lambda_{e0} / 8$; $l_3 = \lambda_{e0} / 4$; $\Delta\varphi = 45^\circ$; $N = 8$. Для анализа характеристик одной секции фазовращателя можно воспользоваться выражениями (3) – (10). В случае идеального моста и идентичности отражательных фазовращателей модуль коэффициента отражения одной секции

$$|\Gamma_1| = \frac{2 \cos^2 \Theta}{2 - \cos^2 \Theta} |\Gamma_2| \quad (27)$$

Рис. 16 – Плата ОФ схемы рис. 13. *д*



Если $\Delta\varphi > 45^\circ$, используются ПФ на гибридных устройствах. Гибридное устройство – трёхдецибелный направленный ответвитель. Широкое применение получили шлейфные направленные ответвители (рис. 17, *б*) [10] и мосты на связанных линиях (см. приложение).

К двум развязанным плечам гибридного устройства подключены идентичные отражательные фазовращатели. На рис. 18 схематично показаны различные варианты построения фазовращателей, в которых используются мосты на связанных линиях. Схема (*а*) образована несколькими мостами, в развязанные плечи 2 и 3 которых включены односекционные отражательные фазовращатели. В схеме (*б*) используется один мост, в плечи 2 и 3 которого включены многосекционные отражательные фазовращатели. Принцип действия каждой секции с одним мостом аналогичен принципу действия аттенюатора с одним мостом (см.рис. 2), когда диоды открыты.

В схеме рис. 18, *а* для получения требуемых дискретных значений фазовых

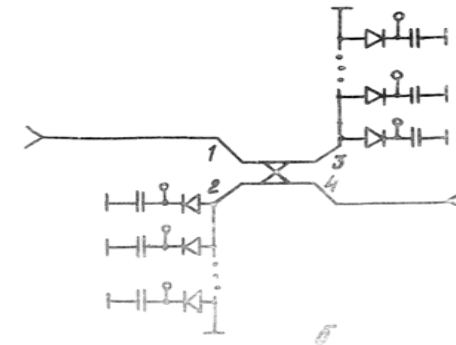


Рис. 18 – Мостовые фазовращатели:
а – с несколькими мостами; *б* – с одним мостом

и ослабление

$$L_{n1} = 20 \lg \left| \frac{1 + \sin^2 \Theta}{2\Gamma_2 \sin \Theta} \right|, \quad (28)$$

где Γ_2 – коэффициент отражения отражательных фазовращателей в плечах 2 и 3.

Полное ослабление K - секционного фазовращателя

$$L \cong KL_{n1} \quad (29)$$

Выражения (27) – (29) показывают зависимость идеального фазовращателя от частоты. Его ослабление на центральной частоте равно 0.

В реальных конструкциях неидентичность отражательных фазовращателей и характеристик мостов нарушает согласование мостового фазовращателя и приводит к добавочному ослаблению и фазовым ошибкам. Обычно ослабление одной секции составляет величину от долей до 1 дБ. При увеличении числа секций ослабление возрастает. Возрастает и неравномерность частотной характеристики.

На рис. 19 показана конструкция платы трёхсекционного мостового фазовращателя, построенного по схеме рис. 18, а.

В схеме рис. 18, б используются один мост и многосекционные отражательные фазовращатели. Поскольку в схеме применён только один мост, то ослабление удастся несколько уменьшить. Однако расчёт такого фазовращателя при учёте реальных параметров диодов более трудоёмок.

Для расчёта фазовых сдвигов и ослаблений можно воспользоваться графиками для многосекционных отражательных фазовращателей, приведённых в [6]. Если мост считать идеальным, то ослабление фазовращателя при i -х открытых диодах

$$L_{ni} = 20 \lg \frac{1}{|\Gamma_i|}, \quad (30)$$

где $|\Gamma_i|$ – модуль коэффициента отражения отражательного фазовращателя, если открыт i -й диод.

В схеме с количеством мостов K (рис. 18, а) количество дискретов фазы $N = 2^K$. При этом необходимое количество диодов

$$n = 2K = 2 \log_2 N = 6,645 \lg N. \quad (31)$$

В схеме с одним мостом (рис. 18, б) количество диодов

$$n = 2(N-1). \quad (32)$$

Таким образом, для получения одинакового количества дискретов N в схеме рис. 18, б потребуется гораздо большее количество диодов. Поэтому такие схемы используются при малом N .

В низкочастотной части СВЧ диапазона ($f \leq 1$ ГГц) используются ПФ с коммутируемыми отрезками линий передач. Собственная реактивность диодов

в указанном диапазоне частот велика и не сказывается на их работе. И диоды могут рассматриваться как ключи с активными сопротивлениями в двух состояниях.

Как видно из рис. 20, принцип действия фазовращателя состоит в переключении различных путей распространения колебаний. Фазовращатель содержит три секции, каждая из которых включает четыре p - i - n -диода и два отрезка линии с различными длинами l'_i и l''_i . P - i - n -диоды в каждой секции подключают одну

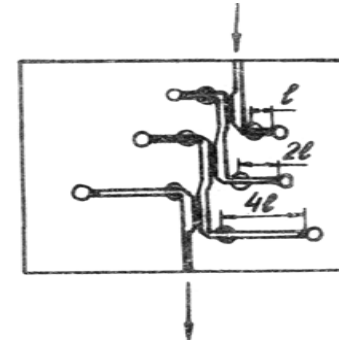


Рис. 19 – Конструкция платы трёхсекционного мостового проходного фазовращателя

из линий в зависимости от приложенного управляющего напряжения. Например, если диоды $VD1$ и $VD2$ закрыты, а $VD3$ и $VD4$ открыты, то колебания распространяются в секции 1 по пути l'_i , и фаза коэффициента передачи (при условии, что $y_0 = \infty, y_3 = 0$)

$$y_1' = \frac{2\pi l'_1}{\lambda_{e1}}.$$

Если же диоды $VD3$ и $VD4$ закрыты, а $VD1$ и $VD2$ открыты, то

$$y_1'' = \frac{2\pi l''_1}{\lambda_{e1}}.$$

Дискрет фазы, соответствующий минимальному фазовому сдвигу, составляет величину $\Delta\varphi = 360 / 2^K$.

В трёхсекционном фазовращателе сдвиги фаз по секциям будут равны 45, 90, 180° ($l = \lambda_{e0} / 8$, см.рис. 20, б), количество ступеней изменения фазовых сдвигов $N = 2^K = 8$ с дискретом $\Delta\varphi = 45^\circ$, полный фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 315^\circ$.

Ослабление фазовращателя на центральной частоте диапазона и в предположении, что сопротивления диодов активны (ёмкости диодов скомпенсированы), может быть оценено по формуле

$$L_n \approx 20 \lg \left[1 + K \left(\frac{Z_r}{R_{обр}} + \frac{R_{np}}{Z_r} \right) \right]. \quad (35)$$

При изменении частоты L_n будет увеличиваться в основном за счёт частотной зависимости характеристик четвертьволновых отрезков закрытых линий каждой секции

$$L_n \cong 10 \lg \left| 1 + K \left(\frac{Z_r}{R_{обр}} + \frac{Z_{ex}}{Z_r} \right) \right|^2, \quad (36)$$

где Z_{ex} – входное сопротивление четвертьволнового отрезка линии, нагруженного на открытый диод с сопротивлением $R_{обр}$,

$$Z_{ex} = Z_r \frac{R_{np} + i Z_r \operatorname{tg} \beta l}{Z_r + i Z_r \operatorname{tg} \beta l},$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_e}, \quad l = \frac{\lambda_{e0}}{4}, \quad \beta l = \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}.$$

Обычно $L_n = 1 \dots 2$ дБ в зависимости от количества диодов.

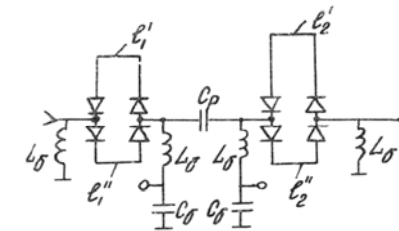


Рис.21 – Двухсекционный проходной фазовращатель с последовательным включением диодов

Как видно рис. 21, расчёт длин отрезков линий секций осуществляется ана-

Следовательно, с помощью первой секции путём переключения каналов достигается фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_e} (l_1' - l_1'') = \frac{2\pi}{\lambda_e} l. \quad (33)$$

В рассматриваемом фазовращателе суммарный фазовый сдвиг

$$\varphi = \Phi + \sum_{i=1}^K \Delta\varphi_i m_i, \quad (34)$$

где Φ – постоянный фазовый сдвиг, обусловленный запаздыванием колебаний в отрезках линий, соединяющих секции, и в четвертьволновых отрезках линий, а также наличием нерегулярностей; K – количество секций; $m_i = 1$ или 0 в зависимости от состояния диодов в i -й секции.

Широко используется двоичный принцип построения фазовращателей, согласно которому фазовые сдвиги в отдельных секциях

$$\Delta\varphi_1 = \frac{\varphi_{\max}}{2^i}.$$

Часто $\varphi_{\max} = 360^\circ$.

логично предыдущему случаю. Для обеспечения независимого управления диодами секции разделены емкостями C_p . Ослабление такого фазовращателя на центральной частоте диапазона может быть оценено по формуле

$$L_n \cong 20 \left(1 + \frac{KR_{np}}{Z_0} \right). \quad (37)$$

Здесь не учитывается влияние на ослабление отрезков линий секций с закрытыми диодами и элементов цепей управления.

Поскольку $p-i-n$ -диоды не осуществляют полного запирающего отключения отрезков линий, колебания частично распространяются по закрытому пути, что приводит к некоторому отклонению величины фазы от расчётной. На величину фазы оказывают влияние также различные конструктивные погрешности, погрешности в цепях управления и нерегулярности тракта.

Основным недостатком описанных ПФ с коммутируемыми отрезками является использование четырёх диодов в одной секции. На рис. 22

изображён петлевой ПФ. Расстояние между концами петли длиной l много меньше длины волны λ , и можно считать, что диод $VD1$ непосредственно соединяет концы петли с волновым сопротивлением Z_0 . К середине петли подключается диод $VD2$, последовательно с которым включается отрезок короткозамкнутой линии длиной l_1 и с волновым сопротивлением Z_{01} . Если диоды закрыты, колебания распространяются по петле. При открытых диодах распространение энергии происходит напрямую через диод $VD1$. Петля совместно с отрезком линии l_1 образует короткозамкнутый шлейф. Если реактивная проводимость, вносимая шлейфом, равна 0, то дискрет фазы такого фазовращателя

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_0} l. \text{ Это обеспечивается равенством}$$

$$\operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \frac{l}{2} \right) \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_{01}} l_1 \right) = \frac{2Z_{01}}{Z_0}.$$

При этом также обеспечивается согласование фазовращателя по входу при открытых диодах. Чем больше волновое сопротивление Z_{01} , тем широкополоснее фазовращатель.

Наименьшая частотная зависимость фазовых сдвигов получается для малых дискретов ($\Delta\varphi \leq 45^\circ$), поскольку у фазовращателей с такими дискретами высокоомный шлейф достаточно длинен ($l_1 > l$). В полосе частот $2\Delta f/f_0 = 0,5 \sigma\varphi \leq \pm 5^\circ$. У фазовращателей с $\Delta\varphi = 180^\circ$ шлейф l_1 отсутствует, и частотная зависимость фазового сдвига получается линейной. Соответственно и частотная зависимость ослабления тем больше, чем больше дискрет. Например, полоса пропускания по уровню 2 дБ для малых дискретов изменяется в пределах $2\Delta f/f_0 = 0,30 \dots 0,45$, а для $\Delta\varphi = 180^\circ - -2\Delta f/f_0 \approx 0,2$.

2.4 Порядок проектирования проходного фазовращателя

В качестве примера приводится порядок проектирования проходного фазовращателя мостового типа с одним мостом (см. рис. 18, б). В ТЗ указаны рабочая полоса частот $2\Delta f/f_0$; минимальное вносимое ослабление L_n , дБ; величина дискрета $\Delta\varphi$, град; количество дискретов N ; стабильность фазового сдвига $\sigma\varphi$; точность установки фазы φ ; КСВ – K_c ; мощность, поступающая на вход фазовращателя $P_{над}$; время переключения τ , мкс; волновое сопротивление Z_0 , Ом; диапазон температур окружающей среды и другие воздействия.

1. Произвести выбор типа диода из тех же соображений, что и в случае с аттенуатором.

2. Если условие $R_{обp} \ll 1/\omega C$ для выбранного типа диода не выполняется, то произвести компенсацию реактивности диода.

3. Пользуясь выражением (32), определить общее количество диодов фазовращателя n и количество диодов $n_0 = n/2$ в одном отражательном фазовращателе.

4. По формуле (26) определить расстояние между диодами.

5. Если $n_0 = 3$, то, пользуясь графиками рис. 7.4 - 7.7 в работе [6], определить модули $|G_i|$, фазы ψ_i коэффициентов отражения каждой ступени отражательных фазовращателей плеч 3 и 4 проходного фазовращателя.

Этими же графиками можно воспользоваться при оценке параметров фазовращателя при $n_0 \neq 3$.

6. По формуле (30) определить ослабление фазовращателя при i -х открытых диодах.

7. Определить точность установки фазы для всех значений фаз на центральной частоте диапазона:

$$\sigma_i = \psi_i - \varphi_i - 180.$$

8. По формуле (28) определить влияние на ослабление фазовращателя частотой зависимости характеристик моста. Построить график зависимости L_{nl} от нормированной частоты f/f_0 в заданной полосе частот.

9. Пользуясь графиками рис. 7.8 в работе [6], определить величины $|G_2|$, $L=20\lg(|G_2|)$ и ψ в центре и на краях заданной полосы частот, принимая во внимание, что $l/l_0 \cong f/f_0$. Определить стабильность фазы в заданной полосе частот $\sigma\varphi = \psi_{\max}^{\min} - \psi_0$, где ψ_{\max} , ψ_{\min} , ψ_0 – значения фаз на краях диапазона и в центре.

10. Определить суммарные величины неравномерности ослабления и фазовые ошибки в заданной полосе частот, пользуясь результатами, полученными в п. 8, 9.

11. По формуле (27) определить величины коэффициентов отражения в центре и на краях полосы пропускания. При этом следует воспользоваться величинами $|G_2|$, полученными в п. 9 для соответствующих частот.

12. Определить КСВ в центре и на краях полосы частот по формуле

$$K_c = (1 + |\Gamma_1|) / (1 - |\Gamma_1|).$$

13. Выбрать материал и толщину подложки h . Рассчитать ширину токонеущей полоски 50-Омной линии [4].

14. Рассчитать размеры моста на связанных линиях (см. приложение).

15. В случае необходимости рассчитать размеры компенсирующих реактивностей.

16. Выбрать схему и рассчитать величины элементов схемы подачи управляющих напряжений.

17. Оценить мощность, рассеиваемую одним диодом, для аттенюатора (см. разд. 1.4, п. 14).

18. Полученные параметры должны удовлетворять требованиям ТЗ.

19. С помощью справочника [4] рассчитать предельную мощность P участков линии с минимальной шириной полоскового проводника $P > P_{\text{над}}$.

20. Определить рисунок платы.

21. Разработать конструкцию фазовращателя.

3 ВОПРОСЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ ГИС СВЧ

Требования к ГИС СВЧ и низкочастотным ГИС существенно различны. Эти различия обусловлены необходимостью использования материалов с определёнными диэлектрическими и проводящими свойствами для передачи электромагнитной энергии; необходимостью применения коаксиально - полосковых переходов для подведения и вывода электромагнитной энергии; при-

менения экранирования для уменьшения паразитных связей; выбора проводящих элементов повышенной толщины $t \geq (3...4) \Delta$, где Δ – глубина проникновения поля в металл.

К ГИС СВЧ, у которых создаются функциональные элементы на основе отрезков МПЛ, предъявляются более высокие требования к точности изготовления их геометрических размеров и взаимному расположению в отличие от ГИС низкочастотного диапазона, где плёночные проводники выполняют роль коммутационных элементов.

При выборе подложки для ГИС СВЧ учитываются главным образом следующие [4] факторы: требуемые значения диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\sigma$, их стабильность в пределах подложки и от партии к партии, малая частотная зависимость, малые габаритные размеры, их малый разброс, малая шероховатость поверхности, высокая плоскопараллельность поверхностей подложки, устойчивость материала подложки к климатическим и технологическим воздействиям, достаточная механическая прочность, стабильность характеристик в процессе эксплуатации. Условно при выборе материала подложки можно выделить этапы:

1. Уяснение требований к узлу и условиям эксплуатации.

2. Выбор материала с требуемыми ϵ и $\text{tg}\sigma$. Решающими факторами являются степень миниатюризации узла и тип линии передачи.

3. Оценка материалов по качеству (шероховатости) их поверхности с учётом способа металлизации подложки; оценка потерь, обусловленных шероховатостью платы.

4. Оценка влияния разброса ϵ и $\text{tg}\sigma$ подложки на электрические характеристики узла и определение процента выхода годных узлов, обусловленного колебаниями ϵ и $\text{tg}\sigma$.

5. Сравнение подложек по габаритным размерам с учётом возможности размещения схемы на подложке и количества подложек для полной компоновки устройства.

6. Анализ устойчивости материала к воздействию процессов производства (нагрев; воздействие кислот, щелочей, растворителей и т.п.).

7. Учёт экономических факторов: стоимости материалов, наличия и объёмов серийного выпуска подложек, вида конструктивного оформления заготовок.

Наиболее типичный размер подложки из неорганического материала равен 60x48 мм. При необходимости подложка разрезается на части меньшего размера делением каждой стороны пополам. Находят применение следующие материалы: поликор, ситалл, керамика 22ХС. Подложки выпускаются шлифованными (класс чистоты 8...10, $R_a = 0,63...0,08$ мкм) и полированными (класс чистоты 12...14, $R_a = 0,04$ мкм). Чем меньше шероховатость поверхности подложки, тем ниже потери в линии.

ГИС СВЧ имеют индивидуальную защиту от внешних воздействий или мо-

гут быть защищены в составе микроэлектронной аппаратуры исходя из специфических особенностей разрабатываемой аппаратуры и с учётом обеспечения тактико-технических требований и условий эксплуатации. При индивидуальной защите ГИС микрополосковые платы помещаются в корпуса, обеспечивающие помимо герметизации экранирование, механическую прочность, теплоотдачу и удобство монтажа компонентов ГИС.

По конструктивным признакам различаются корпуса чашечного, рамочного и пенального типов [4].

Наиболее широкое применение для маломощных устройств получили корпуса рамочного типа. Конструкции ГИС СВЧ с корпусами рамочного типа приведены на рис. 5, 10 и др.

Размеры основания корпуса ГИС СВЧ в основном определяются размерами рисунка (топологии) микросхемы и возникающими в ней паразитными эффектами. Рациональный выбор размеров корпуса позволяет предотвратить появление в нём волн высших типов [11].

Для предотвращения возникновения паразитных волн и связей могут быть использованы различные устройства, например, экранирующие штыри, они располагаются перпендикулярно подложке и переключают крышки, экранный слой и заземлённую шину.

Из известных способов герметизации наиболее широкое распространение получила пайка. Путём пайки удаётся получить герметичность около $2 \cdot 10^{-5}$ л · мм рт.ст./с, а также обеспечить ремонтпригодность узла. Примеры герметизации ГИС с помощью пайки показаны на рис. 5, 10. Ремонтпригодность обеспечивается с помощью проволоки поз. 23 и ниток поз. 34.

Для крепления подложки к корпусу могут быть использованы различные способы [12]. Наиболее простым и распространённым является пайка подложки по периметру. При пайке подложки к корпусу рамочного типа не требуется специального оборудования, обеспечивается возможность визуального контроля качества пайки и прочность соединения. Для исключения растрескивания платы при монтаже и термоциклических воздействиях размер платы должен быть на 0,1 мм меньше соответствующего размера корпуса. Температурные коэффициенты линейного расширения подложки и корпуса должны быть близки по значению. Существенным требованием является равномерность пайки по всей нижней поверхности подложки. Наличие непропаянных мест или воздушных пузырей с флюсом является причиной нарушения работоспособности устройства или ухудшения его параметров.

При пайке подложки к корпусу из сплава алюминия между подложкой и корпусом необходимо проложить медную сетку с квадратом ячейки $0,7 \times 0,7$ мм для обеспечения надёжного контакта подложки с корпусом. В этом случае остатки флюса остаются в ячейках, а сама сетка оказывается прочно припаянной к подложке. При этом ослабляются внутренние напряжения, возникающие при

изменении температуры окружающей среды. Места установки подложек на корпусе и поверхности плат зачищаются, промываются спиртом, сушатся на воздухе 5...10 с; затем облуживаются равномерным слоем припоя ПОИ-50, имеющим температуру плавления 117°C , с флюсом ФКТС. Корпус и подложки перед лужением прогреваются до $100...120^\circ \text{C}$. По размеру подложки вырезаются прокладка из фольги припоя ПОИ-50 толщиной до 50 мкм и луженная тем же припоем медная сетка. Если корпус покрыт сплавом “олово-висмут”, то медная сетка не лудится, а прокатывается до толщины $0,1...0,15$ мкм и оплавляется в глицерине. Качество пайки подложек к корпусу определяется путём рентгеновской дефектоскопии или другими методами.

В некоторых случаях для крепления подложек к корпусу применяют проводящие клеи типа «контактол», эластичные компаунды с серебряным наполнителем.

Для крепления навесных элементов ГИС к проводникам МПЛ на подложке применяют пайку, контактную или термокомпрессионную сварку. Для пайки используют мягкие припои. Наиболее распространённым припоем для пайки навесных элементов является низкотемпературный припой ПОИ-50. Перед пайкой навесных элементов к металлизированным областям на подложке подогревают все устройства до температуры $90...100^\circ \text{C}$ во избежание локального перегрева и некачественной пайки.

Для повышения устойчивости к механическим воздействиям (вибрации, тряске и т.п.) навесные элементы крепятся к подложке с помощью клея, например ВК-9 [13]. Если к потерям в системе не предъявляются жёстких требований, вместо пайки используют установку навесных элементов с помощью проводящих клеев типа К-400, К300-61.

Рассматриваемые регулирующие устройства (аттенюатор, фазо-вращатель, ограничитель и т.п.) являются однофункциональными. Однако применение отдельных однофункциональных устройств СВЧ в составе современной РЭА, как правило, не способствует существенному повышению её надёжности, так как не позволяет ввести высокую степень интеграции, исключить разъёмные соединения, обеспечить минимальные массогабаритные характеристики. Поэтому в настоящее время наиболее перспективным является создание многофункциональных СВЧ - устройств, называемых интегральными СВЧ - модулями. По функциональному назначению различаются модули приёмные, передающие и приёмопередающие. Модульный принцип может быть реализован при конструировании РЭА любого назначения. Схема собирается из отдельных модулей в том случае, если предъявляются повышенные требования к защите от радиопомех и высокой межсхемной изоляции. Развязка между модулями превышает 100 дБ. Сложная интегральная схема модуля собирается из отдельных плат.

Все платы имеют между собой безразъёмное соединение. МПЛ стыкуемых подложек соединяются между собой с помощью полоски медной фольги толщиной около 20 мкм и шириной несколько меньше ширины проводника МПЛ.

При этажном расположении подложек в корпусе межэтажные переходы осуществляются с помощью отрезков миниатюрных высокочастотных кабелей [11] микротракта или лентой фольги, пропущенной через диэлектрическую втулку. Последний способ приемлем в дециметровом диапазоне волн.

4 МОСТ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

В различных устройствах балансного типа (аттенюаторах, фазо-вращателях и т.д.) находят применение трехдецибелные направленные ответвители (НО) – мосты на связанных линиях (рис. 23, а) и [8, 14]. По сравнению с мостом других типов они более широкополосны.

Особенностью НО на микрополосковых связанных линиях является то, что даже при полном согласовании НО со стороны всех плеч величина направленности ограничена и зависит от величины зазора S_1 между полосковыми проводниками (рис. 23, а) и [8, 14].

Для объяснения принципа действия НО можно воспользоваться методом чётного и нечётного возбуждений, при котором производится попеременное возбуждение плеч первичной и вторичной линий одинаковыми по амплитуде волнами, напряжение синфазно (рис. 23, б) и противофазно (рис. 23, в). Суперпозиция этих двух режимов эквивалентна тому, что в плечо 1 поступает волна двойной амплитуды, а в плечо 2 падающая волна отсутствует. Через поле синфазной (чётной) волны осуществляется магнитное взаимодействие линий. Часть магнитных силовых линий охватывает оба полосковых проводника. Поле противофазной (нечётной) волны осуществляет электрическое взаимодействие. Часть электрических силовых линий соединяет полосковые проводники. В результате во вторичной линии создаётся волна, бегущая в обратном направлении. Таким образом, НО на связанных линиях относятся к ответвителям противонаправленного типа, т.е. плечи 1 и 4, а также 2 и 3 развязаны. Длина области связи выбирается равной $l = \lambda_{e0} / 4$, где λ_{e0} – центральная длина волны диапазона в связанной линии. При этом получается наименьшая частотная неравномерность по переходному ослаблению.

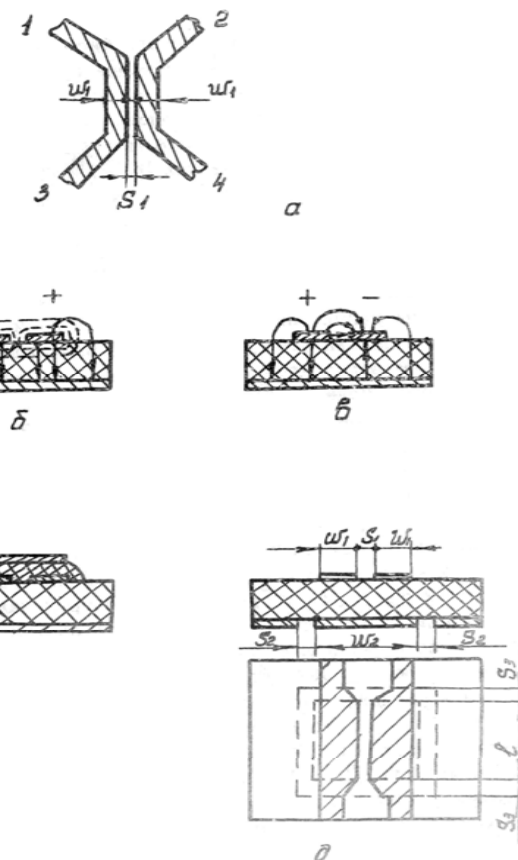


Рис. 23 – Мост на связанных линиях:
 а – проводники связанных линий;
 б – синфазное возбуждение; в – противофазное возбуждение;
 г – мост с дополнительным проводником над слоем диэлектрика;
 д – мост с разрывом заземлённой поверхности

Фазовые скорости волн при чётном и нечётном возбуждении не равны. При нечётном возбуждении волны распространяются преимущественно в воздухе, а при чётном – в материале подложек. Поэтому фазовая скорость при нечётном

возбуждении больше, чем при чётном. Вследствие этого величина направленности D_0 даже в идеальном НО не равна ∞ , причём с увеличением зазора S_I , т.е. с увеличением переходного ослабления. Разность фазовых скоростей увеличивается и направленность уменьшается. При $C_0 \geq 13...15$ дБ (где C_0 – переходное ослабление) НО на микрополосковых связанных линиях становится практически ненаправленным [14].

Для получения моста, т.е. НО с переходным ослаблением $C_0 = 3$ дБ, следует уменьшить зазор S_I . Однако при этом величина зазора получится нереализуемо малой. Минимально допустимая величина зазора $S_I = 50 \pm 20$ мкм. Такое ограничение величины S_I обусловлено в основном разрешающей способностью технологического оборудования.

Таким образом, при создании микрополосковых мостов на связанных линиях с достаточно высокой направленностью необходимо применять специальные меры, одной из которых является использование дополнительного незаземлённого проводника, имеющего “плавающий” потенциал [11,15]. Проводник располагается над областью связи, отделён от полосковых линий слоем диэлектрика и имеет длину, равную длине области связи (рис. 23, *з*). При введении дополнительного проводника увеличивается ёмкость между связанными линиями. Это увеличение ёмкости будет проявляться только при нечётном возбуждении линий. Фазовая скорость уменьшается. В случае чётного возбуждения заряд ёмкости связанных линий практически не меняется. Это эквивалентно отсутствию влияния дополнительного проводника на ёмкость между линиями. Фазовая скорость остаётся прежней. Происходит выравнивание фазовых скоростей при чётном и нечётном возбуждении, увеличивается D_0 и одновременно уменьшается C_0 при том же зазоре S_I . Недостатком такого НО является необходимость использования более сложной трёхслойной технологии изготовления.

На рис. 23, *д* показан НО, у которого связь увеличена за счёт разрыва незаземлённой поверхности. Образованный в результате этого незаземлённый проводник ω_2 под областью связи выполняет ту же роль, что и дополнительный проводник с “плавающим” потенциалом. С технологической точки зрения конструкция (*д*) получается более простой. Из-за наличия незаземлённого проводника в непосредственной близости от области связи зазор S_I у моста существенно увеличивается.

С помощью расчётов и экспериментальных исследований установлено, что при $\varepsilon = 9,6$; $C_0 = 3$ дБ; $Z_e = 50$ Ом для всех частот $S_I/h = 0,08...0,1$; $\omega_1/h = 1,7$; $\omega_2/h = 3,48$; $S_3/h = 0,4$. В дециметровом диапазоне волн $S_2/h \cong 1,5...2$. С увеличением длины волны S_2/h уменьшается. Длина области связи $l = \lambda_{\varepsilon 0} / 4$, где

$\lambda_{\varepsilon 0} = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{\varepsilon_{\text{эфф}}}}$, $\varepsilon_{\varepsilon_{\text{эфф}}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость [4]. Для подложек с $\varepsilon = 9,6$ при указанных выше размерах $\sqrt{\varepsilon_{\varepsilon_{\text{эфф}}}} = 2,6$.

ОГЛАВЛЕНИЕ

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Дзехцер, Г.В. *P-i-n*-диоды в широкополосных устройствах СВЧ / Г.В. Дзехцер, О.С. Орлов. – М.: Сов. радио, 1970.
2. Бова, Н.Т. Управляющие устройства СВЧ / Н.Т. Бова, П.А. Стукало, В.А. Храмов. – Киев: Техника, 1973.
3. Конструирование и расчёт полосковых устройств / под ред. проф. И.С.Ковалева. – М.: Сов. радио, 1974.
4. Справочник по расчёту и конструированию полосковых СВЧ устройств / под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982.
5. СВЧ - устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчёт / под ред. И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого. – М.: Сов.радио, 1969.
6. Силаев, М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ - устройств / М.А. Силаев, С.Ф. Брянцев – М.: Сов. радио, 1970.
7. Полупроводниковые приборы. Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: справочник / под ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоиздат, 1982.
8. Малорацкий, Л.Г. Проектирование и расчёт СВЧ - элементов на полосковых линиях / Л.Г. Малорацкий, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972.
9. Хижа, Г.С. СВЧ - фазовращатели и переключатели / Г.С. Хижа, И.Б. Вендик, Е.А. Серебряков. – М.: Радио и связь, 1984.
10. Проектирование радиоприёмных устройств / под общ. ред. А.П. Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976.
11. Малорацкий, Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ / Л.Г. Малорацкий. – М.: Сов. радио, 1976.
12. Малорацкий, Л.Г. Конструкторско-технологические вопросы проектирования интегральных схем СВЧ - модулей / Л.Г. Малорацкий, Л.И. Хурция // Зарубежная радиоэлектроника – 1974. – № 9. – С.61-67.
13. Вечканова, Р.А. Конструирование устройств СВЧ / Р.А. Вечканова, Н.М. Галдина. – Куйбышев: КуАИ, 1981.
14. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979.
15. Гительсон, А.А. К расчёту параметров связанных микрополосковых линий с дополнительным незаземлённым проводником / А.А. Гительсон, В.Н. Иванов. // Радиотехника и электроника – 1975. – Т. XX. – Вып. 3.

Краткие сведения.....	3
1 Атенюаторы.....	3
1.1 Т-образные аттенюаторы.....	4
1.2 Балансные аттенюаторы.....	5
1.3 Каскадные аттенюаторы.....	12
1.4 Порядок проектирования аттенюаторов.....	17
2 Фазовращатели.....	19
2.1 Основные определения.....	19
2.2 Отражательные фазовращатели.....	20
2.3 Проходные фазовращатели.....	24
2.4 Порядок проектирования проходного фазовращателя.....	32
3 Вопросы конструирования ГИС СВЧ.....	34
4 Мост на связанных линиях.....	37
Библиографический список.....	41

Учебное издание

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ АТТЕНЮАТОРОВ И ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ СВЧ
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ**

Методические указания к курсовому проектированию

Составители: Галдина Нина Михайловна,
Пахомов Вячеслав Васильевич

Редактор Т.И. Кузнецова
Компьютерная верстка А.В. Ярославцева

Подписано в печать 03.09.2007 г. Формат 60x84 1/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 2,75.+1,0(вкл.)
Тираж 100 экз. Заказ Арт. С - 42/2007

Самарский государственный аэрокосмический
университет. 443086, Самара, Московское шоссе, 34.

Изд-во Самарского государственного аэрокосмического
университета. 443086, Самара, Московское шоссе, 34.