

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

Составитель Гаврилов В.М.

«Антенны и устройства микроэлектронной техники в радиофизике»

Практические занятия
Методические указания

Методические указания к практическим занятиям по дисциплине
«Антенны и устройства микроэлектронной техники в радиофизике» для студентов ВлГУ,
обучающихся по направлению
11.03.01 Радиотехника

Владимир 2015

Методические указания к практическим занятиям

по дисциплине «Антенны и устройства микроволновой техники в радиофизике»

Целью методических указаний является помощь, необходимая, как при самостоятельной подготовке к практическим занятиям, так и при их проведении. На конкретных примерах в методических указаниях рассматриваются методы проектирования основных пассивных и активных микрополосковых устройств СВЧ и антенн перспективных средств связи.

Основу методических указаний составляют примеры, приведенные в работах (п. 6.1, 6.2), в полной мере иллюстрирующих особенность проектирования микрополосковых устройств СВЧ в интегральном исполнении.

1. Расчет двухканального разветвления с отношением мощностей в выходных каналах 2:1

Рассчитать двухканальное разветвление с отношением мощностей в выходных каналах 2:1. Волновое сопротивление на входе разветвления (плечо 1) должно быть 25 Ом, со стороны плеча 1 разветвление должно быть идеально согласовано.

Из формул

$$\left. \begin{aligned} S_{kk} &= \left(2 - z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right) \left(z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1} e^{-2\gamma_k l_k}; \\ S_{km} &= 2 \sqrt{\frac{z_k}{z_m}} \left(z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1} e^{-(\gamma_k l_k + \gamma_m l_m)}, \end{aligned} \right\} (1.1)$$

где n - количество линий передачи в разветвлении; z_i - волновое сопротивление i -й линии; l_i - геометрическая длина i -й линии; γ_i - постоянная распространения i -й линии.

$$S_{kk} = 0 = 2 - z_k \left(\frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_3} \right). (1.2)$$

получим

$$2 = \frac{z_3}{z_2}; 1 = \frac{25}{z_2} + \frac{25}{z_3}. (1.3)$$

Решив систему уравнений (1.1), определим: $z_1 = 25$ Ом; $z_2 = 37,5$ Ом; $z_3 = 75$ Ом. С помощью формул (2.1) вычислим коэффициенты матрицы рассеяния:

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0; S_{22} = -0,33; S_{33} = -0,66; S_{12} = S_{21} = 0,816; S_{13} = S_{31} = 0,577; \\ S_{23} &= S_{32} = 0,471. \end{aligned} (1.4)$$

Используя равенства (1.4), рассчитаем $K_{ст1} = 1$; $K_{ст2} = 2$; $K_{ст3} = 5$; $L_{12} = 1,77$ дБ; $L_{13} = 4,78$ дБ; $L_{23} = 6,54$ дБ. По номиналам волновых сопротивлений определяем геометрические размеры разветвления (рис. 2.2, б).

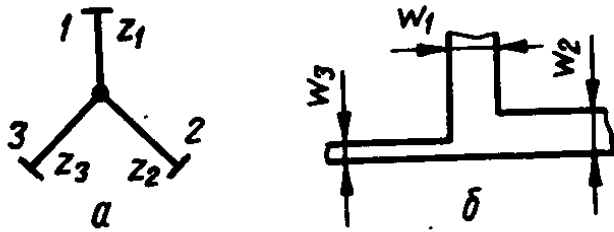


Рис. 2.2. Разветвление МПЛ:
а — эквивалентная схема; б — топология

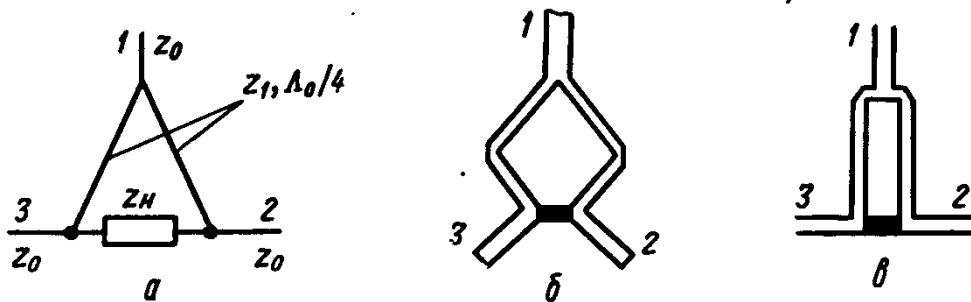


Рис. 2.3. Двухканальный синфазный направленный делитель мощности:
а — эквивалентная схема; б, в — топологии

2. Расчет делителя на 2 канала на МПЛ

Рассчитать делитель на 2 канала на МПЛ по следующим данным: максимальная развязка на частоте 2 ГГц; диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon = 9,6$; толщина подложки 1 мм; сопротивление материала резистора 50 Ом/квadrat; мощность рассеяния материала резистора 1 Вт/см²; максимальная мощность рассеяния на резисторе делителя 0,1 Вт; входы и выходы делителя должны оканчиваться линиями с волновым сопротивлением 50 Ом.

Сопротивление трансформатора $z_1 = \sqrt{2} z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7$ Ом и сопротивление балластного резистора $z_n = 2z_n = 2 \cdot 50 = 100$ Ом.

Определяем геометрические размеры резистора. Поскольку материал резистора имеет сопротивление 50 Ом/квadrat, то для получения сопротивления 100 Ом резистор должен представлять собой прямоугольник с отношением сторон 1 : 2. Для того чтобы резистор мог рассеивать мощность 0,1 Вт, его площадь $S \geq 0,1$ см². Выбираем резистор с размерами 2,5 × 5 мм². Таким образом, резистор представляет собой линию шириной 2,5 мм и длиной 5 мм.

Коэффициент укорочения длины волны $K_y = 2,5$.

Составляем уравнение $f_{\text{треб}} = f_0(1 + \delta)$, где $f_{\text{треб}} = 2$ ГГц - частота, на которой должен быть максимум развязки; f_0 — частота, на которой делитель идеально согласован и имеет максимум развязки в предположении, что резистор точечный; $\delta = \Delta f / f_0$ — относительная частотная расстройка.

Преобразуем уравнение

$$\frac{l_{\text{рез}}}{\frac{\Delta_{\text{треб}}}{4}} = \frac{l_{\text{рез}}}{\frac{\Delta_0}{4}} (1 + \delta), \quad (2.1)$$

$$\text{где } \Delta_{\text{треб}} = \frac{\lambda_{\text{треб}}}{K_y}; \Delta_0 = \frac{\lambda_0}{K_y}.$$

Подставляем в уравнение (2.1) величины, заданные в условии, и по рис. 2.5, а определяем δ и отношение $\frac{l_{\text{рез}}}{\frac{\Delta_0}{4}}$:

$$\frac{l_{\text{рез}}}{\frac{\Delta_0}{4}} (1 + \delta) = \frac{5}{4 \cdot 2,5}; \frac{l_{\text{рез}}}{\frac{\Delta_0}{4}} = 0,27; \delta = 0,22.$$

Длина четвертьволнового трансформатора $\Delta_0/4 = 5/0,27 = 18,5$. Для точечного резистора делитель был бы идеально согласован и имел бы максимальную развязку на частоте 1,62 ГГц.

Определяем предельные характеристики делителя: максимум развязки на частоте 2 ГГц, минимум КСВ входа на частоте 1,83 ГГц (рис. 2.5, а), уровень развязки 20 дБ в диапазоне частот 1,64—2,3 ГГц (рис. 2.5, б), максимальный КСВ входа и выхода 1,36 и 1,22 соответственно в диапазоне частот 1,64—2,3 ГГц (рис. 2.5, в).

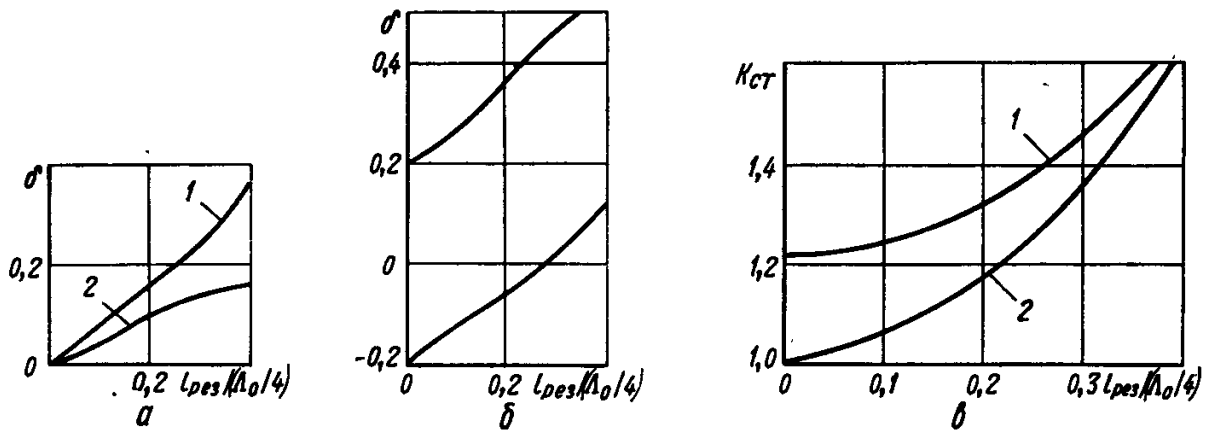


Рис. 2.5. Графики для выбора оптимальных размеров делителя в зависимости от длины резистора:

a — смещение максимума развязки 1 и минимума КСВ входа 2; b — положение уровня развязки 20 дБ на оси относительных расстроек; e — максимальный КСВ входа 1 и выхода 2 при развязке 20 дБ

Зная сопротивления трансформатора и балластного резистора, можно определить ширину проводников. Таким образом, определены все геометрические размеры и параметры делителя.

3. Расчет ответвителя на связанных линиях

Рассчитать ответвитель на связанных линиях. Задано: коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2 L_{21} . Из формулы $20lg|S_{21}|^{-1} = L_{21}$ определяем $|S_{21}| = 10^{-\frac{L_{21}}{20}}$. Используя формулы

$$\left. \begin{aligned} S_{12} = S_{43} = S_{21} = S_{34} &= j \frac{\frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \sin(\theta)}{\cos(\theta) + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin(\theta)}; \\ S_{13} = S_{42} = S_{31} = S_{24} &= \frac{1}{\cos(\theta) + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin(\theta)}; \end{aligned} \right\}$$

$\theta = \frac{2\pi l}{\Lambda} = \frac{\pi}{2}(1 + \delta)$ – электрическая длина области связи; l – геометрическая длина области связи; Λ – текущая длина волны; $\delta = \frac{\Delta f}{f_0}$ – относительная частотная расстройка; Z_{++}, Z_{+-} – нормированное сопротивление четного и нечетного типа колебаний соответственно: $Z_{++} = \frac{z_{++}}{z_0}$; $Z_{+-} = z_{+-}/z_0$ z_{++} – нормированные сопротивления четного и нечетного типов колебаний соответственно; z_0 – волновое сопротивление подводящих линий.

$$\begin{aligned} S_{12} = S_{21} = S_{43} = S_{34} &= \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{Z_{++} + Z_{+-}}; \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} &= -j \frac{2}{Z_{++} + Z_{+-}}, \end{aligned}$$

вычисляем нормированные и ненормированные сопротивления четного и нечетного типов колебаний:

$$\begin{cases} Z_{++} = \sqrt{\frac{1 + |S_{21}|}{1 - |S_{21}|}}; \\ Z_{+-} = \sqrt{\frac{1 - |S_{21}|}{1 + |S_{21}|}}; \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} Z_{++} = z_{++} z_0; \\ Z_{+-} = z_{+-} z_0. \end{cases} \quad (3.2)$$

Находим геометрические размеры сечения связанных полосковых линий.

4. Расчет трехдецибелового ответвителя на четырех связанных линиях (мост Ленжа)

Рассчитать трехдецибеловый ответвитель на четырех связанных линиях (мост Ленжа). Определяем, $|S_{21}| = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707$, вычисляем

$$Z_{++} = \frac{1}{Z_{+-}} = \sqrt{\frac{1 + 0,707}{1 - 0,707}} = 2,41.$$

По формулам

$$\begin{cases} Z_{++} = z_{++}z_0; \\ Z_{+-} = z_{+-}z_0. \end{cases}$$

находим сопротивления четного и нечетного типов колебаний при условии, что волновое сопротивление подводящих линий 50 Ом : $z_{++} = 120,7$ Ом, $z_{+-} = 20,7$ Ом.

Рассчитываем геометрические размеры моста. При этом задаемся следующими параметрами: $\varepsilon = 9,8$; $t = 10 \cdot 10^{-6}$ м; $h = 10^{-3}$ м. В результате получим $s = 70 \cdot 10^{-6}$ м; $\omega = 110 \cdot 10^{-6}$ м. На рис. 2.7 изображены топология рассчитанного ответвителя и частотные характеристики.

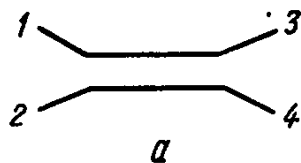
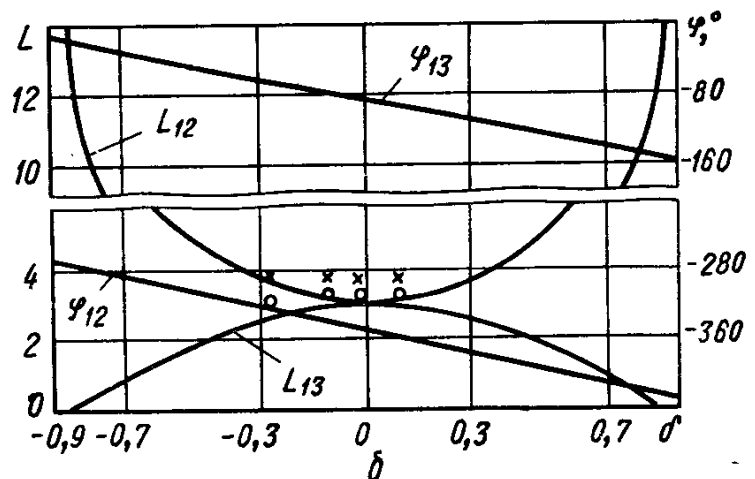


Рис. 2.7. Схема (а) и частотные характеристики (б) ответвителя на связанных линиях:
хх, оо — эксперимент



Двухкаскадный ответвитель из звеньев на связанных линиях (рис. 2.8, а). Матрица рассеяния ответвителя

$$[S] = \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ \hline S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ \hline S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ \hline 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \\ \hline \end{array}$$

$$\text{где } S_{12} = S_{43} = S_{21} = S_{34} = S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} e^{-j\varphi} + S_{13}^{(1)} S_{13}^{(2)} e^{-j\varphi};$$

$$S_{13} = S_{42} = S_{31} = S_{24} = S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} e^{-j\varphi} + S_{13}^{(1)} S_{12}^{(2)} e^{-j\varphi}$$

φ — электрическая длина соединительных линий; $S_{12}^{(1)}, S_{13}^{(1)}$ и $S_{12}^{(2)}, S_{13}^{(2)}$ — коэффициенты рассеяния первого и второго звеньев ответвителя соответственно.

Если звенья ответвителя одинаковы, то

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{12} = S_{43} = S_{21} = S_{34} = \frac{1 - \left(\frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2}\right)^2 \sin^2(\theta)}{(\cos(\theta) + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin(\theta))^2} \cdot e^{-j\varphi}; \\ S_{13} = S_{42} = S_{31} = S_{24} = \frac{j \cdot 2 \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \sin(\theta)}{(\cos(\theta) + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin(\theta))^2} e^{-j\varphi}. \end{array} \right. \quad (4.1)$$

где θ - электрическая длина звена ответвителя.

5. Расчет трехдецибельного ответвителя

Рассмотрим трехдецибельный ответвитель.

$$\begin{cases} S_{12} = -\frac{4 - (Z_{++} - Z_{+-})^2}{(Z_{++} + Z_{+-})^2} e^{-j\varphi}; \\ S_{13} = -j \frac{4(Z_{++} - Z_{+-})}{(Z_{++} + Z_{+-})^2} e^{-j\varphi}. \end{cases} \quad (5.1)$$

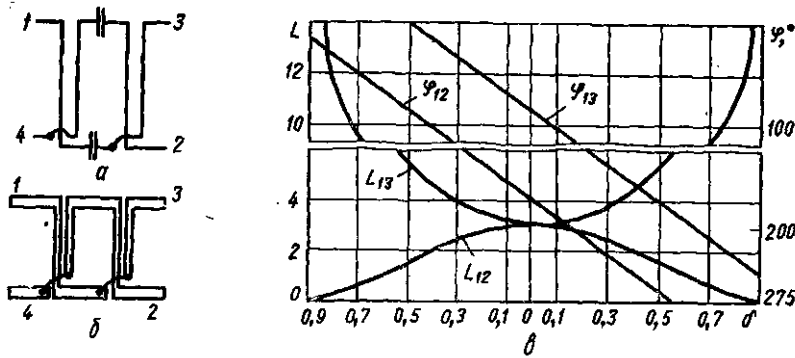


Рис. 2.8. Схема (а), топология (б) и частотные характеристики (в) двухкаскадного ответвителя из звеньев на связанных линиях

Для трехдецибельного ответвителя $|S_{12}| = |S_{13}|$, тогда

$$4 - (Z_{++} - Z_{+-})^2 = 4(Z_{++} - Z_{+-}). \quad (5.2)$$

Из соотношения (5.2) имеем

$$Z_{++} - Z_{+-} = -2 + \sqrt{8}.$$

Учитывая, что, $Z_{++}Z_{+-} = 1$, получаем

$$\begin{cases} Z_{++} + Z_{+-} = 2,1648; \\ Z_{++} - Z_{+-} = 0,8284. \end{cases} \quad (5.3)$$

Подставляя выражение (5.3) в формулы для коэффициентов передачи звена

$$S_{12} = S_{21} = S_{43} = S_{34} = \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{Z_{++} + Z_{+-}};$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j \frac{2}{Z_{++} + Z_{+-}},$$

получаем

$$|S_{12}|_{эв} = 0,383; |S_{13}|_{эв} = 0,924,$$

или в децибелах

$$20 \lg|0,383|^{-1} = 8,34 \text{ дБ}; 20 \lg|0,924|^{-1} = 0,687 \text{ дБ}.$$

Как видно, два звена со связью — 8,3 дБ обеспечивают выполнение ответвителя со связью — 3 дБ.

6. Расчет кольцевого моста

Рассчитать кольцевой мост. Задан коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2 L_{21} . Из формулы $20 \lg |S_{21}|^{-1} = L_{21}$ определяем $|S_{12}| = 10^{-L_{21}/20}$. Вычисляем $|S_{13}| = \sqrt{1 - |S_{12}|^2}$ и находим

$$K_{дУ} = \left| \frac{S_{13}}{S_{12}} \right|.$$

Задаемся сопротивлением Z_0 и вычисляем

$$z_1 = z_0 \sqrt{K_{дУ}^2 + 1}; \quad z_2 = z_0 \frac{\sqrt{K_{дУ}^2 + 1}}{K_{дУ}}$$

и геометрические размеры отрезков линий передачи.

Частотные характеристики кольцевого моста построены на рис. 2.9, в.

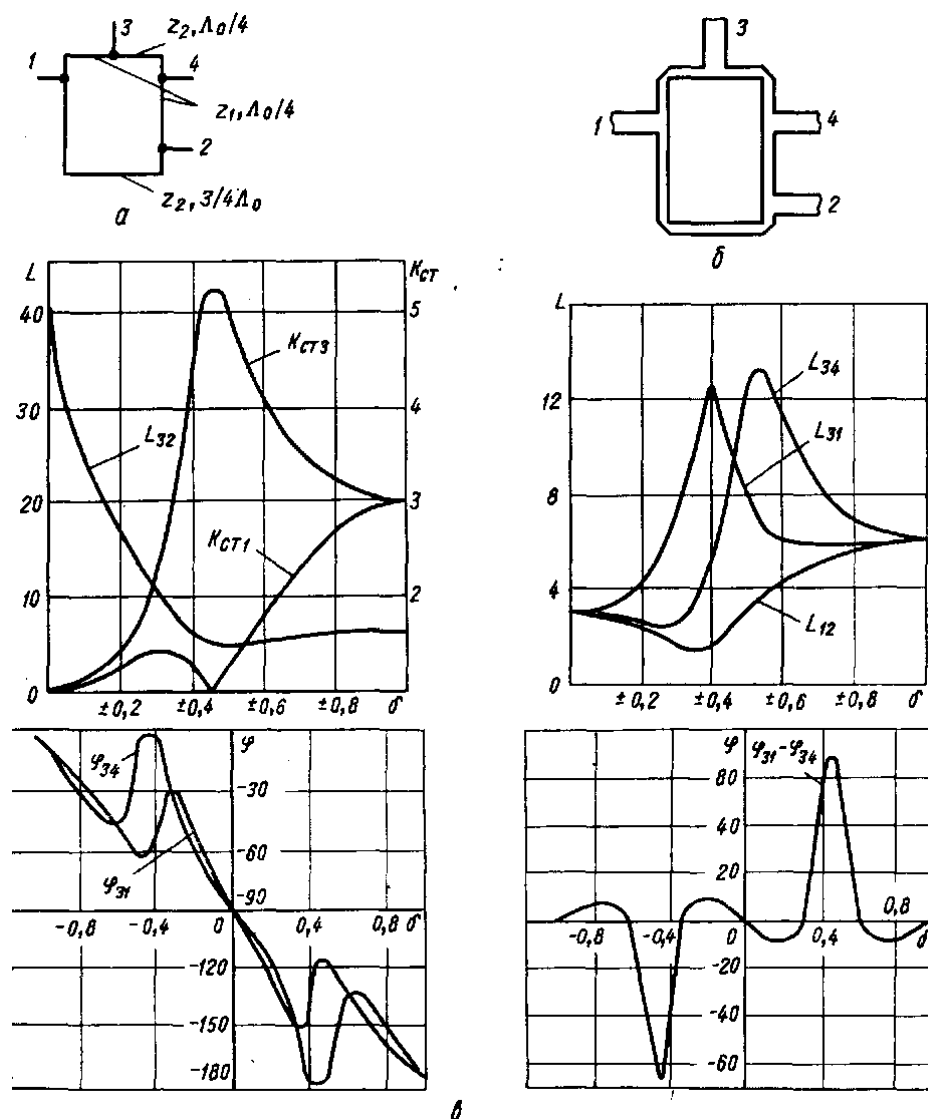


Рис. 2.9. Схема(а), топология(б) и частотные характеристики(в) кольцевого моста

7. Расчет двухшлейфного ответвителя

Задан коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2 L_{21} . Из формулы $20 \lg |S_{21}|^{-1} = L_{21}$ определяем $|S_{21}| = 10^{-L_{21}/20}$. Вычисляем $|S_{41}| = \sqrt{1 - |S_{21}|^2}$ и находим

$$K_{ДУ} = \frac{|S_{21}|}{|S_{41}|}.$$

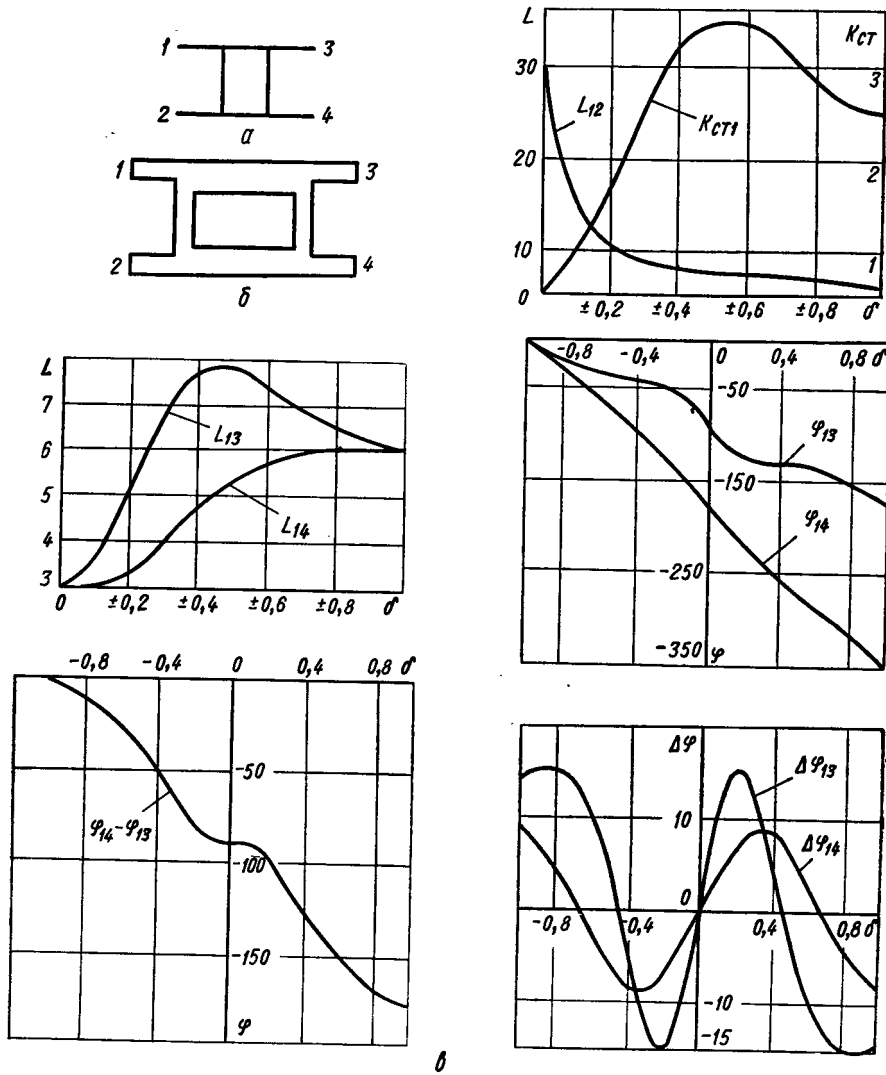


Рис. 2.10. Схема(а), топология(б) и частотные характеристики(в) двухшлейфного ответвителя.

Задаемся сопротивлением z_0 , определяем

$$z_1 = z_0 K_{ДУ}; \quad z_2 = z_0 \frac{K_{ДУ}}{\sqrt{K_{ДУ}^2 + 1}}$$

и геометрические размеры отрезков линий передач.

8. Расчет полосно-пропускающего фильтра на связанных КЛ

Рассчитать полосно-пропускающий фильтр на связанных КЛ, обладающий максимально плоской частотной характеристикой рабочего затухания. Заданы: средняя частота полосы пропускания фильтра $f_0 = 3$ ГГц; относительная полоса пропускания фильтра по уровню затухания $L_{\text{пр}} = 3$ дБ; $\Pi_{\text{пр}} = f_{\text{п}}/f_0 - f_0/f_{\text{п}} = 0,01$; относительная полоса пропускания фильтра по уровню затухания $L_3 = 10$ дБ; $\Pi_3 = f_3/f_0 - f_0/f_3 = 0,183$; волновое сопротивление подводящих линий фильтра $z_0 = 50$ Ом. Диэлектрик поликор с $\varepsilon = 9,6$. Для расчета используем следующую методику [8].

Определяем необходимое число элементов прототипа ФНЧ

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{\frac{L'_3 - 1}{L'_{\text{пр}} - 1}}}{\lg(\Pi_3/\Pi_{\text{пр}})} = 1,82,$$

$$\text{где } L'_3 = \text{anti lg} \left(\frac{L_3}{10} \right) = 10; L'_{\text{пр}} = \text{anti lg} \left(\frac{L_{\text{пр}}}{10} \right) = 1,99.$$

Округляя n до ближайшего целого числа $n = 2$, выбираем число звеньев фильтра на связанных линиях $n + 1 = 3$.

Для заданных n , $\Pi_{\text{пр}}$ и $L_{\text{пр}}$ при $z_0 = 50$ Ом находим [6]

$$z_{+-01} = z_{+-23} = 57 \text{ Ом}; z_{++01} = z_{++23} = 44,5 \text{ Ом}; z_{+-12} = 50 \text{ Ом}; \\ z_{++12} = 49,4 \text{ Ом}.$$

Определяем вспомогательные коэффициенты K и N из выражений [5]

$$z_{++} = \frac{376,7}{2[0,5(\varepsilon + 1)]^{\frac{1}{2}K}}; z_{+-} = 2z_0 \left(N \frac{a}{b} \right),$$

где z_0 - волновое сопротивление подводимых линий; a , b , c — размеры, показанные на рис. 3.13, а,

$$K = \frac{\lg \left(\frac{376,7}{2z_{++}} \right)}{\lg \sqrt{\frac{\varepsilon + 1}{2}}}; N = \frac{z_{+-}}{2z_0(a/b)}; \\ K_{01} = \frac{\lg \frac{376,7}{2 \cdot 57}}{\lg 2,3} = 1,44 \quad (8.1)$$

Значения K и N можно найти из графиков работы [5]:

$$K_{\text{граф}} \left(\frac{a}{b}, \frac{c}{a} \right); \quad (8.2)$$

$$N_{\text{граф}} \left(\frac{a}{b}, \frac{c}{a} \right) \quad (8.3)$$

Задаемся N , тогда из (8.1) получаем $\frac{a}{b} = z_{+-}/N \cdot 2z_0$. Например, при $N_{01} = 0,94$ $\frac{a}{b_{01}} = 0,473$. При $K_{01} = 1,44$ $\frac{c}{a_{01}} = 0,42$. Подставляем в выражение (3.4) a/b и c/a , получаем $N_{01} \approx 0,937$. Повторяем процесс для нового N : $(a/b_{01})' = 0,475$ $(c/a_{01})' = 0,43$. Проверяем, подставляя $(a/b_{01})'$ и $(c/a_{01})'$ в формулу (3.4). Получаем $N' \approx 0,937$. Остановимся на этих значениях.

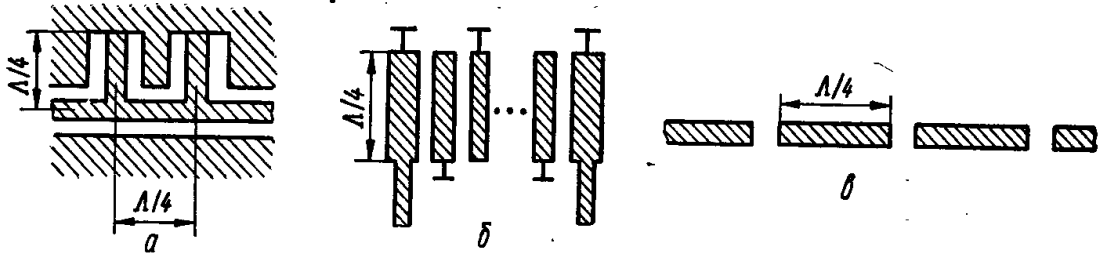
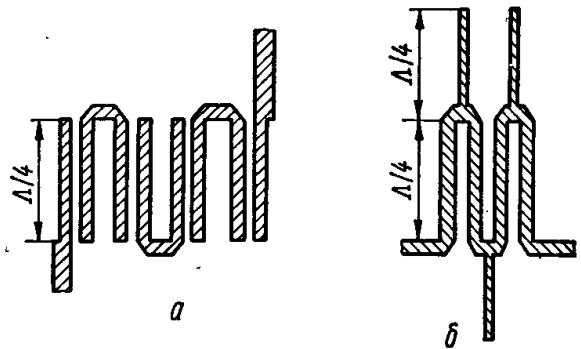


Рис. 3.3. Фильтр типа 3 на КЛ (а);
фильтр типа 4 — на МПЛ (б);
и фильтр типа 5 (в)



Рис. 3.4. Фильтр типа 6:
а — полосно-пропускающий; б — ре-
жекторный



Следует заметить, что точность графиков (3.3) и (3.4) невелика и это влияет на точность расчета.

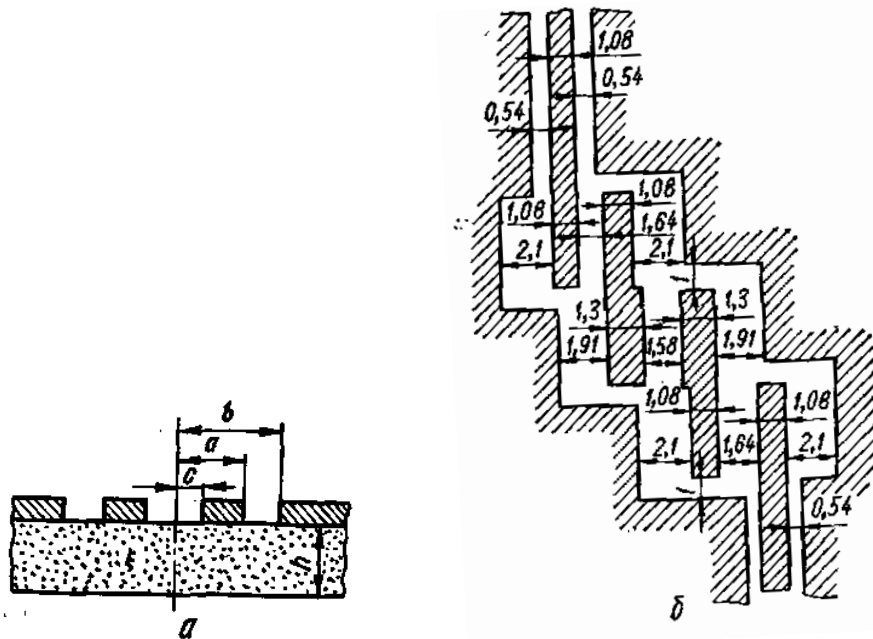


Рис. 3.13. Поперечный разрез связанных копланарных линий (а) и топология
полосно-пропускающего фильтра на связанных копланарных линиях (б)

Зададимся $N_{12} = 0,95$ $\frac{a}{b_{12}} = 0,52$; $K_{12} = \frac{\lg \frac{377}{2 \cdot 50}}{\lg 2,3} = 1,6$. Определим $\frac{c}{a_{12}} = 0,4$. Проверим подставляя в формулу (3.4) $N_{12} \approx 0,944$.

Повторяем цикл расчета: $(a/b_{12})' = \frac{49,4}{0,944 \cdot 2 \cdot 50} = 0,523$. Определяем $(c/a_{12})' = 0,38$.

Проверяем $N_{12} \approx 0,944$. Останавливаемся на этих значениях. Итак:

$$\frac{a}{b_{01}} = 0,475; \frac{c}{a_{01}} = 0,43; \frac{a}{b_{12}} = 0,523; \frac{c}{a_{12}} = 0,38; \frac{a}{b_{23}} = 0,475; \frac{c}{a_{23}} = 0,43.$$

Чтобы в копланарной линии сконцентрировать все поле в подложке, достаточно толщину диэлектрика взять в 2 раза больше ширины щели $b - a$, т. е. $b - a \leq h/2$, где $2a$ — ширина центрального проводника; $2b$ — расстояние между двумя заземленными пластинами, причем $2b < \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_3})$.

Длина области связи $l = \lambda_0 / (4\sqrt{\epsilon_3})$., где λ_0 — длина волны в свободном пространстве, соответствующая центральной частоте f_0 фильтра.

Для $z_0 = 50$ Ом определяем размеры s и ω подводящей КЛ [5]: $a_0/b_0 = 0,58$, где $a_0 = \omega/2$; $b_0 = s + \omega/2$. Выбираем $2a_0 = 1$ мм, тогда $2b_0 = 2,16$ мм. Проверяем неравенства $b_0 - a_0 < h/2$ и выбираем $h = 4$ мм. Проверим неравенство $b_{01} < \lambda_0 / (4\sqrt{\epsilon_3})$, Для $\lambda_0 = 10$ см неравенство выполняется. Определяем длину резонаторов:

$$l_{01} = l_{12} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_3}} = 8,09 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Топология ППФ показана на рис. 3. 13, б. Недостатком подобных фильтров является то, что, если не соблюдаются неравенства, «земляной» проводник звена фильтра упирается в центральный проводник предыдущего звена, поэтому «земляной» проводник выполняют не на всю длину центрального проводника. Этот недостаток влияет на точность расчетов, так как не учитывается емкость торцов резонаторов.

9. Расчет ФНЧ на щелевой линии.

Расчет ведет для фильтра с чебышевской частотной характеристикой рабочего затухания. Заданы: частота по уровню $L_{\text{пр}} = 0,1$ дБ ($|\Gamma|_{\text{макс}} = 0,15$) $f_n = 1,97$ ГГц ($\omega_n = 12,4 \cdot 10^9$); частота по уровню $L_3 = 35$ дБ $f_3 = 2,17$ ГГц ($\omega_n = 13,6 \cdot 10^9$) [6]; волновое сопротивление подводящих линий $z_0 = 50$ Ом; волновые сопротивления отрезков линии передачи ФНЧ $z_H = 30$ Ом, $z_B = 115$ Ом. Диэлектриком служит поликор с $\varepsilon = 9,6$. Число элементов прототипного ФНЧ [6]

$$n \geq \frac{\operatorname{arcch} \sqrt{\frac{L'_3 - 1}{L'_{\text{пр}} - 1}}}{\operatorname{arcch} \left(\frac{f_3}{f_n} \right)} = 14,74,$$

$$\text{где } L'_3 = \operatorname{anti} \lg \left(\frac{L_3}{10} \right) = 3160; L'_{\text{пр}} = \operatorname{anti} \lg \left(\frac{L_{\text{пр}}}{10} \right) = 1,024.$$

Округляем $n = 15$. С помощью таблицы [9] для заданных $L_{\text{пр}} = b_n$ и n записываем:

$$g_1 = g_{15} = 1,21;$$

$$g_2 = g_{14} = 1,96; g_3 = g_{13} = 2,17; g_4 = g_{12} = 1,65; g_5 = g_{11} = 2,26;$$

$$g_6 = g_{10} = 1,68; g_7 = g_9 = 2,28; g_8 = 1,68.$$

Топология ФНЧ изображена на рис. 3.14.

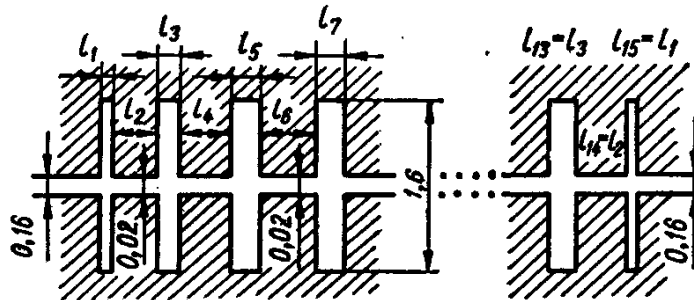


Рис. 3.14. Топология ФНЧ на щелевой линии

Реактивные сопротивления индуктивностей и реактивные проводимости емкостей определим с помощью выражений $\omega_n L_i = g_i \cdot 50$; $\omega_n C_i = g_i / 50$:

$$\omega_n L_1 = \omega_n L_{15} = 60,5 \text{ Ом}; \omega_n L_3 = \omega_n L_{13} = 108 \text{ Ом};$$

$$\omega_n L_5 = \omega_n L_{11} = 113 \text{ Ом}; \omega_n L_7 = \omega_n L_9 = 114 \text{ Ом};$$

$$\omega_n C_2 = \omega_n C_{14} = 29,2 \cdot 10^{-3} \text{ См}; \omega_n C_4 = \omega_n C_{12} = 33 \cdot 10^{-3} \text{ См};$$

$$\omega_n C_6 = \omega_n C_{10} = 33,6 \cdot 10^{-3} \text{ См}; \omega_n C_8 = 33,6 \cdot 10^{-3} \text{ См}.$$

Для щелевой линии ($\varepsilon = 9,6$) находим z_H , z_B и ω/h [155]: при $\lambda_0 = c/f = 152,2$ мм; $h = 2$ мм; $h/\lambda_0 = 0,013$; для $z_H = 30$ Ом; $\omega_{30}/h = 0,01$; $\omega_{30} = 0,02$ мм; для $z_B = 115$ Ом; $\omega_{115}/h = 0,8$; $\omega_{115} = 1,6$ мм. Для ЩЛ расширение щели эквивалентно индуктивности, а сужение — емкости, т. е. обратно по сравнению с микрополосковой линией. Определяем по графику [155], что длина волны в линии Λ меньше рабочей длины: для $z_H = 30$ Ом; $\Lambda/\lambda_0 = 1/\sqrt{\varepsilon_{3\phi}} = 0,43$; для $z_B = 115$ Ом; $\Lambda/\lambda_0 = 0,49$.

Для схемы рис. 3. 14 длины нечетных отрезков определяем по формуле

$$l_i \cong \frac{v_B}{\omega_{\Pi}} \arcsin \left(\frac{\omega_{\Pi} L_i}{z_B} \right), v = \frac{c\lambda}{\lambda_0}; v_{30} = 1,29 \cdot 10^{10} \frac{\text{см}}{\text{с}}; v_{115} = 1,47 \cdot 10^{10} \frac{\text{см}}{\text{с}}.$$

для v_{115} : $l_1 = 6,44$ мм; $l_3 = 14,3$ мм; $l_5 = 16,2$ мм; $l_7 = 16,8$ мм.

Вычисляем длины отрезков линий передач, используя нижеприведенные выражения:

$$\omega_{\Pi} C_k = \frac{\omega_{\Pi} l_k}{v_{\text{H}} z_{\text{H}}} + \frac{\omega_{\Pi}}{2v_B z_B} (l_{k-1} + l_{k+1}) + 2\omega_{\Pi} C_{\text{скач}},$$

$k = 2,4, \dots$, причем для щелевой линии $C_{\text{скач}} = 0$;

$$\omega_{\Pi} L_i = z_B \sin \left(\frac{\omega_{\Pi} l_i}{v_B} \right) + \frac{z_B \omega_{\Pi}}{2v_{\text{H}}} (l_{i-1} + l_{i+1}) + 2\omega_{\Pi} L_{\text{скач}},$$

$i = 1,3, \dots$, для МПЛ и КЛ $L_{\text{скач}} = 0$.

для рассматриваемого случая

$$k=2,4 l_k = \left[\omega_{\Pi} C_k - \frac{\omega_{\Pi}}{2v_B z_B} (l_{k-1} + l_{k+1}) - 2\omega_{\Pi} C_{\text{скач}} \right] \frac{v_B z_B}{\omega_{\Pi}}; \quad (9.1)$$

$$i=1,3 l_i = \frac{v_B}{\omega_{\Pi}} \arcsin \left\{ \frac{\omega_{\Pi} L_i - \frac{z_B \omega_{\Pi}}{2v_{\text{H}}} (l_{i-1} + l_{i+1}) - 2\omega_{\Pi} L_{\text{скач}}}{z_B} \right\}. \quad (9.2)$$

Рассчитываем сопротивление краевой индуктивности при переходе от ЩЛ с большим волновым сопротивлением 115 Ом к линии с малым волновым сопротивлением 30 Ом.

Для рассматриваемого случая $\omega = \omega_{\Pi}$; $z_{\text{щ}} = z_B = 115$ Ом; $\varepsilon = 9,6$; $\omega_{\gamma} = \omega_{115} - \omega_{30} = 1,58$ мм; $\lambda = 152,2$ мм; $h = 2$ мм;

$$\begin{aligned} \frac{\omega_{\Pi} l_{\text{скач}}}{115} &= \frac{6 \cdot 2}{152,2} + \frac{1}{10} \left(\frac{9,6 - 9}{13} \right)^2 + \frac{9,6 \cdot 1,58}{12 \cdot 2} \times \\ &\times \left(\frac{10 \cdot 2}{152,2} \right)^{1,5} \left[\left(0,5 + \frac{1}{3} \left(\frac{1,58}{2} \right)^3 \right) \left(\frac{20 - 9,6}{8} \right) + \right. \\ &\left. + \frac{(0,5 \cdot 152,2 + 5 \cdot 2)(9,6 - 12)}{8 \cdot 152,2} \right] = 0,101; \end{aligned}$$

$$2\omega_{\Pi} L_{\text{скач}} = 2 \cdot 0,101 \cdot 115 = 23,2 \text{ Ом.}$$

Вычисляем длины четных отрезков по формуле (9.1):

$$l_{14} = l_2 = 31,2 \left[29,2 \cdot 10^{-3} - \frac{1}{2 \cdot 1,18 \cdot 115} (0,644 + 1,43) \right] = 6,7 \text{ мм;}$$

$$l_{12} = l_4 = 31,2 [33 \cdot 10^{-3} - 0,00368(1,43 + 1,62)] = 6,79 \text{ мм;}$$

$$l_{10} = l_8 = l_6 = 31,2 [33,6 \cdot 10^{-3} - 0,00368(1,62 + 1,68)] = 6,69 \text{ мм.}$$

По формуле (9.2) уточняем длины нечетных отрезков с учетом длин четных и скачка волновых сопротивлений:

$$l_{15} = l_1 = 11,8 \arcsin \left(\frac{60,5 - 14,4 \cdot 0,67 - 23}{115} \right) = 2,87 \text{ мм};$$

$$l_{13} = l_3 = 11,8 \arcsin \left(\frac{108 - 14,4(0,67 + 0,679) - 23}{115} \right) = 7,12 \text{ мм};$$

$$l_{11} = l_5 = 11,8 \arcsin \left(\frac{113 - 14,4(0,679 + 0,669) - 23}{115} \right) = 7,76 \text{ мм};$$

$$l_9 = l_7 = 11,8 \arcsin \left(\frac{114 - 14,4(0,669 + 0,669) - 23}{115} \right) = 7,9 \text{ мм};$$

Уточняем длины четных отрезков с учетом новых нечетных: $l_{14} = l_2 = 7,96 \text{ мм}$; $l_{12} = l_4 = 8,57 \text{ мм}$; $l_{10} = l_8 = l_6 = 8,68 \text{ мм}$. Дальнейшие уточнения теряют смысл, так как изменения незначительны.

Определяем ширину подводящей линии: $\frac{h}{\lambda_0} = 0,013$; $\frac{\omega_0}{h} = 0,08$; $h = 2 \text{ мм}$; $\omega_0 = 0,16 \text{ мм}$.

10. Расчет смесителя на МПЛ

Рассчитать смеситель на МПЛ со следующими параметрами: полоса рабочих частот $\Delta f_c = 4,8 \dots 5 \text{ ГГц}$, причем $f_r > f_c$; подавление зеркального канала $L_3 = 40 \text{ дБ}$; всех комбинационных частот не менее 20 дБ; подавление шумов гетеродина на частоте сигнала 10 дБ; мощность гетеродина 5—10 мВт.

Выбираем фильтровой способ подавления зеркального канала, так как требуемую величину подавления 40 дБ очень сложно получить фазовым способом. Промежуточную частоту выбираем такой, чтобы полоса входных частот (4,8—5 ГГц) не пересекалась с полосой зеркальных частот. Так как $f_r > f_c$, то $\Delta f_3 = (4,8 + 2f_{\text{п}}) - (5 + 2f_{\text{п}})$. По такому критерию можно выбрать $f_{\text{п}} = 150 \text{ МГц}$, тогда полоса гетеродина совпала бы на протяжении 50 МГц с полосой частот зеркального канала. Режекторный фильтр, подавляющий сигнал, проходящий по зеркальному каналу на сигнальном входе БС, будет нарушать балансность моста для частот гетеродина на этом участке. Поэтому следует выбрать $f_{\text{п}} \geq 250 \text{ МГц}$. При 250 МГц $\Delta f_r = 5050 \dots 5250 \text{ МГц}$; $\Delta f_3 = 5300 \dots 5500 \text{ МГц}$. Таким образом, выбираемый мост должен работать в полосе 4800 ... 5250 МГц, т. е. полоса частот составляет 10 %. Выбираем мост Лэнжа:

[32, 140]. Длина области связи в нем определяется для выбранного диэлектрика, (поликор с $\varepsilon = 9,8$, толщиной 1 мм) из выражения

$$\frac{c_0}{4K_y} \cdot 5000 \text{ МГц} = 6 \text{ см}/4 \cdot 2,51 \approx 0,6 \text{ см.}$$

где c_0 — скорость света; K_y — коэффициент укорочения длины волны

При этом выбор БС позволил подавлять шумы гетеродина на сигнальной частоте. Выбираем диоды 3А112, так как их рабочая частота выше заданной. Параметры диодов $\alpha = 35 \text{ В}^{-1}$; $i_0 = 10^{-13} \text{ А}$; $C_j = 0,23 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$; $r_3 = 8 \text{ Ом}$; $L_B = 0,2 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$; $C_K = 0,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$. Для нормальной работы данных диодов (хорошего согласования с линией передачи) в режиме КЗ по зеркальному каналу требуется мощность не менее 2,5 мВт.

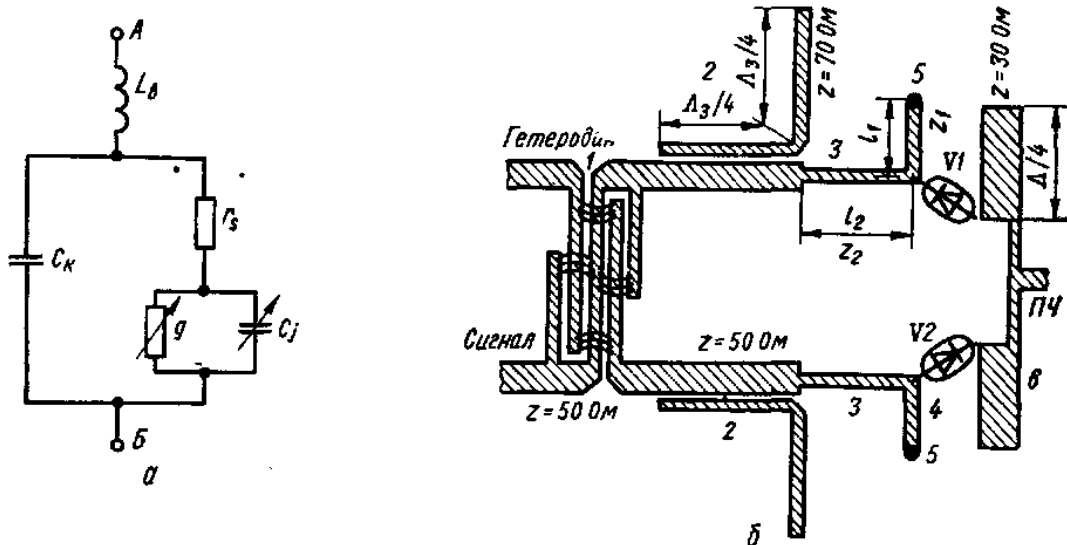


Рис. 4.25. Эквивалентная схема смесительного диода для расчета (а); топология БС (б):

1 — мост Лэижа; 2 — режекторный фильтр зеркального канала; 3 — согласующий четвертьволновый трансформатор; 4 — параллельный шлейф, компенсирующий реактивность диода; 5 — за коротка шлейфа; 6 — ФНЧ

Заданная P_r больше, что вполне достаточно для хорошей работы диодов без введения положительного смещения. Напряжение гетеродина на диоде можно определить по его мощности с помощью рекуррентной формулы: $U_r = \sqrt{2P_r R_{вх}}$, где $R_{вх}$ — функция U_r . Этому соотношению в задаче удовлетворяет величина амплитуды гетеродина порядка 0,8 В. Используя формулу

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_c \\ \dot{i}_\Pi \\ \dot{i}_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ \dot{U}_\Pi \\ \dot{U}_3^* \end{bmatrix},$$

получаем следующую матрицу проводимости диода,

$$\begin{vmatrix} g_0 & g_1 & g_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 & g_1 & g_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} & g_2 \\ 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} \\ g_2 & 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} \end{vmatrix}$$

По формулам

$$L_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - \eta_p}}{1 - \sqrt{1 - \eta_p}}, \eta_p = \frac{\gamma_1^2 (1 - \gamma_2)}{(1 - \gamma_1^2)(1 - \gamma_2)}$$

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_2^2} \sqrt{(1 - \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)/(1 - 2\gamma_1^2)}.$$

$$g_{вых} = g_0 \sqrt{(1 - \gamma_2)^2 (1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)/(1 - 2\gamma_1^2)}.$$

вычисляем потери преобразования диода, входное и выходное сопротивления контакта диода Шоттки: $L_d \approx 5,8$ дБ. $R_{вх} = 115$ Ом; $R_{вых} = 115$ Ом. При согласовании диода в смесителе необходимо учитывать не только входное сопротивление самого нелинейного элемента перехода, но также последовательное сопротивление растекания диода (r_s), емкость корпуса (C_k) и индуктивность выводов (L_b). Эквивалентная схема реального диода изображена на рис. 4.25, а. Пересчитаем входную проводимость перехода диода $Y_{вх} = g + jC_j$ к концам выводов диода АБ с помощью формул пересчета комплексных проводимости и сопротивления для параллельного соединения в последовательное и наоборот:

$$R = \frac{g}{(g^2 + C_j^2)}; X = -\frac{C_j}{(g^2 + C_j^2)}, \quad (10.1)$$

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

Затем к R добавим последовательное сопротивление r_s ($R_1 = R + r_s$) и перейдем к параллельному соединению для возможности учета C_k

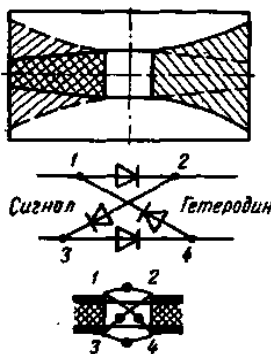
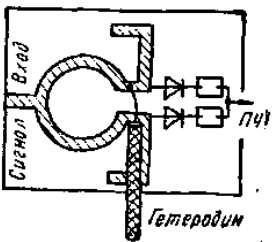
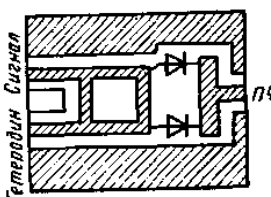
$$G = \frac{R_1}{(X^2 + R_1^2)}; B = \frac{X}{(X^2 + R_1^2)} \quad (10.2)$$

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

В результате таких преобразований получим входное сопротивление реального диода

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(R + r_s)(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2)r}{(R + r_s)^2 + (X + \omega C_k(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2))^2} - j \left\{ \frac{\omega C_k(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2) + X(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2)}{(R + r_s)^2 + (X + \omega C_k(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2))^2} - \omega L_B \right\}. \quad (10.3)$$

При согласовании смесительного диода величина нагрузки Z_H должна быть сопряженной с $Z_{\text{вх}}$, т. е. $Z_H = Z_{\text{вх}}^*$.

Параметры	ДБС на симметрирующих трансформаторах	Камертонный смеситель	Смеситель на комбинации ШЛ и КЛ
Топология			
Диапазон частот	1—18 ГГц	5,5—12,4 ГГц	0,5 октавы
Развязка сигнал — гетеродина, дБ	20	13	15
КСВ: входа сигнала	2	3,5	1,5
входа гетеродина	2	Не нормируется	1,5
Потери преобразования, дБ	9	10	8

Необходимо отметить, что расчет и согласование диодов следует выполнять в смесителях с учетом фильтров по зеркальному каналу, если таковые предполагаются в схемах приемников. В противном случае, при включении смесителя в приемное устройство, в котором имеется фильтр, произойдет рассогласование диода.

Рассчитаем входное сопротивление диода при условии, что емкость перехода C_j — величина постоянная и с учетом эквивалентной схемы диода (рис. 4. 25, а). Входная полная проводимость перехода, См, $Y_{\text{вх}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + j\omega C_j \approx 8,7 \times 10^{-3} + j \cdot 7 \cdot 10^{-3}$. Подставляя это значение в формулу (10.3), получаем входное полное сопротивление последовательно включенных активной и реактивной составляющих проводимости диода: $Z_{\text{д,вх}} \approx 97 + j \cdot 51$ Ом. Используя выражение (10.2), находим входную полную

проводимость диода, эквивалентной параллельному соединению активной и реактивной составляющих диода:

$$Y_{д.вх} \approx 8,1 \cdot 10^{-3} + j \cdot 6,1 \cdot 10^{-3}.$$

Мощность гетеродина, потребляемая диодом, $P_r = U_r^2 \operatorname{Re} \frac{Y_{д.вх}}{2} \approx 2,6 \text{ мВт}$.
Согласовывать диод с линией передачи необходимо по входным величинам $Z_{д.вх}$ или $Y_{д.вх}$ самого диода.

Таблица 8

ДБС на комбинации ЩЛ и МПЛ	Смеситель на комбинации МПЛ и ЩЛ	ДБС на ЩЛ
1—18 ГГц (20 %)	1—2 октавы	0,4—18 ГГц
15	30	20—30
1,5	1,5—2	1,5
1,5	1,52	1,5
8	8	8

Трансформатор, согласующий входное сопротивление диода с линией имеющей волновое сопротивление 50 Ом, рассчитываем по методике, изложенной в гл. 5. Таким образом, получаем топологическую схему смесителя (рис. 4.25, б). Такой смеситель имеет следующие параметры: потери преобразования 5,8 дБ; подавление зеркальной частоты более 15 дБ за счет режекторного фильтра 2, который служит для создания КЗ по зеркальному каналу для уменьшения потерь преобразования и входного сопротивления смесителя; подавление зеркального канала до 40 дБ достигается дополнительным полосно-пропускающим фильтром на сигнальном входе смесителя, который легко рассчитать методами, рассмотренными в гл. 3; подавление комбинационных составляющих значительно больше 20 дБ, так как, согласно номограммы (рис. 4.3), они отсутствуют в полосе ПЧ; подавление шумов гетеродина 14 дБ за счет балансного смесителя.

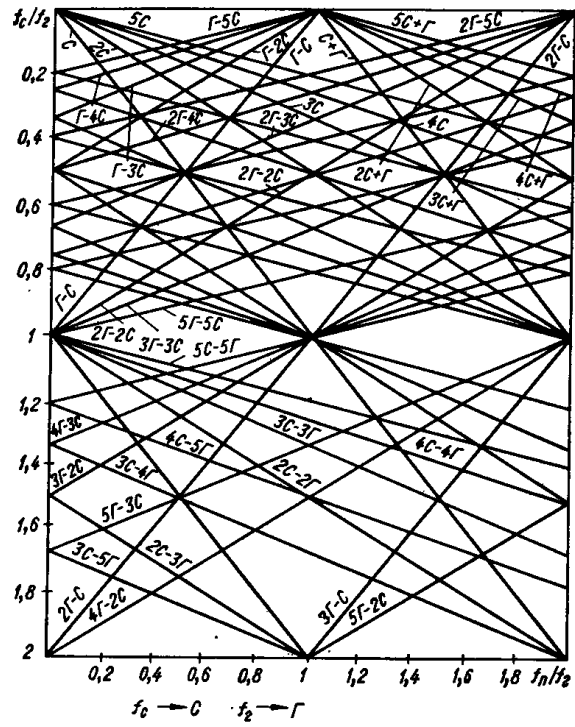


Рис. 4.3. Номограмма для определения возможных комбинаций гармоник в полосе полезной ПЧ

Подробный анализ смесителя и оптимизацию его схемы можно выполнить, используя ЭВМ.

11. Расчет усилителя на ПТ

Рассчитать усилитель на ПТ с рабочей полосой 8—12 ГГц, $K_{ш\Sigma} = 7$ дБ, $G_p \geq 20$ дБ. Выбираем транзистор [10]. В данном случае ПТ можно рассматривать как однонаправленный, при этом эквивалентная схема его преобразуется в две RC-цепи: последовательную на входе и параллельную на выходе. Режим работы выбираем для минимума меры шума: $U_{с.и.} = 4$ В, $U_{з.и.} = -1$ В, $i_{с.и.} = 30$ мА. При этом коэффициент шума транзистора $K_{ш.т.} = 3,3 - 4,5$ дБ; $G_p = 10,4 \dots 7,6$ дБ. Коэффициент шума всего усилителя без учета потерь в согласующих трансформаторах

$$K_{ш\Sigma} \approx 1 + \frac{K_{ш} - 1}{1 - \frac{1}{G}} = 3,2 \text{ (или 5 дБ)}.$$

Число каскадов усиления

$$K = 20 \text{ дБ} / 7,6 \text{ дБ} \approx 3.$$

S-параметры для расчета транзистора определим из рис. 5.3.

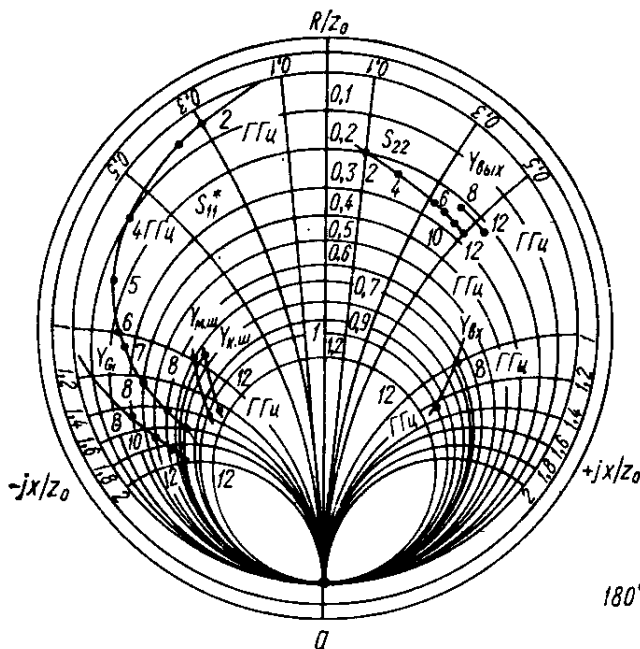
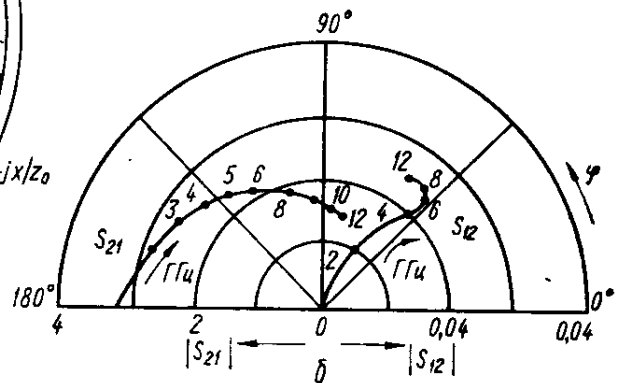


Рис. 5.3. Параметры полевого транзистора СВЧ:

a — S_{11} , S_{22} , $Y_{\text{ВЫХ}}$, Y_G , $Y_{\text{М. Ш}}$, $Y_{\text{К. Ш}}$; *б* — S_{21} и S_{12}



На средней частоте $f_0 = 10$ ГГц, $S_{22} = 0,26 + j0,5$. Приравняем $\dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \dot{S}_{22}$ и разнормируем, умножив на $\frac{1}{Z_0} = 0,02$; $Y_{\text{ВЫХ}} = 0,26 \cdot 0,02 + j0,5 \cdot 0,02 = 0,0053 + j0,01$ См, т. е. для f_0 необходимо параллельное соединение сопротивления 192 Ом и емкости 0,16 пФ. На средней частоте $\dot{S}_{11}^* = 0,85 + j1,15$. Приравняем $\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \dot{S}_{11}^*$ и разнормируем $Y_{\text{ВХ}} = 0,017 + j0,023$ (параллельное соединение). Преобразуем его в последовательное соединение $R_{\text{ВХ}} = 21$ Ом и $\frac{1}{\omega C_{\text{ВХ}}} = 0,57$ Ом. Рассчитаем входной трансформатор. Крайние частоты: $f_{\text{В}} = 12$ ГГц, $f_{\text{Н}} = 8$ ГГц. Определим по формуле

$$\delta = \frac{1}{\omega Q_A},$$

полосу усилителя и декремент затухания: $f_0 = 10$ ГГц; $\Delta f = 0,4$; $\delta = 1,88$.

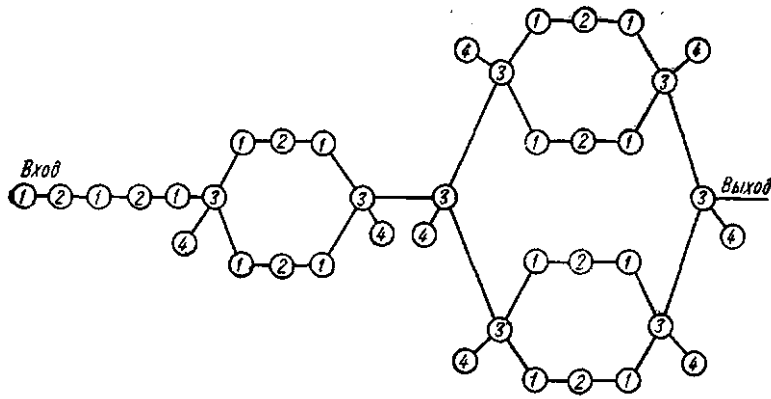


Рис. 5.11. Функциональная схема многокаскадного усилителя: 1 — схема согласования; 2 — транзистор; 3 — трехдецибелный направленный ответ, витедь; 4 — поглощающая нагрузка

Учитывая 40 %-ную рабочую полосу частот, выбираем схему согласования с тремя резонаторами $n = 3$. По рис. 5.5, в определяем элементы чебышевских согласующих цепей: $g_0 = 1$; $g_1 = 0,53$; $g_2 = 0,8$; $g_3 = 0,45$. Структуру трансформатора выбираем аналогичную той, которая показана на рис. 5.4, б. Определяем параметры инверторов схем согласования по формулам

$$K_{12} = z_0 \left(\frac{\pi \omega R_{\text{вх}}}{4 g_1 g_2 z_0 \delta} \right)^{1/2};$$

$$I_{23} = \frac{1}{z_0} \frac{\pi \omega}{4} \left(\frac{1}{g_3 g_2} \right)^{1/2};$$

$$K_{34} = z_0 \left(\frac{\pi \omega}{4 g_3 g_4} \right)^{1/2},$$

z_0 — волновое сопротивление линии передачи между инверторами.

для волнового сопротивления подводящей линии $z_0 = 50$ Ом:

$$K_{12} = 50 \left(\frac{3,14 \cdot 0,4 \cdot 21}{4 \cdot 0,53 \cdot 0,8 \cdot 50 \cdot 1,88} \right)^{1/2} = 20,33; \quad X_{12} = \frac{20,33}{1 - \left(\frac{20,33}{50} \right)^2} \cdot 2 =$$

$$= 24,34 \text{ Ом}; \quad L_{12} = \frac{K_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,33}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \cdot 10^{-9};$$

$$J_{23} = \frac{1}{50} \cdot \frac{\pi \cdot 0,4}{4} \left(\frac{1}{0,8 \cdot 0,45} \right)^{1/2} = 0,0104; \quad B_{23} = \frac{0,0104}{1 - (50 \cdot 0,0104)^2} =$$

$$= 0,0142 \text{ См}; \quad C_{23} = \frac{B_{23}}{2\pi f_0} = \frac{0,014}{6,28 \cdot 10^{10}} = 0,22 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$K_{34} = 50 \left(\frac{\pi \cdot 0,4}{4 \cdot 0,45 \cdot 0,975} \right)^{1/2} = 42,3; \quad X_{34} = \frac{42,3}{1 - \frac{42,3^2}{50}} = 148,8;$$

$$\varphi_{34} = -\frac{1}{2\pi} \arctg \left(\frac{2X_{34}}{50} \right) = -80,37; \quad -l_{34} = \frac{-\varphi_{34}}{2} = 40,2^\circ;$$

$$\text{(или } 0,111 \lambda_0); \varphi_{23} = -\frac{1}{2\pi} \arctg(2B_{23}z_0) = \frac{1}{2\pi} \arctg(2 \cdot 0,0142 \cdot 50) = 54,8^\circ;$$

$$-l_{23} = \frac{-\varphi_{23}}{2} = 27,4^\circ \text{(или } 0,076 \lambda_0); l_a = l_{34-23} = 0,25\lambda_0 - 0,076\lambda_0 -$$

$$-0,111\lambda_0 = 0,063\lambda_0;$$

$$\varphi_{12} = -\frac{1}{2\pi} \arctg(2B_{12}z_0) = -\frac{1}{2\pi} \arctg\left(2 \cdot \frac{24,34}{50}\right) = 44,23^\circ;$$

$$-l_{12} = 22,11^\circ \text{(или } 0,0614 \lambda_0); L_{12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,39}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \text{ нГн};$$

$$l_6 = l_{12-23} = 0,25\lambda_0 - 0,076\lambda_0 - 0,0614\lambda_0 = 0,112\lambda_0.$$

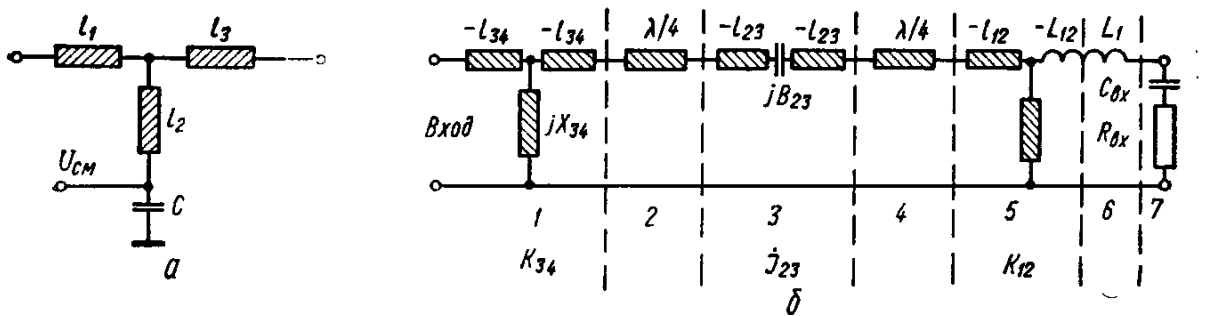


Рис. 5.4. Т-образная структура согласующего трансформатора (а) и широкополосный согласующий трансформатор (б):

1, 5 — импедансный инвертор; 2, 4 — четвертьволновый резонатор; 3 — адмитансный инвертор; 6 — индуктивность последовательного резонансного контура; 7 — эквивалент входной цепи транзистора

Для короткозамкнутого шлейфа с волновым сопротивлением 120 Ом

$$\varphi_{ш34} = \frac{1}{2\pi} \arctg\left(\frac{148,8}{120}\right) = 51^\circ; l_{ш34} - \varphi_{ш34} = 0,14\lambda_0.$$

Для компенсации входной емкости на центральной частоте требуется величина индуктивности, определяемая следующим выражением:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{вх}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^{10})^2 \cdot 0,57 \cdot 10^{-12}} = 0,45 \cdot 10^{-9} \text{ Гн.}$$

Реальная индуктивность

$$L_{вх} = L_1 - L_{12} = 0,45 - 0,33 = 0,12 \text{ нГн}; L_{ш12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} = \frac{24,34}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,39 \text{ нГн.}$$

Таким образом, индуктивность трансформатора: $L_{вх} = 0,12$ нГн и $L_{ш12} = 0,39$ нГн. Рассчитаем индуктивность прямоугольника медного проводника, расположенного на диэлектрике поликор с $\varepsilon = 9,6$, толщиной 1 мм. Для $L = 0,39$ нГн выбираем отношение $l/\omega = 5$ и по рис. 5.12, а определяем: $L/l = 5,7$ нГн/см. Следовательно, длина проводника $l = 0,39/5,7 = 0,068$ см = 0,68 мм, ширина проводника $\omega = 0,68/5 = 0,136$ мм.

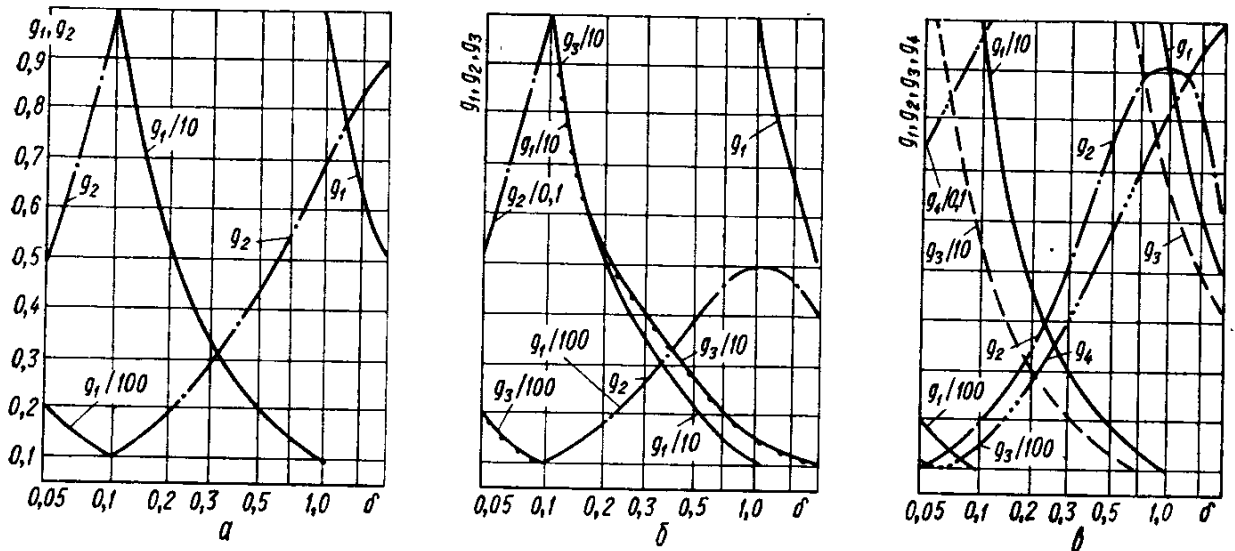


Рис. 5.5. Величина элементов чебышевских согласующих цепей в зависимости от δ при минимальных значениях $L_{\text{макс}}$ и $g_0 = 1$, $\omega'_1 = 1$:

a — для $n = 1$; b — для $n = 2$; v — для $n = 3$; $\delta = 1/(\omega'_1 g_1 g_0) = 1/(G' \omega' L'_1)$

Для $L = 0,12$ нГн; $l/\omega = 2$; $L/l = 4$ нГн/см; $l = 0,12/4 = 0,03$ см = 0,3 мм; $\omega = 0,3/2 = 0,15$ мм.

Емкость трансформатора $C = 0,22$ пФ выполним гребенчатого типа (рис. 5.12, б) [8]. Ширина линии $\omega_0 = 0,94$ мм, диэлектрик — поликор, $h = 1$ мм, $\varepsilon = 9,6$, $tg\delta = 10^{-4}$.

Задаемся шириной зазора между зубцами $t_3 = 0,06$ мм, а ширину зубца ω_3 предварительно выбираем равной $\omega_3 \approx 2t_3 \approx 0,12$ мм. Число ячеек гребенки $m = \frac{\omega_0}{2(\omega_3 + t_3)} = 0,94/(2(0,12 + 0,06)) \approx 2,6$. Округляем $m = 2$. Уточняем величину ω_3 , используя соотношение $\omega_3 + t_3 = \frac{\omega_0}{2m} = \frac{0,94}{4} = 0,235$ мм, $\omega_3 = 0,235 - 0,06 = 0,175$ мм. Определяем длину зубца, см, [8]:

$$l_3 = \left(\frac{1}{C}\right) 8,85 \cdot 10^{-2} (\varepsilon + 1) [2A_1(m - 1) + A_2],$$

$$\text{где } A_1 = 0,614 \left(\frac{h}{t_3}\right)^{0,25} \left(\frac{\omega_3}{h}\right)^{0,439};$$

$$A_2 = 0,41 + 0,775\omega_3/[(2m - 1)(\omega_3 + t_3)]$$

ω_3, h, t_3 в одинаковых единицах; C — пФ.

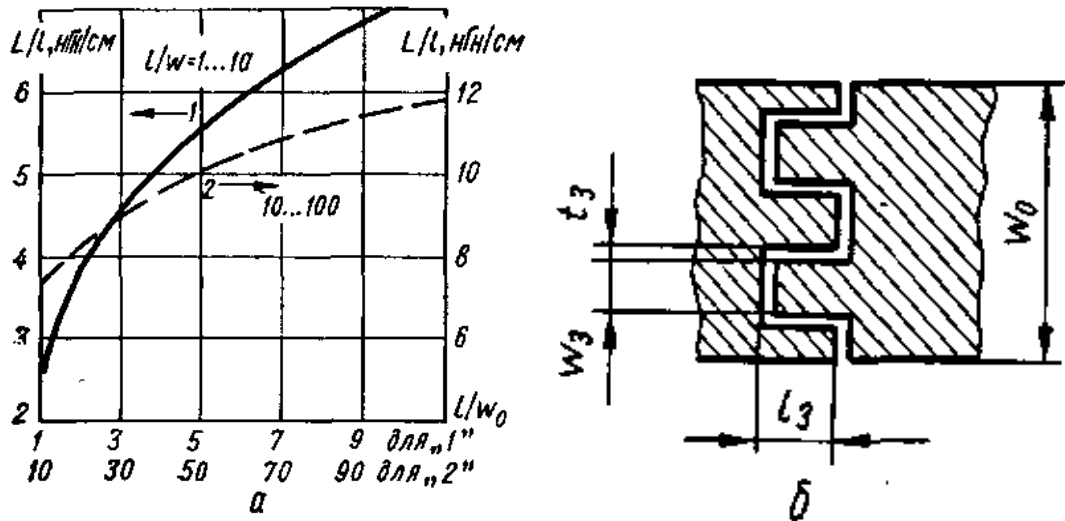


Рис. 5.12. Зависимость погонной индуктивности прямолинейного ленточного проводника от его размеров (а): 1 — для $\frac{l}{w} = 1 \dots 10$; 2 — $\frac{l}{w} = 10 \dots 100$; гребенчатый конденсатор (б)

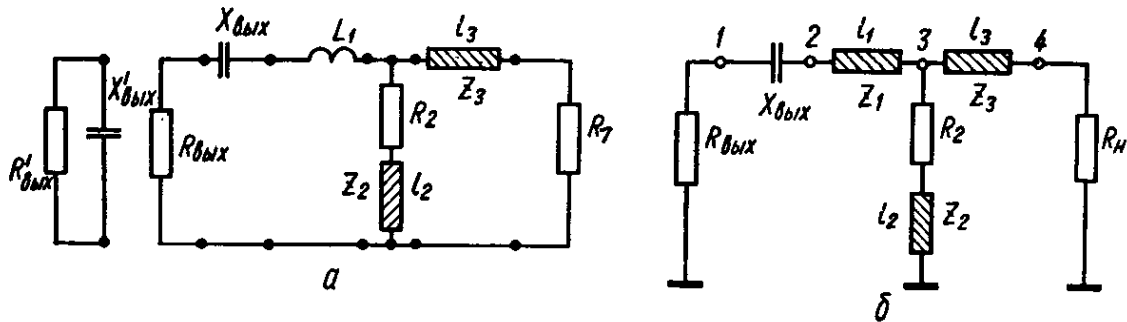


Рис. 5.7. Схема согласования выхода транзистора (а) и эквивалентная схема выходного трансформатора (б)

Вычисляем $A_1 = 0,614(1/0,06)^{0,25}(0,175 + 1)^{0,439} = 1,32$;

$$A_2 = 0,41 + 0,775 \cdot \frac{175}{[(2,2 - 1)(175 + 60)]} = 0,6;$$

$$l_3 = \left(\frac{0,85}{0,22}\right) \cdot 10^{-2}(9,9 + 1)(2 \cdot 1,32 \cdot 1 + 0,6) = 0,07 \text{ см} = 0,7 \text{ мм}.$$

Структура выходной цепи показана на рис. 5.7, а:

$R'_{\text{вых}} = 192 \text{ Ом}$; $C'_{\text{вых}} = 0,16 \text{ пФ}$. $X_{\text{вых}} = 1/\omega C'_{\text{вых}}$. Пересчитаем в последовательное соединение: $= 30,4 \text{ Ом}$; $X_{\text{вых}} = -70,2 \text{ Ом}$; $L_1 = 0,9 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$.

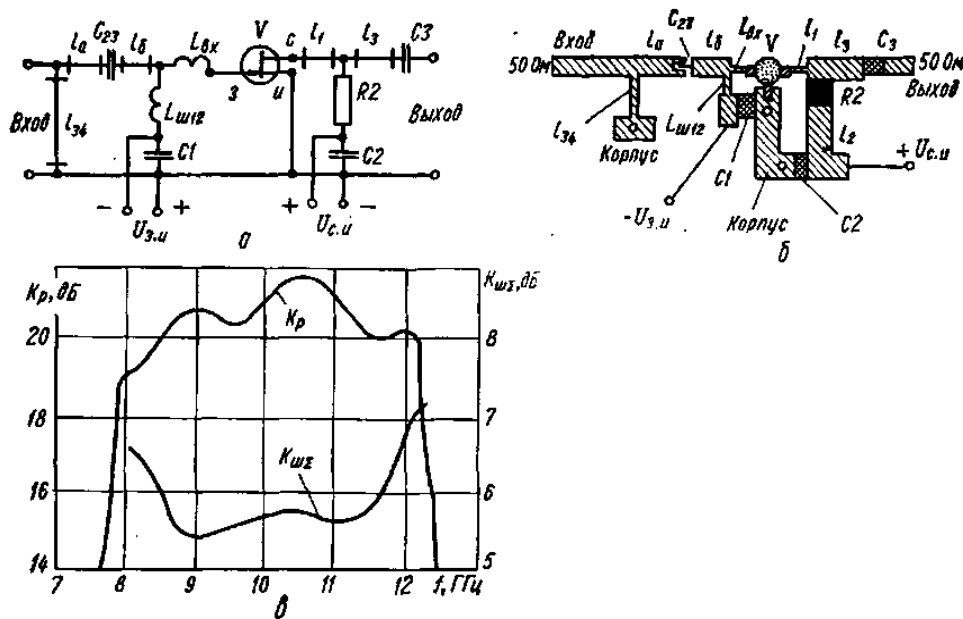


Рис. 5.13. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы одного каскада транзисторного усилителя на полевом транзисторе и экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи по мощности и коэффициента шума трехкаскадного усилителя [9]

Выполняем индуктивность в виде МПЛ с $z_1 = 200 \text{ Ом}$. Тогда длина линии $l_1 = \frac{1}{2\pi} \arctg \left(\frac{82,9}{200} \right) = 0,06\lambda_B$ или $0,05\lambda_0$.

Сопротивление $R_{\text{вых}}$ трансформируется этим отрезком линии в $R_{\text{вых.тр}} = 35,5 \text{ Ом}$, которое согласуется с $R_{\text{нагр}} = 50 \text{ Ом}$ с помощью четвертьволнового (для λ_B) трансформатора с параметрами $l_3 = 0,21\lambda_0$ и $z_3 = \sqrt{35,5 \cdot 50} = 42 \text{ Ом}$. Активное сопротивление R_2 и волновое сопротивление z_2 найдем подбором по выражению

$$[a]_{14} = \begin{bmatrix} n \cos(\theta_3) + jb \frac{\sin(\theta_3)}{z_3} & b \cos(\theta_3) + jnz_3 \sin(\theta_3) \\ m \cos(\theta_3) + jd \frac{\sin(\theta_3)}{z_3} & d \cos(\theta_3) + jm \end{bmatrix}$$

из расчета, что на $f_B \frac{1}{G_p} = 1$, а на f_B рабочее затухание $\frac{1}{G_p} = 2$, так как спад усиления на октаву для выбранного транзистора равен около 4,7 дБ. Таким образом, получено: $R_2 = 85 \text{ Ом}$, $z_2 = 38 \text{ Ом}$. Электрическая и топологическая схемы рассчитанного усилителя и его АЧХ показаны на рис. 5.13. Усилитель выполнен с использованием МПЛ на поликоровой диэлектрической подложке толщиной 1 мм и $\epsilon = 9,6$. Размеры линий вычислены по формулам гл. 1 и сведены в табл. 10. Расчет выполнен для толщины напыленных проводников 10 мкм.

12. Рассчитать однокаскадный транзисторный усилитель на копланарной линии

Рассчитать однокаскадный транзисторный усилитель на копланарной линии с коэффициентом передачи $G_p \geq 12$ дБ на частоте $f = 750$ МГц. Используем транзистор 2N3570 с параметрами [12] $S_{11} = 0,277 \angle -59^\circ = 1,146 - j0,237$; $S_{12} = 0,078 \angle 93^\circ = -0,004 + j0,078$; $S_{21} = 1,92 \angle 64^\circ = 0,84 + j1,725$; $S_{22} = 0,848 \angle -31^\circ = 0,727 - j0,436$. По формулам

$$K = \frac{1 + |\Delta_s|^2 - |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{S}_{22}|^2}{2|\dot{S}_{12}||\dot{S}_{21}|},$$

где $\dot{S}_{11}, \dot{S}_{12}, \dot{S}_{21}, \dot{S}_{22}$ – элементы матрицы рассеяния транзистора;

$$\Delta_s = \dot{S}_{11}\dot{S}_{22} - \dot{S}_{12}\dot{S}_{21}.$$

Максимальное усиление по мощности:

$$G_{\text{макс}} = (|\dot{S}_{21}|/|\dot{S}_{12}|) \left| K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right|,$$

при этом перед радикалом "+", если $B_1 < 0$, и "-", если $B_1 > 0$

$$B_1 = 1 + |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{S}_{22}|^2 - |\Delta_s|^2,$$

$$\Delta_s = \dot{S}_{11}\dot{S}_{22} - \dot{S}_{12}\dot{S}_{21}.$$

Требуемый импеданс генератора

$$\dot{R}_Г = \dot{C}_1^* \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\dot{C}_1|^2}}{2|\dot{C}_1|^2},$$

где, $\dot{C}_1 = \dot{S}_{11} - \Delta_s \dot{S}_{22}^*$.

Требуемый импеданс нагрузки

$$\dot{R}_Н = \dot{C}_2^* \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\dot{C}_2|^2}}{2|\dot{C}_2|^2}$$

где $B_2 = 1 + |\dot{S}_{22}|^2 - |\dot{S}_{11}|^2 - |\Delta_s|^2$; $\dot{C}_2 = \dot{S}_{22} - \Delta_s \dot{S}_{11}^*$.

Реактивная проводимость параллельного шлейфа выходного трансформатора

$$jB_4 = \pm \left| \frac{|\dot{R}_Н|^2 (y_0 + G_H)^2 - (y_0 - G_H)^2}{1 - |\dot{R}_Н|^2} \right|^{\frac{1}{2}}$$

где y_0 - волновая проводимость используемой передающей линии; G_H - действительная часть проводимости нагрузки, требующейся для согласования; $G_Г$ - то же, генератора.

Реактивная проводимость параллельного шлейфа входного трансформатора:

$$jB_1 = \pm \left| \frac{|\dot{R}_r|^2 (y_0 + G_r)^2 - (y_0 - G_r)^2}{1 - |\dot{R}_r|^2} \right|^{\frac{1}{2}}$$

Длины параллельных шлейфов:

$$l_{к.д.} = (\arctg \frac{-y_0}{B_{1(2)}}) / \beta,$$

где $\beta = \frac{2\pi K_y}{\lambda_0}$; K_y – коэффициент укорочения длины волны в линии:

$$l_{х.х.} = (\arctg \frac{y_0}{B_{1(2)}}) / \beta,$$

Длины последовательных шлейфов

$$l_3 = \frac{\theta_{г.г.} - \theta_{zг} \lambda_0}{4\pi K_y}; \quad l_4 = \frac{\theta_{г.н.} - \theta_{zn} \lambda_0}{4\pi K_y},$$

где $\theta_{г.г.}, \theta_{г.н.}$ – фаза коэффициента отражения реальных генератора и нагрузки с учётом проводимости параллельного шлейфа:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_r &= y_0 + jB_1; \quad \dot{Y}_n = y_0 + jB_4; \\ \Gamma_{г.г.} &= \frac{y_0 - \dot{Y}_r}{y_0 + \dot{Y}_r}; \quad \Gamma_{г.н.} = \frac{y_0 - \dot{Y}_n}{y_0 + \dot{Y}_n}; \\ \dot{Y}_r &= \frac{1}{\dot{R}_r}; \quad \dot{Y}_n = \frac{1}{\dot{R}_n}; \end{aligned} \right\}$$

рассчитаем $\dot{\Delta}_s = 0,323 \angle 295^\circ$. Коэффициент устойчивости $K = 1,04$; $B_1 = 0,256$.
Максимальное усиление

$$G_{\max} = \left| \frac{1,92}{0,078} \right| \left| 1,03 - \sqrt{1,03^2 - 1} \right| = 19,2 \text{ или } (12,8 \text{ дБ});$$

$$\dot{C}_1 = (0,146 - j0,237) - 0,323 \angle 295^\circ \cdot 0,847 \angle 31,6^\circ = 0,118 \angle 224^\circ;$$

$$\dot{C}_1^* = 0,118 \angle 135,4^\circ; \quad R_r = \frac{0,54 \angle 46^\circ}{2 \cdot 0,54^2} (0,256 \pm j1,04) = 0,73 \angle 135,4^\circ;$$

$$B_2 = 1 + 0,847^2 - 0,278^2 - 0,323^2 = 1,54 > 0;$$

$$\ddot{C}_2 = 0,768 \angle 324^\circ; \quad \dot{C}_2^* = 0,768 \angle 122,6^\circ;$$

$$\dot{R}_n = \frac{0,929 \angle 28,7^\circ}{2 \cdot 0,929^2} (1,54 \pm j1,04) = 0,951 \angle 33,8^\circ;$$

$$jB_4 = \mp \left[\frac{0,951^2 (0,02 + 0,02)^2}{1 - 0,951^2} \right]^{1/2} = \pm 0,123 \text{ См};$$

$$jB_1 = \pm \left[\frac{0,99^2 (0,02 + 0,02)^2}{1 - 0,99^2} \right]^{1/2} = \pm 0,043 \text{ См}.$$

Электрическая и топологическая схемы усилителя показаны на рис. 5.9.

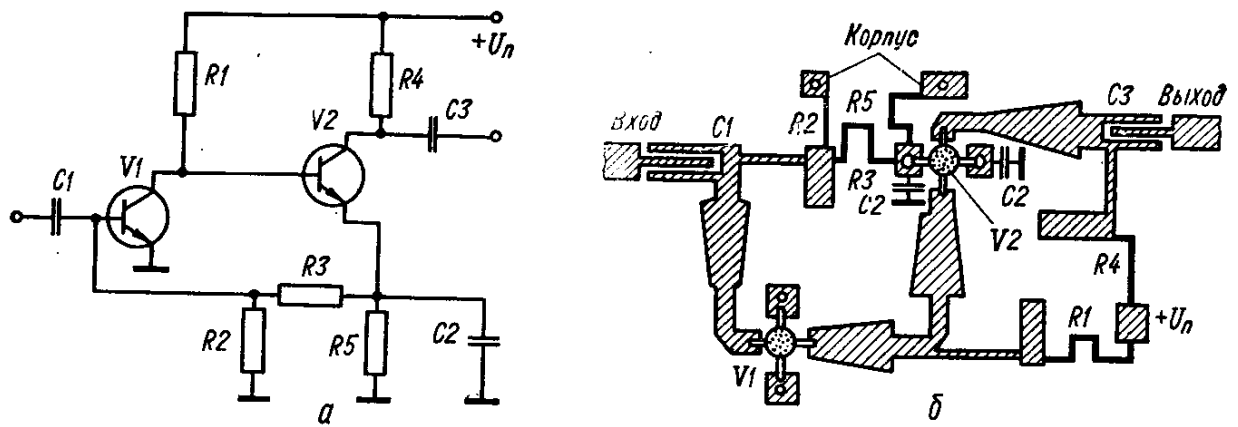


Рис. 5.9. Электрическая схема двухкаскадного усилителя (а) и топологическая схема двухкаскадного усилителя на МПЛ (б)

Чтобы длина короткозамкнутого шлейфа была не более $\lambda/4$, выбираем знак «—» в выражениях проводимости $jB_4 = -0,123$ См; $jB_1 = -0,043$ См. Для частоты 750 МГц длина волны 40 см. Определим длины шлейфов в схеме:

$$l_4 = \frac{\arctg \frac{y_0}{B_4}}{\frac{2\pi K_y}{\lambda}}$$

$$l_4 = \left(\arctg \frac{-0,02}{-0,1235} \right) \frac{2\pi \cdot 2,4}{40} = 0,425 \text{ см} = 4,25 \text{ мм};$$

$$l_1 = \left(\arctg \frac{-0,02}{0,043} \right) \frac{2\pi \cdot 2,4}{40} = 1,15 \text{ см} = 11,5 \text{ мм};$$

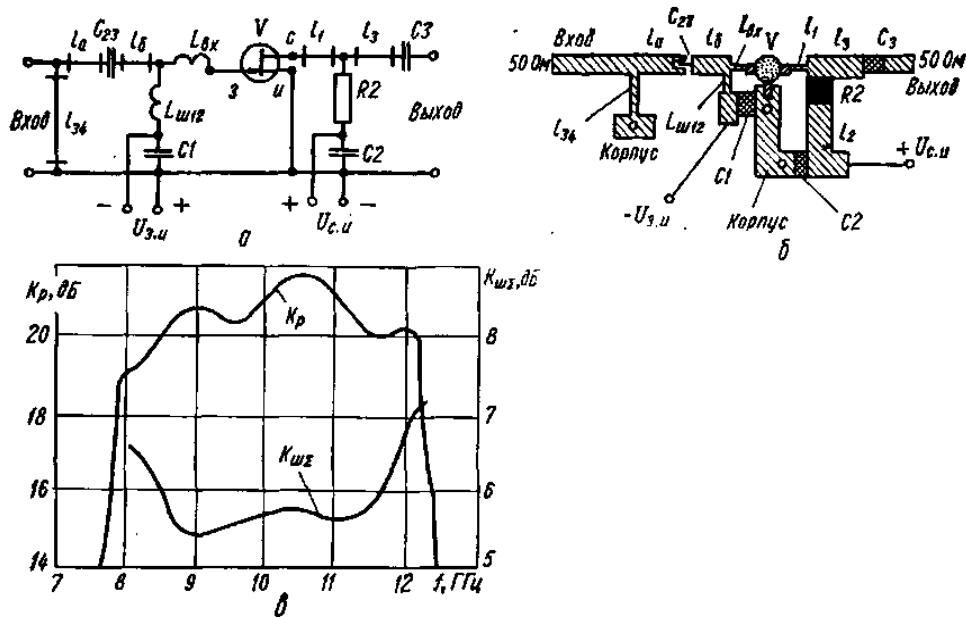


Рис. 5.13. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы одного каскада транзисторного усилителя на полевом транзисторе и экспериментальные частотные

зависимости коэффициента передачи по мощности и коэффициента шума трехкаскадного усилителя [9]

$$\dot{\Gamma}_H = \frac{Y_0 - \dot{Y}_H}{Y_0 + \dot{Y}_H} = \frac{0,02 - (0,02 - j0,123)}{0,02 + (0,02 - j0,123)} = 0,953 \angle 162^\circ;$$

$$l_3 = \frac{\theta_{\Gamma_H} - \theta_{R_H}}{4\pi} \frac{\lambda}{K_y} = \frac{(162 - 34)40}{720 \cdot 2,4} = 2,96 \text{ см} = 29,6 \text{ мм};$$

$$\dot{\Gamma}_\Gamma = \frac{Y_0 - Y_\Gamma}{Y_0 + Y_\Gamma} = \frac{0,02 - (0,02 + j0,043)}{0,02 + (0,02 + j0,043)} = 0,73 \angle 223^\circ;$$

$$l_2 = \frac{\theta_{\Gamma_\Gamma} - \theta_{R_\Gamma}}{720^\circ} \frac{\lambda}{K_y} = \frac{(223 - 135,4)40}{720 \cdot 2 \cdot 4} = 2,02 \text{ см} = 20,2 \text{ мм};$$

Для $\varepsilon = 9,6$ 50-омная КЛ имеет следующие размеры: $\omega = 1 \text{ мм}$; $s = 0,3 \text{ мм}$.

Коэффициент укорочения

$$K_y = \left(\frac{\varepsilon + 1}{2 \left(\frac{b}{2a} \right)^{1/2}} \right)^{1/2}; K_y = \left(\frac{9,6 + 1}{2 \left(\frac{0,4}{0,5} \right)^{1/2}} \right)^{1/2} = 2,4.$$

Таблица 10

Линия	Длина		Волно- вое со- против- ление, Ом	Шир- на, мм	Линия	Длина		Волно- вое со- против- ление, Ом	Шир- на, мм
	электриче- ская λ_0	геометри- ческая, мм				электриче- ская λ_0	геометри- ческая, мм		
l_a	0,063	0,7	50	0,98	l_3	0,21	2,42	42	1,32
l_6	0,112	1,3	50	0,98	l_2	0,21	2,4	38	1,6
$l_{ш34}$	0,14	1,9	120	0,5	R_2^{**}	—	1,36	—	1,6
l_1^*	0,05	1	200	—					

* Проволока, расположенная над диэлектриком. Подбирают экспериментально.

** $R_2 = 82$ Ом.

13. Расчет аттенюатора на р-і-п-диодах

Разработать аттенюатор на р-і-п-диодах в 30%-ном частотном диапазоне с центральной рабочей частотой $f_0 = 8,5 \cdot 10^9$ Гц; минимальными КСВ по входу и выходу и малой неравномерностью амплитудно-частотной характеристики; плавная регулировка с максимальным затуханием (L) более 13 дБ; начальные потери (L_0) менее 1,5 дБ.

Выбираем переключаемый р-і-п-диод типа 2А517А, так как его граничная рабочая частота [3] $f_{\text{гран}} = 1/2\pi\sqrt{CL_{\text{н}}}$, где C — емкость диода ($C = 0,3$ пФ); $L_{\text{н}} = z_0^2 C$, поэтому $f_{\text{гран}} = \frac{1}{2\pi z_0 C} = 1,06 \cdot 10^{10}$ Гц.

Из двух типов аттенюаторов на диодах (аттенюаторов, обеспечивающих поглощение только в диодах, и поглощающих СВЧ энергию как в самих диодах, так и отраженную энергию в нагрузке) выбираем второй, так как для аттенюаторов с плавной регулировкой затухания этот тип проще по схеме питания диодов, требует меньшее количество диодов, менее критичен к температурным колебаниям, а следовательно, более экономичен и надежен в эксплуатации. Малую величину КСВ в аттенюаторах первого типа обеспечивают подачей меньшего напряжения на крайние диоды. В данном случае малость величины КСВ входа и выхода обеспечивается за счет развязанных плеч моста, в одно из которых уходит отраженная от диода мощность и поглощается там в согласованной нагрузке, а другое является СВЧ входом. Решим задачу с помощью моста Лэнжа, который имеет хорошую амплитудно-частотную характеристику вплоть до 40 %-ного интервала полосы рабочих частот и более 20 дБ развязки между плечами моста [7,9].

Количество диодов рассчитаем с учетом максимально заданного затухания и максимального затухания L , которое может обеспечить один диод, включенный параллельно в линию передачи (из паспорта на диод известно, что при прямом смещении сопротивление диода не более 5 Ом),

$$L = 20 \lg \left(1 + \frac{1}{2} \cdot 0,1 \right) \approx 15,6 \text{ дБ.}$$

Таким образом, достаточно одного диода в СВЧ тракте. Начальные потери складываются из потерь в мостах и потерь в диоде L_0 , которые в основном определяются реактивной составляющей полного сопротивления диода (емкость диода по паспорту не более 0,3 пФ). Посчитать их можно по формуле

$$L = 20 \lg \left(1 + \frac{r}{2} \right),$$

как и максимальные потери. На максимальной рабочей частоте за счет отражения на неоднородности, созданной реактивностью диода, СВЧ потерн $L_0 = 3,5$ дБ. Поэтому необходимо ввести компенсирующие элементы, например индуктивные выточки (отрезки линии передачи с повышенным волновым сопротивлением). Характеристическое сопротивление такой выточки с диодом равно волновому сопротивлению однородной линии, и поэтому ее индуктивность [97] $L_{\text{н.в}} = z_0^2 C$, где C — емкость диода. Волновое сопротивление выточки упрощенно можно посчитать по формуле [3]

$$z_1 = \frac{L_{\text{н.в}} v_{\phi}}{l},$$

где l — длина выточки; v_{ϕ} — фазовая скорость распространения волны в этой линии — выточке (она равна $c_0/2,55$, где c_0 — скорость света в вакууме; 2,55 — коэффициент замедления скорости распространения СВЧ энергии в поликоре, на котором создается

топология аттенюатора). Длина компенсирующей выточки должна быть менее $1/8\lambda$. Учитывая диаметр основания диода 0,7 мм, длину выточки выберем 1,5 мм $< 1/8\lambda$. Ширину отрезка линии выточки определим по z_1 с помощью графиков и формул, приведенных в гл. 5 по $L_{н.в}$ и l . Она равна 0,65 мм.

Принципиальная электрическая и топологическая схемы аттенюатора [5] показаны на рис. 6.7. Проанализируем схему построенного аттенюатора. Первый мост делит входной сигнал поровну между диодами. Отраженный от них сигнал (во время подачи на них прямого смещения) приходит ко входному плечу в противофазе (этим обеспечивается низкий КСВ) и в одинаковой фазе к плечу с согласованной 50-омной нагрузкой R1, где и поглощается. Поэтому в первом мосте особенно важно иметь малый дисбаланс и, конечно, достаточную идентичность диодов. Неточность фазовых соотношений на $8,5^\circ$ дает КСВ не более 1,32 [13]. На втором мосте прошедшая мощность складывается. Требования к выполнению второго моста менее критичны, и влияет он в основном на начальные потери.

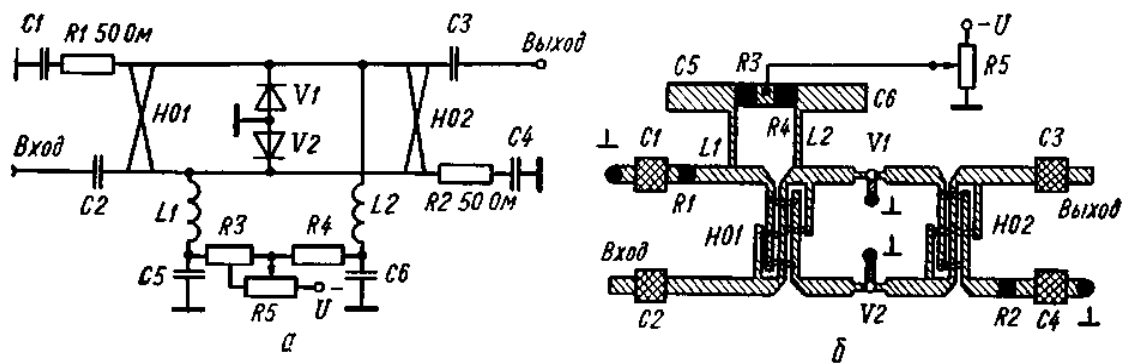


Рис. 6.7. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы аттенюаторов:

$R3, R4$ — ограничительные сопротивления в цепи питания диодов; L — четвертьволновые шлейфы; C — разделительные конденсаторы; V — диоды

Питание к диодам подводится по тонким проводникам, длина которых равна нечетному числу четвертьволновых отрезков и представляет собой квазиразрыв линии для СВЧ мощности. Гальванический разрыв для постоянного напряжения питания диодов представляют собой разделительные конденсаторы C , которые почти без потерь пропускают СВЧ энергию, например, конденсаторы типа К10-9. Начальные потери такого аттенюатора за счет потерь в мостах Лэижа составляют 0,6 дБ плюс частичная рассогласованность диодов и дисбаланс мостов, которые в сумме дают менее 1,5 дБ [7,9]. Расчет максимального затухания прежний, хотя диоды включены в отрезки линий с повышенным сопротивлением, их характеристические сопротивления равны 50 Ом. Неравномерность АЧХ такого аттенюатора 1 дБ и КВС менее 2.

14. Расчет аттенюатора с распределенными параметрами

Разработать аттенюатор с распределенными параметрами, работающий в полосе частот от 2 до 8 ГГц с плавной регулировкой затухания от $L_0 \leq 1$ дБ до $L_3 \geq 30$ дБ, с минимальными КСВ по входу и выходу и малой неравномерностью амплитудно-частотной характеристики.

Так как в задании не дано условие быстродействия аттенюатора, то для уменьшения мощности системы управления выбираем собственный кремний, у которого время жизни пары 10^{-4} с (оценка снизу, т. е. не меньше), а удельное сопротивление больше $0,1$ кОм · м. По формулам

$$\alpha_d = 27,3\sqrt{\varepsilon_{эф}}tg\delta/\Lambda_0,$$

$$tg\delta = 1,8 \cdot 10^{12}/f\rho_c\varepsilon_{эф}, \quad (14.1)$$

оценим величину начального затухания на сантиметр. Для этого в выражение (14.1) вместо ρ_c подставим величину темного удельного сопротивления 10 кОм · см:

$$\alpha_d = 27,3\sqrt{\varepsilon_{эф}}1,8 \cdot \frac{10^{12}}{C_0\rho_c\varepsilon_{эф}} \approx 0,05 \frac{\text{дБ}}{\text{см}}.$$

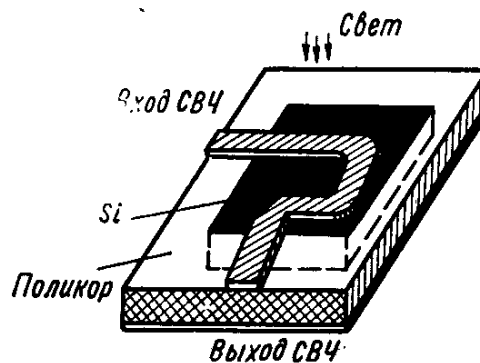


Рис. 6.9. Плата макета опто-электронного СВЧ аттенюатора

Учитывая, что КСВ меньше при плавном уменьшении концентрации свободных носителей от центра к краям и при меньшей их концентрации, выбираем возможно длиннее полупроводниковую подложку, в которой происходит затухание СВЧ волны, чтобы требуемую величину потерь запираения получить при меньших концентрациях носителей. Поэтому определим длину с запасом по начальным потерям (в экспериментах они $0,1 \dots 0,2$ дБ/см) и учетом некоторой рассогласованности по входу и выходу, равную 3 см.

Определим по формуле

$$\alpha_d = 16,37 \cdot 10^2 e(\mu_n + \mu_p)\eta\tau / \sqrt{\varepsilon_{эф}}V,$$

величину интенсивности освещения с учетом, что на одном сантиметре длины должна затухать мощность СВЧ энергии, т. е. 30 дБ/ 3 см = 10 дБ/см. Для кремния $\mu_n = 1700$ см²/В; $\mu_p = 350$ см²/В; $\varepsilon_{эф} = 11,7$, считаем $\eta = 0,7$; $V = 0,1 \times 3 \times 0,3$ (освещаемую ширину подложки полупроводника выбираем 3 мм из соображения, что длина свободного пробега носителей в собственном кремнии 1 мм, на этом расстоянии от полоски проводника, ширина которой 1 мм, для подложки толщиной 1 мм, и осуществляется

эффективное действие света). Требуемая интенсивность света 10^{17} квант/с для объемно-поглощаемых кремнием квантов ориентировочно соответствует мощности излучения 10^{-2} Вт (таким излучением обладает, например, лампочка карманного фонаря на 3,2 В или соответствующий инжекционный лазерный диод с потребляемой мощностью не более 10^{-1} Вт).

Итак, однородная МПЛ длиной 3 см, выполненная на подложке из собственного кремния, под действием изменяющегося излучения до 10^{17} квант/с выполняет роль аттенюатора. Топологическая схема аттенюатора может быть любой в зависимости от конструктивных требований (рис. 6.9). КСВ аттенюатора менее 1,3; неравномерность АЧХ менее 4 дБ при максимальном затухании и плавно возрастающая с ростом частоты от $2 \cdot 10^9$ до $8 \cdot 10^9$ Гц; начальные потери менее 0,8 дБ; максимальные потери более 35 дБ.

15. Расчет топологической схемы двухдискретного фазовращателя

Рассчитать топологическую схему двухдискретного фазовращателя (рис. 7.4) в полосе частот 1,5...1,7 ГГц. Требуемые параметры: $\Delta\Phi = 45$ и 90° ; параметры диода: $X_{д.от} = 17,5 \text{ Ом}$; $X_{д.зак} = -50 \text{ Ом}$; $L_{д} = 1,25 \text{ нГн}$; $C_{д} = 0,2 \text{ пФ}$; волновое сопротивление направленного ответвителя $z_{н.о} = 50 \text{ Ом}$.

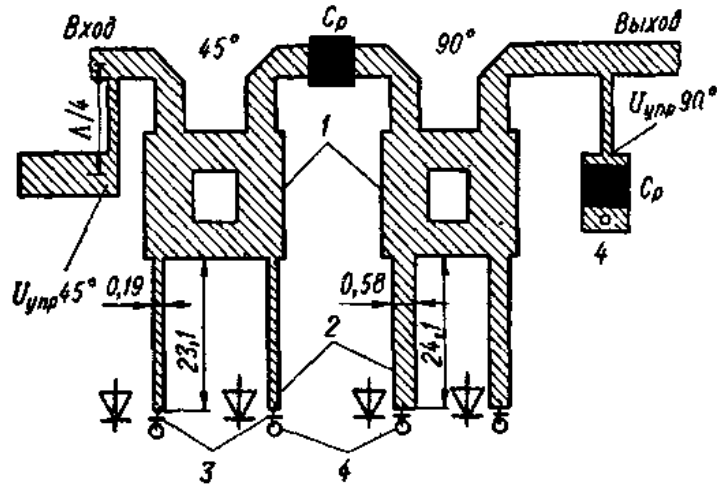


Рис. 7.4. Топологическая схема двухдискретного фазовращателя:

1 — трехдецибельный направленный ответвитель; 2 — отрезки согласующих линий; 3 — р-і-п-диоды; 4 — закорачивающие штыри; Ср — разделительный конденсатор

Для упрощения примем, что в $\theta_{T,f} = 90^\circ$ для обоих дискретов. Тогда по формуле

$$\frac{R_{L \text{ от}}}{R_{L \text{ зак}}} = \frac{(R_{L \text{ от}}^2 + X_{L \text{ от}}^2) + (z_{н.о})^2}{(R_{L \text{ зак}}^2 + X_{L \text{ зак}}^2) + (z_{н.о})^2}$$

$$\text{где } R_{L \text{ от. зак}} + jX_{L \text{ от. зак}} = \frac{Z_{д.от.зак} + jz_{T}h}{z_{T} + jZ_{д.от.зак}h} z_{T}.$$

определяем $z_{T(45^\circ)} = 91,1 \text{ Ом}$, $z_{T(90^\circ)} = 62,3 \text{ Ом}$. По формуле

$$\Delta\Phi = 2(\arctg(b_{L \text{ от}}) - \arctg(b_{L \text{ зак}}))$$

определяем $\Delta\Phi$ на крайней частоте $f = 1,5 \text{ ГГц}$: $\Delta\Phi_{(45^\circ)} = 49^\circ$; $\Delta\Phi_{(90^\circ)} = 95,5^\circ$.
При коррекции по формуле

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta\Phi}{2} = \arctg(b_{L \text{ от}}) - \arctg(b_{L \text{ зак}}); \\ \frac{t_{\text{от}} + g}{S_{\text{от}}} = \frac{t_{\text{зак}} + g}{S_{\text{зак}}}, \end{array} \right\}$$

можно уменьшить ошибку: $\Delta\Phi'_{(45^\circ)} = 46^\circ$; $\Delta\Phi'_{(90^\circ)} = 91^\circ$; . . При этом $z'_{T(45^\circ)} = 91,8 \text{ Ом}$; $z'_{T(90^\circ)} = 63 \text{ Ом}$; $\theta_{T,f_0(45^\circ)} = 110,75^\circ$; $\theta_{T,f_0(90^\circ)} = 118,7^\circ$

Минимальные потери (0,08 дБ на диод) для дискрета 90° получаются при $L_{в} = 9 \text{ нГн}$; $R_{\text{от}} = 0,5 \text{ Ом}$ [156]. При $L_{в} = 0$ потери возрастают до 0,14 дБ на диод [2].

Фазовращатель выполнен на поликоре с $\varepsilon = 9,6$ толщиной 1 мм. Ширина согласующих линий: $\omega_{91,8} = 0,19$ мм , $\omega_{63} = 0,58$ мм . Длина $l_{110,75} = 23,1$ мм . Управляющее напряжение подается через закороченный четвертьволновой отрезок.

16. Расчет максимально допустимой средней СВЧ мощности

Рассчитать максимально допустимую среднюю СВЧ мощность, переключаемую диодом со следующими параметрами: $R_{от} = 2,5 \text{ Ом}$; $\theta_{jc} = 9,57 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$; $T_{\text{макс}} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$; $\tau_{th} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$.

Если диод смонтирован в 50-омную линию как поглотитель тепла, поддерживающий благодаря внешнему охлаждению температуру 25°C , то он может коммутировать непрерывную мощность, Вт,

$$P_{\text{пад}} = \frac{50 + 10}{4 \cdot 2,5 \cdot 9,57} (175 - 25) = 94.$$

Максимально допустимая импульсная мощность

$$P_{\text{рас.и}} = P_{\text{рас}} \frac{1 - e^{-\tau_{\text{п}}/\tau_{th}}}{1 - e^{-\tau_{\text{и}}/\tau_{th}}} = \left(\frac{T_{\text{макс}} - T_A}{\theta_{jc}} \right) \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{\text{п}}}{\tau_{th}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{th}}}}. \quad (16.1)$$

Используя уравнение

$$\frac{P_{\text{рас.а}}}{P_{\text{пад.э}}} = \frac{4R_{от}}{(4R_{от} + z_0)n^2}$$

получаем

$$P_{\text{пад.и}} = \frac{z_0 + 4R_s}{4R_s \theta_j} n^2 (T_{\text{макс}} - T_A) \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{\text{п}}}{\tau_{th}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{th}}}}.$$

Для $\frac{\tau_{\text{п}}}{\tau_{th}} < 0,3$; $\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{th}} \ll 1$ получаем $P_{\text{и}} = P \frac{1}{\tau_{th}}$; для $\frac{\tau_{\text{п}}}{\tau_{th}} \gg 1$; $\frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{th}} \ll 1$ $P_{\text{и}} = P \frac{\tau_{th}}{\tau_{\text{и}}}$; для $\tau_{\text{п}} = \tau_{\text{и}}$ $P_{\text{и}} = P$

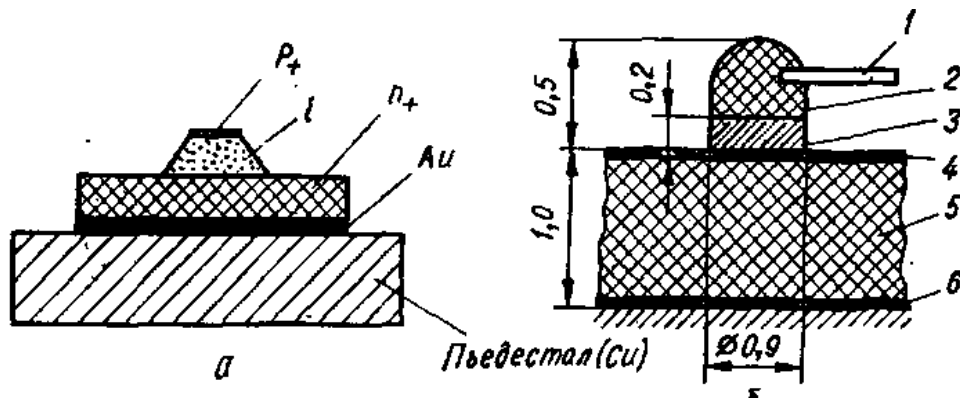


Рис. 8.2. Конструкция р-и-п-диода средней мощности (а) и смонтированного на керамической плате (б): 1 — вывод; 2 — диод; 3 — пьедестал (поглотитель тепла); 4 — полосковый проводник; 5 — керамическая плата; 6 — «земляная» металлизация платы

Используя параметры для непрерывного режима и считая, что $\tau_{\text{п}} = 10^{-3} \text{ с}$, $\tau_{\text{и}} = 10^{-5} \text{ с}$, получаем максимально допустимую импульсную мощность, Вт,

$$P_{\text{пад.и}} = \frac{50 + 4 \cdot 2,5}{4 \cdot 2,5 \cdot 9,57} (175 - 25) \frac{1 - e^{-\frac{10^{-3}}{9,5} \cdot 10^3}}{1 - e^{-\frac{4}{9,5} \cdot 10^3}} = 940.$$

Из уравнения (8.8а) два параметра (θ_{jc} и τ_{th}) не даются в техническом условии. Величины этих параметров можно вычислить, зная конструкцию диода и способ его монтажа. Тепловое сопротивление θ_{jc} определяем по закону Фурье для тепловых условий, который устанавливает зависимость между градиентом температур и теплопроводностью:

$$P = -K_{th} \frac{\Delta T}{\Delta l} S_0,$$

где K_{th} — теплопроводность, Вт/(см · °С); S_0 — площадь поперечного сечения см²; l — длина, см.

Тепловое сопротивление, °С/Вт,

$$\theta_{jc} = \frac{l}{K_{th} S_0}. \quad (16.2)$$

Для определения θ_{jc} диода необходимо вычислять тепловое сопротивление отдельно каждого слоя материала в диоде и просуммировать их.

Определим тепловое сопротивление р-і-п-диода (рис. 8.2, а). Тепловое сопротивление каждого слоя кремниевой структуры вычисляем, используя уравнение (8.9) и константы материалов, приведенные в табл. 15.

Таблица 15

Константы	Крем- ний (Si)	Медь (Cu)	Золото (Au)	Поли- кор
K_{th} , Вт/(см · °С)	0,8	3,9	3	0,26
C_{th} , Дж/(г · °С)	0,76	0,39	0,13	0,25
ρ , г/см ³	2,42	8,89	19,32	4

Таблица 16

Слой	Толщина слоя × 10 ⁻³ , см	Площадь слоя × 10 ⁻³ , см ²
р-слой	0,76	2
і-слой	0,76	3,12
п-слой	10,2	4,5
Золотая ме- таллизация	0,127	4,5
Пьедестал	1,02	12,9

Размеры диода, показанного на рис. 8.2, а, даны в табл. 16. Тепловое сопротивление, °С/Вт,

$$\begin{aligned} \theta_{jc(Si)} &= \theta_{jc(p+)} + \theta_{jc(i)} + \theta_{jc(n+)} = \frac{1}{K_{th(Si)}} \left(\frac{l}{S_0(p+)} \frac{l}{S_0(i)} + \frac{l}{S_0(n+)} \right) = \\ &= 1,25(0,38 + 2,44 + 2,27) = 6,36. \end{aligned}$$

Тепловое сопротивление золота

$$\theta_{jc(Au)} = 0,33 \left(\frac{l}{S_0} \right)_{(Au)} = 9,3 \cdot 10^{-3}.$$

Тепловое сопротивление пьедестала из меди, на котором установлена кремниевая структура.

$$\theta_{jcp} = \frac{1}{3,9} \frac{l}{S_0} = 2,57.$$

Тепловое сопротивление медного поглотителя тепла (корпуса)

$$\theta_{jc \text{ кор}} = \frac{1}{2dK_{th(Cu)}} = \frac{0,125}{0,203} = 0,62.$$

После суммирования всех частей получаем $\theta_{jc} = 9,87 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$. Вторым параметром, который не дается в техническом описании на диод, является временная температурная постоянная

$$\tau_{th} = \frac{\rho C_{th} l^2}{K_{th}},$$

где ρ — плотность материала, г/см^3 ; C_{th} — удельная теплоемкость $\text{Дж/(г} \cdot \text{ }^\circ\text{C)}$.

Как и при вычислении теплового сопротивления, временная температурная постоянная равна сумме временных постоянных отдельных слоев:

$$\tau_{th} = \tau_{th(Si)} + \tau_{th(Au)} + \tau_{th(Cu)}.$$

Тепловой постоянной золотого слоя ($\tau_{th(Au)}$) можно пренебречь, после чего получаем

$$\begin{aligned} \tau_{th} &= 2,28 \cdot 10^{-6}(0,57 + 57,16 + 104) + 0,88(10,45 \cdot 10^{-3}) = \\ &= 2,28 \times 10^{-6} \cdot 161,73 + 9,2 \cdot 10^{-3} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ с.} \end{aligned}$$

В рассмотренном примере использовался мощный диод, имеющий массивный пьедестал.

17. Расчет мощности диода КА517А

Рассчитать мощность для маломощного бескорпусного диода КА517А, смонтированного на поликоровой плате (рис. 8.2, б).

Тепловое сопротивление диода определяется по формуле

$$\theta_{jc} = \frac{l}{K_{th}S_0}$$

как сумма слоев 2, 3, 5.- Причем теплопроводность K_{th} слоя 2 принимаем такую же, как для кремния, т. е. 0,8 Вт/(см · °С):

$$\theta_{jc} = \theta_2 = \theta_3 = \theta_5 = \frac{0,3}{0,08 \cdot 0,635} + \frac{0,3}{0,39 \cdot 0,025} + \frac{1}{0,026 \cdot 0,635} = 83.$$

При вычислениях учитывается, что в данном случае влияние слоя 4 незначительно. Из расчета видно, что максимальное тепловое сопротивление имеет поликоровая плата 5. Хотя тепло отводится также через напыленные проводники, однако из-за тонкого слоя напыления величина теплового сопротивления от этого практически не уменьшается. Тепловое сопротивление металлической рамки 6 мало, его также можно не учитывать.

Определим τ_{th} слоев 2, 3, 5

$$\tau_{th} = \frac{2,42 \cdot 0,76 \cdot 9 \cdot 10^{-6}}{0,8} + \frac{8,9 \cdot 0,39 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{3,9} + \frac{4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-4}}{0,26} = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

По техническим условиям $R_s = 5 \text{ Ом}$; $T_{\text{макс}} = 125 \text{ °С}$. Подставив в уравнение

$$P_{\text{пад}} = \frac{(z_0 + 4R_{\text{от}})n^2}{4R_{\text{от}}\theta_{jc}} (T_{\text{макс}} - T_A).$$

данные, получим, что диод при внешней температуре 25 °С может коммутировать падающую среднюю мощность (при 50-омной подводющей линии):

$$P_{\text{пад}} = \frac{50 + 20}{4 \cdot 5 \cdot 83} (125 - 25) = 4,2 \text{ Вт.}$$

Считаем, что длительность импульса $\tau_{\text{и}} = 10^{-5} \text{ с}$, период повторения импульсов $\tau_{\text{п}} = 10^{-3} \text{ с}$, тогда допустимая падающая импульсная мощность

$$P_{\text{пад,д}} = P_{\text{пад}} \frac{1 - e^{-0,105}}{1 - e^{-0,0105}} = 42 \text{ Вт.}$$

Определим тепловую мощность рассеяния

$$P_{\text{рас}} = \frac{4R_s}{z_0 + 4R_s} P_{\text{пад}} = \frac{4 \cdot 5}{50 + 20} 4,2 = 1,2 \text{ Вт.}$$

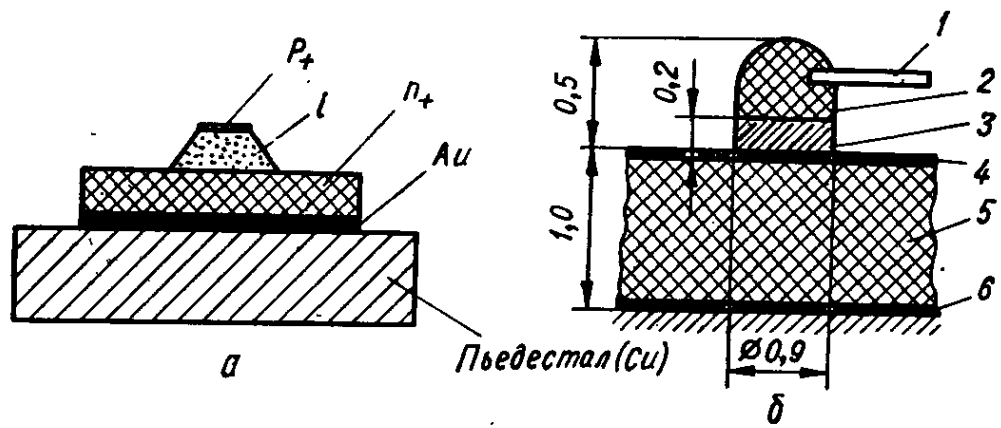


Рис. 8.2. Конструкция *p-i-n*-диода средней мощности (а) и смонтированного на керамической плате (б):

1 — вывод; 2 — диод; 3 — пьедестал (поглотитель тепла); 4 — полосковый проводник; 5 — керамическая плата; 6 — «земляная» металлизация платы

18. Расчет 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 микрополосковом 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:

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

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

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

где $I_n(x)$ – 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 $U_r = 0.74$ В.

Для рассматриваемого случая имеем

$$\alpha U_{\Gamma} = 25;$$

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

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

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

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

Определим минимально реализуемые потери преобразования

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

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

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

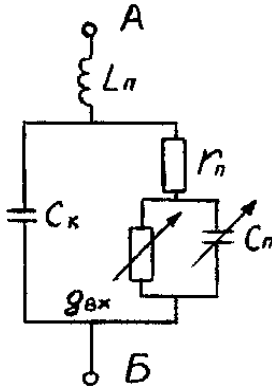


Рисунок. $(j\omega C_{\text{п}} + g_{\text{вх}})$ – входная проводимость нелинейного элемента перехода; $r_{\text{п}}$ – последовательное сопротивление диода; $C_{\text{к}}$ – емкость корпуса; $L_{\text{п}}$ – индуктивность выводов.

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

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

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

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

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

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

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

$$R_{\text{д вх}} = \frac{(R + r_n)(R^2 + 2Rr_n + r_n^2 + X^2)}{(R + r_n)^2 + [X + \omega C_k(R^2 + 2Rr_n + r_n^2 + X^2)]^2};$$

$$X_{\text{д вх}} = - \left\{ \frac{X(R^2 + 2Rr_n + r_n^2 + X^2) + \omega C_k(R^2 + 2Rr_n + r_n^2 + X^2)^2}{(R + r_n)^2 + [X + \omega C_k(R^2 + 2Rr_n + r_n^2 + X^2)]^2} - \omega L_n \right\}$$

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

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

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

$$Z_{\text{мп}} = \sqrt{R_{\text{д вх}} Z_0} = \sqrt{26.548 \cdot 50} = 36.43 \text{ Ом}.$$

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 $f_{\text{пр}} = 1.5$ 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	$L = Z_0/(\omega_0 \operatorname{tg}(\Theta/2)),$	$C = (Z_0\omega_0 \sin\Theta)^{-1};$
Т – ФВЧ	$L = Z_0/(\omega_0 \sin\Theta),$	$C = (Z_0\omega_0 \operatorname{tg}(\Theta/2))^{-1};$
П – ФВЧ	$L = Z_0 \sin\Theta/\omega_0,$	$C = \operatorname{tg}(\Theta/2)/Z_0\omega_0;$
Т – ФВЧ	$L = Z_0 \operatorname{tg}(\Theta/2)/\omega_0,$	$C = \sin\Theta/\omega_0 Z_0.$

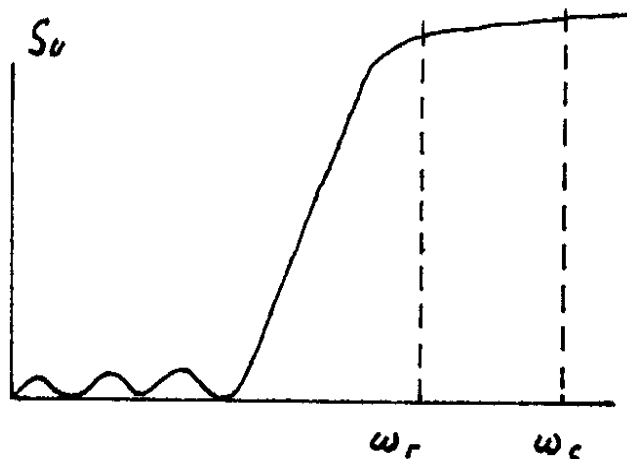
Волновое сопротивление ФНЧ – трансформатора
 $Z_0 = \sqrt{R_n / g_{\text{выхБС}}} = \sqrt{50 / (2 \cdot 0.95711714 \cdot 10^{-2})} = 51.107832 \text{ Ом}.$ Т.к. в данном случае $R_{\text{вых бс}} = 52.24011 \text{ Ом},$ то на входе ФНЧ сложно обойтись без дополнительных согласующих.

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

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

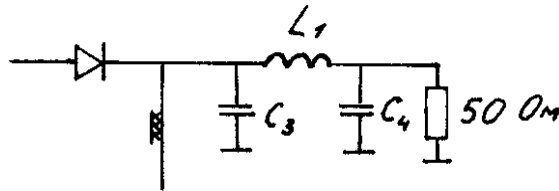
$$K_{\text{рс}(\varepsilon)} \approx \left(2|\varphi_{\text{вхф}}(\omega_{\text{с}(\varepsilon)})| + g_{\text{вх}} \right)^2 / 4g_{\text{вх}} \operatorname{Re} \varphi_{\text{вхф}}(\omega_{\text{с}(\varepsilon)}),$$

где $Y_{\text{вх ф}}(\omega_{\text{с}(\varepsilon)})$ – входная проводимость нагруженного ФНЧ на частоте сигнала или гетеродина соответственно.

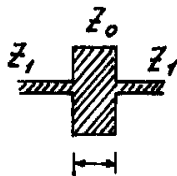


$$Y_{\text{exф}} = \frac{1}{Z_e} \frac{1 - |\dot{S}_{II}| e^{j\varphi_{II}}}{1 + |\dot{S}_{II}| e^{j\varphi_{II}}} = |Y_{\text{exф}}| e^{j\varphi} = G_{\text{exф}} + jB_{\text{exф}}$$

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.

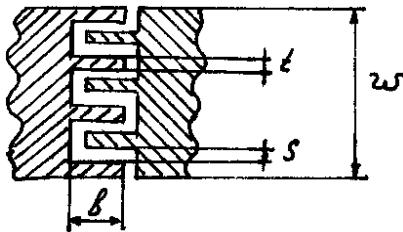


$$Z_1 \gg Z_0$$

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

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

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

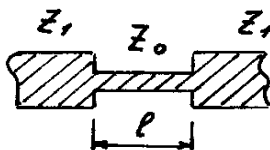


$$C [\text{пф/ед. длины}] = (\epsilon_r + 1) \epsilon_0 \mathfrak{B} [2A_1 * (N - 1) + A_2],$$

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

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

N – число секций, h – толщина подложки.



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

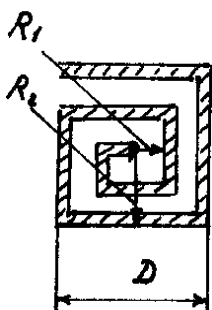
$$Z_0 \gg Z_1,$$

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



$$L[\Gamma_H] = 0.2 \ell [\ln(2\ell / (\omega + t)) - 2.451],$$

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



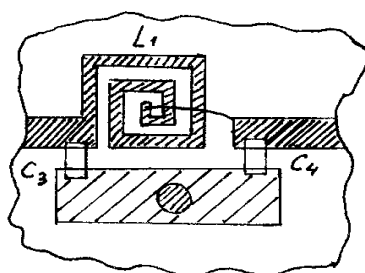
$$L[\Gamma_H] = 2.41 \alpha N^{5/3} \ln(8\alpha / C)$$

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

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

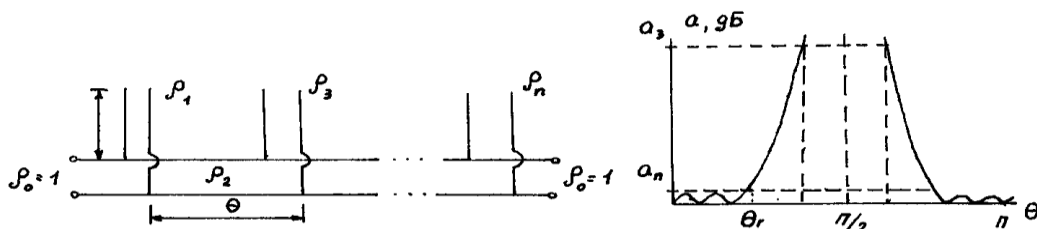
ρ – ширина витка, мм;
 q – ширина зазора, мм;
 D – сторона квадрата, мм;

Топология рассчитанного ФНЧ приведена на рисунке



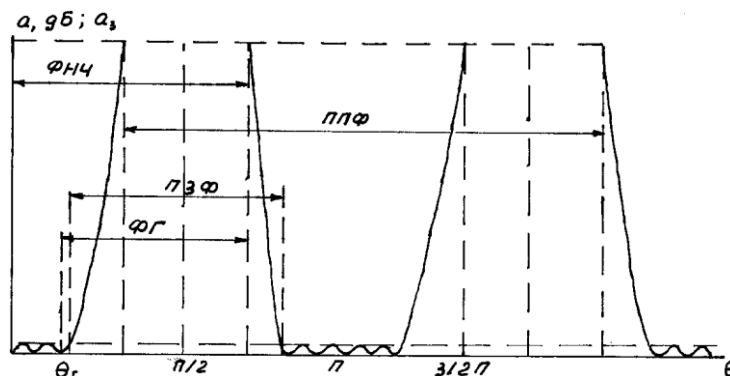
Рисунок

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_{Γ}) полосы пропускания $f_0 = 4.50$ ГГц ($\lambda_0 = 66.667$);
- фильтр должен быть реализован на МПЛ ($\epsilon_{\Gamma} = 9.6$, $h = 1$ мм, $t = 0$), волновое сопротивление проводящих линий $Z_0 = 50$ Ом



Решение.

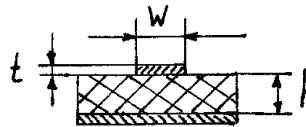
1. Из таблицы 9.6 [6] определяем, что заданным требованиям удовлетворяет фильтр, имеющий следующие параметры:

- 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 Mcwaves определяем ширину полосковых проводников и проводящих линий, эффективную диэлектрическую проницаемость, а также длину шлейфов и соединительных отрезков $\ell_3 = (\ell/\lambda_\epsilon)(\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{эфф}})$

$$W_0/h = 0.992,$$

$$\epsilon_{c0} = 6.445$$

$$W_1/h = W_5/h = 0.960$$

$$\epsilon_{c1} = 6.4261; \lambda_{\epsilon 1} = 26.299 \text{ мм};$$

$$\ell_{\epsilon 1} = 2.512 \text{ мм};$$

$$W_2/h = W_4/h = 0.1198$$

$$\epsilon_{c2} = 5.8438; \lambda_{\epsilon 2} = 27.578 \text{ мм};$$

$$\ell_{\epsilon 2} = 2.634 \text{ мм};$$

$$W_3/h = 0.972$$

$$\epsilon_{c3} = 6.433;$$

$$\lambda_{\epsilon 3} = 26.284 \text{ мм};$$

$$\ell_{\epsilon 3} = 2.510 \text{ мм};$$

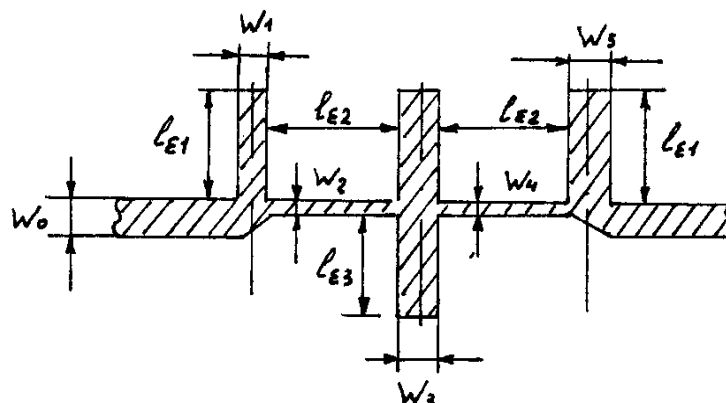
Проверим выражение ограничений на реализацию (9.3), (9.4) [6]:

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

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

Т.о., фильтр удовлетворяет условиям на реализацию.

Топология фильтра приведена на рисунке:



Частоты $F_C = 4500.000$ $F_A = 1000.000$ $F_Z = 12000.000$ МГц
 Число расчетных точек в полосе $F_A - F_Z$ $N_F = 11$
 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

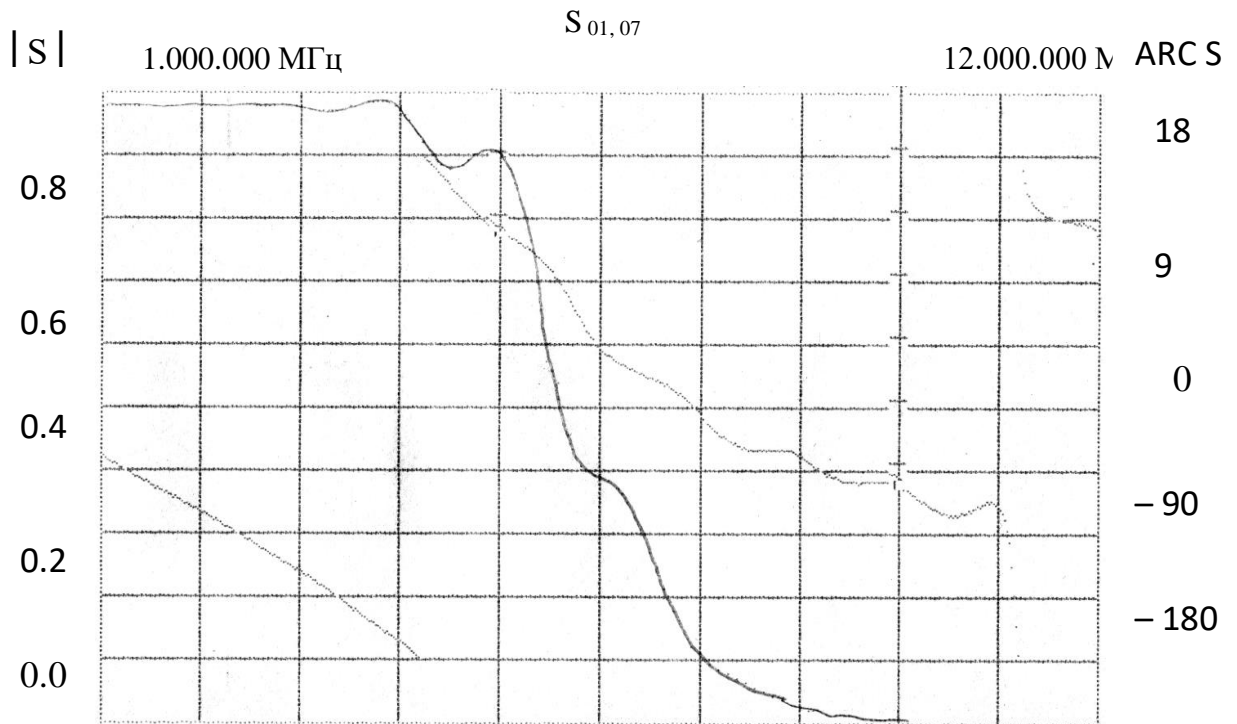


MP = 1 7

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

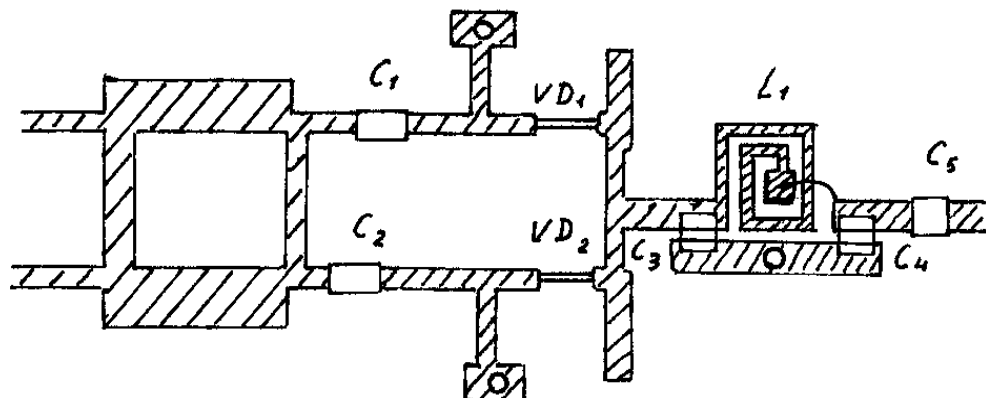
$$F = 12000.000 \text{ МГц}$$

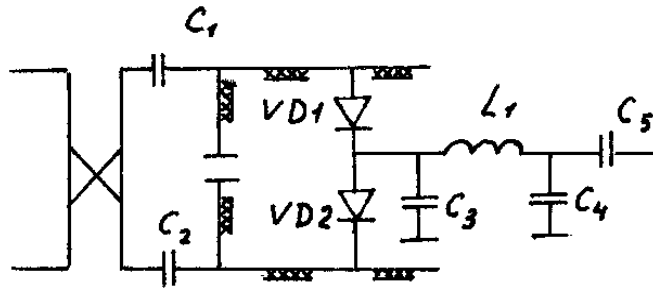
.9919	176.6	.0000	-63.2
.0000	63.2	.9919	-176.6



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 $\alpha U_r = 28.52$

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

$$\begin{aligned} \mu_1 &= 0.97874141; \\ \mu_2 &= 0.9167737. \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \eta &= \mu_1^2 = 0.957935 \\ L_{p \text{ ном мин}} &= (1 + \sqrt{1 - \eta}) / (1 - \sqrt{1 - \eta}) = 1.5160318 \\ L_{p \text{ ном мин, дБ}} &= 1.80708 \text{ дБ} \\ P_r &= 0.8868172 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 0.8868172 \text{ мВт}. \end{aligned}$$

Рассчитаем требуемые проводимости генератора сигнала и нагрузки, приведенные к зажимам р-п 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 $Z_{\text{д вх}} = R_{\text{д вх}} + jX_{\text{д вх}}$:

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

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

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

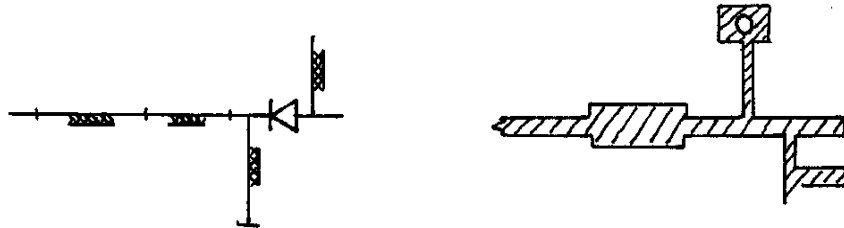
$$Z_1 = 30.163529 - j 46.925387 \text{ Ом};$$

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

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

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

Согласование $Z_{д\text{ вх}}$ с $Z_B = 50 \text{ Ом}$ 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 $l = 0.064 \lambda_e$, 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

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

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

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

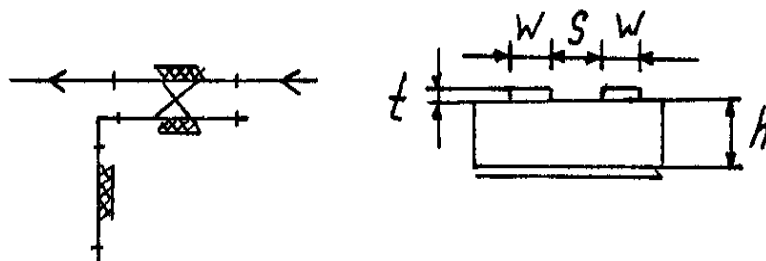
Т.о. на входе ФНЧ не требуется согласующее устройство.

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

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

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: $S/h = 0.05$

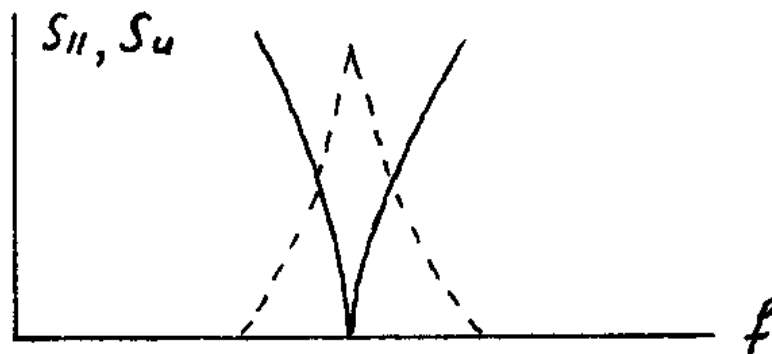
Из условия согласования: $W/h = 0.57$

$$Z_{BC} = 92 \text{ Ом}, \quad Z_{BO} = 28 \text{ Ом}, \quad Z_B = \sqrt{Z_{ec} \cdot Z_{eo}} = 50.8 \text{ Ом}$$
$$\epsilon_{BC} = 6.50, \quad \epsilon_{BO} = 5.32$$

Об – ть связи можно выбирать, как

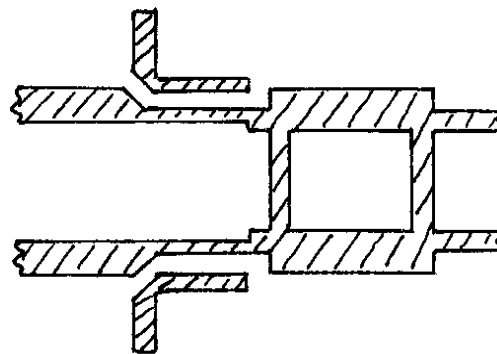
$$\ell = \frac{1}{4} [(\lambda_{\epsilon BC} + \lambda_{\epsilon BO})/2]$$

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:

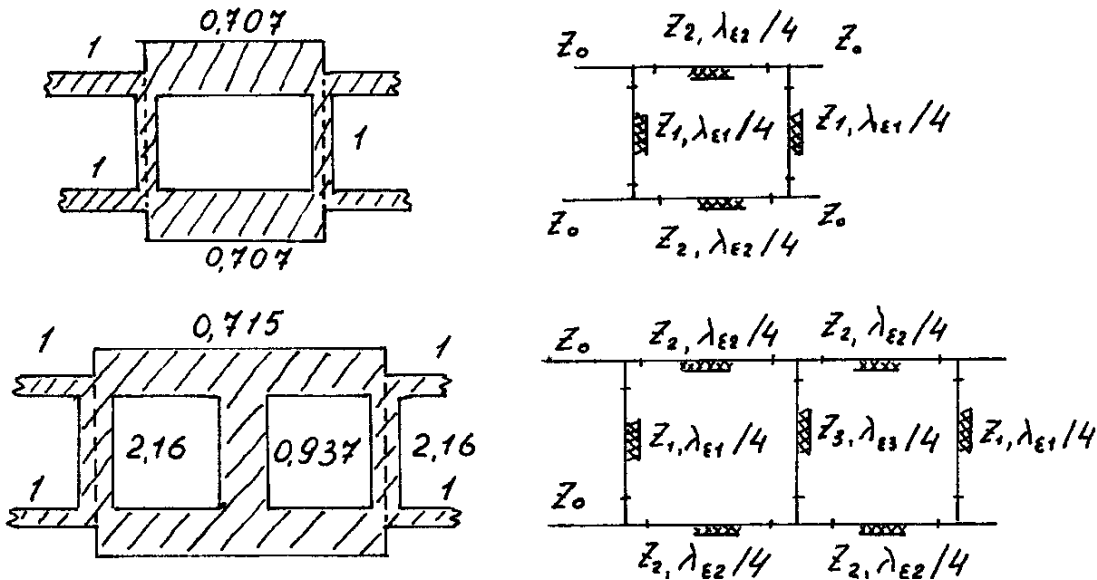
- широкополосный режим
 $L_{p \text{ ном мин}} = 2.080$ (3.181 дБ);
 $P_r = 10$ мВт, этой мощности гетеродина соответствует относительная шумовая температура (входное шумовое отношение) $t_{ш} \approx 1.5$;
 $K_{ш} = t_{ш} L_{p \text{ ном}} = 1.5 \cdot 2.080 = 3.120$ (4.942 дБ);
- узкополосный режим

$L_{p \text{ ном мин}} = 1.516$ (1.807 дБ);
 $P_{\Gamma} = 0.887$ 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, $\lambda_{до}/\lambda_{д} = 25/23.1$
 $- 1.082$; 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]

Тандемный НО. Как показывает расчет, зазор в НО на двух связанных микрополосковых линиях получается меньше 10 мкм ($\epsilon = 9.6$, $h = 1$ мм), если переходное ослабление $Z_0 = 50$ Ом дБ. Очевидно, изготовить такие НО с воспроизводимыми параметрами практически невозможно. Поэтому были предложены тандемные направленные ответвители [9] $Z_1 = 50$ Ом

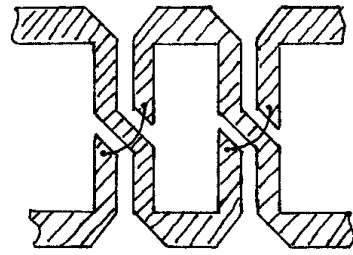
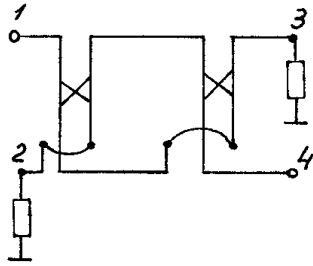
В этих НО переходное ослабление для двух связанных линий равно 8.343 дБ. В этом случае будет зазор получаться больше 100 мкм. Используя современную технологию изготовления микрополосковых линий, можно достаточно просто изготовить тандемный НО с переходным ослаблением 3 дБ.

$Z_0 = 50$ Ом

$Z_1 = 108$ Ом

$Z_2 = 38.2$ Ом

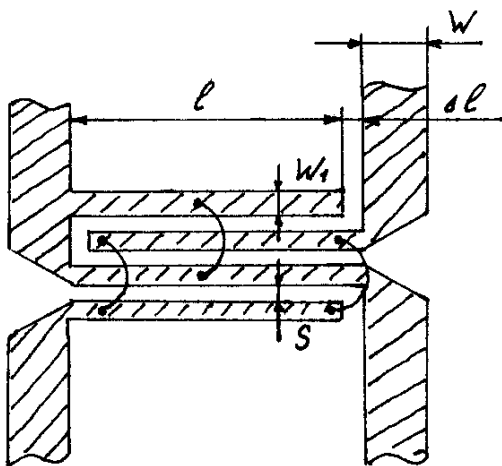
Пример:



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 $\ell = 9.68\text{ мм}$, $\epsilon_{\text{эфф}} = 6.76$.

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:



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

$$Z_{\text{odd}} = 52.54\text{ Ом};$$

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

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

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

6.УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ И ИНФОРМАЦИОННОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДИСЦИПЛИНЫ ПМЭУ и А

6.1. Основная литература:

1. Веселов Г.И. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Уч. пособие для радиотехнических специальностей вузов \ Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988, -280 с.
2. Сазонов Д.М. и др. Устройства СВЧ: Уч. пособие для вузов \ Под ред. Д.М. Сазонова. – М.: Высшая школа, 1981, - 295 с.
3. Мишустин Б.А. Автоматизированный анализ линейных радиоэлектронных устройств. – М.: МЭИ, 1985, - 64 с.

6.2. Дополнительная литература:

1. Никольский В.В. и др. Автоматизированное проектирование устройств СВЧ \ Под ред. В.В.Никольского. – М.: Радио и связь, 1982, - 272 с.
2. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И., Объёмные интегральные схемы СВЧ. – М.: Наука, 1985, - 256 с.
3. Гасанов Л.Г. и др. Твёрдотельные устройства СВЧ в технике связи. – М.: Радио и связь, 1990, - 288 с.
4. Фуско В. СВЧ цепи \ Анализ и автоматизированное проектирование \ Пер. с англ. Д.А. Вольмана – М.: Радио и связь, 1990, - 287 с.
5. Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986, - 144 с.
6. Лось В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического моделирования. – Антенны, 2002, вып 11 (66), с.3-80.
7. Справочник по элементам полосковой техники / Мазепова О.И. и др./ Под ред. А.Л. Фельдштейна.- М.: Связь, 1979.-336с.
8. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. Изд. 2-е. М.: Сов. Радио, 1967.-652с.
9. Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М.: Сов. Радио, 1972.-232с.
10. Полупроводниковые диоды. Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / Б.А. Наливайко и др. Под. Ред. Б.А. Наливайко.-Томск: МГП «РАСКО», 1992.-223с.

11. Проектирование управляющих устройств на коммутационных диодах. Гридин А.Н.-М.: Моск. Энерг. ин-т, 1986.-48 с.
12. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебряков Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на р-і-п-диодах в интегральном исполнении.- М.: Радио и связь, 1984.-184с.
13. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н.Т. Бова и др. К.: Техніка, 1984.-184с.
14. Петров Г.В., Толстой А.И.Линейные балансные СВЧ усилители.-М.: Радио и связь,1983.-176с.
15. Автоматизированное проектирование микроминиатюрных полупроводниковых узлов СВЧ радиоприемных устройств. Текшев В.Б., Разевиг В.Д., Плигин С.Г. д. ред. В.Д. Разевига.- М.: Моск. Энерг. ин-т, 1987.-100с.
16. Давыдова Н.С., Далюшевский Ю.З. Диодные генераторы и усилители СВЧ.- М.: Радио и связь, 1986. -184 с.
17. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. Учеб. для радиотех. спец. вузов. –М.: Высш. шк., 1988. -432 с.

6.3. Методическая литература

1. Гаврилов В.М., Садовский Н.В., Ситнянский Б.Д. Расчёт на ЭВМ параметров полосовых линий и фазированных антенных решёток. Метод. указания по применению прикладных программ. Владимир, 1987,- 33 с.
2. Гаврилов В.М. Лабораторные работы по курсу «Проектирование МЭУ и антенн». Владимир, 2014.-100 с.
3. Гаврилов В.М. Методические указания к практическим занятиям по курсу «Проектирование МЭУ и антенн». Владимир, 2014. -15 с.
4. Гаврилов В.М. Методические указания к СРС по курсу «Проектирование МЭУ и антенн». Владимир, 2014. -16 с.
5. Гаврилов В.М. Методические указания к лекциям по курсу «Проектирование МЭУ и антенн». Владимир, 2014. -5 с.

6.4. Приложение по стандартизации

1. ГОСТ 2.702-75 ЕСКД. Правила выполнения электрических схем.
2. ГОСТ 2.109-73 ЕСКД. Конструкторские документы на микро-устройствах.

3. ГОСТ 3.1102-81 ЕСКД. Виды технологической документации в микроэлектронике.
4. ГОСТ 2.417-78. ЕСКД. Правила выполнения чертежей печатных плат.