

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Институт информационных технологий и радиоэлектроники

Кафедра радиотехники и радиосистем

Гаврилов В.М.

**«Антенны и устройства микроэлектронной техники в
радиофизике»**

Конспект лекций

Конспект лекций по дисциплине
«Проектирование микроэлектронных устройств и антенн» для студентов
ВлГУ, обучающихся по направлению
11.03.01 Радиотехника

Владимир 2015

Проектирование микроволновых устройств СВЧ.

1. Введение

В настоящее время в радиоэлектронике сложилась устойчивая тенденция перехода в область СВЧ. В этом плане особенно показательным является спутниковое телевидение, которое уже перешло из экспериментальной в эксплуатационную стадию широкого вещания. Первоначально переход систем спутниковой связи в область СВЧ был связан с жесткими ограничениями на объём и вес аппаратуры, предназначенной для установки на спутники. В дальнейшем, быстрое развитие технологии и схемотехники СВЧ закрепили эту тенденцию, а снижение стоимости технологичной микроволновой аппаратуры СВЧ сделало возможным широкое спутниковое вещание.

Целью данного курса является усвоение теоретических понятий расчетных методов и принципов конструирования современных пассивных и активных микроволновых устройств СВЧ на основе плечевых линий передачи, включая подготовку к пользованию существующими и разрабатываемыми системами автоматизированного проектирования.

В основном рассматривается обоснование выбора и проектирование устройств, предназначенных для систем спутникового телевидения, которые по разнообразию используемых схем и устройств можно рассматривать как наиболее общий случай применения микроволновых СВЧ в радиотехнических устройствах.

Важнейшим эталоном проектирования является обоснованная формулировка требований как к системе в целом, так и к входящим в неё устройствам.

Как наиболее типичный случай, рассмотрим обоснование требований к устройствам, входящим в систему спутникового телевидения.

Такие системы состоят из трёх основных частей: передающей земной станции; геостационарного спутника, основной частью которого является ретранслятор(приёмник-усилитель-передатчик); приёмной земной станции(коллективной или индивидуальной). Передающая земная станция осуществляет передачу сигналов звукового вещания, телевидения, а иногда и других сигналов, например данных, по линии «вверх»(направление «Земля-спутник»), а так же выполняет ряд других функций. К ним относятся контроль и дистанционное управление эксплуатационными параметрами ретранслятора, контроль и корректировка положений спутника и антенных систем. Регламентом радиосвязи для линии «вверх» выделен ряд полос частот вплоть до 275 ГГц. В настоящее время с учетом технологических требований используются, в основном, полосы 5.850...6.426 ГГц и 14.0... 14.5 ГГц (эти частоты регламентом выделены для фиксированной спутниковой службы, но широко используются для передачи ТВ-сигнала на ИСЗ).

Передачик спутника осуществляет обратную передачу сигналов к приёмным земным станциям по линии «вниз» (направление «спутник-Земля»). Для этого используются полосы частот 620...790 МГц (ТВ - диапазон); 2.50...2.69 ГГц; 3.6...4.2 ГГц (эта полоса выделена регламентом для фиксирования спутниковой службы), но в основном используется диапазон 11.7... 12.5 ГГц (в будущем предполагается использовать диапазоны более высоких частот).

Геостационарные спутники выведены на такую круговую орбиту в плоскости экватора, при которой их угловая скорость совпадает со скоростью вращения Земли (вокруг своей оси). Теоретическая высота над поверхностью Земли, где выполняются условие постоянства скоростей обращения и равенства центростремительных и гравитационных сил, составляет 36000 км. При таких условиях можно осуществить полное обслуживание больших территорий качественным вещанием. Теоретически один расположенный таким образом спутник при ширине ДН равным 16° может «осветить» 1/3 земной поверхности.

В действительности передаваемым сигналом приходится облучать существенно меньшие территории. Поэтому антенная система спутникового передатчика должна иметь очень узкую ДН (грубо - шириной в единицы градусов с точностью $\pm 0.1^\circ$). В предположении идеальной стабилизации положения спутника по трём осям и использования диапазона частотой 12 ГГц можно достичь соответствующей направленности при экономически и технологически измененных размерах передающих антенн. Экономические исследования показывают, что в областях с малой плотностью населения можно обеспечить дешевле и гораздо быстрее приём с помощью спутникового телевидения, чем строить разветвленную сеть наземных передатчиков, даже с учетом короткого срока эксплуатации геостационарного спутника (предположительно около 7 лет). Спутниковое телевидение имеет свои обоснования и для густонаселенных областей, а так же для территорий с гористым рельефом местности. Очевидно, что в этом случае может быть кабельное телевидение.

Применение пассивных спутников (отражающих назад первичные передачи с поверхности Земли) нецелесообразно с точки зрения высокого уровня вносимого затухания в канал передачи (при распространении в одном направлении затухание превышает 200 дБ). Поэтому на спутнике необходимо использовать передатчик, однако мощность ограничена возможностями источников питания. Для обеспечения максимальной эффективности необходимо использовать высоконаправленную антенную систему. В настоящее время для питания применяются кремневые или арсенид-галиевые солнечные батареи. Отдача этих батарей достигает 150 Вт/кг при полной отдаваемой мощности 5 кВт. Проверяется также возможность использования ядерных реакторов, топливных элементов и прямого преобразования солнечной энергии с помощью термоэлектрических элементов.

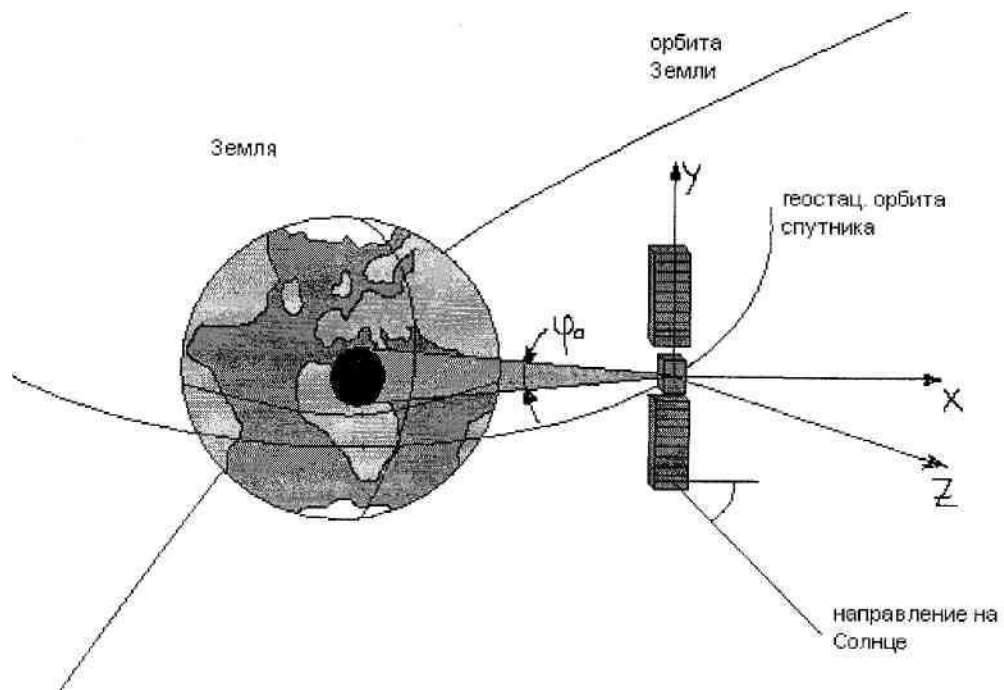


Рис. 1 Стабилизация положения геостационарного спутника по трём осям и ДН его антенн по линии вниз.

В предположении идеальной стабилизации положения спутника по трём осям (рис. 1) необходимо постоянно ориентировать солнечные элементы на Солнце с помощью сервомеханических систем для бесперебойного снабжения энергией. В период, когда спутник находится в тени Земли, подача электропитание от солнечной батареи прекращается. У геостационарных спутников «затмение» возникает весной (от 27.02 до 17.04) и осенью (от 1.09 до 15.10). Смещением положения спутника к западу от зоны обслуживания, время затемнения легко переместить на более поздние ночные часы. Если необходима непрерывная передача, то в этот период приходится питать ретранслятор от аккумулятора. Очень важен вопрос вида модуляции телевизионного сигнала. Применение амплитудной модуляции (АМ) в земных передатчиках энергетически невыгодно. Поэтому в настоящее время для передачи аналоговых сигналов на линии «вниз» используется частотная модуляция (ЧМ). Это позволяет (по сравнению с АМ) повысить отношение сигнал/шум после демодуляции. Сигнал звукового сопровождения обычно передается с помощью двойной частотной модуляции (ЧМ-ЧМ) на поднесущей. ЧМ пригодна и для радиочастотной передачи аналоговых составных сигналов С-МАС или D2-МАС; которые предположительно должны стать единым стандартом для европейских систем спутникового вещания. При переходе в будущем к передаче сигналов изображения и звука в цифровой форме и соответствующему первичному кодированию (ИКМ, ДИКМ, дельта-модуляция), очевидно, для радиочастотной передачи будут использоваться другие виды модуляции, например, манипуляция фазового сдвига несущей.

Принимая во внимание, что сигналы спутниковых ретрансляторов могут мешать наземным системам связи (особенно, при немодулированном режиме работы), используют так называемую дисперсию. Сигнал спутникового ретранслятора не зависимо от модулирующего сигнала еще модулируется по частоте вспомогательным НЧ-сигналом частоты 2... 25 Гц (например треугольной формы), что приводит к расплыванию энергетического спектра. В приёмниках после частотной демодуляции нежелательных НЧ-составляющих необходимо избавиться с помощью схемы подавления дисперсии(например, с помощью ключевой схемы).

Международные соглашения по радиовещательной спутниковой связи.

Основные технические показатели и характеристики спутникового вещания в районах **1** (Европа, Европейская часть бывшего СССР, Африканские и малоазиатские страны, расположенные по берегам Средиземного моря), **2** (Южная и Северная Америка, а также Гренландия) и **3** (Азия и Океания) были установлены на Всемирных административных конференциях по радио (ВАРК) в Женеве в 1977 и в 1983 гг. Они представлены в таблице 1. На конференции в 1977г. были также согласованы зоны охвата территорий европейских государств сигналами спутникового вещания. В полосе частот 11.7... 12.5 размещено 40 телевизионных каналов с разносом 19.18 МГц. Выделенные отдельным европейским странам спутниковые каналы с указанием положения спутника в плоскости экватора и поляризации измеряемого сигнала приведены в табл. 3.

Таблица 1

Технические параметры радиовещательной спутниковой службы, согласованные на Всемирной и Региональной радиоконференциях (1977 и 1983 гг.).

Технические параметры	Район 1	Район 2	Район 3
Полоса частот для линии «вниз», ГГц	11.7...12.5	12.2...12.7	11.7...12.2
Число каналов	40	32	24
Разнос каналов, МГц	19.8	14.58	19.8
Ширина полосы частот канала, МГц	27	24	27
Поляризация электромагнитного	Круг.	Круг.	Круг.
Отношение мощности сигнала к шуму,	14	14	14
Защитное отношение (отношение средней мощности полезного сигнала к средней мощности сигнала помехи на входе приёмника), дБ	31(<15)	28(<13.6)	31(<15)
Ширина ДН передающих антенн, град	0.6	0.8	0.6
Ширина ДН приёмных антенн, град	2	1.7	2

Угловой разнос между спутниками на орбите, град	6±0.1	Нестандарт	6 ± 0.1
Угол места, град	20	20	20
Точность стабилизации по трём осям	±1	±1	±1
Плотность потока мощности у	-103	-107	-103
Минимальная добротность станции	6	10	6

Таблица 2.

Распределение каналов в диапазоне 12 ГГц (район 1).

Номер канала	Несущая частота изображения, ГГц	Номер канала	Несущая частота изображения, ГГц
1	11.72748	21	12.11108
2	11.74666	22	12.13026
3	11.76584	23	12.14944
4	11.78502	24	12.16862
5	11.80420	25	12.18780
6	11.82338	26	12.20698
7	11.84256	27	12.22611
8	11.86174	28	12.24534
9	11.88092	29	12.26452
10	11.90010	30	12.28370
11	11.91928	31	12.30228
12	11.93846	32	12.32206
13	11.95764	33	12.34124
14	11.97682	34	12.36042
15	11.99600	35	12.37960
16	12.01518	36	12.39878
17	12.0336	37	12.41796
18	12.05354	38	12.43714
19	12.07272	39	12.45632
20	12.09190	40	12.47550

Таблица 3.

Выделенные для европейских государств каналы в диапазоне 12 ГГц (район 1).

Страна	Положение спутника	Номера каналов	Поляризация

ФРГ Австрия Швейцария Италия	19° з.д.	2,6,10,14,18 4,8,12,16,20 22,26,30,34,38 24,28,32,36,40	Круговая, Левосторонняя
Франция Люксембург Бельгия Нидерланды		1,5,9,13,17 33,7,11,15,19 21,25,29,33,37 23,27,31,35,39	Круговая, правосторонняя
ПНР ЧССР ГДР ВНР	1° з.д.	1,5,9,13,17 3,7,11,15,19 21,25,29,33,37 22,26,30,34,38	Круговая, левостор.
Финляндия Швеция Норвегия Дания	-5° з.д.	2,6,10,22,26 4,8,30,34,40 14,18,28,32,38 24,28,32,36,40	Круговая, левостор.
Великобритания Ирландия Испания	31° з.д.	4,18,12,16,20 2,6,10,14,18 23,27,31,35,39	Круговая, правостор.
Сан. Мариино Лихтенштейн Монако	37° з.д.	1,5,9,13,17 3,7,11,15,19 21,25,29,33,37	Круговая, правостор.
СФРЮ	7° з.д.	21,25,29,33,37	

Из таблицы следует что, например ЧССР, может разместить на геостационарной орбите на позиции 1° з.д. спутник, передающий 3,7,11,15 и 19 каналах пять национальных программ с мощностью до 64 дБ Вт. С учетом того, что предполагаемая ширина полосы частот канала составляет 27 МГц, а разнос между соседними каналами только 19.18 МГц, необходимо предотвратить случайные межканальные помехи выбором противоположных направлений поляризации излучаемых сигналов в соседних каналах. Для перспективных систем радиовещательной спутниковой службы новым регламентом радиосвязи (1979 г.) выделены полосы частот 40.5...42.5 и 84...86 ГГц.

Земные приёмные станции.

Земные приёмные станции (ЗПС) можно разделить на 2 основные группы – станции индивидуального и станции коллективного приёма. Земные станции должны обеспечивать качественный приём передаваемых сигналов. С учетом предыдущих замечаний о предполагаемом виде модуляции передаваемых сигналов по существу речь идёт о преобразователе ЧМ - АМ, ... между антенной системой (параболическая антенна, направленная на спутник) и входом стандартного телевизионного приёмника (рис. 3).

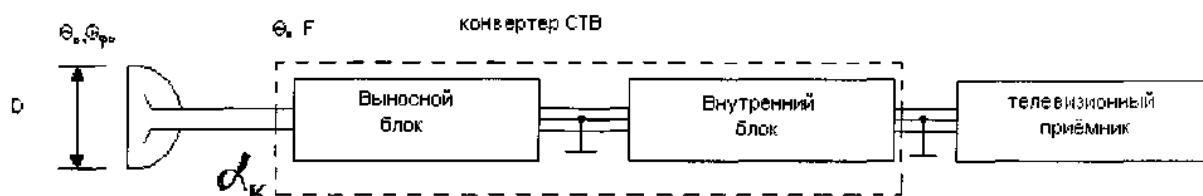


Рис.3 Концепция построения индивидуального приёмника для приёма спутникового вещания

Для линии «вниз» выделены диапазоны частот 700 МГц; 2.6 ГГц и 12 ГГц. Диапазоны 700 МГц и 2.6 ГГц имеют ограниченное применение, поскольку в этих диапазонах работают наземные системы связи и возникает опасность помех. Кроме того, эти диапазоны уже использованы (например, советским спутником «Экран»). Поэтому дальнейшие замечания будут относиться в основном к диапазону частот 12 ГГц.

Добротность приёмной станции.

Ограниченные возможности увеличения мощности спутникового передатчика и значительное затухание на линии передачи в диапазоне 12 ГГц приводят к необходимости использования очень чувствительных приёмников. В то же время они должны быть дешевыми (особенно, если речь идёт о стоимости электронных компонентов индивидуальных приёмников), а следовательно, и простыми. Для оценки основных свойств приёмной станции удобно использовать так называемую добротность G_p/θ (отношение усиления G приёмной системы к полной шумовой температуре θ приёмного устройства, определяемого на его входе).

Для коэффициента усиления G_p параболической антенны справедливо следующее выражение(1):

$$G_{po} = \left(\frac{4\pi S}{\lambda^2} \right) \cdot \eta = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta \quad (1)$$

Где η - эффективность облучения зеркала антенны первичным Излучателем ($\eta = 0.55$)

S - коэффициент использования поверхности;

D- диаметр параболического зеркала, λ - длина волны.

Направленные свойства антенн также определяются шириной их ДН(по уменьшению интенсивности на 3 дБ), приблизительно равной:

$$\varphi_0 = \frac{(65 \div 70)\lambda}{D} = \frac{70\lambda}{D} \quad (2)$$

(в угловых градусах)

После преобразований соотношение между G_{p0} и φ_0 получим в следующем виде:

$$G_{p0} = \frac{26460}{\varphi_0^2} \quad (3)$$

Пересчитанный по входу приемника эффективный коэффициент усиления антенны меньше:

$$G_p = G_{p0} \cdot \alpha_k \cdot \alpha_z \quad (4)$$

Где $\alpha_k < 1$ - эффективный коэффициент передачи волновода между антенной и приёмником; $\alpha_z < 1$ - коэффициент, усиливающий уменьшение усиления под влиянием точностей измерений, поляризационных ошибок и т.п.

Результирующая шумовая температура приёмного устройства[2]:

$$\theta = \sum \theta_i = \theta_a \cdot \alpha_k + (1 - \alpha_k)\theta_0 + (F - 1)\theta_0 \quad (5)$$

Где θ_a - шумовая температура антенной системы, К; θ_0 - эталонная температура окружающей среды ($\theta_0 = 290^\circ \text{K}$); F - коэффициент шума приемника.

Так при диаметре зеркала антенны $D = 0.75$ м, в диапазоне 12ГГц, $C_{p0} = 4880$; $\alpha_k = 0.95$; $\alpha_z = 0.9$; $\theta_a = 150^\circ \text{K}$; $F = 5$ ($F_{\text{дБ}} = 6.98 \text{ дБ}$), то после вычисления по формулам (4) и (5) получим :

$$G_p = 4172, \theta = 1317^0 \text{ K}$$

Далее вычисляем добротность приёмной станции:

$$\frac{G_p}{\theta} = \frac{4172}{1317} = 3.17 \text{ K}^{-1}$$

Иногда для упрощения выражают также добротность в логарифмической форме

$$\left[10 \lg \left(\frac{G_p}{\theta} \right) \right]$$

В данном случае:

$$\frac{G_p}{\theta [\text{дБ} \cdot \text{K}^{-1}]} = 10 \lg(3.17) = 5.01 \text{ дБ/К}$$

Минимальная логарифмическая добротность для индивидуальных приёмников:

$$\frac{G_p}{\theta[\partial B \cdot K^{-1}]} = 10 \lg \left(\frac{G_p}{\theta} \right) \geq 6 \partial B / K$$

Для коллективных приёмников:

$$\frac{G_p}{\theta[\partial B \cdot K^{-1}]} \geq 16 \partial B / K$$

Для профессионального приёмного центра:

$$\frac{G_p}{\theta[\partial B \cdot K^{-1}]} \geq 26 \partial B / K$$

Энергетический баланс линии «вниз» спутникового телевизионного канала.

Отношение мощностей сигнала и шума на входе приёмника данной станции выражается соотношением[3]:

$$\frac{P_{S1}}{P_{\bar{S}1}} = P_v G_v G_p b (k\theta \cdot B_{vf})^{-1} \quad (6)$$

Где: θ - эквивалентная шумовая температура приемного устройства, К (см.(5)); P_v - мощность передатчика на спутнике, Вт; B_{vf} - ширина полосы частот вынесенного блока приёмника земной станции, Гц (в районе 1 вся полоса 800 МГц; иногда 400 МГц - половина полосы); k - постоянная Больцмана; $G_v(G_p)$ - усиление передающей (приемной) антенны, равной:

$$G = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) S_{ef} \quad (7)$$

Где S_{ef} - эффективная площадь параболической антенны, m^2 ; λ - длина волны передаваемого сигнала, м (так для $f=12$ ГГц ($\lambda = 0.025m$) и $S_{ef} = 1 m^2$, $G=2 \cdot 10^4$ или $G_{[\partial B]} = 10 \lg(2 \cdot 10^4) = 43 \partial B$); b - затухание передаваемого сигнала в свободном пространстве на линии «вниз» при $R=36000$ км ($b = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$)

В 12-ГГц диапазоне частот $b= 3.05 \cdot 10^{21}$ или в дБ = -205 дБ.

Из (6) получаем:

$$\left(\frac{P_{S1}}{P_{\bar{S}1}} \right)_{\partial B} = 10 \lg \frac{P_{S1}}{P_{\bar{S}1}} = 10 \lg \frac{G_p}{\theta} + 10 \lg P_v + 10 \lg \left(\frac{\lambda^2}{4\pi B_{vf} k} \right) \quad (9)$$

Где P_v - плотность потока мощности сигнала у поверхности Земли, Вт m^{-2}

$$P_v = \frac{P_{ЭНИМ}}{4\pi R^2} = \frac{P_v G_v}{4\pi R^2} \quad (10)$$

Через $P_{ЭНИМ}$ обозначена эквивалентная изотропноприращенная мощность спутникового передатчика. Уравнение (9) после логарифмирования и преобразования можно представить в виде:

$$\left(\frac{P_{S1}}{P_{\dot{S}1}} \right)_{\text{дБ}} = (P_v)_{[\text{дБВм}^{-2}]} + \left(\frac{G_p}{\theta} \right)_{[\text{дБК}^{-1}]} + 387 - 20 \lg f_{[\text{Гц}]} - 10 \lg (B_{vf})_{[\text{Гц}]} \quad (11)$$

И для $f=12$ ГГц и $B_{vf}=400$ МГц:

$$\left(\frac{P_{S1}}{P_{\dot{S}1}} \right)_{[\text{дБ}]} = (P_v)_{[\text{дБ} \cdot \text{Вм} \cdot \text{м}^{-2}]} + \left(\frac{G_p}{\theta} \right)_{[\text{дБ} \cdot \text{К}^{-1}]} + 100 \quad (12)$$

Отношение сигнал/шум на входе приёмника для коллективного приёма не может быть меньше 14 дБ для 99% времени наихудшего месяца. Так, например, для плотности потока тах в месте приёма $P_v = 120$ дБВтм² добротность приёмной станции должна быть равна:

$$\left(\frac{G_p}{\theta} \right)_{[\text{дБК}^{-1}]} = \left(\frac{P_{S1}}{P_{\dot{S}1}} \right)_{[\text{дБ}]} - (P_v)_{[\text{дБВм}^{-2}]} - 100 = 14 + 120 - 100 = 34 \text{дБ} \cdot \text{К}^{-1}$$

Отношение сигнал/шум на входе демодулятора определяют шумовые свойства усилителя и смесителя вынесенного блока приемника:

$$\left(\frac{P_{S2}}{P_{\dot{S}2}} \right)_{[\text{дБ}]} = \left(\frac{P_{S1}}{P_{\dot{S}1}} \right)_{[\text{дБ}]} - F_{[\text{дБ}]} \quad (13)$$

Где коэффициент шума приёмника $F_{[\text{дБ}]} = 10 \lg F$.

На выходе частотного демодулятора приемника происходит повышение отношения сигнал/шум [4] [5]:

$$\left(\frac{P_{Sdem}}{P_{\dot{S}dem}} \right)_{[\text{дБ}]} = \left(\frac{P_{S2}}{P_{\dot{S}2}} \right)_{[\text{дБ}]} + 10 \lg \frac{B_{vf}}{B_{mf}} + 10 \lg \left[\frac{3}{2} \frac{B_{mf}}{B} \left(\frac{\Delta f}{B} \right)^2 \right] \quad (14)$$

Где B - ширина полосы частот (Гц) видеосигнала, ограничиваемая фильтром на выходе демодулятора ЧМ (по норме D МККР $B=6$ МГц); Δf - девиация частоты, Гц; B_{mf} - ширина полосы по ПЧ (Гц), для которой в первом приближении справедливо правило Карсона:

$$B_{mf} = 2(B + \Delta f) = 2B(1 + m_{FM}) \quad (15)$$

Если принять во внимание внесение предьискажений восстановления и коэффициента взвешивания для треугольного шума (в (14) не учитывается

согласно нормам D МККР выражают прирост отношения сигнал/шум на выходе демодулятора порядка 27дБ (для V=400МГц).

В предположении достаточной плотности потока мощности P_v в месте приёма легко

получить отношение $\left(\frac{P_{Sdem}}{P_{\bar{S}dem}}\right)_{[дБ]} \geq 40дБ$, чему соответствует отличное качество воспроизводимого изображения.

Уравнение (14) действительно только в предположении, что отношение $\left(\frac{P_{S2}}{P_{\bar{S}2}}\right)_{[дБ]}$ превышает пороговый уровень 10... 11 дБ. Но на результирующие шумы на линии «вниз» влияют так же шумы линии «вверх»(земной передатчик - спутник). В этом случае :

$$\left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{результ} = \frac{\left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{вниз} - \left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{вверх}}{\left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{вниз} + \left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{вверх}} \quad (16)$$

из которого следует, что при равном отношении сигнал/шум на линиях «вниз» и «вверх» результирующее отношение снизится на 3дБ. На линиях «вверх» легче добиться более высокого отношения $\left(\frac{P_s}{P_{\bar{s}}}\right)_{вверх}$

поскольку имеет более мощный земной передатчик и антенну больших размеров с большим усилением (см.(7)).

Концепция построения устройств для непосредственного приёма сигналов спутникового телевидения.

Системы для индивидуального, коллективного и профессионального приёма сигналов радиовещательной спутниковой службы существенно различаются. Мы лишь кратко остановимся на концепции приёмника для индивидуального приёма. К его особенности следует отнести прежде всего стабильность параметров во времени; добротность станции на приём порядка 6дБ/К; полную совместимость со стандартным телевизором, приёмником; хорошую воспроизводимость; относительно низкую стоимость и т.д. Приемное устройство обычно состоит из двух конструктивно разделенных блоков: вынесенного и внутреннего(см. рис. 3)

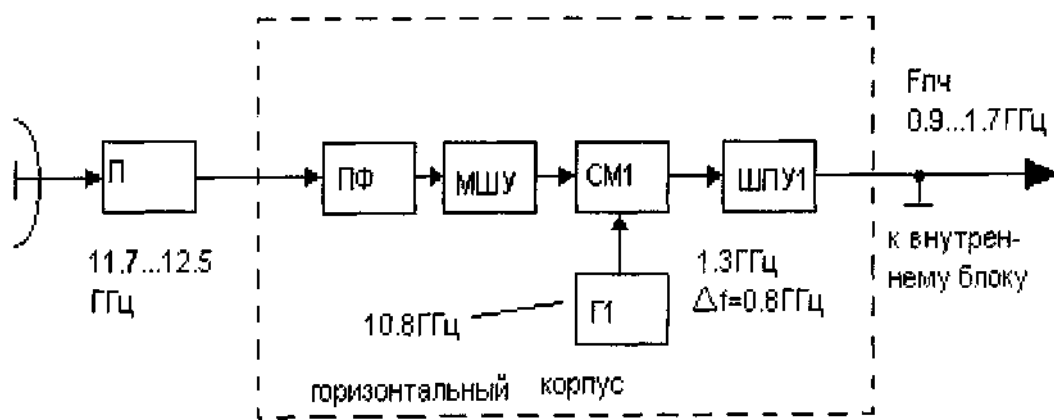


Рис.4. Структурная схема широкополосного вынесенного блока индивидуального приёмника для всей полосы(800МГц) в виде СВЧ интегральной схемы.

Структурная схема первого из них (рис.4) представляет собой концепцию блока, конструктивно совмещенного с приемной антенной. Он предназначен для широкополосного усиления и преобразования частоты принимаемых сигналов в полосе порядка 400МГц, в которой размещаются 5 каналов, выделенных стране и передаваемых с круговой поляризацией. Поскольку приёмник должен осуществлять приём во всей полосе (около 800МГц) и для двух направлений круговой поляризации, то необходимо, чтобы поляризатором П с двумя выходами были два независимых вынесенных блока усиления и преобразования.

Принимаемый сигнал проходит из параболической антенны по волноводу через поляризатор на два положения через полосовой фильтр ПФ на вход малошумящего усилителя МШУ(в настоящее время обычно выполняемого на GaAs - полевых транзисторах с затвором металл-полупроводник). Генератор Г1 с диэлектрическим резонатором работает на частоте 10.8 ГГц, и его гетеродинный сигнал вместе с принимаемым сигналом подается на смеситель СМ1 (диод Шотки, двухзатворный транзистор). Выходной сигнал смесителя усиливается в полосе частот 0.9...1.7ГГц(так называемая высокая первая промежуточная частота, или ПЧ1) в широкополосном усилителе ШПУ. Такая структурная схема имеет ряд преимуществ:

- меньшие требования к избирательности входного фильтра ПФ;
- отпадают проблемы с зеркальными частотами первого смесителя и паразитным.....Гетеродина Г1;
- диапазон частот ПЧ1 совпадает с полосой частот в новой серии телевизоров;
- вынесенный блок почти весь можно выполнить по современной тонкопленочной технологии в виде СВЧ интегральной схемы.

Концепция построения внутренних блоков разнородна(обычно приёмник с одним или двумя преобразованиями, частотной демодуляцией, иногда с последующей АМ). На рис.5 сверху показана структурная схема не самого простого, но часто используемого варианта внутреннего блока с так называемой «низкой второй промежуточной частотой».

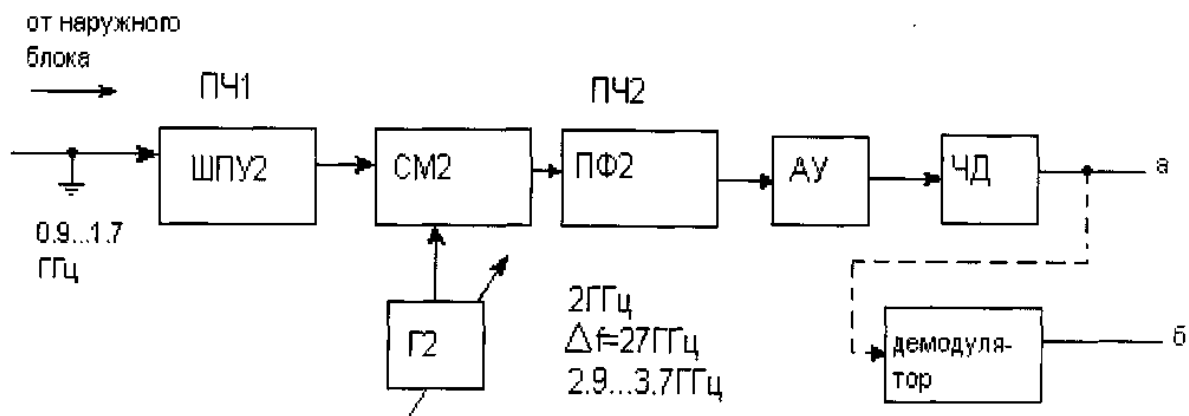


Рис.5. Структурные схемы внутреннего блока приемника непосредственного телевизионного вещания(верхний рис.) и внутреннего блока типа «повышающий преобразователь»(нижний рис.) : а - полный цветной сигнал + ЧМ звук на $f= 5.5\text{МГц}$; б — полный телевизионный сигнал.

Через перестраиваемый фильтр с шириной полосы 30МГц сигнал из вынесенного блока(на ПЧ1) поступает на широкополосный усилитель ШПУ2. Фильтр ПФ1 перестраивается вместе с генератором Г2. Усиленный сигнал в смесителе СМ2 преобразуется в сигнал второй промежуточной частоты(70МГц). Затем следует фильтр сосредоточенной селекции ПФ2, апериодический усилитель АУ и частотный детектор ЧД, на выходе которого имеется полный сигнал цветного телевидения и сигнал звукового сопровождения в виде частотно-модулированной поднесущей 5.5(6.5)МГц.

Для обработки сигнала на ПЧ2 можно применить стандартные монолитные ИС. Преимуществом такого решения является возможность достижения высокой степени интеграции. К недостаткам относится необходимость синхронной перестройки входного высокодобротного фильтра, возможность появления помех на зеркальных частотах, случайные помехи по выходному сигналу второй ПЧ от сигналов наземных передатчиков.

Структурная схема другого варианта решения в структуре построения внутреннего блока показана в нижней части ри.5. Входной усилитель ШПТУ является широкополосным. Усиленный сигнал с помощью смесителя СМ2 преобразуется во вторую промежуточную частоту(2ГГц), фильтруется полотно-пропускающим фильтром ПФ2, усиливается и детектируется частотным детектором. В этом случае выборначала во всем диапазоне частот 11.7...12.5ГГц легко осуществить перестройкой одного генератора Г2 в диапазоне 2.9...3.7ГГц. В настоящее время подобный вариант легко выполнить в виде гибридной ИС.

Недостатком различных вариантов автономных внутренних блоков является то, что они не согласованы с выходной частью классической схемы построения телевизоров. Иногда на выходе внутреннего блока ставят модулятор, с помощью которого суммарный сигнал телевидения и сигнал звукового сопровождения в соответствии с существующими телевизионными

стандартами переносится в некоторый канал(обычно в 4 или 5 диапазон), что позволяет использовать и входную часть телевизионного приемника. Изготовитель старается выполнить внутренний блок варианта «повышающий преобразователь» как субблок универсальной входной высокочастотной части телевизионного приемника, который обеспечивал бы прием сигналов наземных передатчиков в 1-5 телевизионных диапазонах и сигнала спутникового вещания(после предварительной доработки вынесенного блока).

Приведенный обзор устройств для индивидуального приема радиовещательной спутниковой службы далеко не полон, т.к. данная область быстро совершенствуется и развивается.

2. Транзисторные усилители СВЧ.

Общие сведения.

В настоящее время имеется широкий класс транзисторов, обладающих хорошими шумовыми и усилительными свойствами, и способных работать в диапазоне СВЧ. На основе этих транзисторов разрабатываются малошумящие усилители (МШУ) и усилители промежуточной частоты (УПЧ) для приемных устройств спутникового телевидения. Транзисторные усилители, в отличие от усилителей на параметрических и туннельных диодах являются нерегенеративными, поэтому обеспечить их устойчивую работу значительно проще, чем, например, усилителей на туннельных диодах. Кроме того, транзисторы СВЧ обладают невзаимными (в первом приближении) свойствами, поэтому транзисторный усилитель в принципе может включаться в радиотракт без внешних развязывающих устройств. В усилителях СВЧ применяются, как биполярные (германиевые и кремниевые), так и полевые транзисторы с затвором типа барьера Шоттки (на кремнии и арсениде галлия). Германиевые биполярные транзисторы позволяют получить меньший коэффициент шума, чем кремниевые, однако, последние более высокочастотные. Полевые транзисторы превосходят биполярные по усилительным свойствам и могут работать на более высоких частотах, особенно арсенид-галлиевые. Шумовые характеристики на относительно низких частотах лучше у биполярных, а на более высоких частотах – у полевых. Недостатком полевых транзисторов являются высокие входные и выходные сопротивления, что затрудняет широкополосное согласование (ШПС). Теоретический предел усиления по частоте биполярного транзистора 10...15 ГГц, а полевых транзисторов на арсениде галлия 90 ГГц. Биполярные транзисторы обычно применяют на частотах до 4..5 ГГц, полевые транзисторы - на частотах выше 8 ГГц. В настоящее время транзисторные усилители СВЧ изготавливают в основном в виде гибридных интегральных схем (ИС) на диэлектрических подложках с активными навесными элементами. Усилители в виде полупроводниковых ИС пока еще имеют больший коэффициент шума и недостаточную повторяемость параметров. Подложки гибридных ИС усилителей СВЧ выполняются из керамики, сапфира, кварца и др. Транзисторы используются как в корпусном, так и бескорпусном исполнении. Бескорпусные транзисторы имеют минимальные величины паразитных элементов.

Бесструктурные модели транзистора СВЧ.

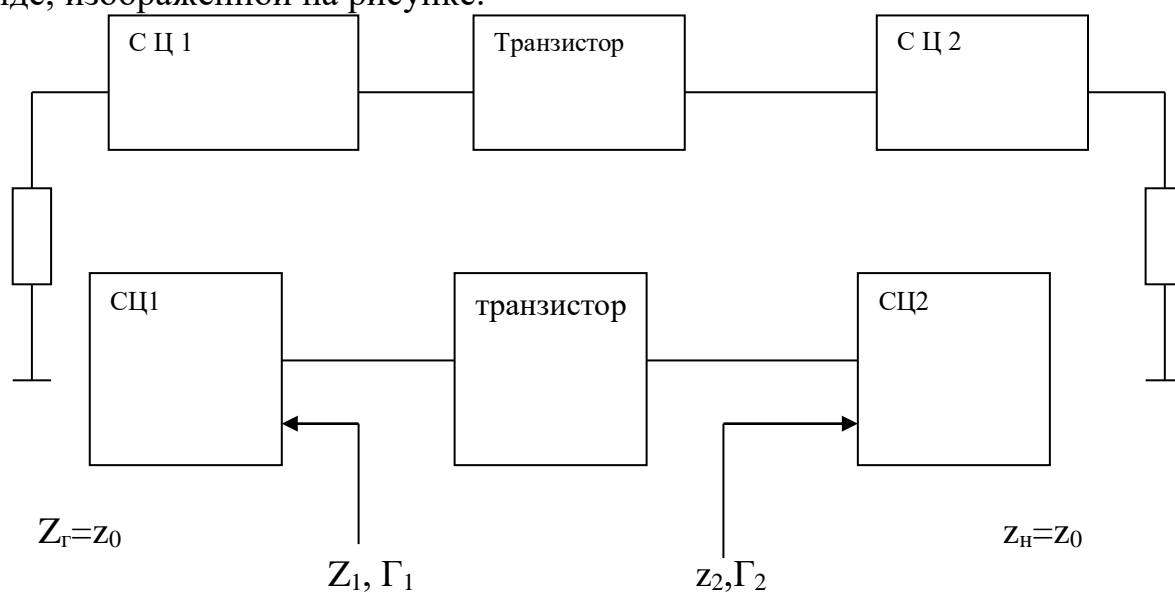
В основу расчета и анализа транзисторного усилителя СВЧ положена модель транзистора. Это может быть структурная (физическая) модель, т.е. эквивалентная схема транзистора, либо бесструктурная модель, представляющая транзистор в виде эквивалентного четырехполосника.

Преимуществом структурной модели является высокая информативность.

Эквивалентная схема характеризует поведение транзистора в диапазоне частот и позволяет устанавливать связь между ее элементами и характеристиками транзистора. Бесструктурная модель транзистора менее информативна, однако она более точна, т.к. ее параметры могут быть установлены путем натуральных измерений. Расчет усилителей СВЧ принято проводить с использованием бесструктурной модели транзистора в S-параметрах. При необходимости бесструктурная модель может быть заполнена структурной моделью. Обе модели взаимосвязаны: по S-параметрам транзистора, измеренным в диапазоне частот можно определить элементы эквивалентной схемы и наоборот, известная эквивалентная схема позволяет рассчитать S-параметры на любой частоте.

Устойчивость транзисторных усилителей СВЧ.

Транзисторный усилитель СВЧ может обеспечить заданные электрические характеристики (K_p , Γ_1 , Γ_2), если транзистор правильно нагружен, т.е. если сопротивление сигнала и нагрузки в транзистора имеют вполне определенные значения. Сопротивление реального источника сигнала и нагрузки, как правило, равны 50 Ом, поэтому усилитель должен включать в себя согласующие цепи, осуществляющие трансформацию сопротивлений. В соответствии с этим структурная схема усилителя может быть представлена в виде, изображенной на рисунке.



Вход усилителя.

Выход усилителя.

Здесь СЦ1 и СЦ2 – согласующие цепи на входе и выходе усилителя. СЦ1 трансформирует сопротивление реального источника сигнала $z_r=z_0$ в сопротивление z_1 в плоскости транзистора, а СЦ2 трансформирует $z_n=z_0$ в z_2 . Структурная схема усилителя, представленная на рисунке является простейшей. При необходимости она может быть дополнена другими цепями, например, осуществляющими выравнивание амплитудно-частотной характеристики усилителя (при широкой полосе пропускания). При расчете транзисторного усилителя СВЧ большое значение имеет обеспечение его устойчивости, которое определяется S-параметрами и

синтезированными импедансами источника и нагрузки. Самовозбуждение возможно в том случае, когда на входе или на выходе, или и на входе и на выходе одновременно имеется отрицательное сопротивление. Наличие отрицательного сопротивления соответствует значению S_{11} или S_{22} больше единицы. Однако и при отрицательных сопротивлениях усилитель может оказаться устойчивым.

Введем понятие безусловной и условной устойчивости усилителя. Усилитель считается безусловно устойчивым в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при любых сопротивлениях пассивных внешних нагрузок (z_1 и z_2). Если существуют нагрузки, способные привести усилитель к самовозбуждению, то он является условно устойчивым. В безусловно устойчивом усилителе активные составляющие входного и выходного сопротивлений транзистора должны оставаться положительными при любых нагрузочных сопротивлениях z_1 и z_2 соответственно, если активные составляющие последних также положительны. Можно показать, что для безусловной устойчивости усилителя необходимо и достаточно выполнение следующих соотношений []:

Петров Г.В., Толстой А.И., Линейные балансные СВЧ усилители. Радио и связь. М.:1983.

$$\begin{aligned} |S_{12} S_{21}| &< 1 |S_{11}|^2 \\ |S_{12} S_{21}| &< 1 |S_{22}|^2 \\ 2|S_{12} S_{21}| &< 1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2, \quad (9.7) \end{aligned}$$

где $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Последнее неравенство принято записывать в виде $K_y > 1$, где параметр

$$K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (9.8)$$

называется коэффициентом устойчивости.

Условие $K_y > 1$, являющееся необходимым, но недостаточным условием безусловной устойчивости усилителя, означает, что возможно одновременное комплексно-сопряженное согласование на входе и выходе транзистора при $K_{p\text{макс}}$. При $K_y < 1$ транзистор можно согласовать только с одной стороны при заданном K_p . Случай $K_y = 1$ является предельным, когда двустороннее согласование возможно. Условие безусловной устойчивости иногда записывают в виде

$$K_y > 1 \quad B_1 > 0, \quad B_2 > 0, \quad (9.9)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (9.10)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2, \quad (9.11).$$

Однако такая форма записи, хотя и удобна, но не является обыкновенной. В [] показано, что если первое из неравенств (9.7) выполняется, то всегда $B_2 > 0$, а при выполнении второго неравенства (9.7) всегда $B_1 > 0$. Обратное же утверждение не справедливо, т.е. B_1 и B_2 могут быть положительными и при

нарушении соответствующих неравенств(9.7). Поэтому соотношениями (9.9) можно пользоваться лишь после их проверки с помощью(9.7). Нарушение любого из неравенств (9.7) делает усилитель потенциально неустойчивым, т.е. при отрицательных сопротивлениях сигнала и нагрузки момент возбудителя.

В случае потенциально неустойчивого усилителя важно определить область допустимых сопротивлений входной и выходной нагрузок в плоскости транзистора, при которых усилитель будет работать устойчиво. Если выходная (входная) нагрузка выбрана правильно, то активная составляющая выходного (входного) сопротивления транзистора будет положительной и модуль K_0 его входа (выхода) меньше единицы. Для обеспечения устойчивости усилителя можно воспользоваться графическими построениями на базе диаграммы полных сопротивлений [].

Веселов Г.И. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: (учебное пособие; Под редакцией Г.И. Веселова-М;1988.)

Известно, что все возможные сопротивления пассивной нагрузки (и, соответственно, K_0) заключены внутри круговой диаграммы полных сопротивлений. Условимся называть круговую диаграмму, относящуюся к входной (выходной) нагрузке, плоскостью входной (выходной) нагрузки.

Найдем на плоскости выходной нагрузки область допустимых сопротивлений, при которых активная составляющая входного сопротивления транзистора считается положительной. В [] показано, что границей области допустимых сопротивлений выходной нагрузки является окружность (окружность устойчивости), радиус ρ_{s2} которой и координата центра относительно центра \square_{s2} круговой диаграммы определяется соотношениями:

$$r_{si} = \frac{C_i^*}{D_i}; \quad \rho_{si} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{D_i} \right| \quad (9.12)$$

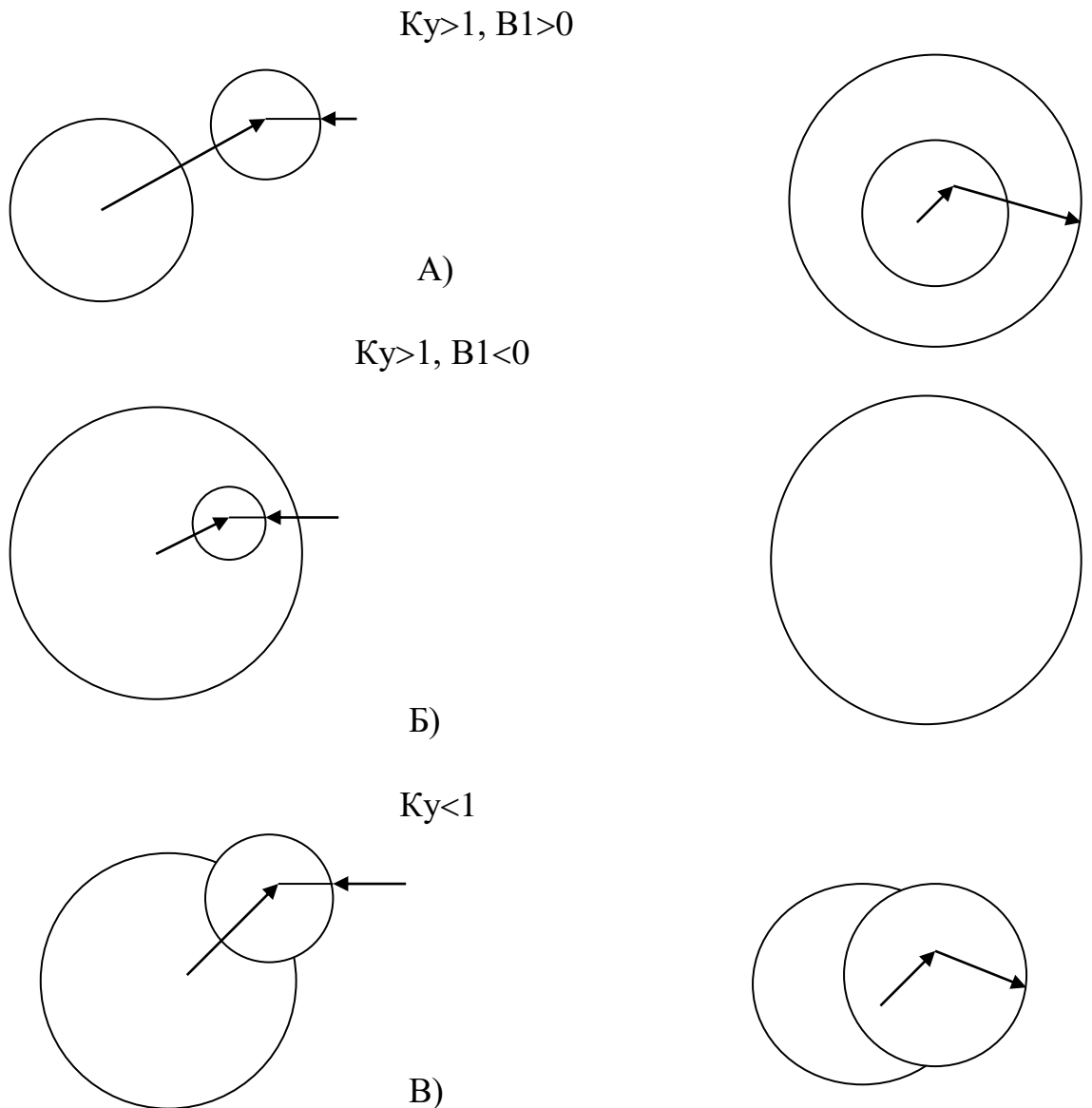
где

$$C_i = S_{ii} - \Delta S_{jj}^*, \quad D_i = |S_{ii}|^2 - |\Delta|^2 \quad (9.13)$$

$i=2, j=1$.

Аналогично определяется область допустимых сопротивлений входной нагрузки, при которой активная составляющая выходного сопротивления транзистора является положительной. Граница этой области - окружность устойчивости на плоскости входной нагрузки - задается координатой центра r_{s1} и радиусом ρ_{s1} , определяется формулами(9.12) при $i=1, j=2$. Возможны 6 различных случаев расположения окружностей устойчивости относительно круговой диаграммы, определяющей все возможные сопротивления нагрузки. Для определенности полагается, что окружность устойчивости построена на плоскости выходной нагрузки. Область допустимых сопротивлений нагрузки может находиться внутри или вне окружности устойчивости. Это зависит от расположения этой окружности относительно центра круговой диаграммы, который соответствует режиму согласования и

всегда принадлежит области устойчивости. Поэтому, если окружность устойчивости не охватывает центр круговой диаграммы, т.е. если $|r_{s2}| > \rho_{s2}$, то область допустимых сопротивлений находится вне этой окружности (левые рисунки), в противном случае - внутри окружности (правые рисунки).



Области недопустимых сопротивлений нагрузки заштрихованы. Диаграммы на рисунке а) соответствует безусловно устойчивым усилителям; область недопустимых сопротивлений нагрузки расположена за пределами круговой диаграммы. Остальные случаи соответствуют случаям потенциальной неустойчивости. Аналогичный вид имеют окружности устойчивости и на

плоскости входной нагрузки. Построив окружности входной и выходной нагрузки, можно создать устойчиво работающий усилитель.

Расчет узкополосных усилителей графоаналитическим методом.

() Фрекер (Тексас Инструментс) Быстрый расчет усилителя при помощи параметров рассеяния. Электроника № 21, 1966.

Расчет усилителя начинается с выбора транзистора, схемы его включения и определения (измерения) S-параметров транзистора в условиях, максимально приближенных к реальным. Усилитель с узкой полосой пропускания, не превышающий несколько процентов, рассчитывается на центральной частоте рабочего диапазона. Определяются его устойчивость, коэффициент усиления по мощности, коэффициент шума и амплитудно-частотная характеристика. По известным S-параметрам транзистора с помощью формулы(9.8) вычисляют K_u . При $K_u < 1$ усилитель потенциально неустойчив. Если $K_u > 1$, проверяют, выполняется ли остальные два неравенства условий (9.7). При нарушении хотя бы одного из них усилитель также потенциально неустойчив.

Расчет усилителя на заданный K_p включает в себя следующие этапы:

- 1) определение сопротивлений источника сигнала z_1 и нагрузки z_2 в плоскости транзистора, при которых обеспечивается K_p ;
- 2) расчет согласующих цепей, трансформирующих сопротивление z_1 и z_2 в плоскости транзистора ($z_1 = z_2 = 50 \text{ Ом}$) соответственно в z_1 и z_2 в плоскости транзистора.

Решение двустороннего согласования при $K_u > 1$.

При одновременном согласовании на входе и выходе транзистора K_p безусловно устойчивого транзистора ($B_i > 0$) получается максимальным ($K_{p\text{max}}$), а потенциально неустойчивого ($B_i < 0$) – минимальным ($K_{p\text{min}}$) определяя сопротивление источника сигнала в плоскости транзистора, при которых реализуется режим двустороннего согласования, и получим выражение для K_p в этом режиме.

При двустороннем согласовании модули K_o на входе и выходе полученного транзистора равны нулю. При этом K_o от нагрузки в плоскости транзистора, как показано в [], определяются соотношениями

$$\Gamma_{1m} = \frac{B_1 \mp \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \tag{9.14}$$

$$\Gamma_{2m} = \frac{B_2 \mp \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \tag{9.15}$$

Где B_1, B_2, C_1, C_2 определяются формулами (9.10), (9.11), (9.13). Знак (-) соответствует случаю $B_i > 0$, знак (+) – случаю $B_i < 0$ ($i=1$ для (9.14), $i=2$, для (9.15)).

Из (9.14), (9.15) следует, что при двустороннем согласовании КО связаны между собой соотношениями

$$\Gamma_{1ш} = \left[\frac{S_{11} - \Gamma_{2ш} \Delta}{1 - \Gamma_{2ш} S_{22}} \right]^* \quad (9.16)$$

$$\Gamma_{2ш} = \left[\frac{S_{22} - \Gamma_{1ш} \Delta}{1 - \Gamma_{1ш} S_{11}} \right]^* \quad (9.17)$$

По известным K_0 от нагрузок в плоскости транзистора можно определить сопротивления нагрузок

$$Z_{iш} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{iш}}{1 - \Gamma_{iш}}, \quad i=1,2 \quad (9.18)$$

Входное $Z_{вх}$ и выходное сопротивление транзистора при нагрузках $Z_{1м}$ и $Z_{2м}$ обеспечивающих режим двустороннего согласования, равны: $Z_{вх} = Z_{1м}^*$, $Z_{вых} = Z_{2м}^*$

Найдем теперь КУ мощности при двустороннем согласовании, для чего подставим в (9.6)

$$K_{рном} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|}$$

выражения (9.14), (9.15) для K_0 , $\Gamma_{1м}$ и $\Gamma_{2м}$

В результате получим:

для безусловно устойчивого усилителя ($B_i > 0$)

$$K_{рmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K_y - \sqrt{K_y^2 - 1} \right) \quad (9.19)$$

для потенциально неустойчивого ($B_i < 0$)

$$K_{рmin} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K_y + \sqrt{K_y^2 - 1} \right) \quad (9.20)$$

С уменьшением коэффициента устойчивости K_y коэффициент усиления $K_{рmax}$ безусловно устойчивого усилителя возрастает и при $K_y = 1$ достигает наибольшего значения

$$K_{рmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|$$

Режим фиксированного усилителя в безусловно устойчивом усилителе.

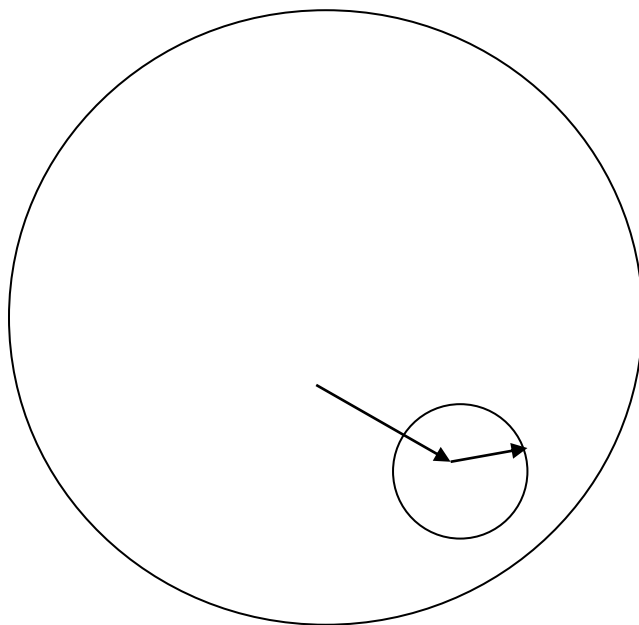
Пусть в безусловно устойчивом усилителе нужно получить $K_p < K_{рmax}$, определяемого соотношением (9.19). Уменьшение K_p можно добиться, вводя рассогласование на входе и (или) выходе транзистора. Обычно, согласование на входе сохраняют, а низкий K_p получают с помощью выходной нагрузки. Все сопротивления нагрузки, обеспечивающие необходимый K_p при условии согласования по одному из выходов транзистора (на другом выходе нагрузка и КО определяются требуемым K_p), на “окружности постоянного усилителя”. Положение центра r_{g2} и радиус ρ_{g2} этой окружности на плоскости выходной нагрузки задаются следующими соотношениями (при $i=2$)

$$r_{gi} = \frac{g}{1 + D_{ig}} C_i^* \quad *$$

$$\rho_{gi} = \frac{\left(1 - 2K_y |S_{12} S_{21}| g + |S_{12} S_{21}|^2 g^2\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + D_{ig}} \quad (9.21)$$

где $g = \frac{Kp}{|S_{21}|^2}$; C_i, D_i определяются формулами (9.13).

Нагрузку z_2 на окружности постоянного усиления можно выбрать произвольно. Однако целесообразно остановиться на таком сопротивлении, которое характеризуется наименьшим КО (т.е. минимальным $|\Gamma_2|$). Это сопротивление находится в точке пересечения окружности постоянного усиления с прямой, соединяющей центр этой окружности с центром круговой диаграммы.



Определив по круговой диаграмме r_2 и z_2 с помощью соотношения (9.16) рассчитаем Γ_{1M} от входной нагрузки из условия сопротивления на выходе транзистора. По известному Γ_{2M} определим с помощью круговой диаграммы

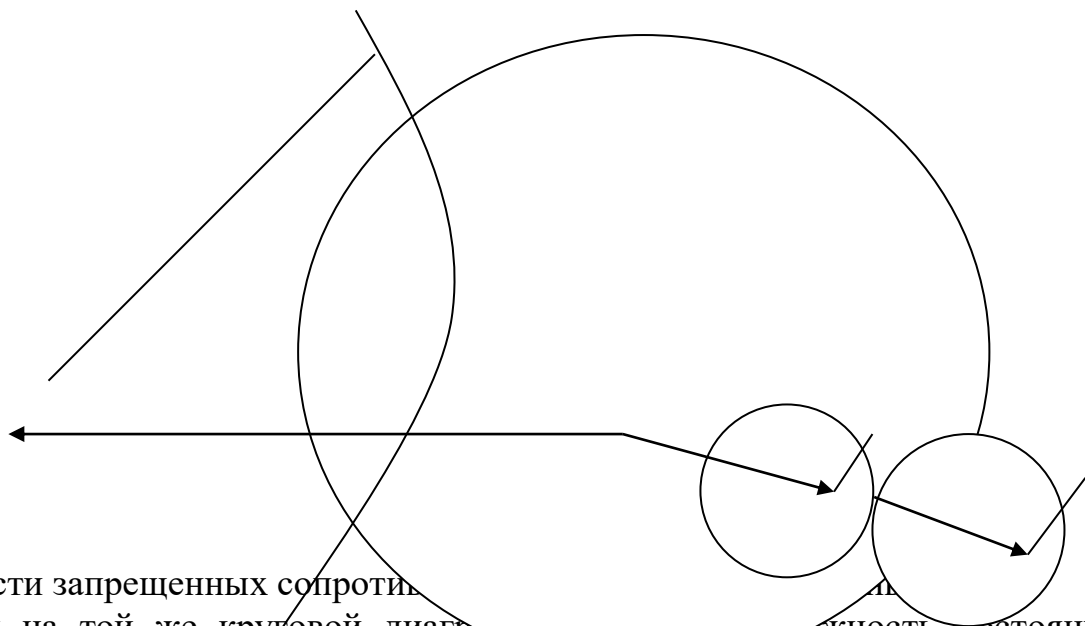
или по формуле (9.18) сопротивление источника сигнала в плоскости транзистора Z_{1M} .

Коэффициент усиления K_p можно получить соответствующим выбором выходной нагрузки при условии согласования на выходе транзистора, по этот случай применяется значительно реже.

Режим фиксированного усиления в потенциально неустойчивом усилителе. В потенциально неустойчивом усилителе при $K_y > 1$ можно получить любой K_p , больший $K_{p\text{мин}}$, соответствующий режиму двустороннего сопряженного согласования на выходе или входе транзистора (или одновременно на входе и выходе).

При $K_y < 1$ режим двустороннего согласования неосуществим и выражение для $K_{p\text{мин}}$ (9.20) теряет смысл. Однако одностороннее согласование возможно. В случае $K_y < 1$ можно получить принципиально любой K_p . В потенциально неустойчивом усилителе требуемый K_p реализуют, как правило, выбором выходной нагрузки при согласовании на выходе транзистора.

Расчет начнем с построения окружности устойчивости входной и выходной нагрузок на круговой диаграмме полученных сопротивлений. Координата центра r_{si} и радиус ρ_{si} окружности устойчивости задаются формулами (9.12) (при $i=1$ для входных нагрузок и при $i=2$ для выходной).



Области запрещенных сопротивлений. Затем на той же круговой диаграмме построим окружность постоянного усиления, которое соответствует выходной нагрузке. Положение центра r_{g2} и радиус ρ_{g2} определяются соотношениями (9.21) при $i=2$. Подчеркнем, что центры окружностей постоянного усиления лежат на прямой, соединяющей

центр окружности устойчивости с центром круговой диаграммы. На окружности постоянного усиления можно выбрать любое сопротивление z_2 , не попадающее в область неустойчивости выходной нагрузки. Желательно, что бы модуль соответствующий КО $|\Gamma_2|$ был возможно меньшим. Определив z_2 и Γ_2 , по формуле (9.16) вычислим $\Gamma_{1м}$ от входной нагрузки при условии согласования на входе транзистора. По известному $\Gamma_{1м}$ определим $z_{1м}$ и проверим, не попало ли оно в область неустойчивости входной нагрузки. Если выбор выходной нагрузки оказался неудачным расчет следует повторить.

Расчет согласующих цепей, трансформирующих сопротивление источника (генератора) $z_г$ и нагрузки $z_н$ в сопротивление z_1 и z_2 , рассмотрим на конкретном примере.

Пример расчета узкополосного усилителя.

3. Диодные преобразователи частот СВЧ диапазона

Общие положения

Преобразователи частоты, состоящие из смесителя и гетеродина, помимо параметров, характеризующие линейные узлы приемного тракта: коэффициент передачи (потерь преобразования), коэффициента шума, полосы пропускания и т.д. – должны обеспечить ряд специфических параметров: подавление паразитных каналов приема и комбинационных составляющих, развязку между сигнальным и гетеродинным входами.

Наибольшее распространение в СВЧ диапазоне получили диодные смесители на диодах с барьером Шоттки (ДБШ), обладающие относительно малыми потерями преобразования и малым коэффициентом шума.

Транзисторные смесители хотя и позволяют уменьшить количество каскадов приемного тракта, т.к. обладают усилением по мощности, но из-за большого разброса параметров транзисторов не могут обеспечить высоких требований по электромагнитной совместимости (ЭМС), т.е. подавлению паразитных каналов приема. Далее рассмотрим лишь диодные варианты смесителей. Используемые соотношения и рекомендации для проектирования смесителей взяты из [1,2,3]

При эскизном расчете ДСЧ используются следующие допущения:

1. амплитуда напряжения гетеродина на диоде намного больше амплитуды напряжения сигнала и любой комбинационной составляющей;
2. влияние высших гармоник гетеродина мало;
3. емкость перехода диода линейна (однако используя нелинейность емкости, можно заметно увеличить коэффициент передачи ДСЧ);

при воздействии на цепь с нелинейной проводимостью $g(U^*)$ напряжений на частотах гетеродина ω_r и сигнала ω_c появляются токи различных комбинационных составляющих $n\omega_r \pm m\omega_c$; однако при эскизном расчете предполагается, что наибольшее влияние на параметры ДСЧ оказывают токи сигнальной ω_c , промежуточной $\omega_{np} = \omega_c - \omega_r$ и зеркальной $\omega_z = 2\omega_r - \omega_c$ частот. Токи остальных комбинационных частот не создают на нелинейной проводимости падения напряжения, т.е. должны быть замкнуты на землю, что надо иметь в виду при выборе схем согласующих цепей ДСЧ.

При этих предположениях матрица проводимости, связывающая комплексные амплитуды токов и напряжений учитываемых составляющих имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_c \\ \dot{I}_{np} \\ \dot{I}_z^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 & g_1 & g_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 & g_1 & g_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_c \\ \dot{U}_{np} \\ \dot{U}_z^* \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где g_k – коэффициент разложения в ряд Фурье периодически изменяющийся с частотой ω_r проводимости $dI(U_r \cos \omega_r t)/dU$, т.е.

$$g_k = e^{jk\varphi_c} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{di(t)}{dU} \cos(k\omega_c t) d(\omega_c t),$$

где φ_c – фаза напряжения гетеродина на нелинейной проводимости.

При известной проводимости Y_3 на частоте ω_3 , подключенной к зажимам нелинейной проводимости, эта проводимость сможет быть представлена эквивалентным четырехполюсником, характеризуемым матрицей проводимости

$$[Y_{ПЧ}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 - \frac{g_2^2}{g_0 + Y_3^*} & g_1 - \frac{g_2 g_1}{g_0 + Y_3^*} \\ g_1 - \frac{g_2 g_1}{g_0 + Y_3^*} & g_0 - \frac{g_1^2}{g_0 + Y_3^*} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

По известным матрицам отдельных нелинейных проводимостей и согласующих цепей составляется общая матрица всей схемы преобразователя частоты, по которой и проводится расчет основных характеристик:

1. потери преобразования $L_p = P_{с ном} / P_{пр}$, где $P_{пр}$ – мощность колебаний промежуточной частоты в нагрузке смесителя; $P_{с ном}$ – номинальная мощность источника сигнала. Для расчета реальных потерь преобразования имеем соотношение

$$L_p = \frac{[(Y_{11} + Y_c)(Y_{22} + Y_n) - Y_{12}Y_{21}]}{4|Y_{21}|^2 \operatorname{Re} Y_c \operatorname{Re} Y_n},$$

где Y_n , Y_c – соответственно проводимости нагрузки по промежуточной частоте и генератора сигнала, приведенные к зажимам перехода диода;

2. входная проводимость ПЧ на частоте сигнала, приведенная к зажимам нелинейной проводимости диода

$$Y_{вх} = Y_{11} - Y_{12}Y_{21} / (Y_{22} + Y_n);$$

3. выходная проводимость ПЧ по промежуточной частоте

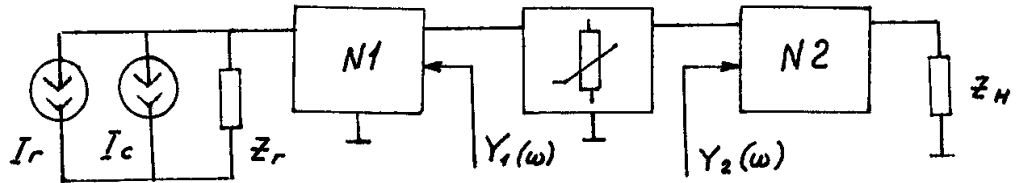
$$Y_{вых} = Y_{22} - Y_{12}Y_{21} / (Y_{11} + Y_c);$$

4. коэффициент шума $K_{ш} = t_{ш} L_{р ном}$, $t_{ш}$ – относительная шумовая температура диода; $L_{р ном}$ – номинальные потери преобразования определяемые как

$$L_{р ном} = \frac{\operatorname{Re} Y_{22} |Y_{11} + Y_c| - \operatorname{Re} [Y_{12} Y_{21} (Y_{11} + Y_c)^*]}{|Y_{21}|^2 \operatorname{Re} Y_c}.$$

Свойства одноконтурных смесителей

Простейшим ДСЧ СВЧ диапазона является однодиодная (одноконтурная) схема, которую рассмотрим подробнее, т.к. она служит основой для создания более сложных схем смесителей и позволяет выявить основные закономерности в свойствах ДСЧ. Эквивалентная схема ДСЧ приведена на рисунке, где нелинейная проводимость описывается матрицей проводимости (2), причем $Y_3 = Y_1(\omega_3)$



Рисунок

Цепь № 1 служит для согласования входной проводимости нелинейной проводимости с источником сигнала и гетеродина, создания заданной проводимости на зеркальной частоте, закорачивание токов промежуточной частоты (для уменьшения потерь преобразования из-за рассеивания мощности промежуточной частоты в сопротивлениях генераторов сигнала и гетеродина) и остальных комбинационных составляющих. Цепь № 2 должна согласовать нагрузку с выходом нелинейной проводимости на частоте $\omega_{пр}$ и предотвратить прохождение СВЧ частот в нагрузку.

Передаточные и иммитансные (т.е. входные и выходные проводимости ДСЧ) характеристики ПЧ во многом определяются значением проводимости Y_3 . В теории преобразователей частоты принято различать узкополосный режим работы, для которого $Y_1(\omega_r) \neq Y_1(\omega_3)$, и широкополосный режим работы, для которого $Y_1(\omega_r) \approx Y_1(\omega_3)$.

Наиболее важными случаями узкополосного смесителя являются смеситель с короткозамкнутой ($Y_1(\omega_3) \rightarrow \infty$) или разомкнутой ($Y_1(\omega_3) = 0$) цепью зеркальной частоты, т.к. в этом случае достигаются минимальные потери преобразования ДСЧ при оптимизации величины $Y_1(\omega_c)$ и $Y_2(\omega_{пр})$. Для трех вариантов проводимости на зеркальной частоте в таблице приведены формулы для расчета параметров Y – матрицы нелинейной проводимости и основных характеристик ДСЧ

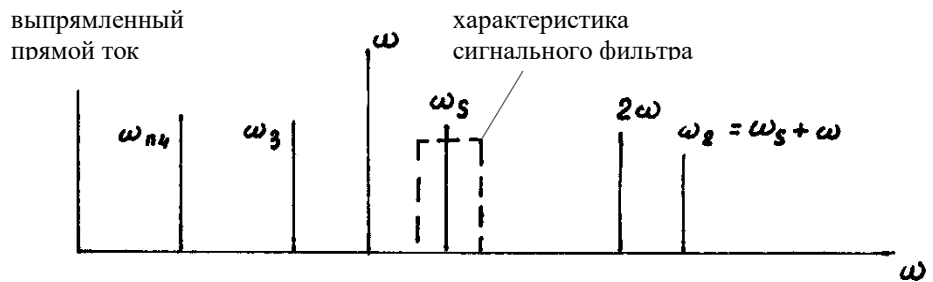
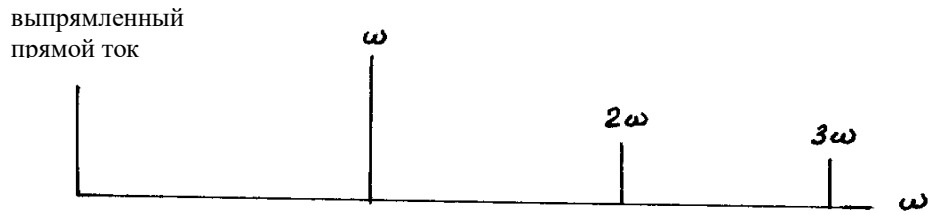
Таблица

Характеристики ДСЧ	Проводимости на зеркальной частоте $Y_1(\omega_3)$		
	0	$g_r(\omega_c)$	∞
Y_{11}	$g_0(1 - \mu_2^2)$	$g_0 - g_2^2 / (g_0 + g_2)$	g_0
$Y_{12} = Y_{21}$	$g_1(1 - \mu_2)$	$g_1 - g_1 g_2 / (g_0 + g_2)$	g_1

Y_{22}	$g_0(1 - \mu_1)^2$	$g_0 - g_1^2 / (g_0 + g_2)$	g_0
L_p ном мин	$\alpha(1 + \sqrt{1 - \eta}) / (1 - \sqrt{1 - \eta})$		
A	1	2	1
η	$\frac{\mu_1^2(1 - \mu_2)}{(1 + \mu_2)(1 - \mu_1^2)}$	$2\mu_1^2 / (1 + \mu_2)$	μ_1^2
$Y_{Г\text{ опт}}$	$g_0(1 - \mu_2^2)\sqrt{1 - \eta}$	$g_0\sqrt{1 - \eta}$	$g_0\sqrt{1 - \mu_1^2}$
$Y_{Н\text{ опт}}$	$g_0(1 - \mu_1^2)\sqrt{1 - \eta}$	$g_0\sqrt{1 - \eta}$	$g_0\sqrt{1 - \mu_1^2}$

$$\mu_1 = g_1 / g_0; \mu_2 = g_2 / g_0.$$

Анализ формул, приведенных в таблице показывает, что наименьшими потерями преобразования обладает смеситель с короткозамкнутой и разомкнутой нагрузкой по зеркальному каналу (ЗК) (в идеальном случае L_p ; в случае широкополосного режима максимально достижимые потери преобразования составляют 3 дБ).



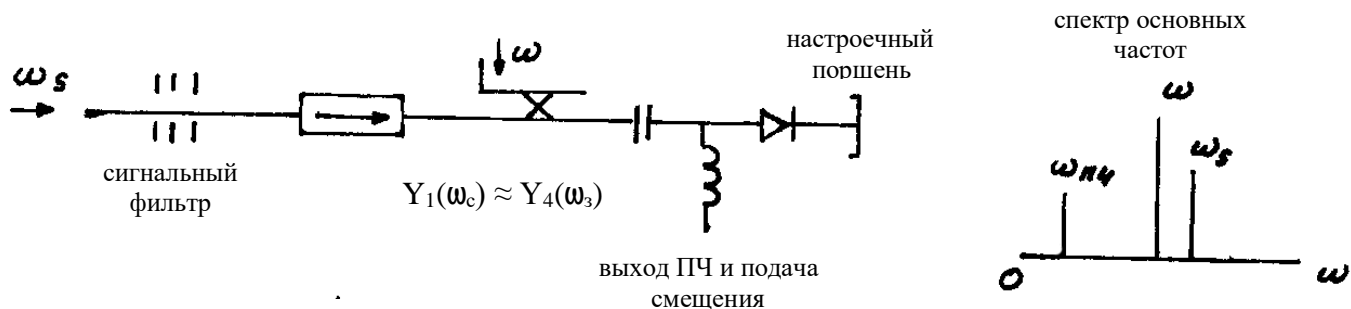
$$\omega_{нч} = \omega_s - \omega$$

$$\omega_g = \omega_s + \omega$$

$$\omega_3 = 2\omega - \omega_s$$

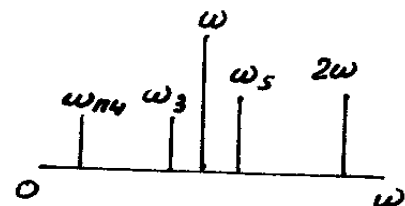
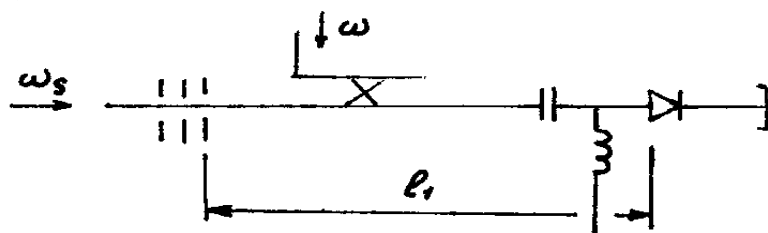
$$\omega_{нч} = \omega - \omega_3 = \omega_g - 2\omega$$

а)

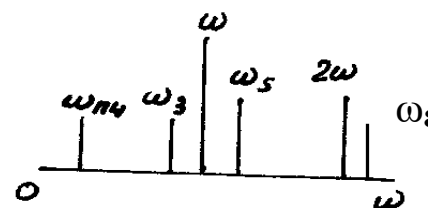
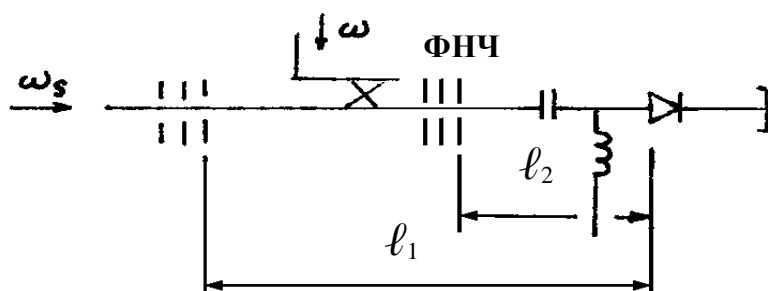


смотреть с равным сопротивлением
для сигнальной и зеркальной частоты

б)



в)



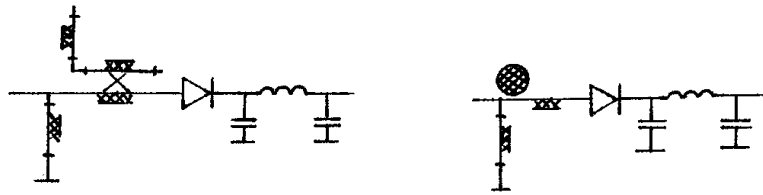
а) – однодиодный смеситель (все боковые полосы либо поглощены вентиляем, либо теряются в стенах волновода из-за многомодовости) с согласованной зеркальной;

б) – смеситель с отражением зеркальной частоты (зеркальная частота отражается сигнальным фильтром, соответствует фазирование ждем регулировки ℓ_1 ; суммарная частота не контролируется)

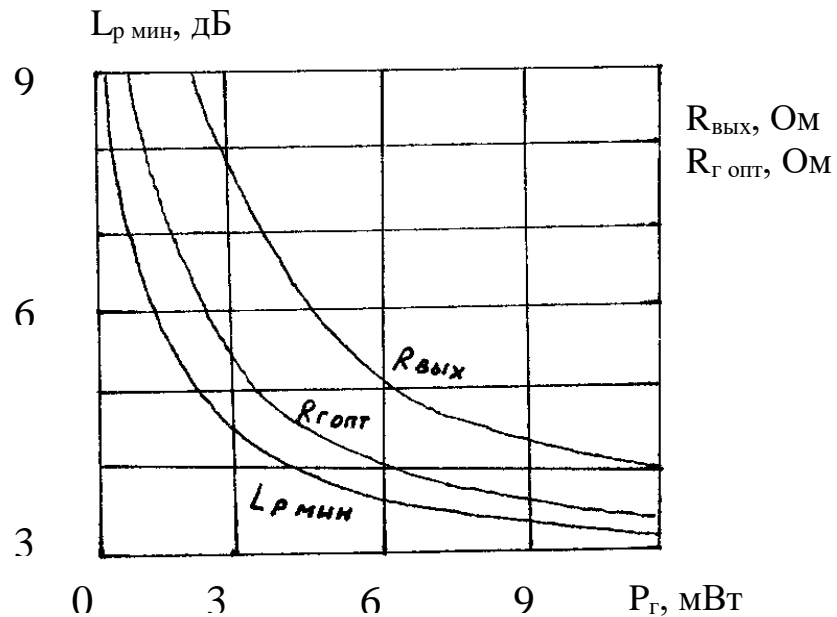
в) – смеситель с отражением суммарной и зеркальной частот (зеркальная частота отражается в смеситель сигнальным фильтром, фазирование отраженной зеркальной частоты выполняется регулировкой ℓ_1 ; ФНЧ пропускает ω , ω_3 и ω_s но отражает $\omega_\Sigma = \omega + \omega_s$ обратно в смеситель, фазирование суммарной частоты осуществляется регулировкой ℓ_2).

Однако следует учитывать, что в реальном смесителе потери преобразования определяются также потерями в сопротивлении диода r_p , рассогласованием по входу и выходу, диссипативными потерями в согласующих цепях и проникновением сигнала в цепь гетеродина. Поэтому минимально достижимые потери преобразования составляют примерно 1.2 – 1.5 дБ для холостого хода по ЗК, 1.5 – 2 дБ – для короткозамкнутого ЗК и 3.5 – 4 дБ – для широкополосного режима по ЗК. Однако реализация малых потерь в режиме холостого хода по ЗК значительно усложняется необходимостью большой трансформации сопротивления для согласования смесителя по входу и выходу. Поэтому этот режим работы ДСЧ практически не используется. Для получения малых потерь преобразования используется

режим короткого замыкания по ЗК, который осуществляется использованием фильтра, настроенного на частоту ЗК. На рисунке представлены две схемы согласующих цепей ДСЧ с фильтрами на частоту ЗК, реализованными на связанных линиях и диэлектрическом резонаторе (ДР).



Заметное влияние на характеристики ДСЧ оказывает выбор мощности гетеродина. Пример зависимости некоторых параметров “широкополосного” ДСЧ от мощности гетеродина (для конкретного диода) приведен на рисунке



Хотя с увеличением мощности гетеродина передаточные и импедансные характеристики ДСЧ улучшаются, некоторое увеличение шумов, уменьшение степени подавления комбинационных составляющих и большое энергопотребление приводят к ограничению мощности гетеродина для типовых режимов работы величиной 1 – 3 мВт.

Наибольшее распространение в ДСЧ имеют кремневые и арсенид – галлиевые смесительные диоды с барьером Шоттки (ДБШ), ВАХ которых приближается к идеальной линейноломаной характеристике, необходимой для эффективного процесса преобразования. Потери преобразования у кремниевых диодов больше, чем у арсенид – галлиевых, но требуемая мощность гетеродина меньше (в ряде случаев почти на порядок). Поэтому кремниевые диоды используются в основном в СВЧ аппаратуре с малым энергопотреблением. ВАХ ДБШ достаточно хорошо описывается экспоненциальной зависимостью

$$i = i_0[\exp(\alpha U) - 1] \quad (3)$$

Параметры некоторых ДБШ приведены в таблице “Смесительные диоды”.

Тип	$f_{\text{раб}}$, ГГц	$C_{\text{д}}$, ПФ	$r_{\text{п}}$, Ом	$C_{\text{к}}$, пФ	$L_{\text{п}}$, нГн	i_0 , $\text{А} \cdot 10^{-13}$	α , В^{-1}
КА103Б	3 – 6	0.2 – 0.5	4 – 6	0.3	0.4	10 – 30	35 – 38
КА105Б	3 – 6	0.2 – 0.5	4 – 6	0.3	0.4	10 – 30	32 – 36
АА110Б	≤ 15	0.15 – 0.3	2 – 4	0.1	0.15	1 – 5	33 – 38
АА111Б	≤ 10	0.2 – 0.4	3 – 5	0.2	0.3	5 – 8	32 – 36
КА120Б	≤ 10	0.2 – 0.4	3 – 5	0.2	0.3	8 – 10	35 – 38
АА117А-6	≤ 10	0.2 – 0.4	3 – 5	0.2	0.3	1 – 5	34 – 38

Шумовые свойства ДСЧ определяются дробовыми шумами ДБШ, тепловыми шумами, обусловленными резистивными потерями в цепях и преобразованными шумами гетеродина. Относительная шумовая температура ДБШ $t_{\text{ш}}$ (или шумовое отношение) характеризует мощность выходного шума диода на промежуточной частоте по сравнению с мощностью шума обычного резистора. У различных типов ДБШ $t_{\text{ш}}$ лежит в пределах 0.7-1.5 и имеет значительный разброс в пределах одной партии диодов и практически не поддаются контролю при изготовлении. Поэтому при расчетах можно положить $t_{\text{ш}} \approx 1 - 1.2$. Отметим, что при $t_{\text{ш}} \neq 1$ условия согласования ДСЧ по минимуму потерь преобразования и коэффициента шума в широкополосном режиме работы не совпадают, однако реально достижимый выигрыш в коэффициенте шума мал.

Собственные шумы гетеродина, генерируемые на частотах $\omega_{\text{г}} \pm \omega_{\text{пр}}$, преобразуясь на нелинейной проводимости, проходят на выход смесителя и ухудшают коэффициент шума ДСЧ. Спектральная плотность мощности преобразованного шума гетеродина на входе УПЧ равна (с учетом зеркального канала)

$$S_{\text{шг}} = 2P_{\text{г}}G / L_{\text{см}}d_{\text{см}}d_{\text{фг}},$$

где $P_{\text{г}}$ – мощность гетеродина, подводимая к нелинейному элементу; G – относительное значение спектральной плоскости мощности шумов на выходе гетеродина на частотах $f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}$ (отношение мощности в полосе 1Гц к мощности основного колебания); $d_{\text{см}}$ – коэффициент подавления мощности преобразованного шума гетеродина в ДСЧ; $d_{\text{фг}}$ – коэффициент подавления мощности на частоте $f_{\text{г}} \pm f_{\text{пр}}$, обеспечиваемый фильтром гетеродина. Для одноконтурного ДСЧ $d_{\text{см}} = 1$, для сложных схем ДСЧ $d_{\text{см}} = 10 - 1000$. Тогда общий коэффициент шума ДСЧ с УПЧ определяется по формуле

$$K_{ш} = L_{рсм} \left[t_{ш} + K_{ш\text{ППЧ}} - 1 + \frac{2P_z G}{L_{рсм} d_{см} d_{фz} K T_0} \right]. \quad (4)$$

Для одноконтурного ДСЧ преобразованные шумы гетеродина полностью определяют его коэффициент шума, т.к. для типовых параметров гетеродинов при $f_{гр} \leq 30 - 50$ МГц, $G > 10^{-15}$ Вт/Гц, и он составляет около 20 – 30 дБ, что практически исключает применение таких схем ДСЧ маломощных трактов приемника. В некоторых случаях они могут использоваться при повышенных промежуточных частотах $f_{гр} > 200$ МГц и дополнительной фильтрации в тракте гетеродина.

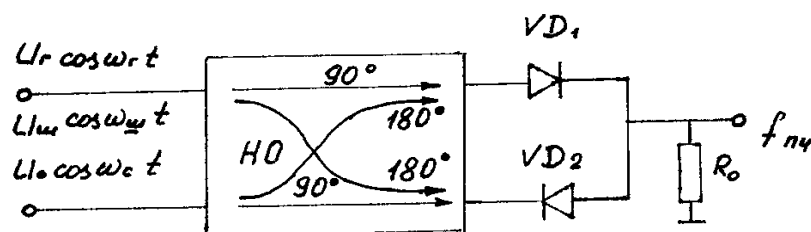
Коэффициент подавления комбинационных составляющих (КС) вида $n_f \omega_f \pm m_c \omega_c$ частотного спектра в одноконтурном ДСЧ на ДБШ может быть оценен приближенным соотношением (для $U_f \approx 0.7$ В, $U_0 = 0$)

$$K_{КС} \approx 20 (m_c - 1) + 2.5n_f, \text{ дБ,}$$

где m_c и n_f – соответственно номер гармоники частоты сигнала и гетеродина. Значение подавления КС тем меньше, чем больше напряжение гетеродина и положительное внешнее смещение, т.к. современных приемных трактах, согласно требованиям на ЭМС, подавление КС должно превосходить 40 – 50 дБ, то для выполнения этих требований необходимо переходить к более сложным схемам ДСЧ.

Сложные схемы СВЧ смесителей

Для улучшения параметров ДСЧ (подавления шумов гетеродина и уменьшения интенсивности комбинационных составляющих) не пользуются многодиодные схемы смесителей. Из них наибольшее практическое использование получил балансный СВЧ смеситель (БС), принципиальная схема которого изображена на рисунке.



Рисунок

Трехдецибелльный направленный ответвитель (НО) обеспечивает равное деление мощности сигнала гетеродина между диодами с фазовым

сдвигом 90° . Для количественного анализа работы БС аппроксимируем ВАХ отрезком ряда Тейлора

$$i_\delta = i_0 + \alpha U_\delta + \beta U_\delta + \dots \quad (5)$$

Рассматривая пути прохождения колебаний сигнала и гетеродина, находим напряжение на первом диоде

$$U_{\delta 1} = \frac{U_c}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - 90^\circ) + \frac{U_c}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - 180^\circ)$$

и на втором диоде

$$U_{\delta 2} = (-1) \left[\frac{U_c}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - 180^\circ) + \frac{U_c}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - 90^\circ) \right]$$

- диоды включены встречно – параллельно, поэтому через нагрузку R_0 течет разность токов

$$\begin{aligned} i_{\text{пч}} &= i_{1\text{пч}} - i_{2\text{пч}} = I_{\text{нч}} \left\{ \cos[(\omega_c t - 180^\circ) - (\omega_c t - 90^\circ)] - \cos[(\omega_c t - 90^\circ) - (\omega_c t - 180^\circ)] \right\} = \\ &= I_{\text{нч}} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_c)t - 90^\circ] - \cos[(\omega_c - \omega_c)t + 90^\circ] \right\} = \\ &= I_{\text{нч}} \left\{ \sin(\omega_c - \omega_c)t + \sin(\omega_c - \omega_c)t \right\} = 2I_{\text{нч}} \sin(\omega_c - \omega_c)t, \end{aligned}$$

т.е. токи полезных сигналов складываются в нагрузке синфазно;

- представим амплитудные шумы гетеродина, действующие в полосе сигнала ω_c и в полосе зеркального канала $\omega_{\text{зк}}$, как боковые полосы АМ колебаний с несущей ω_c

$$\begin{aligned} U_{\text{шс}} &= U_{\text{ш}} \cos[(\omega_c + \omega_{\text{нч}})t - \varphi_{\text{ш}}] \\ U_{\text{шзк}} &= U_{\text{ш}} \cos[(\omega_c - \omega_{\text{нч}})t + \varphi_{\text{ш}}] \end{aligned}$$

прием шумов гетеродина в полосе сигнала дает шумовой ток

$$\begin{aligned} i_{\text{шс}} &= i_{1\text{шс}} - i_{2\text{шс}} = \\ &= I_{\text{шс}} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_{\text{нч}})t - \varphi_{\text{ш}} - 90^\circ - (\omega_c t - 90^\circ)] - \cos[(\omega_c - \omega_{\text{нч}})t - \varphi_{\text{ш}} - 180^\circ - (\omega_c t - 180^\circ)] \right\} = \\ &= I_{\text{шс}} \left\{ \cos(\omega_{\text{нч}}t - \varphi_{\text{ш}}) - \cos(\omega_{\text{нч}}t - \varphi_{\text{ш}}) \right\} = 0, \end{aligned}$$

следовательно, шумы гетеродина, принятые в полосе сигнала, взаимно компенсируются в нагрузке;

- аналогичными выкладками можно показать, что шумы гетеродина, принятые по зеркальному каналу, также вычитаются в нагрузке.

Множитель (-1) учитывает обратное включение диода по сравнению с первым. Подставляя выражение для U_{g1} и U_{g2} в ВАХ (5), найдем токи диодов и, учитывая, что ток через нагрузку равен сумме токов, определим напряжение на входе УПЧ. Кроме полезной составляющей на частоте $\omega_c - \omega_r$ на выход БС проникают колебание сигнала и гетеродина, для ослабления которых необходимо использовать соответствующий фильтр. Однако если одновременно с гетеродином в смеситель попадает шумовое напряжение гетеродина, то аналогичным расчетом можно показать, что БС не преобразует шумы гетеродина в полосу промежуточных частот. Поэтому шумовые свойства БС определяются лишь параметрами диодов.

БС обладает и другими достоинствами по сравнению с одноканальным ДСЧ:

1. мощность гетеродина не проникает в СВЧ сигнальный тракт (очень важно для ЭМС);
2. мощность сигнала практически не попадает в цепь гетеродина, что приводит к увеличению практически достижимого коэффициента передачи;
3. можно показать, что в БС подавляются сигналы с частотами $f_c = f_r \pm f_{ПЧ} / 2$, попадающие на вход приемника, т.е. повышается помехоустойчивость системы.

Естественно, что степень подавления шумов гетеродина и нежелательных комбинационных составляющих обусловлена амплитудным и фазовым разбалансом плеч БС, которые зависят от идентичности параметров согласующих цепей и диодов, а также от широкополосности используемого гибридного устройства, т.е. от обеспечения равного деления мощности с нужными фазовыми соотношениями. В качестве таких балансных устройств обычно используются двух и трехшлейфные направленные ответвители (НО), ответвители на связанных линиях: мосты Ланге, тандемные НО, модифицированные мосты Ланге; гибридные кольца; устройства, представляющие комбинацию различных типов планарных линий передачи. Практически БС, не пользующиеся балансными схемами, обладают полосой пропускания до 20 – 30 %.

Особенности расчета параметров БС с учетом неидентичности параметров плеч смесителя рассмотрены в [1]

Пренебрегая разбалансом плеч БС, считать, что:

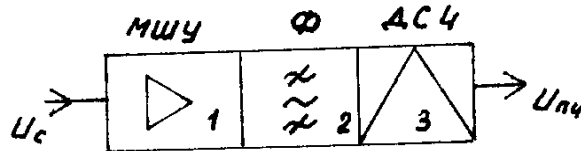
- потери преобразования БС определяются потерями преобразования одного плеча и практически равны им;
- шумовые свойства БС, характеризуемые шумовым отношением $t_{ш}$, аналогичны свойствам одноканального ДСЧ с идеальным (без шумов) гетеродином;
- в схеме БС входные сопротивления диодов включены параллельно, и поэтому его выходное сопротивление по промежуточной частоте вдвое меньше, чем у одноканального ДСЧ.

Для создания широкополосных смесителей с улучшенными свойствами используются более сложные схемы – двойные балансные смесители (ДБС) и кольцевые смесители (КС).

Преобразование частоты с подавлением зеркального канала

Характеристики ДСЧ улучшаются при подавлении каналов зеркальной частоты (ПЗК) $\omega_z = 2\omega_r - \omega_c$. К числу таких сигналов относятся как внешние сигналы с частотой ω_z , так и комбинационные составляющие образованные в процессе преобразования частот. Подавление внешних сигналов частоты ω_z позволяет улучшить избирательность приемника по зеркальному каналу и снизить коэффициент шума приемника. Подавление комбинационных составляющих уменьшает потери преобразования и снижает уровень паразитного излучения в эфир. Влияние нагрузки по ЗК на параметры ДСЧ исследовалось выше. Здесь рассмотрим другие способы подавления сигналов зеркальной частоты.

Первый способ состоит в использовании узкополосного фильтра Φ после МШУ (рисунок)



Рисунок

Пороговая чувствительность приемника в полосе Δf :

$$P_{\text{пор}} = KT_0 \Delta f (1 + K_{\text{рфзк}}) \left[K_{\text{ш1}} + \frac{K_{\text{ш2}} - 1}{K_{\text{р1}}} + \frac{K_{\text{ш3}} - 1}{(1 + K_{\text{рфзк}}) K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}(\omega_c)} \right]$$

При $K_{\text{рфзк}} = 0$ (идеальный фильтр подавления зеркального канала)

$$P_{\text{пор0}} = KT_0 \Delta f \left[K_{\text{ш1}} + \frac{K_{\text{ш2}} - 1}{K_{\text{р1}}} + \frac{K_{\text{ш3}} - 1}{K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}(\omega_c)} \right]$$

При отсутствии фильтра зеркального канала ($K_{\text{рфзк}} = 1$)

$$P_{\text{пор1}} = 2KT_0 \Delta f \left[K_{\text{ш1}} + \frac{K_{\text{ш2}} - 1}{K_{\text{р1}}} + \frac{K_{\text{ш3}} - 1}{2K_{\text{р1}} K_{\text{р2}}(\omega_c)} \right]$$

(при этом полагаем, что параметры ДСЧ практически не изменились). В этом случае при отсутствии малозумящего усилителя

$$P_{нор} = KT_0 \Delta f (K_{исм} + 1)$$

При наличии усилителя с большим коэффициентом передачи

$$P_{нор1} / P_{нор0} = 2,$$

т.е. чувствительность приемника при подавлении зеркального канала улучшается на 3дБ. Учитывая также требования на ЭМС следует рекомендовать подавление зеркального канала при наличии усилителя. При его отсутствии необходимость подавления ЗК определяется требованиями на степень подавления побочных каналов приема.

Следует отметить, что применение систем с ПЗУ с помощью селективных цепей ограничено узкополосностью таких приемников. К тому же для эффективного подавления зеркального канала необходимы фильтры с высокой избирательностью, что практически удается реализовать в микрополосновом исполнении лишь при относительно высоких промежуточных частотах ($> 200 - 500$ МГц). Поэтому, как правило, в приемных трактах с узкополосным преселектором используют двухкратное и трехкратное преобразование частоты. В случае двухкратного преобразования следует рекомендовать (в качестве первого приближения) для выбора частот гетеродинов соотношение

$$f_{г1} \approx (n + 0.5)f_{г2},$$

где n – целое число. Уточнение частот гетеродинов может быть проведено после определения возможных комбинационных составляющих, попадающих в полосу пропускания УПЧ.

Второй способ состоит в использовании схем с фазовым подавлением зеркальной частоты (ФПЗК). При этом удастся получить подавление до 20 дБ в более широкой полосе частот. На рисунке изображена функциональная схема ДБС с ФПЗК.

уровнями различных комбинационных паразитных колебаний при воздействии сложного сигнала [4]

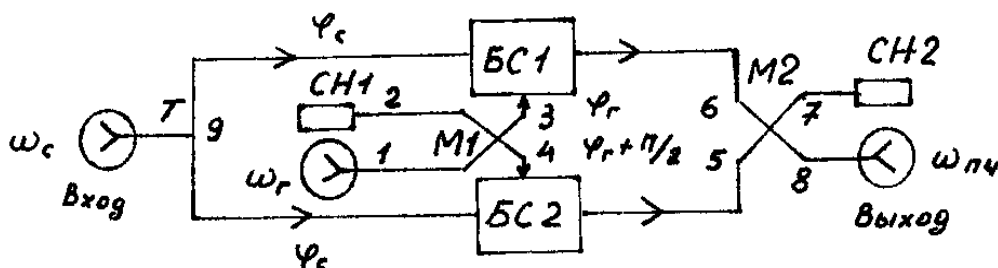
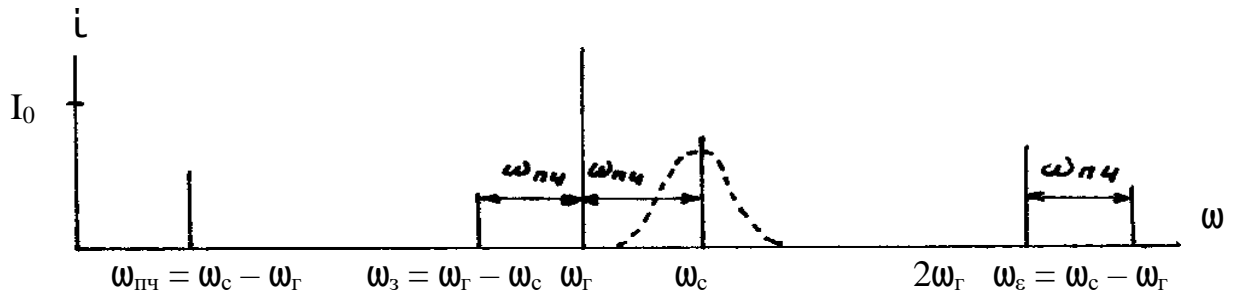


Рисунок. Функциональная схема ДБС с фазовым восстановлением энергии колебаний зеркальной частоты.

ДБС позволяют осуществить фазовое подавление приема по зеркальному каналу на частоте $\omega_{зк} = \omega_{Г} + \omega_{пч}$ восстановление энергии колебаний ЗЧ $\omega_3 = 2\omega_{Г} - \omega_{с}$ на ПЧ применения входного фильтра, что исключает вносимые им потери и обеспечивает более широкую полосу рабочих частот, чем НБС.



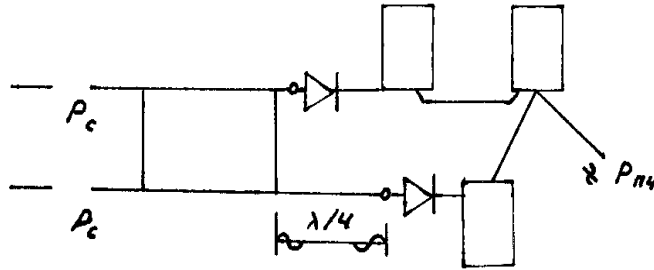
Фазовое подавление приема по ЗК осуществляется следующим образом: примется помеха $\omega_{зк}$ в результате преобразования $(\omega_{пч} t - \varphi_{пч})_{зк} = (\omega_{Г} t + \varphi_{Г}) - (\omega_{зк} t - \varphi_{зк})$ на выходе БС1 имеет начальную фазу $\varphi_{Г} - \varphi_{зк} + \pi/2$, а выходе БС2 – начальную фазу $\varphi_{Г} - \varphi_{зк} + \pi$, благодаря чему эти колебания ПЧ суммируются мостом М2 на выходе 7, к которому подключена поглощающая согласованная нагрузка СН2.

Повышение эффективности ДБС за счет восстановления энергии колебаний ЗЧ ω_3 ПЧ можно пояснить следующим образом. В результате взаимодействия второй гармоники гетеродина с сигналом $2(\omega_{Г} t - \varphi_{Г}) - (\omega_{с} t - \varphi_{с}) = \omega_3 t - \varphi_3$ в БС1 и БС2 образуется равной амплитуды противофазные колебания ЗЧ: их начальные фазы на входах БС1 и БС2 равны

$$\begin{aligned} \varphi_{13} &= 2\varphi_{Г} - \varphi_{с} + \pi, \\ \varphi_{23} &= 2(\varphi_{Г} + \pi/2) - \varphi_{с} + \pi = 2\varphi_{Г} - \varphi_{с}. \end{aligned}$$

Эти колебания распространяются в сторону входа ДБС навстречу друг другу и создают стоячую волну с узлом на сигнальном входе 9 синфазного делителя, равноудаленном от БС. Поэтому колебания ЗЧ не поступают в антенну, а проходят дальше на вход смежного смесителя, например от БС1 к БС2, где происходит преобразование $\omega_{Г} - \omega_{13} = \omega_{2пч}$, которое должно дать колебания синфазные с продуктом основного преобразования, для чего расстояние между БС1 и БС2 должно быть равно нечетному числу полуволн

на частоте ω_3 (задержка на π). С учетом этого сдвига, топологии одиночного БС и начальной фазы колебаний ЗЧ получаем



на выходе БСЧ $(\omega_2 t - \varphi_2 - \pi/2 - \pi) - (\omega_{13} t - 2\varphi_2 + \varphi_c - \pi - 3\pi/2) = \omega_{2ПЧ} t - \varphi_{2ПЧ}$, где задержка $\varphi_{2ПЧ} = \varphi_c - \varphi_2 - \pi$ оказывается равной фазе колебаний ПЧ за счет основного преобразования. Т.о. преобразованные с ЗЧ колебания складываются с основными, в результате мощность ПЧ на выходе ДБС возрастает, а $K_{ш}$ уменьшается на 1...1.5 дБ. Рассмотренный режим работы соответствует короткому замыканию (КЗ) диодов на ЗЧ, т.к. для обеспечения восстановления энергии зеркальных колебаний расстояние между диодами БС1 и БС2 выбрано равным λ , а возникающие в БС колебания ω_3 противофазны.

Относительная полоса рабочих частот ДБС может составлять 20 – 30 %, а с мостом Ланге до октавы.

Кольцевые смесители (КС) более широкополосны, чем ДБС, поскольку в них между парами диодов нет соединительных – распределительных линий. (Схема сложная – не для индивидуального приема).

Гетеродины СВЧ преобразователей частоты

В качестве гетеродинов СВЧ преобразователей частоты могут использоваться различные активные элементы, применяемые в зависимости от требований к параметрам гетеродинов, основным из которых являются частота и мощность колебаний, относительная нестабильность, интенсивность шумов при отстройке от генерируемой частоты на величину промежуточной. При выполнении СВЧ тракта на основе интегральных схем необходимо принимать во внимание конструктивную простоту, возможность перестройки частоты гетеродина и т.д. Наиболее распространенными являются гетеродины на транзисторах (до частот 5 – 7 ГГц) на диодах Ганна и ЛПД (на более высоких частотах). Большей отдаваемой мощностью обладают генераторы на ЛПД, однако значительно более высокий уровень шумов препятствует их использованию в СВЧ СЧ с относительно малой промежуточной частотой. Возможно построение гетеродинов на частотах до 15 ГГц и на транзисторах с использованием второй и третьей гармоники

генерируемой частоты. Для бортовой амплитуды с малым энергопотреблением допускается использование туннельных диодов. Данные об относительной долговременной нестабильности частоты гетеродинов $\delta f/f$ для частот меньше 5 ГГц приведены в таблице. При высоких требованиях на стабильность частоты гетеродина используется многократное умножение частоты задающего генератора с кварцевой стабилизацией, синтезаторы частоты или схемы гетеродина с высокодобротными диэлектрическими фильтрами, позволяющими уменьшить нестабильность до 100 раз.

Таблица

Тип активного элемента гетеродина	$\delta f/f$
Транзистор	$10^{-2} - 10^{-3}$
Диод Ганна	$5 \cdot 10^{-3} - 10^{-4}$
Лавинно – промежуточный диод	$10^{-3} - 10^{-4}$
Туннельный диод	$10^{-3} - 10^{-5}$

Пример расчета диодного смесителя частоты

Расчет смесителя на первом этапе состоит в выборе типа диода, мощности гетеродина и схемы согласования диода с трактом сигнала и промежуточной частоты. Рассчитаем балансный диодный смеситель в микрополосновом исполнении, имеющий следующие характеристики:

- частота сигнала $f_c = 12$ ГГц;
- промежуточная частота $f_{пр} = 1500$ МГц;
- КСВ по входу и выходу ≤ 1.5 ;
- полоса пропускания не менее 10 %;
- сопротивление источника сигнала и нагрузки 50 Ом;
- потери преобразования не более 5 дБ;
- смеситель должен обеспечивать максимальное подавление комбинационных составляющих при мощности гетеродина не более 10 мВт;

Расчету подлежит только одно плечо балансного смесителя. Возможный разбаланс плеч можно оценить по [1,2]

Однако как показывает практика, расчета одного плеча достаточно для создания смесителей с малой (менее 50 %) полосой пропускания.

Расчет ДСЧ проводится в следующей последовательности:

1. При выборе типа диода следует ориентироваться на рабочую длину волны, рекомендуемую заводом изготовителем. При работе в других диапазонах частот диод можно выбрать по величине емкости перехода. На практике диоды с емкостью 0.5 – 0.2 пФ, 0.3 – 0.15 пФ и 0.15 – 0.1 пФ используют обычно в диапазонах частот 8 – 12 ГГц, 15 – 20 ГГц и 30 – 40 ГГц соответственно. При работе на более низких частотах используют высокочастотные диоды, однако следует иметь в виду, что с уменьшением емкости перехода понижается энергопрочность диода. При выборе диода также необходимо принимать во внимание его конструктивное оформление. Исходя из всех этих соображений выбираем диод 2A120A, параметры которого:

$$i_0 = 10^{-12} \text{ А}; \alpha = 35 \text{ В}^{-1}; r_{\text{п}} = 30 \text{ м}; C_{\text{к}} = 0.07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}; \\ L_{\text{п}} = 0.3 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}; C_{\text{п}} = 0.2 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

2. Рассчитаем матрицу проводимости переменной проводимости в режиме преобразования, считая, что смеситель работает в широкополосном режиме (для последующего сравнения с параметрами узкополосного режима – большая ПЧ допускает такую возможность). Для экспоненциальной ВАХ ($i = i_0[\exp(\alpha U) - 1]$) имеем

$$g_0 = i_0 \alpha I_0(\alpha U_{\text{Г}}) e^{\alpha U_0}; g_1 = i_0 \alpha I_1(\alpha U_{\text{Г}}) e^{\alpha U_0}; g_2 = i_0 \alpha I_2(\alpha U_{\text{Г}}) e^{\alpha U_0},$$

где $I_k(x)$ – модифицированная функция Бесселя n-го порядка от мнимого аргумента, значение которого для $x \leq 10$ находится по справочникам, а для $x \geq 10$ определяется по приближенным формулам

$$J_0(x) \approx e^x / \sqrt{2 \pi x}; J_1(x) \approx J_0(x)(1 - 1/2x); \\ J_2(x) = J_0(x) - (2/x) J_1(x).$$

Для увеличения подавления комбинационных составляющих выбираем $U_0 = 0$ и начальное значение амплитуды гетеродина $U_{\text{Г}} = 0.74 \text{ В}$.

Для рассматриваемого случая имеем

$$\alpha U_{\text{Г}} = 25;$$

$$J_0 = 1.388309 \cdot 10^{10}; \quad g_0 = 48.590815 \cdot 10^{-2} \text{ см}; \\ J_1 = 1.3615076 \cdot 10^{10}; \quad g_1 = 47.652766 \cdot 10^{-2} \text{ см}; \\ J_2 = 1.2831733 \cdot 10^{10}; \quad g_2 = 44.911065 \cdot 10^{-2} \text{ см};$$

$$\mu_1 = g_1/g_0 = 0.98069493;$$

$$\mu_2 = g_2/g_0 = 0.92427066;$$

$$\eta = 2\mu_1^2/(1 + \mu_2) = 0.99961304,$$

Определим минимально реализуемые потери преобразования

$$L_{p \text{ ном мин}} = 2(1 + \sqrt{1 - \mu_2})/(1 - \sqrt{1 - \mu_2}) = 2.080268 ,$$

$$L_{p \text{ ном мин}} = 3.18119 \text{ дБ},$$

т.е. запас по потерям на остальные источники потерь составляют $\Delta L = 1/81881$ дБ, что соответствует реальным потерям, и поэтому позволяет считать начальное приближение по амплитуде гетеродина приемлемым. При меньшем заносе было бы необходимо увеличить U_{Γ} .

Мощность гетеродина, потребляемая одним диодом, равна

$$P_{\Gamma} = I_0 U_{\Gamma} J_1(\alpha U_{\Gamma}) e^{\alpha U_{\Gamma}} = 10 \text{ мВт}.$$

Если задается значение мощности гетеродина P_{Γ} , то для расчета целесообразно построить зависимость $P_{\Gamma}(U_{\Gamma})$.

3. Рассчитаем требуемые проводимости генератора сигнала и нагрузки, приведенные к зажимам р-п – перехода ДБШ. Входная проводимость и проводимость по промежуточной частоте определяются с помощью соответствующих соотношений из таблицы 4.1 (или соотношений (4.2), (4.3)[5]):

$$g_{\text{вх}} = g_0 \sqrt{(1 + \mu_2) (1 + \mu_2 - 2\mu_1^2)} = Y_{\Gamma \text{ опт}};$$

$$g_{\text{вых}} = g_0 \sqrt{(1 + \mu_2 - 2\mu_1^2) / (1 + \mu_2)} = Y_{\text{н опт}}.$$

Для рассматриваемых величин имеем

$$g_{\text{вх}} = 1.8417523 \cdot 10^{-2} \text{ см} = Y_{\Gamma \text{ опт}};$$

$$g_{\text{вых}} = 0.95711714 \cdot 10^{-2} \text{ см} = Y_{\text{н опт}}.$$

Эти величины являются согласуемыми иммитансами для расчета входной и выходной цепей ДСЧ.

Для согласования диода с волновым с волновым сопротивлением гибридной схемы 50 Ом необходимо выбрать цепи связи с учетом влияния элементов корпуса. Эквивалентная схема диода [5] приведена на рисунке

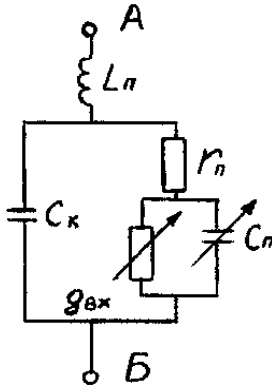


Рисунок. $(j\omega C_{\pi} + g_{вх})$ – входная проводимость нелинейного элемента перехода; r_{π} – последовательное сопротивление диода; C_{κ} – емкость корпуса; L_{π} – индуктивность выводов.

Пересчитаем входную проводимость перехода диода $Y_{вх} = g_{вх} + j\omega C_{\pi}$ к зажимам диода А – Б с помощью формул пересчета проводимости и сопротивления для параллельного соединения в последовательное и наоборот [5]:

$$R = g_{вх} / (g_{вх}^2 + (\omega C_{\pi})^2); X = -C_{\pi} / (g_{вх}^2 + (\omega C_{\pi})^2),$$

где R и X – активная и реактивная составляющие полного сопротивления $Z = R + jX$ перехода.

Затем к R добавим последовательное сопротивление r_{π} ($R_1 = R + r_{\pi}$) и перейдем к параллельному соединению для возможности учета C_{κ} :

$$G = R_1 / (R_1^2 + X^2); B = X / (R_1^2 + X^2),$$

где $Y = G + jB$ – проводимость перехода с учетом последовательного сопротивления диода.

В результате таких преобразований получим входное сопротивление реального диода $Z_{д вх} = R_{д вх} + jX_{д вх}$:

$$R_{д вх} = \frac{(R + r_{\pi})(R^2 + 2Rr_{\pi} + r_{\pi}^2 + X^2)}{(R + r_{\pi})^2 + [X + \omega C_{\kappa}(R^2 + 2Rr_{\pi} + r_{\pi}^2 + X^2)]^2};$$

$$X_{д вх} = - \left\{ \frac{X(R^2 + 2Rr_{\pi} + r_{\pi}^2 + X^2) + \omega C_{\kappa}(R^2 + 2Rr_{\pi} + r_{\pi}^2 + X^2)^2}{(R + r_{\pi})^2 + [X + \omega C_{\kappa}(R^2 + 2Rr_{\pi} + r_{\pi}^2 + X^2)]^2} - \omega L_{\pi} \right\}$$

Рассчитываем входное сопротивление диода при условии, что емкость перехода C_{π} – величина постоянная. После подстановки в полученные выражения, численных величин получим

$$R_{д вх} = 26.547668 \text{ Ом}; X_{д вх} = - 5.1 \text{ Ом}.$$

т.к. реактивная часть входного сопротивления мала, то при согласовании учитываем только активную составляющую. Волновое сопротивление четвертьволнового согласующего трансформатора.

$$Z_{mp} = \sqrt{R_{\text{вых}}} \quad Z_0 = \sqrt{26.548 \cdot 50} = 36.43 \text{ Ом.}$$

4. Для развязки выхода ДСЧ и входа УПЧ (т.е. нагрузки смесителя) по сигнальной частоте необходимо использовать фильтр, который также должен трансформировать сопротивление нагрузки 50 Ом и оптимальному выходному сопротивлению балансного смесителя $g_{\text{вых бс}} = 2g_{\text{вых}}$. В данном случае можно использовать простой П – образный ФНЧ, эквивалентный четверть волновому трансформатору на промежуточной частоте $f_{\text{пр}} = 1.5 \text{ ГГц}$. Вспомним возможность замены отрезка линии с волновым сопротивлением Z_0 и электрической длиной $\Theta = 2\pi\ell/\lambda$ фильтром низкой (ФНЧ) и высокой (ФВЧ) частоты



П – ФВЧ	$L = Z_0/(\omega_0 \text{tg}(\Theta/2)),$	$C = (Z_0\omega_0 \sin\Theta)^{-1};$
Т – ФВЧ	$L = Z_0/(\omega_0 \sin\Theta),$	$C = (Z_0\omega_0 \text{tg}(\Theta/2))^{-1};$
П – ФНЧ	$L = Z_0 \sin\Theta/\omega_0,$	$C = \text{tg}(\Theta/2)/Z_0\omega_0;$
Т – ФНЧ	$L = Z_0 \text{tg}(\Theta/2)/\omega_0,$	$C = \sin\Theta/\omega_0 Z_0.$

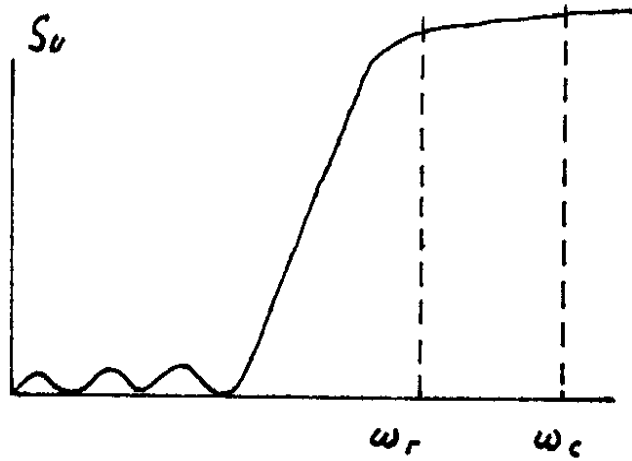
Волновое сопротивление ФНЧ – трансформатора $Z_0 = \sqrt{R_n / g_{\text{выхБС}}} = \sqrt{50 / (2 \cdot 0.95711714 \cdot 10^{-2})} = 51.107832 \text{ Ом}$. Т.к. в данном случае $R_{\text{вых бс}} = 52.24011 \text{ Ом}$, то на входе ФНЧ сложно обойтись без дополнительных согласующих.

По формулам (смотреть выше) имеем $L = Z_0 \sin\Theta/\omega_0 = 34.072 \text{ нГн}$;
 $C = \text{tg}(\Theta/2)/Z_0\omega_0 = 13.044 \text{ пФ}$.

Выход на емкость балансного ДСЧ $C_{\text{вых}} = 2(C_K + C_D)$ мала по сравнению с емкостью фильтра, то ее можно не учитывать. Коэффициент подавления сигнала и гетеродина по мощности в нагрузке можно оценить по формуле

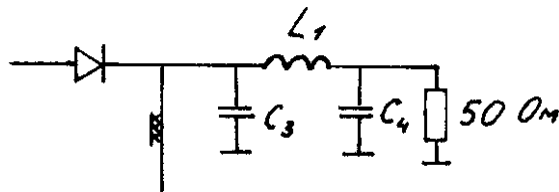
$$K_{pc(z)} \approx \left(2 \left| \varphi_{\text{вхф}}(\omega_{c(z)}) \right| + g_{\text{вх}} \right)^2 / 4 g_{\text{вх}} \text{Re} \varphi_{\text{вхф}}(\omega_{c(z)}),$$

где $Y_{\text{вх}} \varphi(\omega_{c(f)})$ – входная проводимость нагруженного ФНЧ на частоте сигнала или гетеродина соответственно.

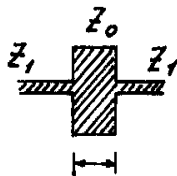


$$Y_{\text{exф}} = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - |\dot{S}_{11}| e^{j\varphi_{11}}}{1 + |\dot{S}_{11}| e^{j\varphi_{11}}} = |Y_{\text{exф}}| e^{j\varphi} = G_{\text{exф}} + jB_{\text{exф}}$$

Если подавление недостаточное (типовое требуемое значение подавления составляет более 40 дБ), то можно на входе ФНЧ подключить четверть волновые разомкнутые шлейфы (смотреть рисунок), которые закорачивая на землю колебания высокой частоты, практически не сказываются на характеристиках ФНЧ по промежуточной частоте.



В данном случае $g_{\text{ввых}} = 0.95711714 \cdot 10^{-2}$ см ($R_{\text{ввых}} = 104.48041$ Ом), а $g_{\text{ввых бс}} = 1.9142342 \cdot 10^{-2}$ см ($R_{\text{ввых бс}} = 52.24011$ Ом), то на входе ФНЧ не требуется дополнительных согласующих устройств.

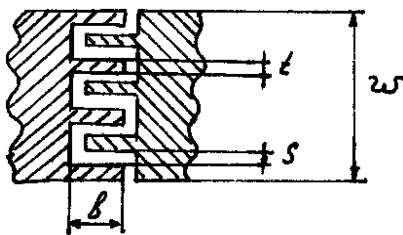


$$Z_1 \gg Z_0$$

$$e < \frac{\lambda_2}{8}$$

$$C[\Phi] = \frac{1}{Z_0} \frac{\ell \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{C}$$

$$Z_0[\text{Ом}], \ell[\text{м}], C = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$$

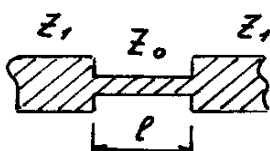


$$C [\text{пф/ед. длины}] = (\epsilon_r + 1) \epsilon_0 \mathfrak{B} [2A_1 * (N - 1) + A_2],$$

$$A_1 = 0.614 (h / S)^{0.25} (t / h)^{0.439},$$

$$A_2 = 0.775 t / [(2N - 1)(t + S)] + 0.408,$$

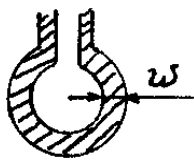
N – число секций, h – толщина подложки.



$$L[\Gamma_H] \cong Z_0 \ell_0 \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} / C$$

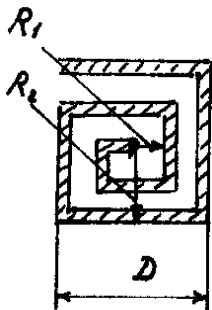
$$Z_0 \gg Z_1,$$

$$C = 3 \cdot 10^{11} \text{ мм/с}, \ell_0[\text{мм}], \ell_0 < \frac{\lambda_2}{8}, Z_0[\text{Ом}]$$



$$L[\text{нГн}] = 0.2\ell[\ln(2\ell/(\omega + t)) - 2.451],$$

ℓ – периметр, мм,
 ω, t – ширина и толщина витка мм



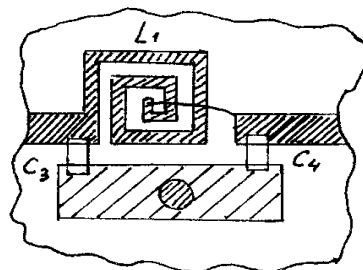
$$L[\text{нГн}] = 2.41\alpha N^{5/3} \ln(8\alpha/C)$$

$$L[\text{нГн}] = 0.27 \frac{D^{8/3}}{\rho^{5/3}} \cdot \frac{1}{(1 + q/\rho)^{5/3}}$$

$$\alpha = (R_1 + R_2)/2, \quad C = R_2 + R_1,$$

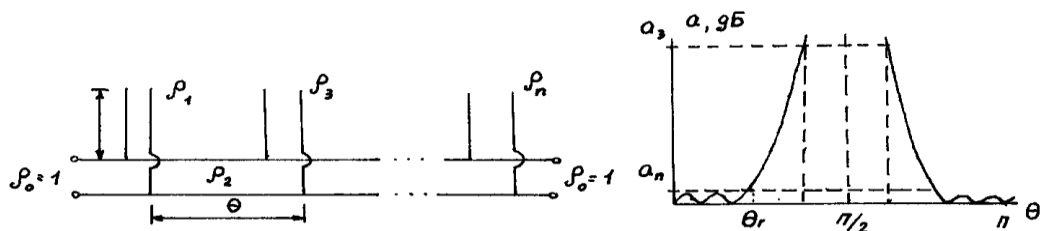
ρ – ширина витка, мм;
 q – ширина зазора, мм;
 D – сторона квадрата, мм;
 N – число витков

Топология рассчитанного ФНЧ приведена на рисунке



Рисунок

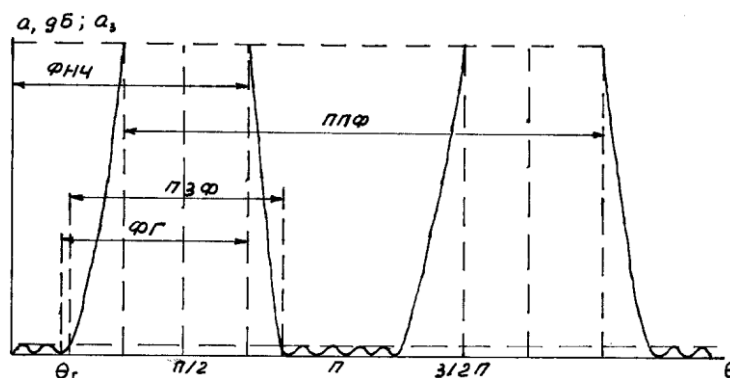
Часто бывает удобно реализовать ФНЧ на элементах с распределенными параметрами. Вариантом подобной реализации являются шлейфовые ФНЧ [6]



В качестве примера выполним расчет ФНЧ на базе фильтра гармоник, имеющего следующие параметры (см. [6]):

- полоса пропускания ФГ $V_{\text{п}} \geq 8\%$;
- $K_{\text{ст}}$ в полосе пропускания ≤ 1.2 ;

- число заграждаемых гармоник 2-е (вторая и третья, т.е. $\nu = 3$);
- уровень заграждения $\alpha_3 \geq 0$ дБ;
- центральная частота (составляет Θ_r) полосы пропускания $f_0 = 4.50$ ГГц ($\lambda_0 = 66.667$);
- фильтр должен быть реализован на МПЛ ($\epsilon_r = 9.6$, $h = 1$ мм, $t = 0$), волновое сопротивление проводящих линий $\mathcal{Q}_0 = 50$ Ом



Решение.

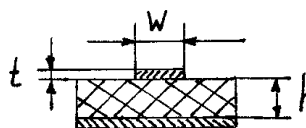
1. Из таблицы 9.6 [6] определяем, что заданным требованиям удовлетворяет фильтр, имеющий следующие параметры:

- число звеньев $n = 5$;
- $K_{ст} \leq 1.105$;
- полоса пропускания $V_{п} = 9\%$;
- $\alpha_3 \geq 30$ дБ;
- относительная длина звена $\ell/\lambda_3 = 0.0955$;
- относительное волновое сопротивление звеньев

$$\mathcal{Q}_1 = \mathcal{Q}_5 = 1.016;$$

$$\mathcal{Q}_2 = \mathcal{Q}_4 = 2.089;$$

$2\mathcal{Q}_3 = 1.010$ (учтено, что третье звено представлено в виде двух параллельно включенных шлейфов).



$$\tilde{\rho}_1 = \tilde{\rho}_5 = 50.8 \text{ Ом};$$

$$\tilde{\rho}_2 = \tilde{\rho}_4 = 104.45 \text{ Ом};$$

$$2\tilde{\rho}_3 = 50.5 \text{ Ом}.$$

С номинальной программой Mswaves определяем ширину полосковых проводников и проводящих линий, эффективную диэлектрическую проницаемость, а также длину шлейфов и соединительных отрезков $l_3 = (\ell/\lambda_\epsilon)(\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{эфф}})$

$$W_0/h = 0.992, \quad \epsilon_{c0} = 6.445$$

$$W_1/h = W_5/h = 0.960 \quad \epsilon_{c1} = 6.4261; \quad \lambda_{\epsilon 1} = 26.299 \text{ мм}; \quad \ell_{\epsilon 1} = 2.512 \text{ мм};$$

$$W_2/h = W_4/h = 0.1198 \quad \epsilon_{c2} = 5.8438; \quad \lambda_{\epsilon 2} = 27.578 \text{ мм}; \quad \ell_{\epsilon 2} = 2.634 \text{ мм};$$

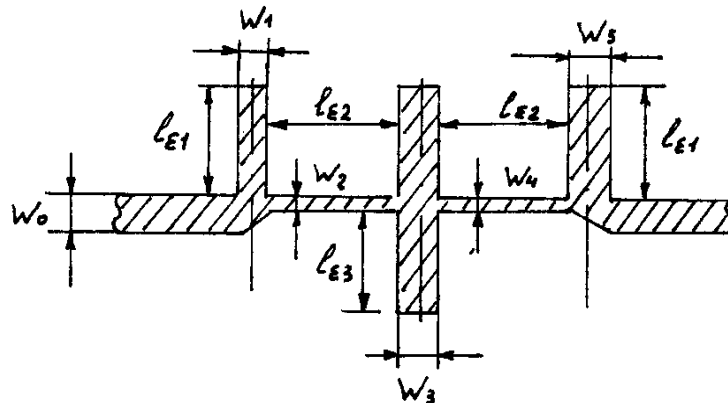
$$W_3/h = 0.972 \quad \epsilon_{c3} = 6.433; \quad \lambda_{\epsilon 3} = 26.284 \text{ мм}; \quad \ell_{\epsilon 3} = 2.510 \text{ мм};$$

Проверим выражение ограничений на реализацию (9.3), (9.4) [6]:

$$h < \lambda_0 / (4 \sqrt{\epsilon_r - 1}), \quad 1 < 22.222 / (4 \sqrt{9.6 - 1}), \quad 1 < 1.894,$$

$$W < [\lambda_0 / (2 \sqrt{\epsilon_r})] - 0.4h, \quad W < [22.222 / (2 \sqrt{9.6})] - 0.4, \quad W < 3.1861.$$

Т.о., фильтр удовлетворяет условиям на реализацию.
Топология фильтра приведена на рисунке:



Частоты FC = 4500.000 FA = 1000.000 FZ = 12000.000 МГц

Число расчетных точек в полосе FA – FZ NF = 11

Число элементов устройства N = 6

Последовательность элементов

NN = 1 2 3 3 2 1

Библиотечные номера используемых элементов

NL = 29 21 29

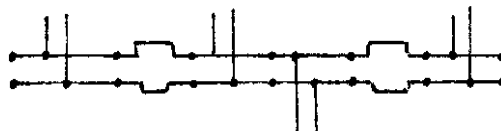
Параметры элементов

PE = .6000 .0040 1.0160 .6000 .0040 2.0890
 .6000 .0040 1.0100

Нумерация входов элементов

ME = 1 2 2 3 3 4 4 5 5 6 6 7

Выходы устройства

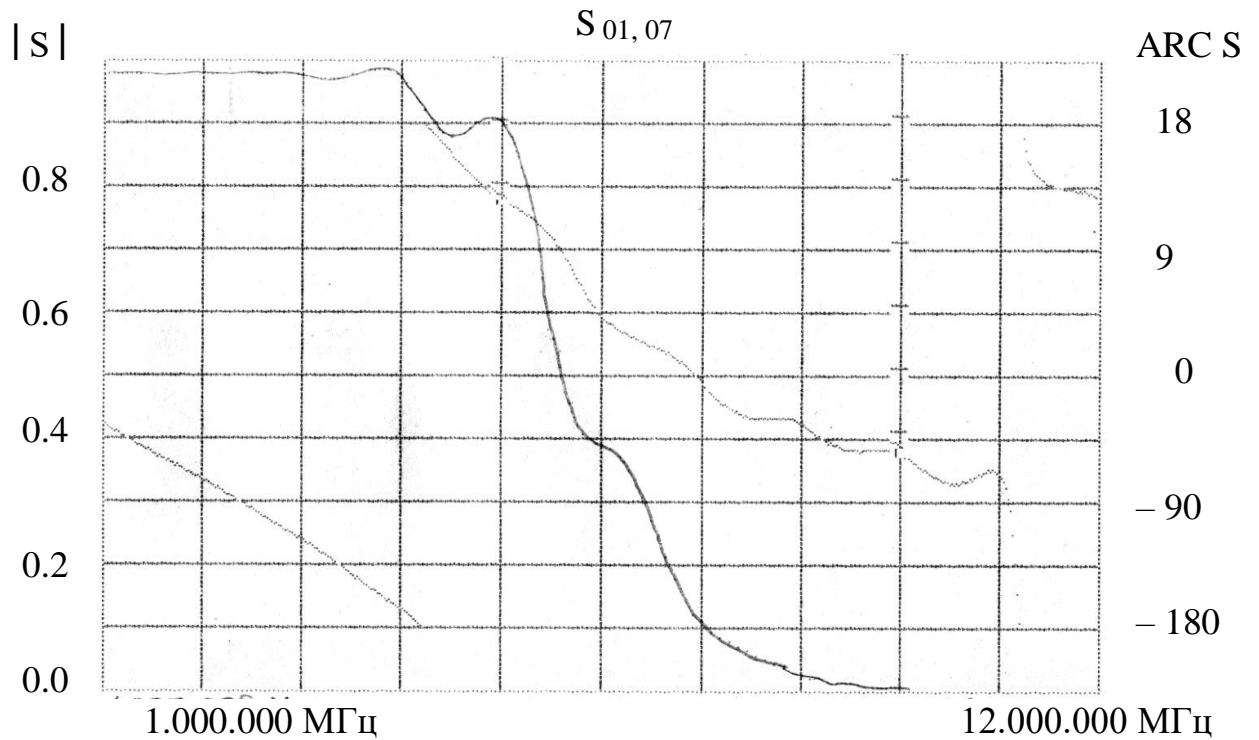


MP = 1 7

F = 1000.000 МГц		F = 2100.000 МГц	
.0408 -126.0	.9809 -34.8	.0429 -163.2	.9799 -74.3
.9809 -34.8	.0408 -126.0	.9799 -74.3	.0429 -163.2
F = 3200.000 МГц		F = 4300.000 МГц	
.0102 -36.8	.9786 -117.0	.0262 -71.4	.9737 -166.4
.9786 -117.0	.0102 -36.8	.9737 -166.4	.0262 -71.4
F = 5400.000 МГц		F = 6500.000 МГц	
.3224 31.9	.9044 125.6	.8862 -50.5	.3919 42.0
.9044 125.6	.3224 31.9	.3919 42.0	.8862 -50.5
F = 7600.000 МГц		F = 8700.000 МГц	
.9781 -98.0	.1039 -5.9	.9883 -126.5	.0264 -34.2
.1039 -5.9	.9781 -98.0	.0264 -34.2	.9883 -126.5
F = 9800.000 МГц		F = 10900.000 МГц	
.9908 -147.9	.0053 -54.9	.9917 -166.2	.0004 -70.2
.0053 -54.9	.9908 -147.9	.0004 -70.2	.9917 -166.2

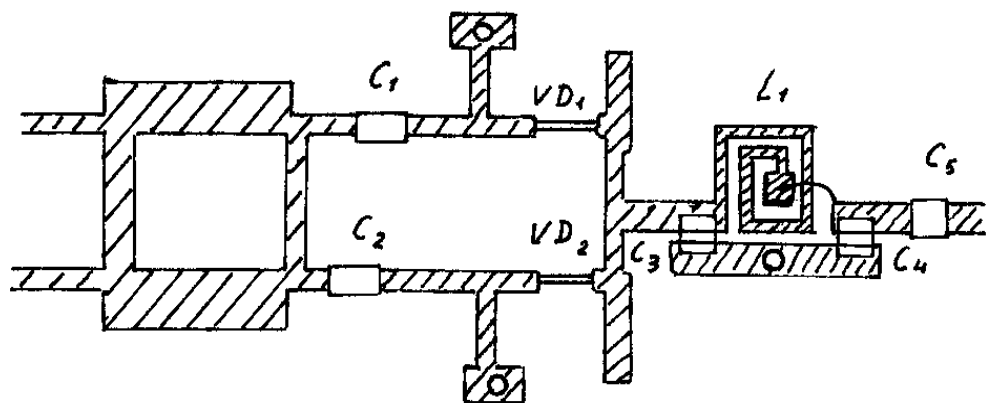
$$F = 12000.000 \text{ МГц}$$

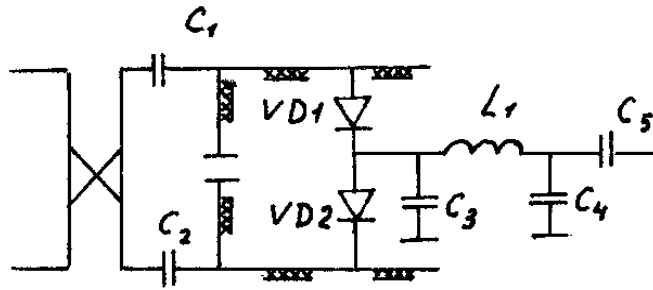
.9919	176.6	.0000	-63.2
.0000	63.2	.9919	-176.6



При составлении окончательной принципиальной схемы смесителя необходимо предусмотреть путь протекания постоянных составляющих токов смесителя и УПЧ, закорачивание токов промежуточной частоты на землю в согласующих цепях по высокой частоте. Диоды в БС по постоянному току включаются, как правило последовательно, что способствует уменьшению разбаланса параметров плеч БС при разбросе параметров ДБШ.

Принципиальная схема и топология рассчитанного СВЧ БС представлены на рисунках





Рисунки

Лучшим режимом работы БС является режим ЗК по зеркальному каналу (узкополосный режим). Режим реализуется с помощью фильтров зеркальному каналу, установленных на входе балансной схемы.

Методика расчета аналогична рассмотренной выше.

1. Положим $U_r = 0.672$. Тогда $\alpha U_r = 28.52$

$$\begin{aligned} J_0 &= 1.3483321 \cdot 10^9; & g_0 &= 47.191623 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ J_1 &= 1.3196685 \cdot 10^9; & g_1 &= 46.188397 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \\ J_2 &= 1.2361154 \cdot 10^9; & g_2 &= 43.264039 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \end{aligned}$$

$$\mu_1 = 0.97874141;$$

$$\mu_2 = 0.9167737.$$

При узкополосном режиме меняются некоторые расчетные соотношения (смотреть таблицы 4.1 [6]):

$$\eta = \mu_1^2 = 0.957935$$

$$L_{p \text{ ном мин}} = (1 + \sqrt{1 - \eta}) / (1 - \sqrt{1 - \eta}) = 1.5160318$$

$$L_{p \text{ ном мин, дБ}} = 1.80708 \text{ дБ}$$

$$P_r = 0.8868172 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 0.8868172 \text{ мВт}.$$

Рассчитаем требуемые проводимости генератора сигнала и нагрузки, приведенные к зажимам p-n перехода:

$$g_{\text{вх}} = g_{\text{вых}} = g_0 \sqrt{1 - \mu_1^2} = 9.6931409 \cdot 10^{-3} \text{ см}.$$

Рассчитаем сопротивление на зажимах диода $Z_{\text{д вх}} = R_{\text{д вх}} + jX_{\text{д вх}}$:

$$R_{\text{оex}} = \frac{(R_1 + r_n)(R_1^2 + 2R_1r_n + r_n^2 + X^2)}{(R_1 + r_n)^2 + [X + \omega C_k(R_1^2 + 2R_1r_n + r_n^2 + X^2)]^2};$$

$$X_{\text{оex}} = \left\{ \frac{X_1(R_1^2 + 2R_1r_n + r_n^2 + X_1^2) + \omega C_k(R_1^2 + 2R_1r_n + r_n^2 + X_1^2)^2}{(R_1 + r_n)^2 + [X_1 + \omega C_k(R_1^2 + 2R_1r_n + r_n^2 + X_1^2)]^2} - \omega L_n \right\},$$

$$\text{где } Z_1 = R_1 - jX_1 = \frac{g_{ex}}{g_{ex}^2 + (\omega C_n)^2} - j \frac{\omega C_n}{g_{ex}^2 + (\omega C_n)^2}$$

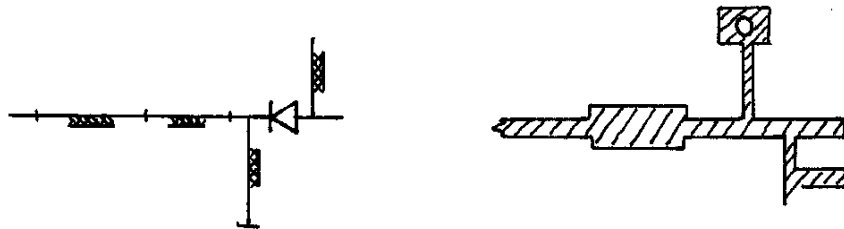
$$Z_1 = 30.163529 - j 46.925387 \text{ Ом};$$

$$R_{д\text{ ВХ}} = 20.856985 \text{ Ом};$$

$$X_{д\text{ ВХ}} = 17.898205 \text{ Ом};$$

$$Z_{д\text{ ВХ}} = 20.858955 + j 17.898205 \text{ Ом}.$$

Согласование $Z_{д\text{ ВХ}}$ с $Z_{в} = 50 \text{ Ом}$ можно выполнить с помощью четвертованного транзистора, включенного в ближайший к диоду узел напряжения. Можно показать что расстояние от диода до транзистора для 50 Омной линии в данном случае $l = 0.064 \lambda_{\epsilon}$, волновое сопротивление транзистора $Z_{тр} = 30.13 \text{ Ом}$. Т.о., схема согласования диода на входе выглядит следующим образом



2. Аналогично широкополосному режиму для развязки выхода диодного смесителя и входа УПЧ по сигнальной частоте необходимо использовать фильтр, который также должен трансформировать сопротивление нагрузки 50 Ом к оптимальному выходному сопротивлению БС

$$g_{\text{ВЫХ бс}} = 2g_{\text{ВЫХ}}$$

Емкостью на выходе БС пренебрегаем по причине оговоренной в широкополосном варианте. В данном случае

$$g_{\text{ВЫХ}} = 9.6931409 \cdot 10^{-3} \text{ см},$$

$$g_{\text{ВЫХ бс}} = 19.386281 \cdot 10^{-3} \text{ см},$$

$$\text{т.е. } R_{\text{ВЫХ бс}} = 51.58 \text{ Ом}$$

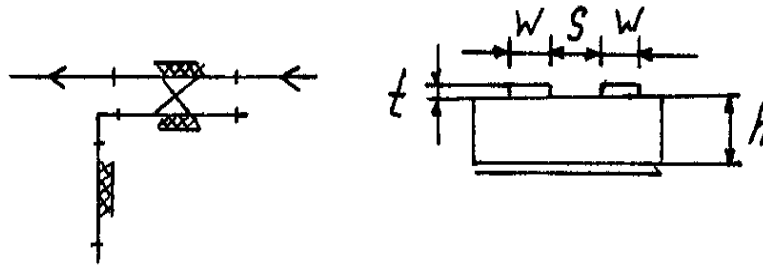
Т.о. на входе ФНЧ не требуется согласующее устройство.

Оценка коэффициента подавления сигнала и гетеродина по мощности в нагрузке определяется известным уже соотношением

$$K_{pc(z)} \approx \left(2 \left| \varphi_{exf}(\omega_{c(z)}) \right| + g_{ex}^2 \right) / 4g_{ex} \operatorname{Re} \varphi_{exf}(\omega_{c(z)}),$$

Также как и в предыдущем варианте для дополнительного подавления сигнала и гетеродина в нагрузке, на входе ФНЧ можно включить четвертьволновый разомкнутый шлейф, а для протекания постоянного тока диодов и развязки по постоянному току смесителя и УПЧ, закорачивание токов промежуточной частоты на землю предусмотрены соответствующие элементы.

В качестве фильтра по ЗК обычно используют ответвитель на связанных МП – линиях с сильной связью, нагруженный на одном из входов на четвертьволновый разомкнутый шлейф



Из соображений технологичности: $S/h = 0.05$

Из условия согласования: $W/h = 0.57$

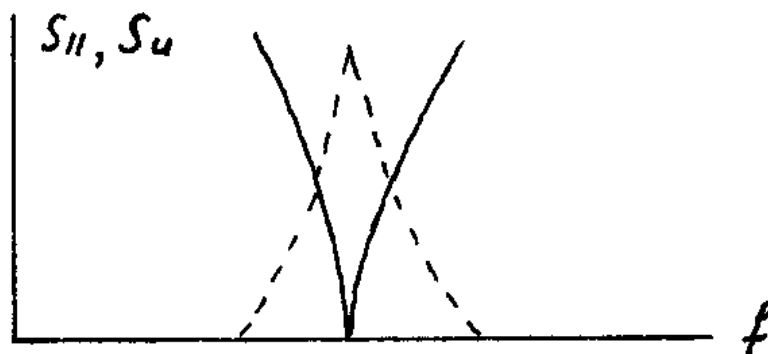
$$Z_{BC} = 92 \text{ Ом}, \quad Z_{BO} = 28 \text{ Ом}, \quad Z_B = \sqrt{Z_{ec} \cdot Z_{eo}} = 50.8 \text{ Ом}$$

$$\epsilon_{BC} = 6.50, \quad \epsilon_{BO} = 5.32$$

Об – ть связи можно выбирать, как

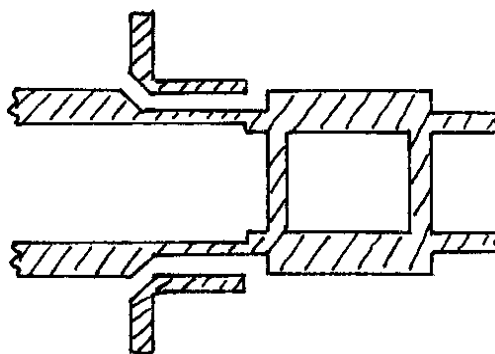
$$l = 1/4 [(\lambda_{\epsilon BC} + \lambda_{\epsilon BO})/2]$$

АЧХ фильтра – пробки имеет вид



Т.к. предполагается, что БС работает в полосе, то следует установить ряд (<3) подобных фильтров, перекрывающих заданную полосу частот. Приведенная конструкция фильтра имеет минимальные размеры по сравнению с другими типами.

Входные цепи БС выглядят в этом случае следующим образом



Сравним характеристики БС в широкополосном и узкополосном режимах:

- широкополосный режим
 $L_{p \text{ ном мин}} = 2.080$ (3.181 дБ);
 $P_r = 10$ мВт, этой мощности гетеродина соответствует относительная шумовая температура (входное шумовое отношение) $t_{ш} \approx 1.5$;
 $K_{ш} = t_{ш} L_{p \text{ ном}} = 1.5 \cdot 2.080 = 3.120$ (4.942 дБ);
- узкополосный режим
 $L_{p \text{ ном мин}} = 1.516$ (1.807 дБ);
 $P_r = 0.887$ мВт, $t_{ш} = 1.1$;
 $K_{ш} = 1.668$ (2.221 дБ).

В заключение рассмотрим некоторые особенности балансных схем

Сравним свойства 2-ух и 3-х шлейфных мостов в полосе частот. Пусть $\Delta f/f_{cp} = 13 - 11/12 = 17\%$, 13 ГГц – 23.1 мм, 11 ГГц – 27.3 мм, 12 ГГц – 25 мм,
 $\lambda_{до}/\lambda_d = 25/23.1 = 1.082$; 3 дБ – $R = 5.6 \sim 6$

Рисунок 13.11.3 []:

2-ух шлейфный $V = 1.4$ (КСВ)

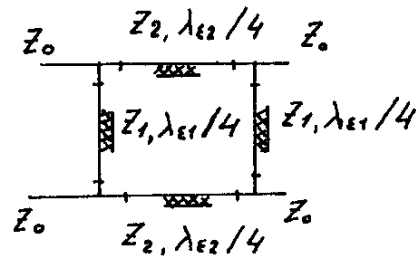
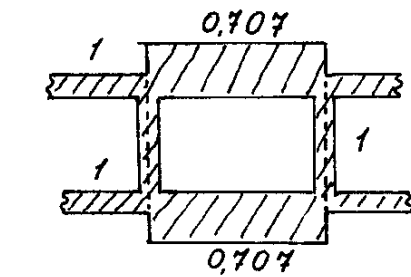
3-ох шлейфный $V = 1.5$

Рисунок 13.11.4 []:

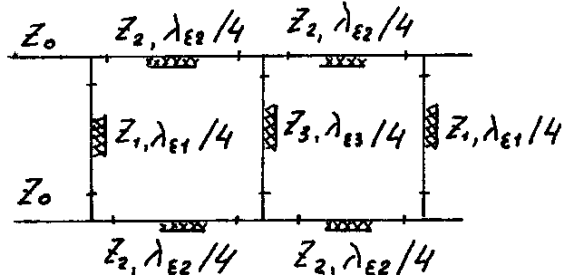
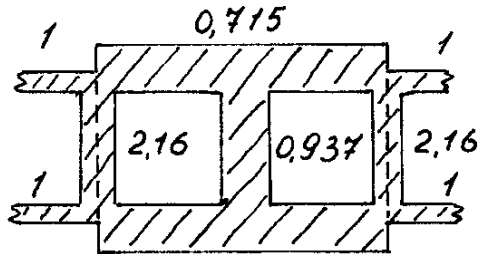
2-ух шлейфный $D = 14.4$ дБ (развязка)

3-ох шлейфный $D = 2.8$ дБ

[см. 8]



$Z_0 = 50 \text{ Ом}$
 $Z_1 = 50 \text{ Ом}$
 $Z_2 = 35.35 \text{ Ом}$

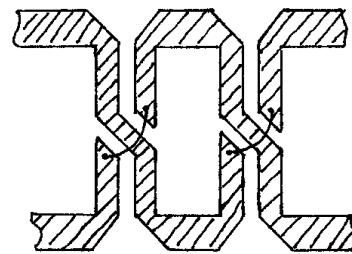
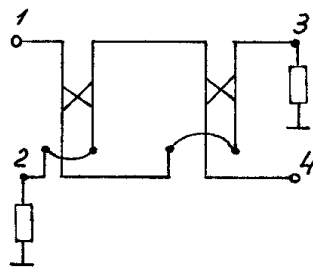


$Z_0 = 50 \text{ Ом}$
 $Z_1 = 108 \text{ Ом}$
 $Z_2 = 38.2 \text{ Ом}$
 $Z_3 = 46.7 \text{ Ом}$

Тандемный НО. Как показывает расчет, зазор в НО на двух связанных микрополосковых линиях получается меньше 10 мкм ($\epsilon = 9.6$, $h = 1 \text{ мм}$), если переходное ослабление равно 3 дБ. Очевидно, изготовить такие НО с воспроизводимыми параметрами практически невозможно. Поэтому были предложены тандемные направленные ответвители [9].

В этих НО переходное ослабление для двух связанных линий равно 8.343 дБ. В этом случае будет зазор получится больше 100 мкм. Используя современную технологию изготовления микрополосковых линий, можно достаточно просто изготовить тандемный НО с переходным ослаблением 3дБ.

Пример:

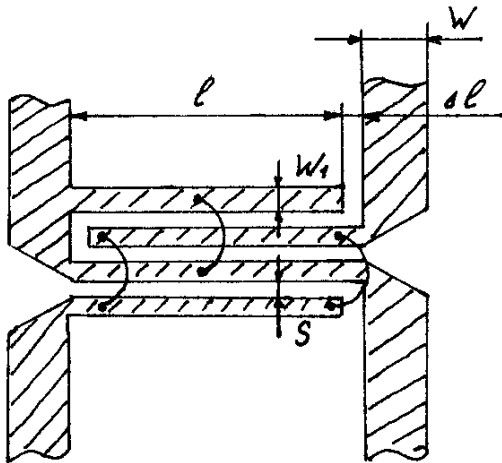


Тандемный НО на 3 дБ ($f = 3 \text{ ГГц}$) изготовленный на подложке из поликора $h = 1 \text{ мм}$ $\epsilon = 9.6$, имеет следующие размеры $S = 0.139 \text{ мм}$ $W = 0.757 \text{ мм}$, длина микрополосковых линий $l = 9.68 \text{ мм}$, $\epsilon_{\text{эфф}} = 6.76$.

Этот тип НО применяется, в основном в выходных усилительных каскадах и других устройствах при значительных уровнях мощности. Его

размеры сравнимы с размерами 3-ох шлейфного моста при \sim равной широкополосности.

Мост Ланге и модифицированный мост Ланге имеют частотные свойства практически такие же, как и 3-ох шлейфный мост, но существенно меньше габариты:



$$k = 4; \varepsilon = 9.6; C = 3 \text{ дБ}; h = 1 \text{ мм.}$$

$$Z_{\text{odd}} = 52.54 \text{ Ом};$$

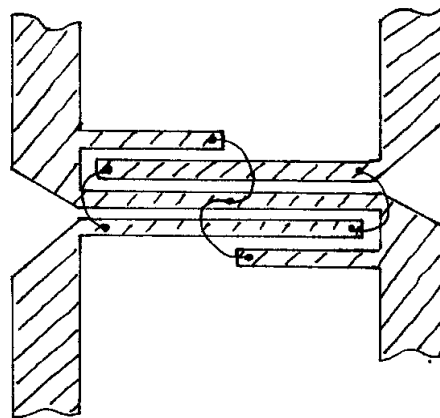
$$Z_{\text{even}} = 176.4 \text{ Ом};$$

$$S / h = 0.073 (0.0721);$$

$$W_1 / h = 0.80 (0.08098);$$

$$l = 0.25 \left(\frac{\lambda_{\text{odd}} + \lambda_{\text{even}}}{2} \right);$$

$$l = 0.25 \left(\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}1}} \right)$$



4. Генератор СВЧ на диодах Ганна.

1. Эквивалентная схема и расчет параметров генератора на диодах.

В качестве гетеродинов СВЧ преобразователей частоты наиболее распространенными являются генераторы на диодах Ганна.

Диод Ганна – полупроводниковый прибор с отрицательным дифференциальным сопротивлением, возникающим в кристалле полупроводника при приложении к нему электрического поля. В зависимости от параметров активного слоя, свойств нагрузки, температуры и

напряжения на диоде различают несколько типовых режимов работы диодов Ганна: доменный, гибридный, ограничения накопления объемного заряда.

При инженерном проектировании в пределах одного режима, используют упрощенную модель диода в виде эквивалентной схемы приведенной на рисунке 1:

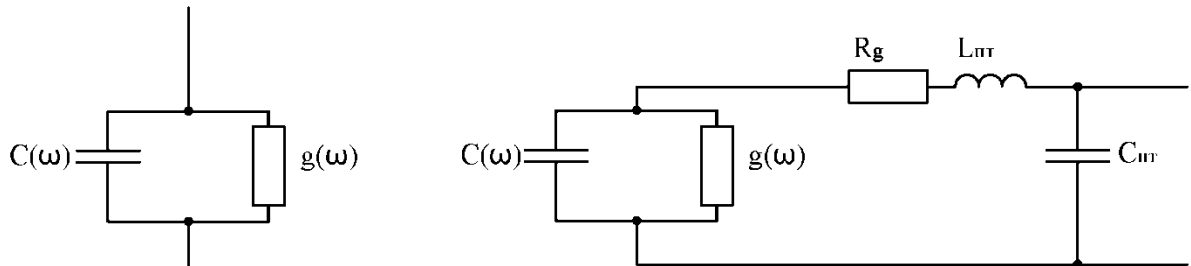


Рисунок 1

На схеме диодный промежуток представлен параллельным соединением нелинейной емкости $C(\omega)$ отражающий процесс накопления заряда, и нелинейной отрицательной проводимости $g(\omega)$. С учетом параметров патрона полная эквивалентная схема приведена на Рисунке 1

Основными справочными параметрами диода, необходимыми для расчета генератора, являются: пороговое напряжение $U_{пор}$, пороговый ток $i_{пор}$, сопротивление в слабом поле $R_0 = U_{пор} / i_{пор}$, статическая емкость диода $C_0 = \epsilon A / l$ (l -длина активной области, $A = \pi d^2 / 4$ – площадь контакта). Электрические параметры $U_{пор}$, $i_{пор}$, R_0 могут быть определены по статической вольт-амперной характеристике (Рисунок 2)

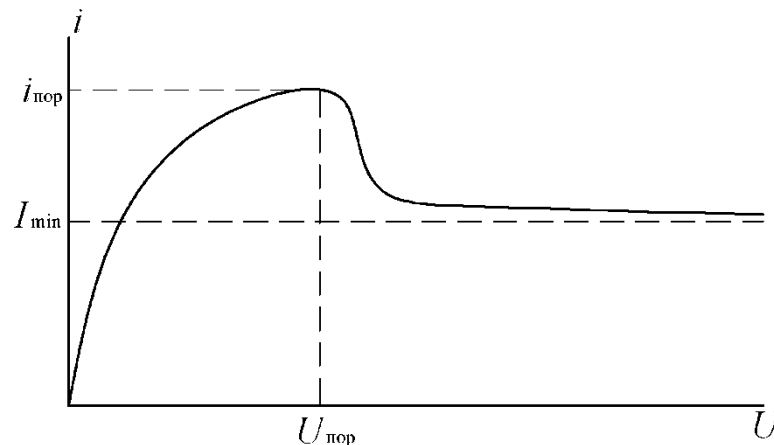


Рисунок 2

Расчет электронного режима и полного сопротивления диода.
 Расчет начинается с выбора диода. Проводится расчет на основании паспортных данных. Диод выбирается таким образом, что бы на заданной частоте f_0 его выходной мощности $P_{ном}$ удовлетворяло условию: $P_{ном} \geq P_{вых}$.

При заданном пороговом напряжении $U_{пор}$ и сопротивлении R_0 определяются:

- Параметры источника питания U_0 (7.5)

$$U_0 = \begin{cases} (3 - 5)U_{пор}, & \text{режим ОНЗ,} \\ (1,8 - 2,3)U_{пор}, & \text{остальные решения} \end{cases}$$

- Оптимальные значения активной и реактивной проводимостей полупроводниковой структуры в режиме насыщения (7.6)

$$g_{опт} \approx \begin{cases} [(13 - 20)R_0]^{-1}, b_{опт.} \approx (2 - 1,5)2\pi f_0 C_0, \\ \quad \text{— режим ОНЗ,} \\ [(10 - 25)R_0]^{-1}, b_{опт.} \approx (2 - 5)2\pi f_0 C_0, \\ \quad b_{опт.} \approx [(10 - 25)R_0]^{-1}, \\ \quad \text{— остальные режимы;} \end{cases}$$

$$Y_d = G_d + jB_d \text{ — полная проводимость диода;}$$

$$G_d = \frac{|g_{опт.}|}{(1 - \xi Q_d)^2 + \xi^2}; \quad (7.7)$$

$$B_d = 2\pi f_0 C_0 + \frac{b_{опт.}(1 - \xi Q_d) - \xi |g_{опт.}|}{(1 - \xi Q_d)^2 + \xi^2};$$

где $\xi = 2\pi f_0 L_n |g_{опт.}|$; $Q_d = \left| \frac{b_{опт.}}{g_{опт.}} \right|$.

$Z_d = R_d + jX_d$ — полное сопротивление диода;

$$R_d = \frac{G_d}{G_d^2 + B_d^2}; \quad X_d = -\frac{B_d}{G_d^2 + B_d^2};$$

Расчет сопротивления внешней цепи.

Для генератора на диоде Ганна:

$$G = -G_d; \quad B = -B_d;$$

$$R = -R_d; \quad X = -X_d;$$

Расчет цепей подавления паразитных НЧ колебаний.

В диодах Ганна при наличии СВЧ генерации часто наблюдается возбуждение паразитных НЧ колебаний на частотах 1кГц-10МГц. Возбуждение НЧ колебаний связано с наличием НЧ резонансного контура, образованного элементами фильтра в цепи питания, и отрицательного сопротивления по постоянному току в режиме генерации. Паразитные колебания отрицательно влияют на основные характеристики СВЧ генератора, в связи с чем возникает необходимость их подавления. В настоящее время известны несколько методов подавления НЧ колебаний, среди которых наиболее удобным является применение антипаразитных

RC и RL цепочек. Эффективное подавление в 3-х сантиметровом диапазоне осуществляется при следующих параметрах антипаразитарных цепей:
 $C > 10^{-6} \Phi$ (рис. 3 а); $R \approx 3-20 \text{ Ом}$; $C \geq 3 \cdot 10^{-8} \Phi$ (рис. 3 б); $R \approx 3-20 \text{ Ом}$; $L \geq 10^{-4} \Phi$ (рис. 3 в);

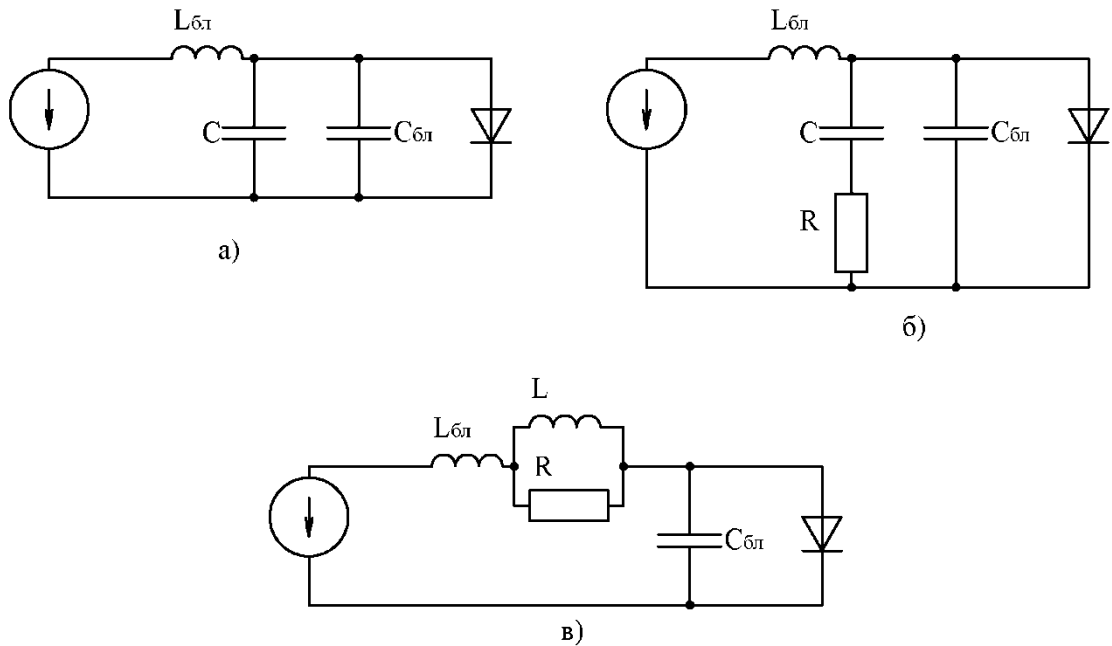


Рисунок 3

Конструирование диодных генераторов.

Несмотря на то, что диоды Ганна генерируют колебания СВЧ даже при отсутствие колебательных систем ($f_{пр} = 100/l$, $f_{пр} = [\text{ГГц}]$, $l = [\text{мкм}]$), на практике их устанавливают в резонаторах. В результате частота колебаний автогенератора оказывается равной резонансной частоте резонатора (с учетом реактивных параметров диода). Применение резонаторов позволяет: увеличить выходную мощность и КПД автогенератора, настроить его на требуемую частоту, уменьшить уровень высших гармоник в нагрузке, уменьшить вероятность возбуждения колебаний на частотах, обусловленных неявными паразитическими резонансами.

Существуют различные конструкции генераторов на диодах Ганна: с волноводными, с коаксиальными, с волноводно-коаксиальными и другими резонаторами. Часто применяют генераторы на микрополосковых линиях.

Электрическая схема и топология простейшего микрополоскового генератора на диоде Ганна приведены на рисунке 4.

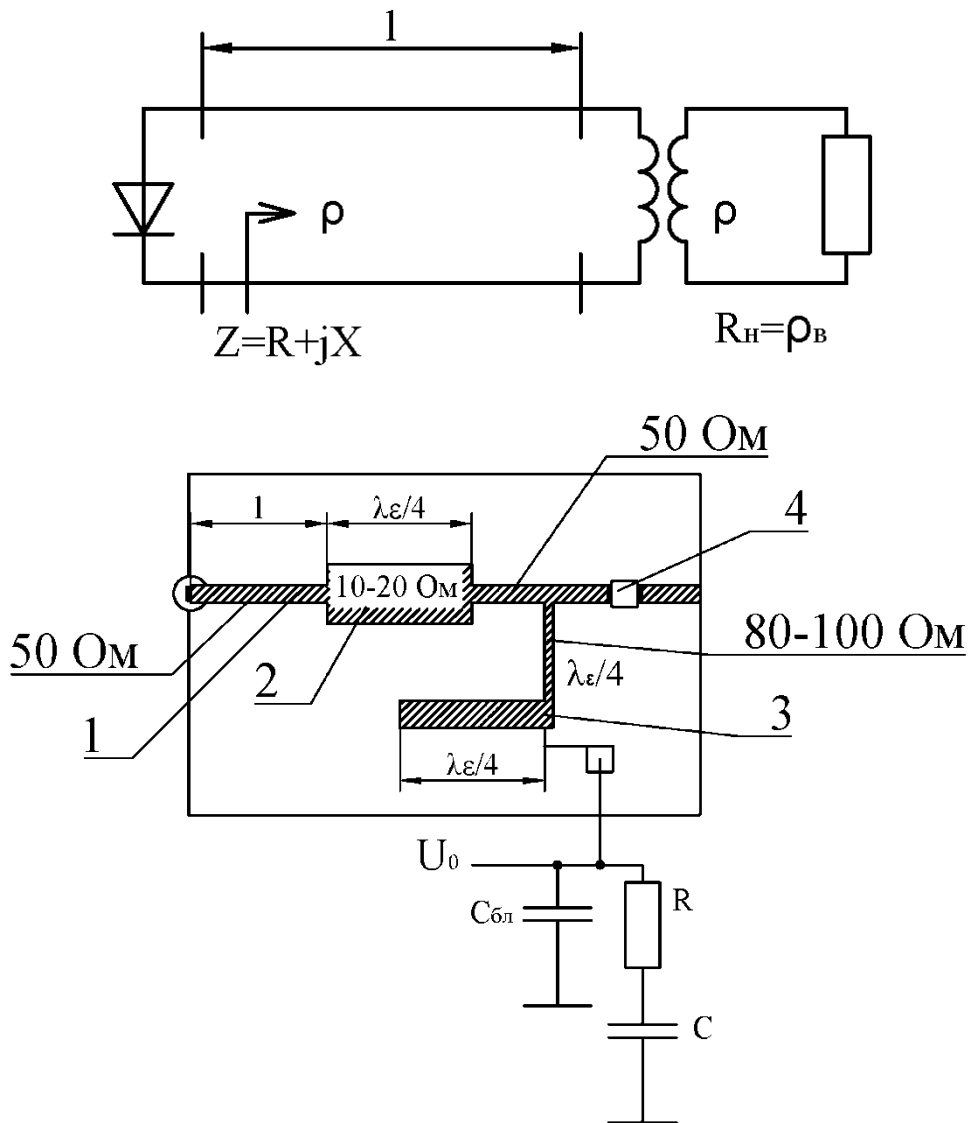


Рисунок 4

Схема состоит из короткого отрезка 50 Ом линии, образующей резонатор – 1, четвертьволнового трансформатора – 2, ФНЧ – 3, разделительный конденсатор -4.

Расчет генератора сводится к определению длины l линии резонатора и волнового сопротивления трансформатора, обеспечивающих заданное сопротивление $Z=R+jX$ при волновом сопротивлении выхода ρ_B . Обычно задаются $\rho_p = \rho_B = 50$ Ом. Используя известное выражение трансформации сопротивления:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{R_H + j\rho \operatorname{tg}(kl)}{1 + j(R_H/\rho)\operatorname{tg}(kl)}$$

Где $k=2\pi/\lambda_B$ и разделяя действующую и мнимую части, получаем систему двух уравнений относительно неизвестных R_H и $\operatorname{tg}(kl)$. Решая систему определим выражения для трансформированного сопротивления нагрузки (4.3).

$$R_H = \frac{1}{2R} \left[R^2 + X^2 + \rho^2 \pm \sqrt{(R^2 + X^2 + \rho^2)^2 - 4R^2\rho^2} \right];$$

И длину резонатора (4.4).

$$l = \frac{\lambda_B}{2\pi} \arctg \sqrt{\frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4R^2\rho^2} - 2R^2}{(A \pm \sqrt{A^2 - 4R^2\rho^2}) \left(\frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4R^2\rho^2}}{2\rho^2} - 1 \right)}}$$

Где $A=R^2 + X^2 + \rho^2$; R, X- соответствующие сопротивления диода.

Волновое сопротивление резонатора определим как

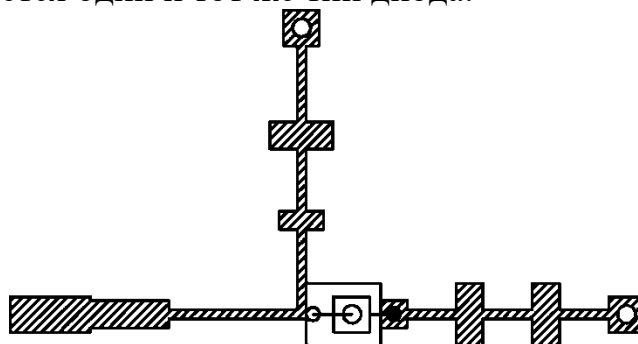
$$\rho_T = \sqrt{R_H \rho} \quad (4,5)$$

Перестройка частоты в диодных генераторах.

Наиболее простой способ перестройки с помощью варикапа. Основные проблемы сводятся к выбору способа включения варикапа таким образом, что бы в диапазоне перестройки не нарушались устойчивость схемы и полное сопротивление потерь, приведенное к плоскости включения диода, не превышало величины отрицательного сопротивления.

Возможно как параллельное, так и последовательное включение варикапа в активный резонатор. В качестве варикапа часто используют тот же активный диод при токе, меньше порогового, что дает преимущество по сравнению с обычным варикапом заключающееся в уменьшение начальной емкости, упрощение системы питания, уменьшение влияния паразитных автоколебаний и унификации схемы генератора.

На рисунке 5 приведена топология генератора с варикапной перестройкой частоты (26-40 ГГц) и параллельным включением генераторного диода и варикапа. Здесь в качестве активного диода и варикапа используется один и тот же тип диода.



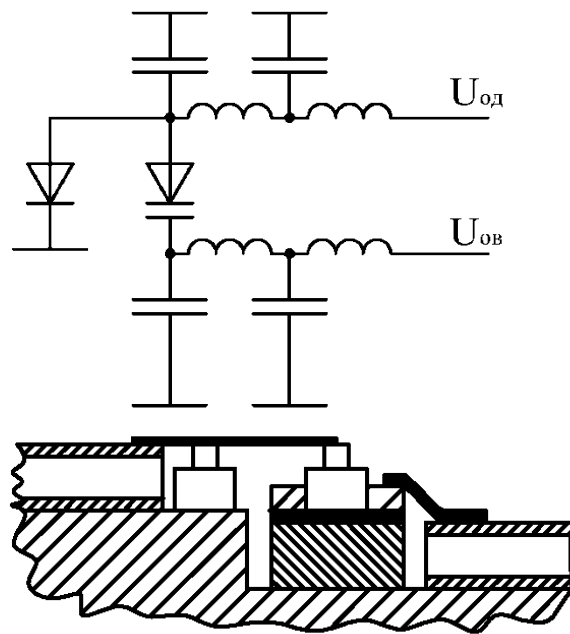


Рисунок 5

Схемы включения и монтажа диодов показаны на рисунке 5. Диоды смонтированы на общем металлическом основании, причем варикап отсечен от него блокировочным конденсатором 10 пФ.

В диодных генераторах часто используется дискретная перестройка в пределах ряда фиксированных частот.

Пример полосковой схемы с дискретной перестройкой на четыре частоты показан на рисунке 6.

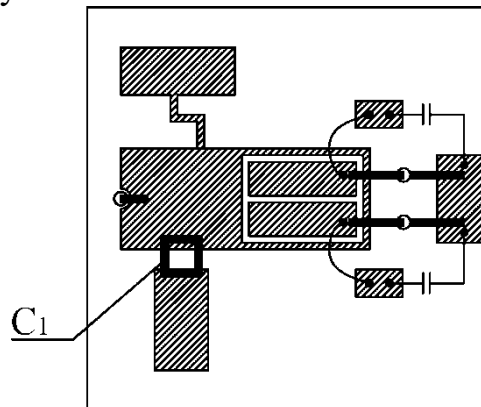


Рисунок 6

Здесь бескорпусной диод расположен в отверстие подложки и припаян к медному теплоотводу, расположенному под ним. Второй вывод диода припаян к проводнику микрополосковой линии, образующей резонатор. 50 Ом линия связана с резонатором через конденсатор $C1 \approx 300$ пФ. Перестройка осуществляется изменением шунтирующей емкости между разомкнутым концом шины и корпусом. Конструктивно эта емкость включена в виде двух подстроечных конденсаторов, образованных медной формой и тонкой диэлектрической пластиной, прикрепленной к

разомкнутому концу линии резонатора. Соединение конденсаторов с «землей» осуществляется через р-і-п диоды.

5. Волноводно-микроролосковый переход

При конструировании широкополосных волноводно-микроролосковых переходов наиболее целесообразно применение гребенчатых П-образных волноводов. При равных общих размерах с прямоугольными они имеют более низкую критическую частоту. Эквивалентное сопротивление может быть достигнуто значительно меньшим, чем у прямоугольного волновода, и, в частности, равным волновому сопротивлению микроролосковой линии ($z_B = 50 \text{ Ом}$). В П-образных волноводах разнос между критическими длинами волн для различных типов волн значительно больше, чем у прямоугольного волновода, что также существенно для широкополосного перехода. Микроролосковая линия подключается к отрезку гребенчатого волновода с соответствующим эквивалентным сопротивлением. Гребенчатый волновод плавно или ступенчато переходит в прямоугольный. Т.к. гребенчатый волновод симметричен, то несимметричная волна H_{20} не возбуждается в П-образном волноводе. К тому же в гребенчатом волноводе колебания H_{30} имеют значительно меньшую критическую длину волны, чем в прямоугольном. Это дает возможность использовать такие переходы практически во всей полосе частот между критическими частотами колебаний H_{10} и H_{30} прямоугольного волновода.

Итак, как уже отмечалось, необходимо, чтобы эквивалентное сопротивление выходной секции П-образного волновода ($z_{\text{эП}}$) было равно волновому сопротивлению микроролосковой линии (z_B), а зазор между гребнем и нижней стенкой волновода был равен толщине диэлектрической подложки (d) микроролосковой линии. Геометрия гребня определяется необходимым законом согласования в заданном

диапазоне частот и представляет основную задачу расчета. Схематично конструкция перехода приведена на рис. xxx.

Исходными данными для расчета перехода являются: волновое сопротивление микрополосковой линии z_B ; толщина диэлектрической подложки микрополосковой линии $h = d$; сечение прямоугольного волновода $a \times b$; диапазон частот согласования; закон согласования и максимальное значение коэффициента отражения

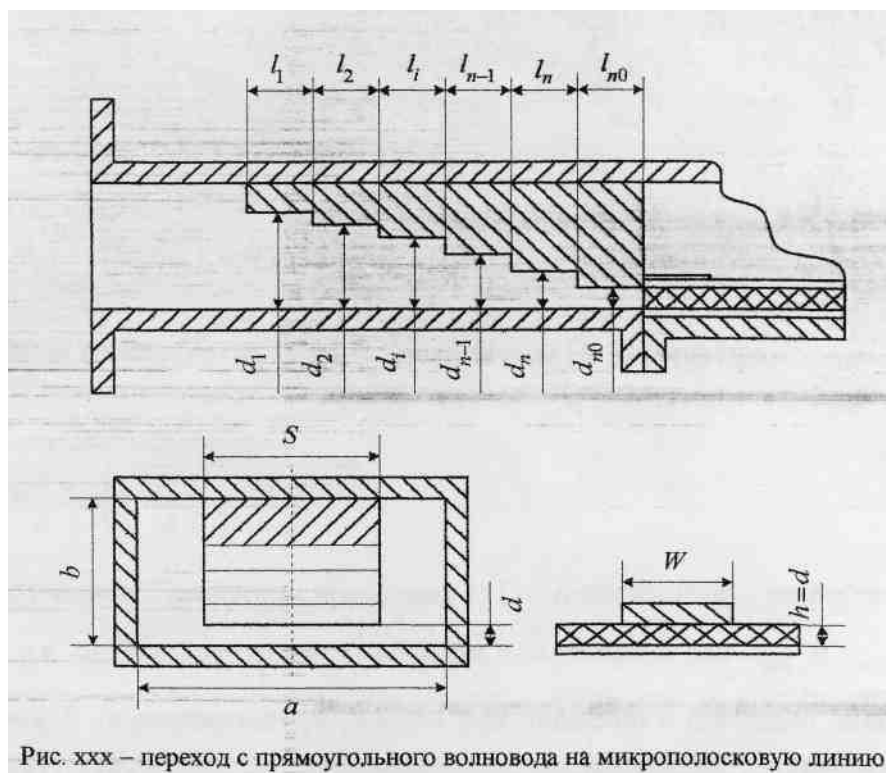


Рис. xxx – переход с прямоугольного волновода на микрополосковую линию

Прежде всего необходимо определить ширину гребня П-образного волновода, эквивалентное сопротивление $Z_{эП}$ которого равно волновому сопротивлению микрополосковой линии Z_B на средней частоте диапазона согласования f_{CP} , а зазор

между гребнем и основанием равен толщине диэлектрической подложки. Известно, что:

$$Z_{эП} = \frac{Z_{эП0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{крП}}\right)^2}}$$

где $Z_{эП0}$ - эквивалентное сопротивление П-образного волновода на бесконечной частоте; A - расчетная длина волны; $\lambda_{крП}$ - критическая длина волны П-образного

волновода.

Критическая длина волны $\lambda_{крП}$ и эквивалентное сопротивление $Z_{эП0}$ выражаются

через геометрические размеры волновода следующим образом;

$$\frac{\lambda_{крП}}{\lambda_{кр}} = \frac{\pi}{2} \sqrt{\left(\frac{S}{d} + 2Cd/\varepsilon\right) \left(\frac{b}{a}\right) \left(1 - S/d\right)}$$

где $A = 2a$ - критическая длина волны прямоугольного волновода.

$$\text{где } x = \frac{d}{b}$$

$$z_{\text{эП0}} = \frac{120\pi}{2 \frac{Cd}{\varepsilon} \cos \theta_2 + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\lambda_{\text{крП}}}{d} \left(\sin \theta_2 + \frac{d}{b} \cos \theta_2 \operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} \right)}$$

$$\text{где } \theta_1 = \frac{\pi a}{\lambda_{\text{крП}}} \left(1 - \frac{S}{a} \right) \text{ и } \theta_2 = \frac{S\pi}{\lambda_{\text{крП}}}$$

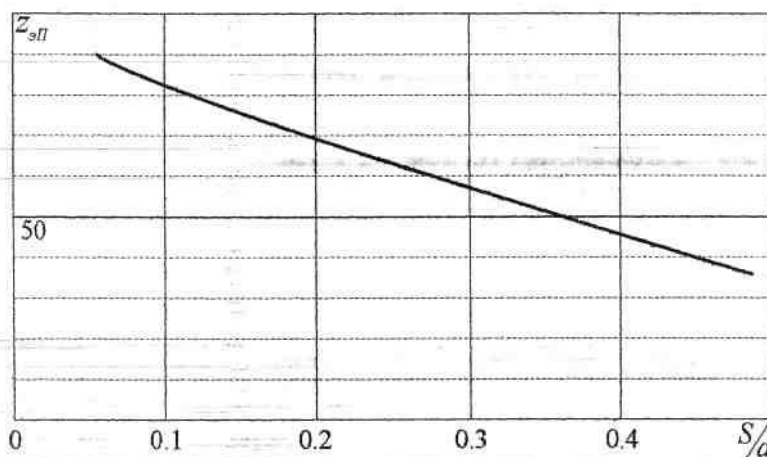
При узком гребне (когда $S/a \leq 1/3$) выражение (4) упрощается:

$$z_{\text{эП0}} = \frac{120\pi}{\left(2 \frac{Cd}{\varepsilon} + \frac{S}{d} + a \left(1 - \frac{S}{a} \right)^2 \right) / 2b}$$

Аналитическое решение: уравнения (1) относительно ширины гребня S невозможно, т.к. она входит сложным образом в выражения для $\lambda_{\text{крП}}$ и $Z_{\text{эП0}}$.
Требуемая

ширина гребня S определяется графически или численно с помощью ЭВМ. Используя соотношения (1) - (5) можно построить таблицу и график зависимости $Z_{\text{эП}}$ от отношения

S/a :



Требуемую величину отношения S/a находят как точку пересечения прямой $Z_{\text{эП}} = Z_{\text{В}} = \text{const}$ с кривой графика зависимости $Z_{\text{эП}}(S/a)$. Определив начальные размеры П-образного волновода, необходимо выполнить основное

построение зависимости $Z_{эП}(S/a)$. необходимую для синтеза ступенчатого (или плавного) перехода между прямоугольным и П-образным волноводами.

Величина перепада эквивалентных сопротивлений R прямоугольного и П-образного волноводов, необходимая для определения () согласующих ступенек, определяется следующим выражением: $R=Z_{эП}/Z_э$

Здесь $Z_э$ - эквивалентное сопротивление прямоугольного волновода на частоте () определяемое выражением:

$$Z_э = \frac{Z_{э0}}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{крП})^2}}$$

$Z_{э0}=60\pi^2b/2$ - эквивалентное сопротивление прямоугольного волновода на бесконечной частоте.

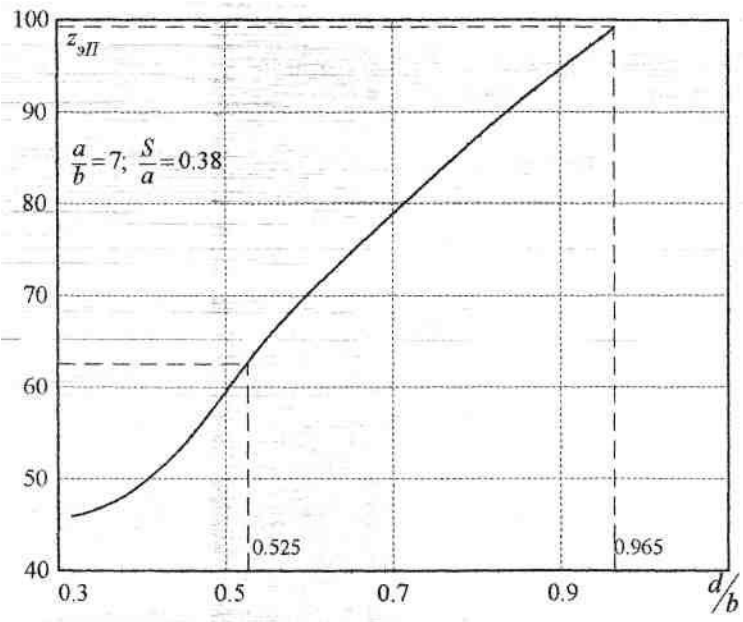
Последующий расчет геометрических размеров согласующих ступенек выполняется по известной методике расчета ступенчатых переходов [2]. Значения длины волны для каждой ступеньки, необходимое для расчета ее продольного размера, определяется по следующей формуле:

$$\lambda_{исП} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{крП})^2}}$$

Пример расчета

Рассчитаем переход с прямоугольного волновода с сечением $axb = 35$ мм x 5 мм на микрополосковую линию с волновым сопротивлением $Z_B= 50$ Ом на диэлектрике толщиной $d = 2$ мм; диапазон частот согласования 5.3...6.5 ГГц; максимальный коэффициент отражения $|\Gamma|_{\max}=0.05$.

Используя формулы (1) - (5) строим зависимость (см. график зависимости $Z_{эП}(S/a)$). Точка пересечения дает $S=12.9$ мм. Определив параметры () П-образного волновода, строим зависимость $Z_{эП}(d/b)$



Находим перепад эквивалентных сопротивлений:

$$R = \frac{z_2}{z_{\text{эП}}} = \frac{123}{50} = 2.5$$

Средняя длина волны диапазона согласования равна:

$$\lambda_{\text{ср}} = \frac{\lambda_{\text{min}} + \lambda_{\text{max}}}{2} = \frac{4.6 + 5.67}{2} = 5.1 \text{ см}$$

Средняя длина волны в прямоугольном волноводе равна:

$$\lambda_{\text{вср}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{5.1}{\sqrt{1 - (5.1/7.0)^2}} = 7.45 \text{ см}$$

Средняя длина волны в П-образном волноводе равна:

$$\lambda_{\text{Пср}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{крП}})^2}} = \frac{5.1}{\sqrt{1 - (5.1/8.1)^2}} = 6.6 \text{ см}$$

Длина волны в П-образном волноводе на нижней частоте диапазона согласования равна:

$$\lambda_{\text{П max}} = \frac{\lambda_{\text{max}}}{\sqrt{1 - (\lambda_{\text{max}}/\lambda_{\text{крП}})^2}} = \frac{5.67}{\sqrt{1 - (5.67/8.1)^2}} = 7.85 \text{ см}$$

Длина волны в прямоугольном волноводе на верхней частоте

$$\lambda_{\text{в min}} = \frac{\lambda_{\text{min}}}{\sqrt{1 - (\lambda_{\text{min}}/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{4.6}{\sqrt{1 - (4.6/7.0)^2}} = 6.13 \text{ см}$$

Диапазон перекрытия равен:

$$\frac{\lambda_{\text{П max}}}{\lambda_{\text{в min}}} = \frac{7.85}{6.13} \approx 1.3$$

диапазона

согласования равна:

Т.к. диапазон перекрытия небольшой, выбираем переход с максимально плоской характеристикой как обладающий достаточно линейной частотно-фазовой характеристикой. При этом активная составляющая входного сопротивления в полосе пропускания близка к постоянной величине, а реактивная равна нулю.

По таблице 6.1 [1, 2] для полученных значений $R = 2.5$, коэффициента перекрытия $\lambda_{ВПmax}/\lambda_{Вmin}=1.3$ заданного значения максимального коэффициента отражения $|\Gamma|_{max} = 0.05$, интерполируя, находим число ступенек $n = 2$.

По таблице 6.2 [1] или таблицам 6.6 и 6.7 [2] для $R = 2.5$ и $n = 2$ находим нормированные сопротивления ступенек: $p_1 = 1.25$ и $p_2 = 1.98$.

Эквивалентные сопротивления ступенек П-образного волновода вычисляются по следующим формулам:

$$z_{эП1} = z_{эП} \cdot p_1 = 50 \cdot 1.25 = 62.5 \text{ Ом}$$

$$z_{эП2} = z_{эП} \cdot p_2 = 50 \cdot 1.98 = 99 \text{ Ом}$$

По графику зависимости $Z_{эП}(d/b)$ находим соответствующие значения:

$$d_1 = 2.62 \text{ мм}$$

$$d_2 = 4.8 \text{ мм}$$

Длины волн в П-образном волноводе при найденных размерах ступенек равны:

$$\lambda_{ВП1} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{крП1})^2}} = \frac{5.1}{\sqrt{1 - (5.1/7.05)^2}} = 7.45 \text{ см}$$

$$\lambda_{ВП2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{крП2})^2}} = \frac{5.1}{\sqrt{1 - (5.1/7.3)^2}} = 7.15 \text{ см}$$

где $\lambda_{крП1} = 7.05 \text{ см}$ и $\lambda_{крП2} = 7.3 \text{ см}$ - критические длины волн П-образного волновода при данных размерах d_1 и d_2 .

Некоррелированные длины ступенек равны:

$$l_1 = \lambda_{ВП1}/4 = 7.45/4 = 1.86 \text{ см}$$

$$l_2 = \lambda_{ВП2}/4 = 7.15/4 = 1.79 \text{ см}$$

Произведем коррекцию длины только первой ступеньки, т.к. высота второй ступеньки незначительная:

$$i'_2 = i_2 = 1.79 - 0.05 = 1.74 \text{ см}$$

$$\text{где } \Delta = (0.02 \dots 0.03) i_2 = 0.05 \text{ мм}$$

Длину выходной секции П-образного волновода $l_{П0}$ примем равной $l_{П0} = 2 \text{ см}$.

Т.о. размеры ступенчатого перехода определены.

В настоящее время все более широкое распространение получают непосредственные волноводно-микророскоковые переходы.

Список использованной литературы:

1. Клиг С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М.: Советское радио, 1973. 320 с.
2. Проектирование радиолокационных устройств / Под редакцией А.П. Сиверса. М.: Советское радио, 1974. 560 с.
3. Веселов Г.И. и другие Микроэлектронные устройства СВЧ: Учебное пособие для ... вузов / Под редакцией Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с. с.с. 226 – 238.
4. Гассанов Л.Г. и другие Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
5. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефимов, В.В. Конин и другие К.: Техніка, 1984. – 184 с.
6. Мазепова и другие Справочник по элементам полосковой технике. Под редакцией А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979 с. 297 – 325
7. Бахарев и другие Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под редакцией Вольмана – М.: Радио и связь, 1982
8. Маттей Д.Л., Янг Л.Я., Джонс Е.Н.Т. Фильтры СВЧ согласующие цепи и цепи связи. Связь, М.: 1972 т.1.2. с. 247 – 273.

9. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Советское радио. 1976.
10. Фусно В. СВЧ цепи. Радио и связь. М.: 1990.
11. Давыдова Н. С. Диодные генераторы и усилители СВЧ.-М.: Радио и связь, 1986.-184с.
12. Голубев В.И. и др. «Конструирование и расчет полосковых устройств». Учебное пособие. Под ред. Ковалева И.С. М., Сов. Радио, 1974.
13. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В. П. «Справочник по элементам волноводной техники». М., Сов. Радио, 1967.