

8 МИКРОВОЛНОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

8.1 Общие сведения

Частотный фильтр – это частотно-избирательное устройство, которое пропускает из спектра входного сигнала гармонические составляющие, частоты которых лежат в определенной полосе частот (*полосе пропускания*) и бесконечно ослабляет составляющие, которые лежат вне этой полосы (*в полосе зашумления*). Они относятся к наиболее распространенным устройствам, которые широко используются в радиолокационных и навигационных системах, в системах связи, в схемах защиты электронных систем от помех и т. д.

Фильтр является линейным четырехполюсником, внутренняя структура которого, в общем случае, представляет собой совокупность более простых реактивных четырехполюсников, соединенных каким-либо образом. Последние, в свою очередь, образуются из реактивных двухполюсников. Обычно используются Г-, Т- и П-образные звенья. В зависимости от способа соединения звеньев различают лестничные и мостовые схемы фильтров.

Лестничные фильтры получаются путем лестничного (*каскадного*) соединения элементарных четырехполюсников. При каскадном соединении имеется только один канал, по которому сигнал проходит с входа на выход (рис. 8.1).

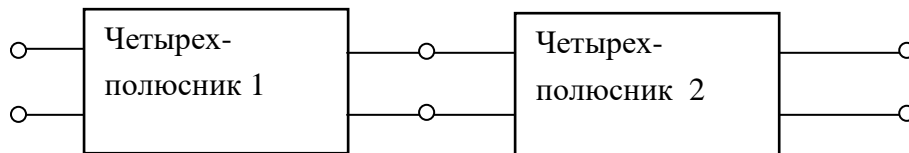


Рисунок 8.1 – Лестничный фильтр (каскадное соединение четырехполюсников)

Фильтры с *параллельным* включением четырехполюсников (рис.8.2) называются *мостовыми* фильтрами. При параллельном соединении реактивных четы-

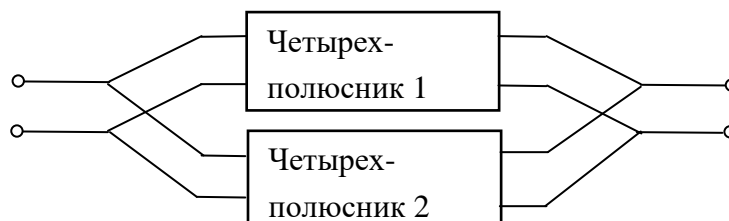


Рисунок 8.2 – Мостовой фильтр (параллельное соединение четырехполюсников)

рехполосников в фильтре сигнал будет проходить с входа на выход по двум каналам.

В микроволновом диапазоне в качестве реактивных элементов могут использоваться как элементы с сосредоточенными параметрами (lumped elements) так и элементы с распределенными параметрами, например, отрезки линия передачи с длиной $l \sim \lambda$.

Частотно-избирательные свойства четырехполосника (рис. 8.3) можно описать входной и передаточной функциями.



Рисунок 8.3 – К определению входной и передаточной функций линейной цепи с постоянными параметрами

Под *входной функцией (характеристикой)* понимается функция, описывающая частотную зависимость входного сопротивления. Входное сопротивление цепи как функция комплексной частоты¹ p может быть представлено в следующем виде

$$Z(p) = \frac{u_z}{i_z} = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (8.1)$$

или, используя разложение многочленов² числителя и знаменателя на множители

¹ Комплексная переменная $p = \sigma + i\omega$ называется *комплексной частотой*. Колебание с комплексной частотой (волновая форма) включает в себя: чисто синусоидальное с постоянной амплитудой, синусоидальное с амплитудой, уменьшающейся по экспоненте, экспоненциальное (вырожденное) при $\omega = 0$. Далее будем полагать, что $\sigma = 0$, то есть рассматривать только чисто синусоидальные (гармонические) колебания.

² *Многочлен (полином)* - это целая рациональная функция, то есть функция, которая получается из переменных и констант путем выполнения операций: сложение, вычитания, умножения. Многочлен «превращается» в *рациональную функцию*, если добавить операцию деления. Любая рациональная функция может быть представлена в виде отношения двух (полиномов). *Важнейшее свойство многочленов (полиномов)* – любая непрерывная функция может быть с любой сколь угодно малой ошибкой представлена многочленом (теорема Вейерштрасса).

$$Z(p) = \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \frac{(p - p_1)(p - p_3)(p - p_5) \cdots}{(p - p_2)(p - p_4)(p - p_6) \cdots}, \quad (8.2)$$

где p_{2n-1} – корни многочлена в числителе, p_{2n} – корни многочлена в знаменателе.

Частоты p_{2n-1} , на которых числитель обращается в нуль (сопротивление равно нулю) называются *нулями входной характеристики*. На частотах p_{2n} равен нулю знаменатель, входное сопротивление обращается в бесконечность. Эти частоты называются *полюсами входной функции*.

Цепь с конечным числом *сосредоточенных* реактивных элементов имеет конечное число нулей и полюсов. Цепь, содержащая элементы с *распределенными* параметрами обладает *бесконечным числом нулей и полюсов*. Это является следствием того, что любой элемент с распределенными параметрами можно представить в виде бесконечного числа бесконечно малых сосредоточенных элементов, каждый из которых эквивалентен сосредоточенной реактивности. Таким образом, цепи, содержащие линии передачи, или их отрезки, имеют функцию входного сопротивления, которая содержит бесконечное число множителей в числителе и знаменателе и, следовательно, бесконечное число нулей и полюсов.

Передаточная функция (по напряжению) для цепи на рис. 8.3 может быть определена следующим образом

$$T(p) = \frac{u_n}{u_e} = \frac{c(p - p_1)(p - p_3)(p - p_5) \cdots (p - p_{2n-1}) \cdots}{(p - p_2)(p - p_4)(p - p_6) \cdots (p - p_{2n}) \cdots} \quad (8.3)$$

где c - вещественная константа.

Полюсы передаточной функции $T(p)$, то есть p_{2n-1} , являются *частотами собственных колебаний* этой цепи. Они зависят от всех элементов её, включая сопротивления генератора R_g и нагрузки R_n . Если R_g или R_n изменились, то изменится частота всех колебаний.

Нули функции $T(p)$ вместе с полюсами при $p = 0, \infty$ (если они есть) являются *частотами бесконечного затухания* или *полюсами затухания*. Эти частоты зависят только от элементов самой цепи и не изменяются при изменении R_g или R_n .

В случае гармонических колебаний передаточная функция принимает вид

$$T(\omega) = \frac{c(\omega - \omega_1)(\omega - \omega_3)(\omega - \omega_5) \cdots (\omega - \omega_{2n-1}) \cdots}{(\omega - \omega_2)(\omega - \omega_4)(\omega - \omega_6) \cdots (\omega - \omega_{2n}) \cdots} = |T(\omega)| e^{i\varphi(\omega)}, \quad (8.4)$$

где $|T(\omega)|$ называется амплитудно-частотной характеристикой, $\varphi(\omega)$ – фазочастотной характеристикой фильтра.

В микроволновом диапазоне частотно-избирательные свойства фильтра более удобно характеризовать частотной зависимостью затухания, вносимого фильтром в тракт (*вносимыми потерями*). Обычно, вносимые потери определяются как отношение падающей на многополюсник (фильтр) мощности $P_0(\omega)$ к мощности $P_n(\omega)$, дошедшей до нагрузки

$$K_p(\omega) = \frac{P_0(\omega)}{P_n(\omega)} = \frac{1}{1 - |\rho(\omega)|^2} = \frac{1}{1 - |s_{11}|^2} = \frac{1}{|s_{21}|^2}, \quad (8.5)$$

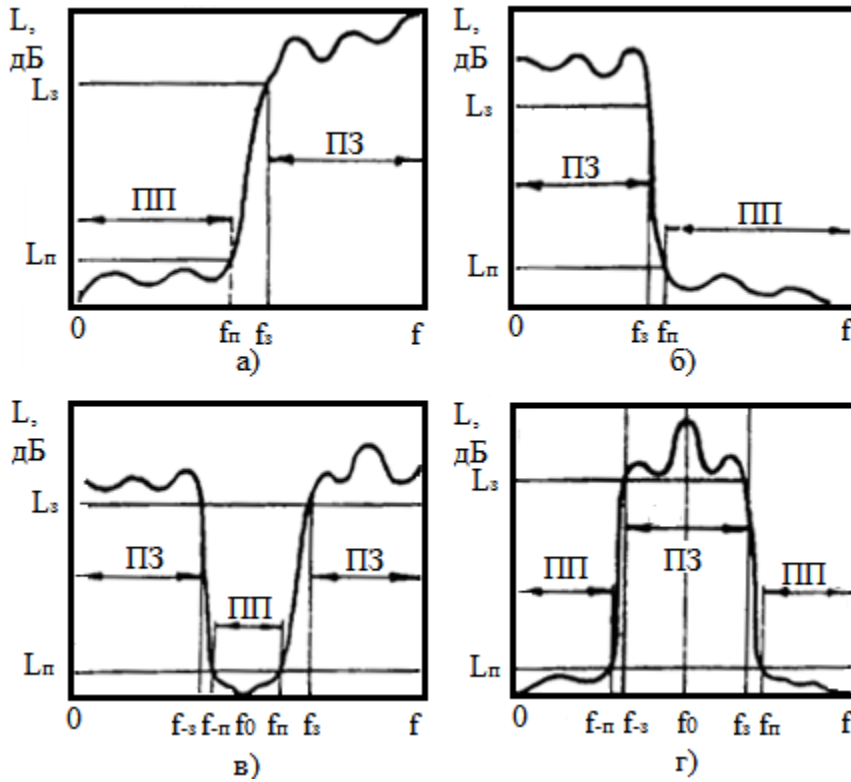
где $\rho(\omega)$ – входной коэффициент отражения от многополюсника с потерями, нагруженного на активное сопротивление $Z_n = R_n$; $|s_{11}|, |s_{21}|$ – элементы матрицы рассеяния фильтра. Вносимые потери, в дБ описываются выражением:

$$L(\omega) = 10 \cdot \lg K_p(\omega) = -20 \lg |s_{21}| \text{ дБ} \quad (8.6)$$

и амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) является зависимость затухания от частоты.

По характеру относительного расположения полосы пропускания и полосы подавления в АЧХ фильтры разделяются на четыре основных вида (рис. 8.4):

- пропускающие *фильтры нижних частот* (ФНЧ), полоса пропускания которых расположена в области частот от нуля до некоторой граничной верхней частоты f_g . На частотах выше граничной частоты и до бесконечности расположена полоса подавления;
- пропускающие *фильтры верхних частот* (ФВЧ), полоса пропускания которых простирается от некоторой граничной нижней частоты f_n до бесконечности. В области частот от нуля до граничной частоты расположена полоса подавления;
- *полосовые* фильтры (ПФ), или *полосно-пропускающие* (ППФ), имеют полосу пропускания в области между граничной нижней частотой f_n и гра-



ничной верхней частотой f_c . От нуля до нижней граничной частоты и от верхней граничной частоты до бесконечности расположены полосы подавления;

- *режсекторные* фильтры (РФ), или *полосно-заграждающие* (ПЗФ), имеют полосу подавления в области частот между граничной нижней частотой f_n и граничной верхней частотой f_c . От

нуля до нижней граничной частоты и от верхней граничной частоты до бесконечности расположены две полосы пропускания.

Граничные частоты часто называют *частотами среза* f_c . По определению, частотой среза называется та частота, на которой вносимое фильтром изменение амплитуды сигнала относительно её значения на центральной частоте рабочей полосы равно 0.5. В логарифмических единицах измерений это составляет $\Delta = -3$ дБ.

Рисунок 8.4 – АЧХ различных типов фильтров:
а – ФНЧ, б – ФВЧ, в – ППФ, г – ПЗФ

менение амплитуды сигнала относительно её значения на центральной частоте рабочей полосы равно 0.5. В логарифмических единицах измерений это составляет $\Delta = -3$ дБ.

Частотные характеристики описываются следующими параметрами: а) граничные частоты полосы пропускания f_{-n}, f_n ; б) граничные частоты полосы заграждения f_{-3}, f_3 ; в) максимальное затухание в полосе пропускания L_n , дБ; г) минимальное затухание в полосе заграждения L_s , дБ (рис. 8.4), которые

обычно задаются в качестве исходных при расчете фильтров.

Фазочастотная характеристика фильтра (ФЧХ) характеризует изменение фазы проходящего колебания в зависимости от его частоты. Примерный вид фазочастотной характеристики для фильтра низких частот

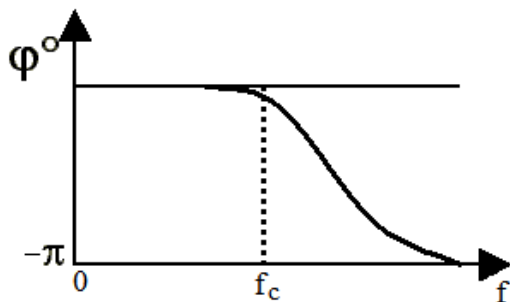


Рисунок 8.5 – Фазочастотная характеристика ФНЧ

представлен на рис. 8.5 (f_c – частота среза).

На низких частотах «строительными элементами» для фильтров являются идеальные индуктивности и емкости, сопротивления которых имеют очень простые частотные зависимости.

Наиболее общая и полная процедура синтеза разработана для проектирования фильтров именно с использованием таких элементов. Можно непосредственно синтезировать фильтры с разнообразными заданными характеристиками. В микроволновом диапазоне, где используются элементы с распределенными параметрами, задача синтеза является более сложной и не существует общей методики её решения. Тем не менее, разработано несколько полезных методов для проектирования микроволновых фильтров.

На практике преимущественно используют два метода синтеза фильтров: *метод характеристических параметров* и *метод вносимых потерь*.

Метод характеристических параметров позволяет производить расчет фильтров, имея в качестве исходных данных требуемые значения ширины полосы пропускания и полосы запираения. При этом точный вид АЧХ для каждой полосы не задается.

Недостатком метода характеристического параметра является необходимость многократного перерасчета, для получения приемлемой по форме частотной характеристики. В настоящее время этот метод используется редко. Его применение ограничивается случаем периодических структур. Тем не менее, можно предполагать, что его основные идеи будут полезны в ряде новых возникающих направлений микроволновой техники, таких как метаматериалы и структуры на основе периодических систем - electromagnetic band gap (EBG) структуры.

Метод вносимых потерь является основным методом, используемым при проектировании фильтров СВЧ.

При расчете фильтров методом вносимых потерь задается точный вид *физически реализуемой* частотной зависимости коэффициента затухания или модуля коэффициента отражения $|\rho(\omega)|$. Далее синтезируется схема, которая обеспечит заданную частотную зависимость затухания. При этом необходимо иметь ввиду, что функция $\rho(\omega)$ не может быть задана абсолютно произвольным образом, так как она может не соответствовать физически реальной схеме. Ограничения, накладываемые на $\rho(\omega)$, называются *условиями физической реализуемости*.

8.2 Условие физической реализуемости АЧХ

Для пассивных многополюсников отраженная мощность не может превышать падающую и поэтому коэффициент отражения $\rho(\omega)$ от физически реализуемых многополюсников должен удовлетворять следующему условию:

$$|\rho(\omega)| \leq 1. \quad (8.7)$$

Выясним при каких ограничениях на вид функции $\rho(\omega)$ будет выполняться неравенство (8.7).

Пусть нормированное входное сопротивление равно

$$\bar{Z}_{\text{вх.}}(\omega) = \bar{R}(\omega) + i\bar{X}(\omega)$$

тогда коэффициент отражения описывается выражением

$$|\rho(\omega)| = \frac{\bar{Z}_{\text{вх.}}(\omega) - 1}{\bar{Z}_{\text{вх.}}(\omega) + 1} = \frac{\bar{R}(\omega) - 1 + i\bar{X}(\omega)}{\bar{R}(\omega) + 1 + i\bar{X}(\omega)}. \quad (8.8)$$

Известно, что $\bar{R}(\omega)$ - четная функция частоты, а $\bar{X}(\omega)$ - нечетная функция частоты. Поэтому согласно (8.8) имеем:

$$\rho(-\omega) = \frac{\bar{R}(\omega) - 1 - i\bar{X}(\omega)}{\bar{R}(\omega) + 1 - i\bar{X}(\omega)} = \rho^*(\omega) \quad (8.9)$$

и соответственно

$$|\rho(\omega)|^2 = \rho(\omega)\rho^*(\omega) = \rho(\omega)\rho(-\omega), \quad (8.10)$$

где * - знак комплексного сопряжения.

Из (8.10) видно, что $|\rho(\omega)|^2 = |\rho(-\omega)|^2$ (это следует из того, что замена в левой части (8.10) ω на $-\omega$ не меняет правой части этого выражения), то есть квадрат модуля коэффициента отражения является четной функцией ω и поэтому она должна содержать только *четные* степени ω .

Подставив (8.8) в (8.10) получим

$$\begin{aligned} |\rho(\omega)|^2 &= \frac{[\bar{R}(\omega) - 1]^2 + \bar{X}^2(\omega)}{[\bar{R}(\omega) + 1]^2 + \bar{X}^2(\omega)} = 1 - \frac{4\bar{R}(\omega)}{[\bar{R}(\omega) + 1]^2 + \bar{X}^2(\omega)}, \\ &= 1 - \frac{Q(\omega^2)}{P(\omega^2) + Q(\omega^2)} \end{aligned} \quad (8.11)$$

где $Q(\omega^2) = 4\bar{R}(\omega)$ и $P(\omega^2) = [\bar{R}(\omega) + 1]^2 + \bar{X}^2(\omega)$ и на основании теоремы Вейерштрасса являются вещественными и неотрицательными полиномами ω^2 .

Коэффициент затухания с учетом (8.5) и (8.11) имеет вид:

$$K_p(\omega) = 1 + \frac{P(\omega^2)}{Q(\omega^2)}. \quad (8.12)$$

Следовательно, многополюсник (схема), коэффициент затухания в которой описывается выражением (8.12), где $Q(\omega^2)$ и $P(\omega^2)$ - вещественные неотрицательные полиномы ω^2 , является физически реализуемым, так как при этом $|\rho(\omega)| \leq 1$ и выполняется условие (8.7). Таким образом, для того, чтобы синтезированная схема фильтра была физически реализуемой, функция, описывающая частотную зависимость вносимого затухания, должна иметь вид (8.12). Иными словами, АЧХ должна описываться функцией, имеющей вид отношения двух вещественных полиномов ω^2 .

Рассмотрим наиболее часто задаваемые типы полиномов $P(\omega^2)$ и $Q(\omega^2)$ и виды АЧХ, получаемые при этом.

8.3 Способы задания коэффициента вносимых потерь

Существует неограниченное количество различных по форме частотных зависимостей коэффициентов затухания, которые могут быть заданы и реализованы реальной схемой. Однако многие из этих схем могут быть очень сложными в реализации. На практике преимущественно используются микроволновые фильтры с максимально-плоской (Баттерворса), чебышевской и эллиптической АЧХ.

Ниже, применительно к фильтрам нижних частот, рассмотрены: фильтр с максимально-плоской характеристикой (МПХ), часто называемый фильтром Баттерворса, фильтр с чебышевской характеристикой (ЧХ), фильтр эллиптической характеристикой и с линейной фазочастотной характеристикой.

8.3.1 Фильтр с максимально плоской характеристикой

Частотная зависимость коэффициента затухания для ФНЧ с максимально плоской характеристикой получается путем выбора полинома $Q(\omega^2)$ равным 1 и $P(\omega^2)$ равным $k^2(\omega/\omega_c)^{2N}$. Согласно (8.12) тогда имеем:

$$K_p(\omega) = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}. \quad (8.13)$$

Полосой пропускания является область частот от $\omega=0$ до частоты среза ω_c . Максимальное значение K_p в полосе пропускания $1+k^2$ и поэтому k^2 называют *допустимым отклонением* в полосе пропускания. Для $\omega > \omega_c$ потери мощности растут до бесконечности со скоростью, зависящей от степени $2N$, которая в свою очередь связана с числом секций фильтра. Типичная характеристика фильтра изображена на рис. 8.6 для $N=3$.

8.3.2 Фильтры с Чебышевской характеристикой

Если выбрать полином $Q(\omega^2)$ равным 1 и $P(\omega^2)$ равным $k^2 T_N^2(\omega/\omega_c)$, то получится ФНЧ, имеющий чебышевскую характеристику затухания (рис. 8.6):

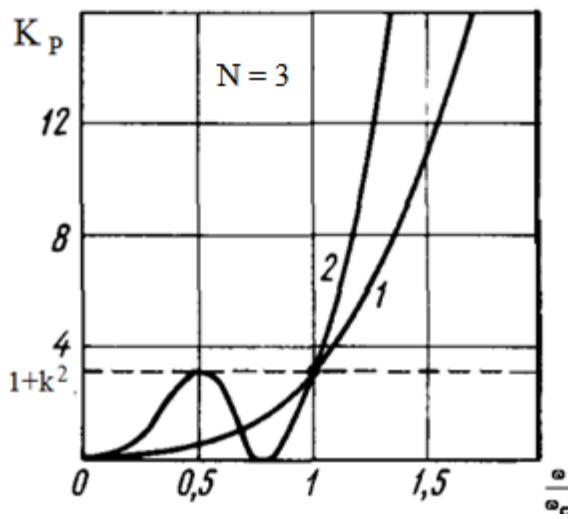


Рисунок 8.6 – АЧХ ФНЧ: 1– максимально плоская характеристика, 2– чебышевская характеристика

$$K_p(\omega) = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right), \quad (8.14)$$

где $T_N(\omega/\omega_c)$ - полином Чебышева первого рода степени N , который может быть представлен в следующем виде:

$$T_N \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) = \cos \left(N \arccos \frac{\omega}{\omega_c} \right).$$

Так как полином Чебышева, $T_N(\omega/\omega_c)$ равномерно осциллирует при $|\omega/\omega_c| \leq 1$ и монотонно растет для $|\omega/\omega_c| > 1$, то коэффициент затухания будет осциллировать между 1 и $1+k^2$ в полосе пропускания.

На частоте среза он равен $1+k^2$ и монотонно возрастает при $\omega > \omega_c$. Особенностью чебышевской характеристики по сравнению с максимально плоской является большая скорость роста за пределами частоты отсечки. Это зна-

чит, что соответствующий фильтр имеет более узкую область отсечки (большую крутизну АЧХ), разделяющую полосу пропускания и полосу заграждения, к чему обычно и стремятся.

Для больших значений отношения ω/ω_c , $T_N(x) \approx \frac{1}{2}(2x)^N$ и коэффициент потерь мощности для фильтра Чебышева приобретает вид

$$K_p(\omega) = \frac{k^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N}. \quad (\text{A.15})$$

По сравнению с максимально плоской характеристикой (8.13), эта дает в 2^{2N-2} раз большие значения затухания. Следует заметить, что никакой другой полином $P(\omega^2)$, дающий отклонение на k^2 в полосе пропускания, не может обеспечить скорость увеличения K_p больше, чем дает (8.15). Наоборот, для заданной скорости возрастания коэффициента потерь за частотой отсечки, полином Чебышева дает наименьшие отклонения в полосе пропускания. В этом смысле фильтр Чебышева представляет собой *оптимальную* схему.

8.3.3 Фильтры с эллиптической характеристикой

Затухание фильтров с МПХ и с ЧХ монотонно растет в полосе запираания (отсечки). В многих применениях необходимо контролировать (задать) минимальное затухание в полосе запираания и при этом получается более крутая характеристика затухания. Такие фильтры получили название фильтров с эллиптической характеристикой. Они имеют равноосциллирующую характеристику как в полосе пропускания, так и в полосе запираания. При расчете задаются как максимальное затухание в полосе пропускания, так и минимальное затухание в полосе запираания. Однако синтез и реализация таких фильтров очень сложены и не столь широко применяются как рассмотренные выше типы фильтров

8.3.4 Фильтры с линейной фазовой характеристикой

Рассмотренные выше фильтры характеризовались только амплитудной характеристикой (амплитудным откликом), но в некоторых приложениях (таких как мультиплексерные фильтры для коммуникационных систем) важно еще иметь и линейную *фазовую характеристику* в полосе пропускания для того, чтобы избежать искажения (или даже разрушения) сигнала. Однако, крутая амплитудная характеристика несовместима с хорошей (линейной) фазовой характеристикой. Так, например, в фильтрах Чебышева, Баттерворса и Бесселя, ха-

характеристики которых аппроксимированы на основе одноименных полиномов, невозможно получить одновременно высокую избирательность и линейность фазочастотной характеристики. Это объясняется тем, что в вышеупомянутых фильтрах существует жесткая связь между формой АЧХ и ФЧХ, выраженная через преобразование Гильберта. Вследствие этого увеличение избирательности приводит к искажению ФЧХ вблизи краев полосы пропускания и, как следствие, к большим фазовым искажениям сигнала.

Фазочастотную характеристику фильтра можно скорректировать при помощи фазовых корректоров, но при этом порядок корректирующих цепей зачастую превышает порядок проектируемого фильтра. Обычно *фазовая характеристика* фильтров синтезируется независимо, используя уже полученную ранее или заданную амплитудную характеристику.

Линейная фазовая характеристика описывается следующей функцией

$$\varphi(\omega) = A\omega \left[1 + p \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right] \quad (8.16)$$

где $\varphi(\omega)$ - фаза функции преобразования напряжение фильтра, а p - постоянная величина. Она связана с групповым временем задержки, определенным как

$$\tau_g = \frac{d\varphi}{d\omega} = A \left[1 + p(2N+1) \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right]. \quad (8.17)$$

Из (8.17) видно, что групповое время задержки для фильтра с линейной фазовой характеристикой является максимально плоской (гладкой) функцией.

8. 8 Конструкции микроволновых фильтров

8.8.1 Основные принципы конструктивной реализации микроволновых фильтров

Конструктивное выполнение фильтров СВЧ, может быть очень разнообразным. Выбор того или иного способа реализации фильтров определяется диапазоном частот и добротностью (или полосой пропускания). Главными направлениями в реализации фильтров на СВЧ являются следующие:

1. Использование отрезков линий передачи для замены сосредоточенных ёмкостей, индуктивностей и колебательных контуров. Этот способ пригоден

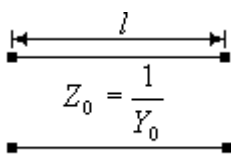
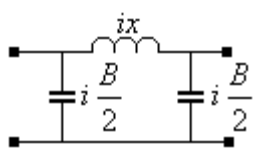
для реализации ФНЧ, ФЗЧ, а также, полосовых фильтров, если полоса пропускания их превышает 10 %.

2. Использование каскадного соединения цепочки резонаторов СВЧ, разделённых отрезками линии передачи длиной в четверть волны. Такие фильтры с четвертьволновыми связями наиболее удобны для получения малых полос пропускания 1%, однако могут применяться и при широких полосах пропускания.

3. Применение цепочки резонаторов с непосредственной связью между соседними резонаторами. Этот тип фильтров наиболее пригоден для средних полос пропускания ($1\% \leq 2\Delta f_n \leq 10\%$).

Кроме перечисленных способов реализации фильтров СВЧ, существует ряд конструктивных решений, которые не охватываются данной классификацией, или могут быть лишь условно отнесены к одной из данных групп. Сюда относятся фильтры с вырожденными колебаниями, фильтры на связанных линиях передачи и некоторые другие.

Таблица 8.2– Эквивалентные схемы отрезка линии передачи

Отрезок линии	Эквивалентные схемы
	

В таблице 8.2 приведены точные Т-образная и П-образная эквивалентные схемы отрезков линии передачи с волной Т.


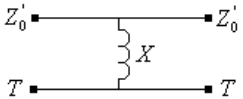

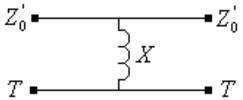
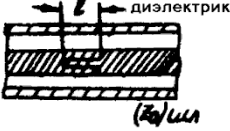
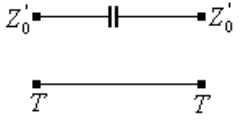
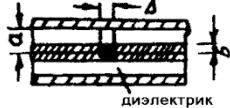
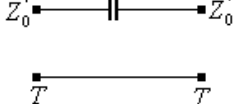

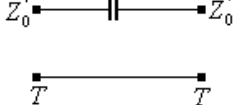
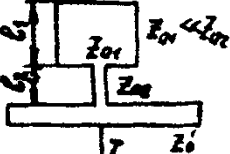
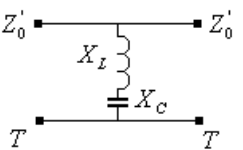
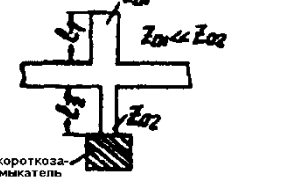
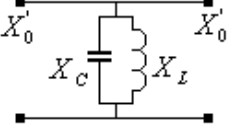
В тех случаях, когда длина линии очень мала или когда не требуется высокой точности расчёта, её можно представить одним реактивным элементом. Короткий отрезок линии с высоким сопротивлением

Z_0 , нагруженный на обоих концах относительно низким сопротивлением, эквивалентен последовательной индуктивности. Короткий отрезок линии с низким сопротивлением эквивалентен параллельной ёмкости. Применение коротких отрезков линий с высоким или низким сопротивлением, является наиболее общим способом реализации, соответственно последовательной индуктивности или параллельной емкости в фильтровых структурах с волной Т.

Как показано в таблице 8.3, сосредоточенную параллельную индуктивность можно реализовать в линии с волной Т несколькими способами. В большинстве случаев, наиболее удобно использовать короткий отрезок с высоким волновым сопротивлением, заземлённый с одного конца (как в примере с по-

лосковой линией). В тех случаях, когда требуется очень компактная параллельная индуктивность, можно использовать короткий отрезок тонкой проволоки,

Таблица 8.3– Примеры реализации физических цепей

Тип цепи	Реализация	Физическая цепь	Эквивалентная схема
Параллельная индуктивность	Полосковая		
	Коаксиальная		
Последовательная ёмкость	Коаксиальная		
	Коаксиальная		
Последовательная ёмкость			
Параллельно включенный последовательный контур	Полосковая		
Параллельно включенный параллельный контур	Полосковая		

включённый между внутренними и внешними проводниками (как в примере с коаксиальной линией).

Сосредоточенную последовательную ёмкость, можно реализовать различными способами, показанными в той же таблице 8.2. наиболее простой способ из них – реализация с помощью зазоров в центральном проводнике.

В коаксиальной линии, когда требуется большие величины последовательной ёмкости, обычно используют короткий отрезок разомкнутой линии с низким сопротивлением в последовательном соединении с центральным проводником. В полосковой линии последовательную ёмкость удобно реализовать наложением центральных проводников, как показано на соответствующем рисунке таблицы 8.3.

8.8.2 Фильтры нижних частот

Фильтры нижних частот (рис. 8.19) широко используются в выходных

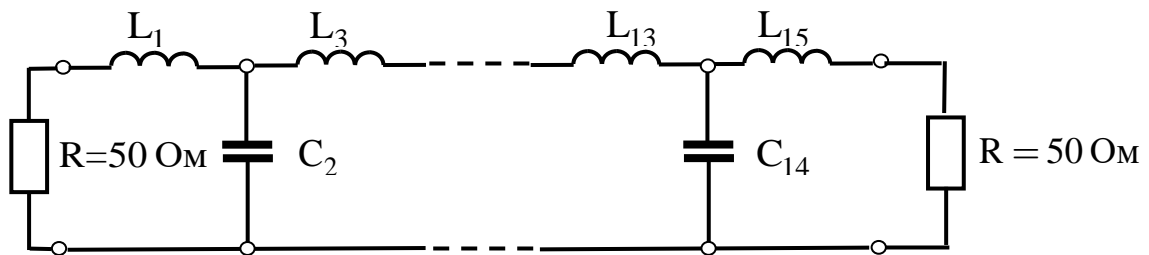


Рисунок 8.19 – Схема ФНЧ

низкочастотных цепях, а также в цепях питания активных устройств, где необходимо получить надёжную фильтрацию высокочастотного сигнала. Наряду с хорошей фильтрацией, такие цепочки должны иметь малые размеры.

Фильтры нижних частот удобно проектировать в виде коаксиальной или

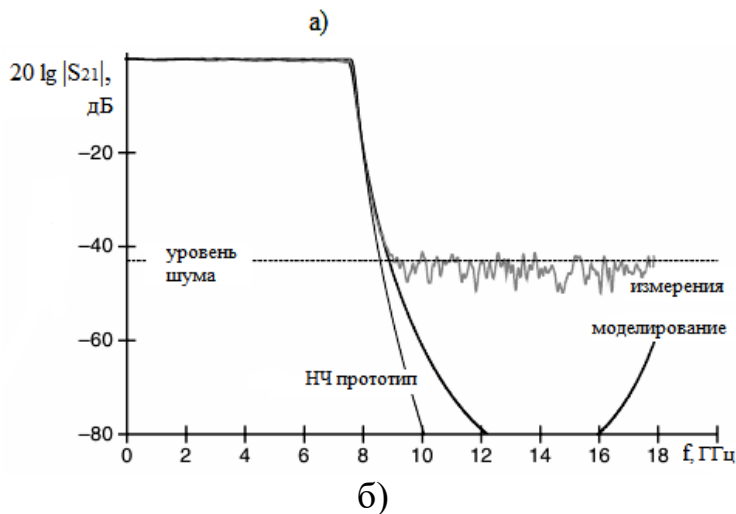
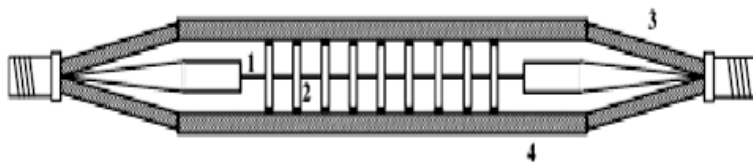


Рисунок 8.20 – Коаксиальный фильтр нижних частот: а) – эскиз, б) – частотная характеристика

микрополосковой конструкции, используя короткие отрезки линии передачи. Степень приближения данного фильтра к прототипу, зависит от того: а) насколько отрезки линий короче наименьшей длины волны в полосе пропускания, б) насколько велико сопротивление высокоомной линии и мало сопротивление низкоомной линии.

Реализация фильтра (рис. 8.19.) в виде конст-

рукции с полусосредоточенными элементами показана на рис. 8.20а. Этими элементами являются чередующиеся отрезки коаксиальной линии с большим - 1 и малым - 2 волновыми сопротивлениями, которые реализуют последовательно включенные L и параллельным включенные C , соответственно. Конусы 3 на концах являются плавными переходами к стандартной коаксиальной линии. Вся конструкция фильтра помещена в металлический цилиндр 4. На рис. 8. 20б приведены его теоретическая и экспериментальная частные характеристики.

8.8.3 Фильтры верхних частот

Фильтр верхних частот (рис. 8.21) с граничной частотой, которая доходит до 1.5 ГГц, а в некоторых случаях и до 2 ГГц, можно легко построить на полусосредоточенных элементах.

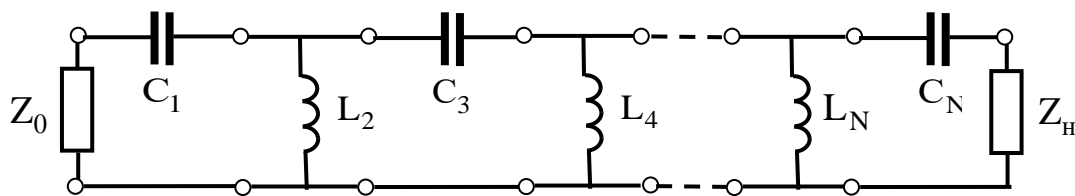


Рисунок 8.21 – Схема фильтра верхних частот

средоточенных элементах. На частотах, превышающих 1,5 – 2 ГГц, размеры фильтров верхних частот на полусосредоточенных элементах, становятся настолько малыми, что бывает удобнее применить другие типы структур.

На рис. 8.22 приведен эскиз одной из возможных реализаций фильтра

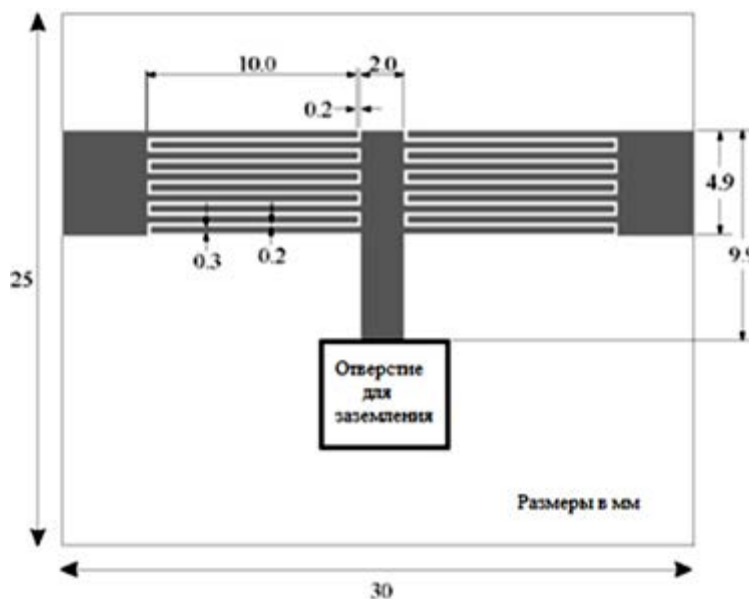


Рисунок 8.22 – Микрополосковый ФВЧ

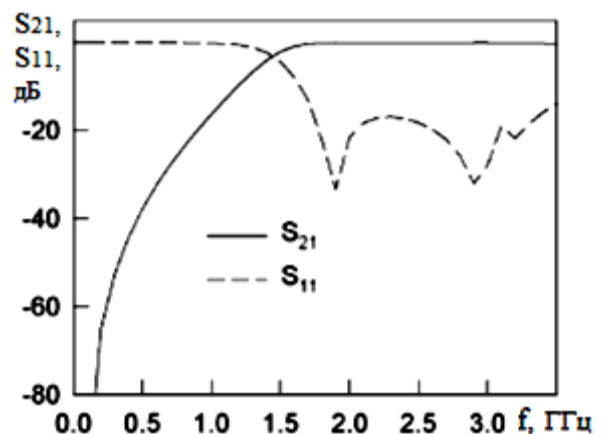


Рисунок 8.23 – Частотная характеристика микрополоскового ФВЧ

верхних частот в виде микрополосковой конструкции, а на рис. 8.23 его частная характеристика.

Как видно из рисунка, последовательные ёмкости реализуются межпальцевыми емкостями, а параллельные индуктивности – короткозамкнутыми шлейфами.

8.8.4 Полоснопропускающие фильтры

Фильтры с четвертьволновыми связями

В общем случае эквивалентная схема полосового фильтра имеет вид, приведённый на рис. 8.24. Непосредственная реализация такой схемы на СВЧ

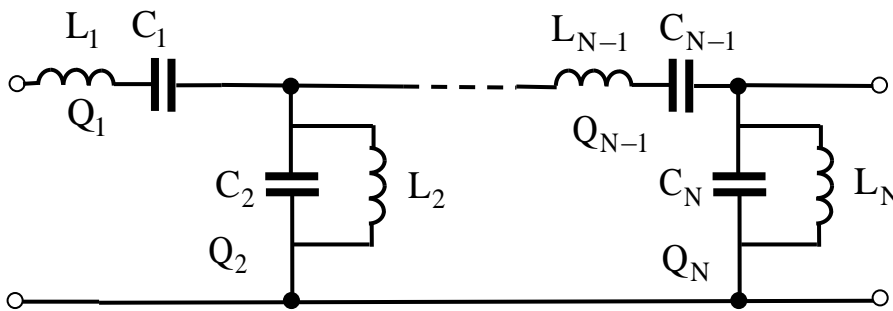


Рисунок 8.24 – Схема ППФ

затруднительна или вообще невозможна, поскольку нет конструктивных элементов эквивалентных последовательному контуру, включённому последовательно. Однако

известно (см. раздел 8.5), что параллельный контур, включённый параллельно с присоединёнными к его входу и выходу четвертьволновыми отрезками линии передачи эквивалентен по своим частотно-избирательным свойствам последовательному контуру, включённому последовательно. Поэтому часть схемы, изображённой на рис. 8.24, состоящая из двух последовательных контуров с

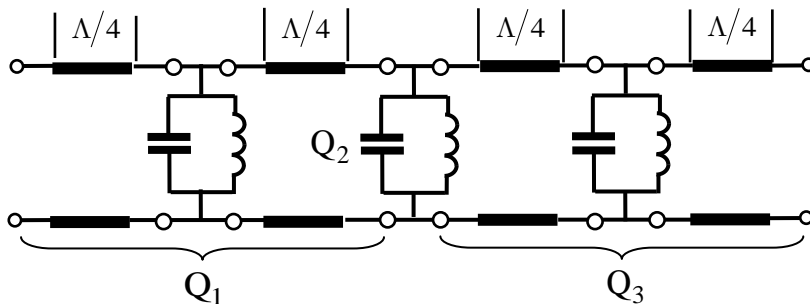


Рисунок 8.25 – Схема, эквивалентная схеме 8.24

добротностями Q_1, Q_3 , включенных последовательно и одного параллельного контура с добротностью Q_2 , включенного параллельно между ними, может быть заменена

эквивалентной (рис. 8.25). Здесь Q_3 есть добротность резонатор, реализующих параллельный контур схемы 8.24, а Q_1, Q_3 - добротности резонаторов, которые совместно с прилегающими к ним $\lambda/4$ отрезками линии передачи, реализуют

последовательные контуры схемы. Последняя схема значительно удобнее для реализации, так как она, во-первых, состоит из контуров одного типа, и, следовательно, для её реализации потребуются резонаторы одного типа, что конструктивно более целесообразно, во-вторых, параллельный контур легко реализуется с помощью проходного резонатора. Фильтры, соответствующие эквивалентной схеме 8.25 получили название фильтров с $\Lambda/4$ связями (рис. 8.26).

Фильтры с четвертьволновыми связями, обладают рядом достоинств:

а. Удобство конструктивного выполнения. Отдельные секции фильтра могут сочленяться с помощью стандартных разъёмов, так как отрезки линий связи нерезонансные.

б. Схема построения фильтров позволяет производить отдельно расчёт и настройку каждого звена.

в. Производство фильтров с четвертьволновыми связями, облегчённо благодаря большим допускам на размеры линии связи.

К недостаткам этих фильтров следует отнести большие габариты, а также ограничения по полосе частот (не более 10-15%), в которой сохраняется приемлемая точность расчёта.

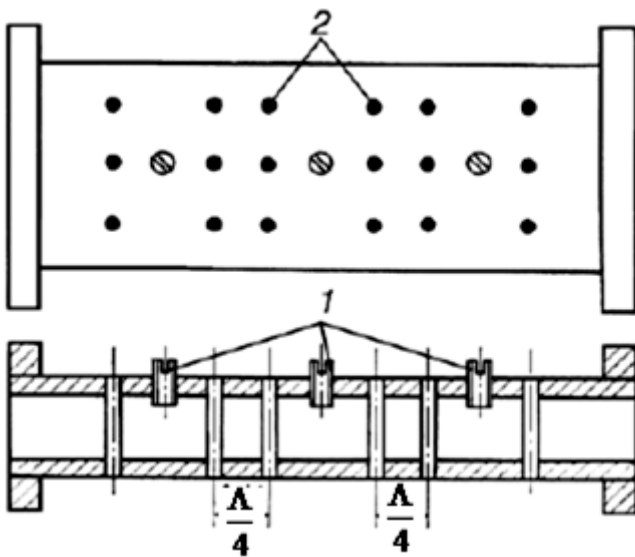


Рисунок 8.26 – Волноводный ППФ с четвертьволновыми связями:

1 – настроечные емкостные винты,
2 – индуктивные штыревые диафрагмы

Наиболее простым методом реализации ППФ, является установка на расстоянии $\Lambda/4$ резонансных элементов, в качестве которых могут быть взяты резонансные диафрагмы или проходные резонаторы в волноводном исполнении, резонансные отрезки линий в микрополосковом и коаксиальном.

Ввиду того, что соединительные отрезки линий частотно избирательны, взаимно однозначное соответствие между схемами, изображёнными на рис. 8.24 и рис. 8.26 существует только на резонансной частоте.

Основным элементом волноводных фильтров, является проходной резонатор. Собственная добротность Q_0 волноводных резонаторов велика, а для широкополосных фильтров нагруженные добротности, должны быть малы. Это достигается с помощью сильной связи между резонаторами. Резонаторы с слабой связью используются для узкополосных фильтров.

Резонатор со слабой связью, обычно образуется из волновода с помощью закорачивающих поперечных пластин с малыми отверстиями связи. Резонатор с сильной связью создается в виде участка волновода, ограниченного с обеих сторон двумя штыревыми индуктивными диафрагмами со сравнительно малой нормированной проводимостью.

Эскиз трёхзвенного фильтра, выполненного на волноводных резонаторах с штыревыми индуктивными диафрагмами, приведён на рис. 8.26.

Фильтры с непосредственными связями

Существует способ уменьшения общей длины фильтра и упрощения конструкции без изменения его частотных свойств. Оказывается, что заднюю диафрагму первого резонатора, $\Lambda/4$ отрезок и входную диафрагму второго резонатора можно заменить некоторой эквивалентной диафрагмой, причём её параллельная проводимость больше проводимостей исходных диафрагм. Это облегчает конструктивное выполнение индуктивных диафрагм – можно увеличить число стержней или их диаметр.

Эквивалентная схема волноводного фильтра очень проста: это линия с шунтирующими индуктивностями, разнесёнными на $\Lambda/2$ (рис. 8.27а). Для

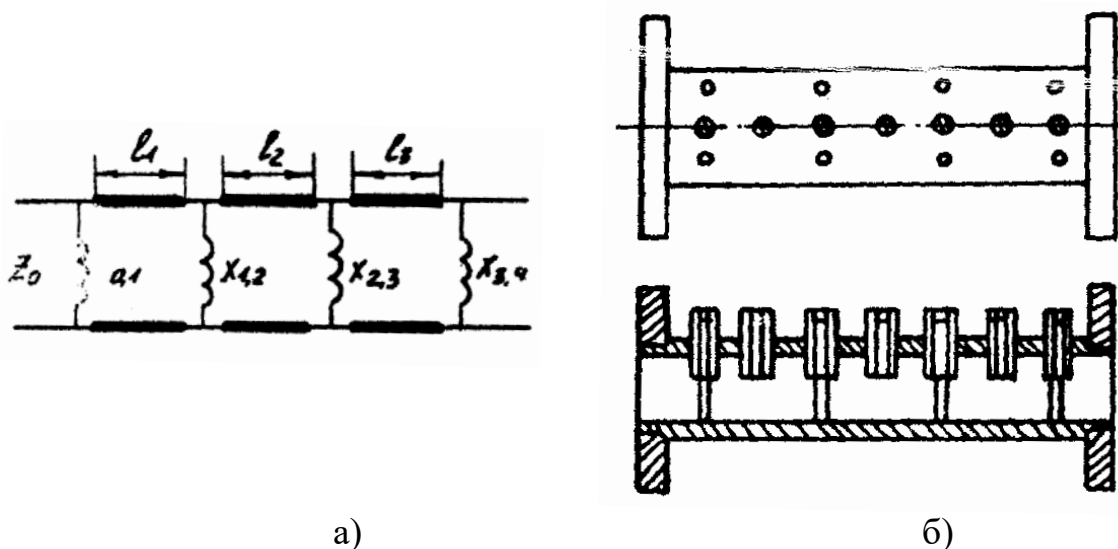


Рисунок 8.27 – ППФ с непосредственными связями: а) эквивалентная схема б) – эскиз фильтра

окончательной настройки волноводного резонатора и проводимости диафрагмы вводятся настроечные ёмкостные штыри в плоскости диафрагмы и в центре резонатора (рис. 8.27б).

8.8.5 Фильтры на связанных линиях

Широкое применение в микроволновом диапазоне нашли полосно-пропускающие фильтры на связанных линиях (рис. 8.28).

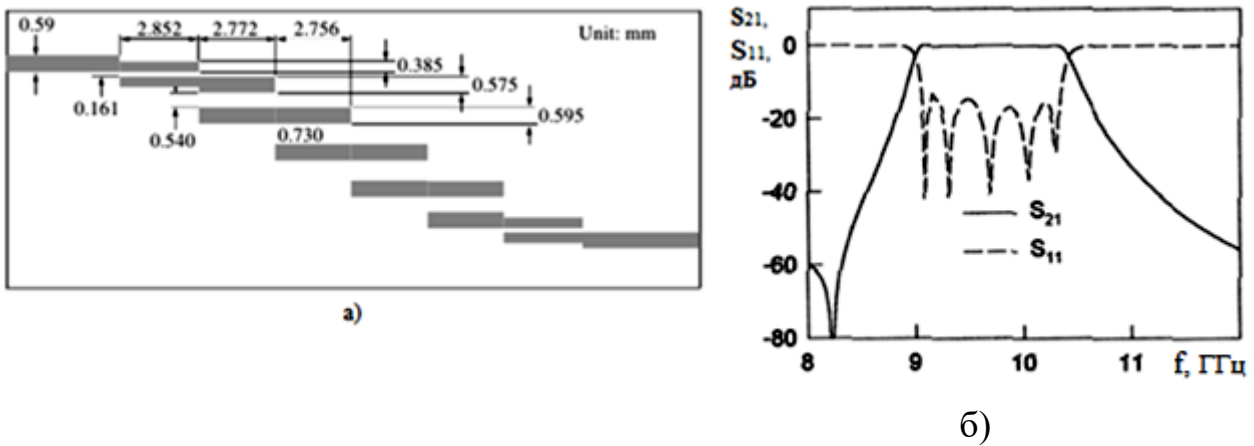


Рисунок 8.28 – Микрополосковый фильтр на связанных линиях:
а) – топология, б) – частотная характеристика

Простейшим элементом такого фильтра, является звено, состоящее из пары связанных линий. Каждая из связанных линий чаще всего реализуется линией, разомкнутой на конце.

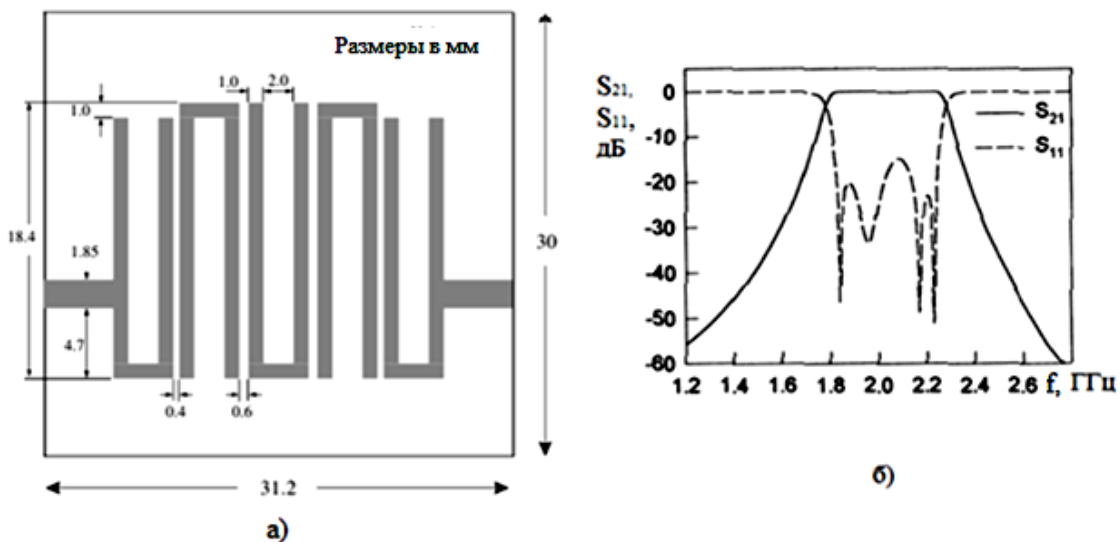


Рисунок 8.29 – ППФ на шпильковых микрополосковых линиях:
а) топология, б) частотная характеристика

Микрополосковые фильтры на связанных линиях формируются на основе каскадного соединения упомянутых звеньев. Следует отметить, что микрополосковые фильтры на связанных линиях весьма чувствительны к технологическим допускам.

В тех случаях, когда имеются жёсткие ограничения на размер фильтра, каждый резонансный отрезок изгибают в виде шпильки (рис. 8.29 а). Связь между резонаторами осуществляется за счёт краевых полей между соседними элементами. Одна из серьёзных проблем микрополосковых фильтров, связана с трудностями получения малых потерь в полосе пропускания, что обусловлено ограниченной добротностью существующих микрополосковых резонаторов.

8.8.6 Полоснозапирающие фильтры

К большинству устройств микроволнового диапазона, предъявляются требования передачи определённых частот сигнала от одного участка тракта к другому с минимальным затуханием. При этом нежелательные частоты достаточно надёжно подавляются полоснопропускающими фильтрами обычного типа. Однако, если на какой-нибудь определённой частоте, помеха особенно велика, для её подавления должны быть приняты специальные меры. Часто, один или несколько полоснозапирающих фильтров, подавляющих только определённые нежелательные частоты, оказываются более эффективными по сравнению с полоснопропускающим фильтром, рассчитанным на подавление широкого диапазона частот вне требуемой полосы пропускания.

Схема режекторного фильтра получается путём перемены местами параллельных контуров в схеме полосового фильтра (рис. 8.30). Однако, более

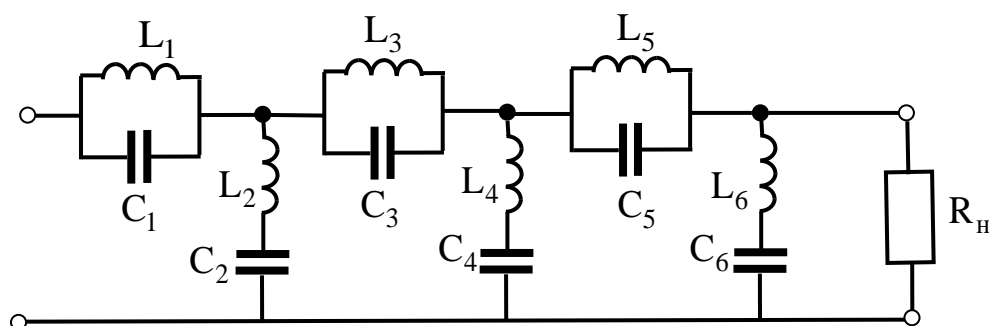


Рисунок 8.30 – Схема ПЗФ

удобной для реализации оказываются схемы, показанные на рис. 8.31, то есть схемы ПЗФ с четвертьволновыми связями. Они могут быть получены из схе-

мы, изображённой на рис. 8.30, точно таким же образом, как получается схема ППФ с четвертьволновыми связями.

Цепь, приведённую на рис. 8.31а, удобно реализовывать в микрополос

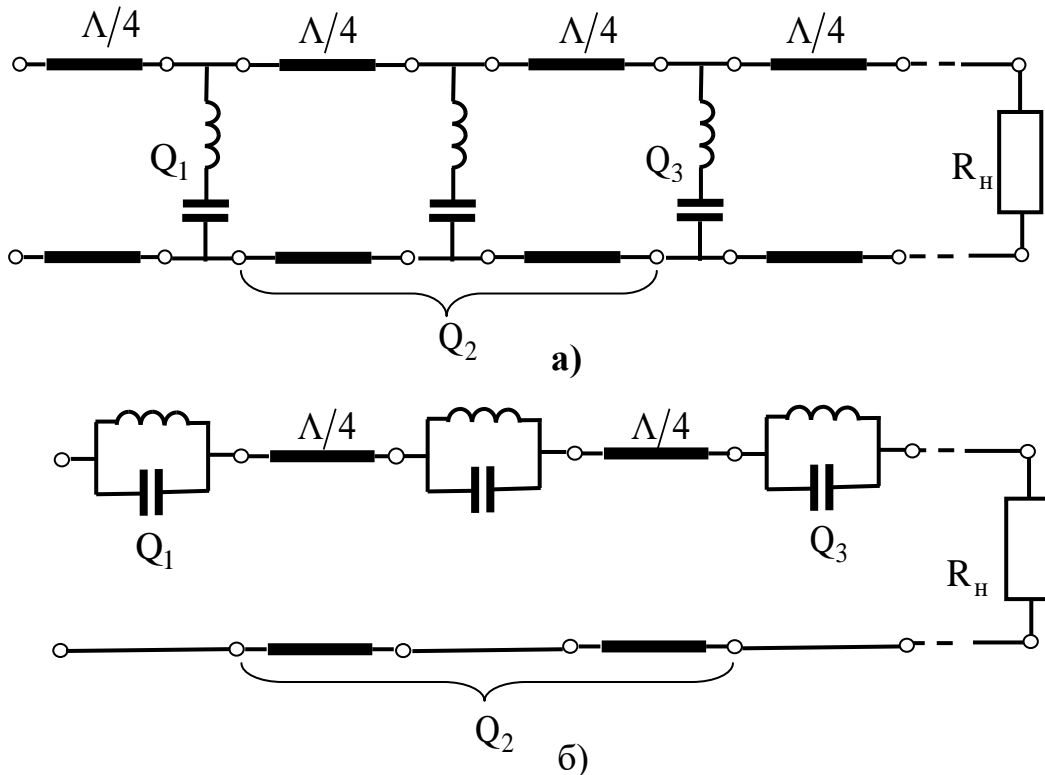


Рисунок 8.31 – Схемы ПЗФ, эквивалентные схеме рис. 8.30

ковом или коаксиальном виде с помощью шлейфов, не имеющих контакта с основной линией, как показано на рис. 8.32а. При этом сами шлейфы играют роль индуктивностей, а зазоры между шлейфами и основной линией, образуют емкости, согласно схеме, приведенной на рис. 8.31. На другом конце шлейфы могут быть короткозамкнутыми, тогда их электрическая длина должна быть чуть меньше 90° ; либо разомкнутыми, тогда их электрическая длина чуть меньше 180° . Шлейфы располагаются на расстоянии четверти длины волны на средней частоте полосы затухания друг от друга. Такого типа фильтры подходят больше всего, когда требуется полосе запираия 20% или меньше.

При реализации волноводного варианта фильтра (рис. 8.32.б), используется схема 8.31б, так как реализация последовательного контура, включенного параллельно затруднительна. В нём применяются объёмные резонаторы, длина которых чуть меньше половины длины волны в волноводе на резонансной частоте, и связанные с основным волноводом индуктивными диафрагмами. Для

того, чтобы избежать взаимодействия между краевыми полями в различных

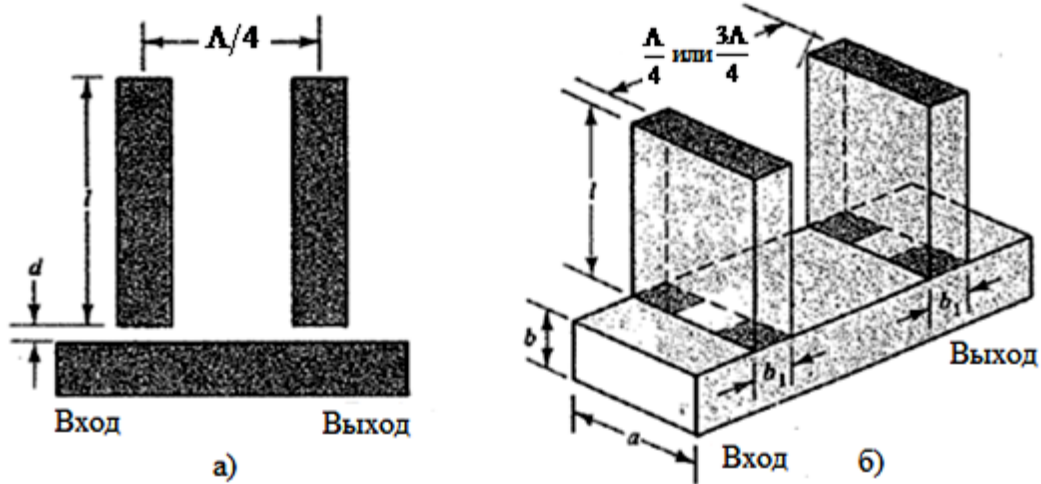


Рисунок 8.32 – Микрополосковая и волноводная структуры для узкополосных ПЗФ

диафрагмах, резонаторы располагаются на расстоянии $3\Lambda/4$ друг от друга.

8.9 Современные технологии микроволновых фильтров

Современные микроволновые фильтры разрабатываются на основе трех технологий: высокотемпературной сверхпроводимости, сегнетоэлектриков и LTCC (рис. 8.33). Детальное рассмотрение этих технологий позволяет выявить



Рисунок 8.33 – Современные технологии микроволновых фильтров

их преимущества и недостатки, а также области применения.

8.9.1 Фильтры на основе высокотемпературных сверхпроводников

Использование высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) современных микроволновых фильтров является одной из передовых технологий, которая, возможно в недалеком будущем, завоюет значительное место при изготовлении фильтров для коммуникационных и электронных системах, медицинской аппаратуре и военной промышленности. Уже сейчас во многих базовых станциях мобильной связи устанавливаются фильтры на основе ВТСП, что говорит о перспективности исследований в данной области.

Как известно, сверхпроводники – это материалы, которые обладают нулевым сопротивлением постоянному току ниже некоторой (ненулевой по Кельвину) температуры. Эта температура, при которой собственное сопротивление резко изменяется, называется критической температурой или температурой перехода. Для переменного тока сопротивления не достигает нуля, и растет с увеличением частоты (рис. 8.34). Тем не менее, на частотах от 1 ГГц до 10 ГГц сопротивление сверхпроводника примерно в тысячу раз меньше сопротивления обычного проводника. Этого вполне достаточно для того, чтобы значительно улучшить характеристики микроволновых фильтров.

Из (8ю34) видно, на частоте 2 ГГц поверхностное сопротивление ВТСП

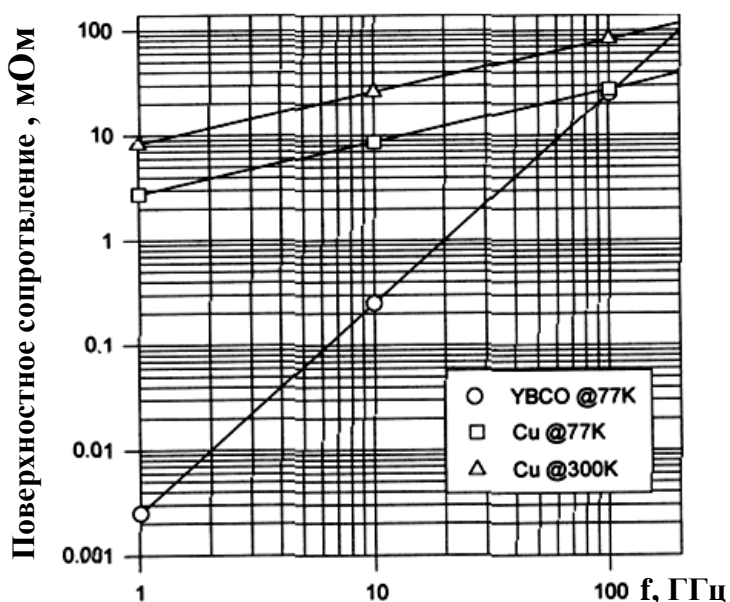


Рисунок 8.34 – Зависимость поверхностного сопротивления сверхпроводника YBCO и меди от частоты при различных температурах

при температуре 77 К в тысячу раз меньше, чем у меди при температуре 300 К. Для примера рассмотрим медный резонатор с добротностью $Q=250$ на частоте 2 ГГц при температуре 300 К. Так как добротность обратно пропорциональна поверхностному сопротивлению, то если сделать такой же резонатор на основе ВТСП, очевидно, что его добротность будет примерно $250 \cdot 10^3$.

Трудности при создании фильтров на основе ВТСП связаны с подложкой.

Для того чтобы вырастить хороший кристалл, необходимо, чтобы кристаллическая решетка подложки совпадала на поверхности стыка с кристаллической решеткой сверхпроводника. В противном случае в пленке будет происходить некоторое напряжение, которое в свою очередь может приводить к деформациям и смещениям. В некоторых случаях, подложка может вступать в химическую реакцию со сверхпроводником, «загрязняя» последний и ухудшая его качество. До сих пор не найдено идеальной подложки для ВТСП пленок. Но, тем не менее, в настоящее время уже есть множество достаточно хороших подложек, которые обеспечивают достаточно хорошие характеристики (алюминат лантана ($LaAlO_3$ или LaO), оксид магния (MgO), сапфир (Al_2O_3)).

Еще одним недостатком ВТСП является то, что данные материалы начинают проявлять нелинейность диэлектрической проницаемости при достижении некоторой критической величины магнитного поля. Нелинейность поверхностного сопротивления не только увеличивает потери в фильтре, но и является причиной появления побочных гармоник. Это особенность ВТСП является главной причиной ограничения мощности сигнала, с которой может работать фильтр. Для многих устройств, работающих с малыми мощностями (например, приемники), нелинейные эффекты ВТСП не проявляются. Для устройств, работающих с большими мощностями, границу допустимой мощности можно поднять тремя способами: совершенствование материалов, уменьшение рабочей температуры и уменьшение максимумов плотности тока, распределяя её более равномерно вдоль большей поверхности. (Типичная допустимая рабочая мощность ВТСП фильтра – 100 Вт).

8.9.3 Керамика с низкой температурой обжига

Технология низкотемпературного обжига керамики позволяет создавать монолитные, объемные, достаточно недорогие СВЧ устройства. Суть её состоит в том, что требуемое устройство распределяется на нескольких слоях керамики, которая потом прессуется и подвергается обжигу. Её отличительная особенность состоит в том, что обжиг производится при температуре ниже 1000 градусов по Цельсию. Таким образом, керамика обжигается при температуре, которая ниже точки плавления большинства хорошо проводящих материалов (таких как золото, серебро или медь). Появилась возможность использования металлизации с низкими потерями, что является значительным преимуществом перед технологией обжига высокотемпературной керамики (в ней используют

более огнестойкую металлизацию, в которой присутствуют большие потери – вольфрам и марганец).

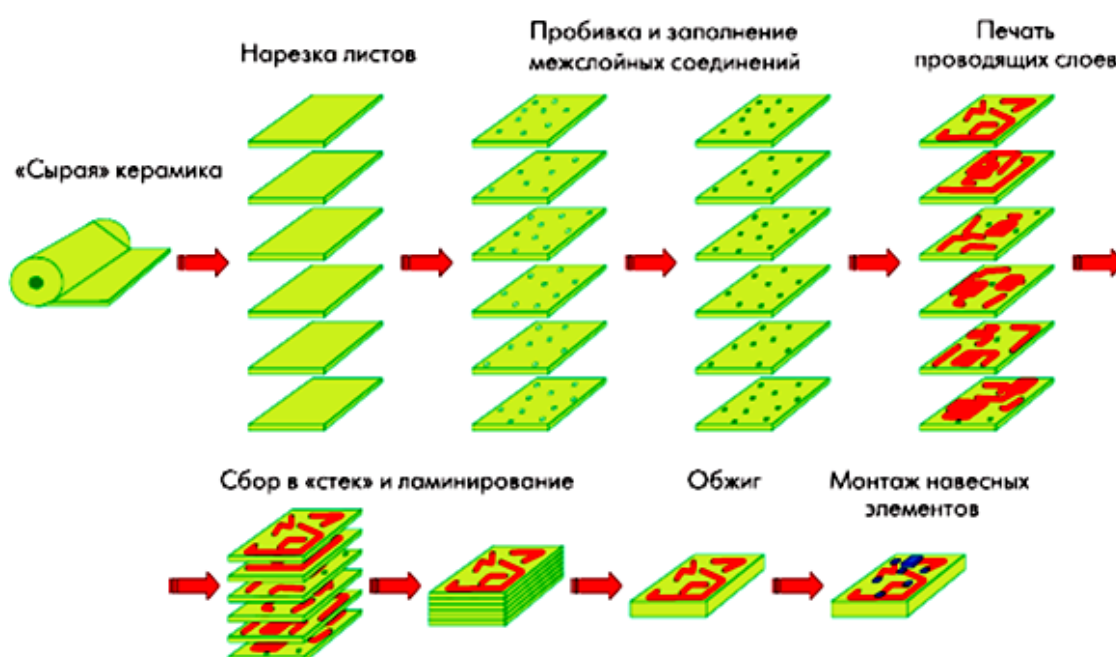
Данная технология предоставляет разработчику возможность проектирования во всех трех измерениях, процесса изготовления компонентов является достаточно простым и недорогим, а количество слоев – практически неограниченным. Именно поэтому фильтры, рассматриваемые в данной работе, проектировались для изготовления на основе LTCC технологии, которая более подробно будет рассмотрена далее.

Многослойные схемы могут включать в себя элементы с распределенными параметрами, использующиеся в традиционных (однослойных) гибридных схемах, а также квазисосредоточенные RLC-элементы, которые могут выполняться в одном или нескольких слоях. Многослойная керамическая структура с размещенными внутри пассивными элементами может выступать в роли подложки, на которую монтируются другие, в том числе активные, элементы СВЧ тракта, преобразователь частоты (смеситель) и отдельные схемы цифровой обработки сигналов. Это позволяет создавать малогабаритные многофункциональные приемопередающие модули для средств беспроводной и мобильной связи, выполненные на единой подложке.

Рассмотрение основных технологий современного производства фильтров показывает, что каждая из них обладает своими преимуществами. Рассмотрим далее более детально технологию LTCC, так как именно она дает возможность в большей степени удовлетворить всем требованиям, предъявляемым к современным фильтрам, а именно: высокое качество, малые размеры и дешевизна.

8.9.4 Технология LTCC

LTCC (англ. Low Temperature Co-fired Ceramic – низкотемпературная совместно обжигаемая керамика) – это технология, которая позволяет создавать многослойные схемы с помощью отдельных слоев, на которые нанесены проводящие, диэлектрические и/или резистивные пасты (Рис. В.7). Эти отдельные листы подвергаются ламинации и затем все вместе обжигаются. Это экономит время, деньги и уменьшает размеры устройства. Преимуществом данной технологии является то, что каждый отдельный слой может быть проверен (на наличие неточностей и повреждений) и заменен до обжига и таким образом преду-



преждается повторное производство нового устройства. Так как обжиг произ-

Рисунок 8.40 – Технологический процесс изготовления многослойных ИС на LTCC

водится при температуре около $850\text{ }^{\circ}\text{C}$, то стало возможным использование хорошо проводящих материалов (серебра или золота) вместо молибдена и вольфрама (используемых в HTCC).

В производстве LTCC на заводе компании EPCOS AG возможно использование керамики NEG MKE-100, со значением относительной диэлектрической проницаемости 7.8.

Возможные толщины слоев керамики – 38 мкм, 55 мкм, 72 мкм и 98 мкм.

Положительным свойством использования более тонкого слоя диэлектрика является то, что, например, для одинакового значения емкости при уменьшении толщины слоя, прямо пропорционально уменьшается площадь пластин конденсатора. То есть можно реализовать конденсаторы меньшего размера. Также при уменьшении толщины слоя, возрастает разрешающая способность расположения элементов по вертикали.

По этим причинам для производства выбрана толщина слоя – 38 мкм. На производстве применяется набор серебряных паст, (AgPd) фирмы DuPont. Проводимость паст – $4.4 \cdot 10^6$ См/м. Номинальная толщина слоя печатных проводников 10 мкм.

Элементарная база многослойных схем на основе LTCC

В однослойных гибридных ИС СВЧ основную часть площади подложки занимают пассивные компоненты. Одним из основных преимуществ многослойных ИС является очень высокая плотность компоновки пассивных компонентов за счет их размещения в нескольких слоях LTCC. Благодаря увеличению степени интеграции можно значительно уменьшить габариты СВЧ устройств.

Технология LTCC, предоставляет возможности для реализации пассивных компонентов в виде отрезков линий передачи (элементов с распределенными параметрами) и квазисосредоточенных LC-элементов.

Как и в планарных (однослойных) ИС СВЧ, в многослойных структурах

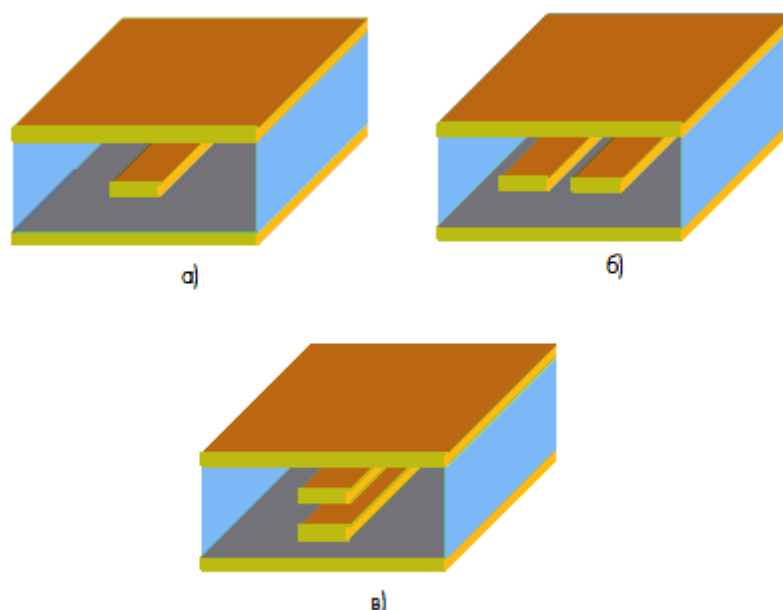


Рисунок 8.41 – Симметричная полосковая линия передачи – а), связанные полосковые линии: б) – с боковой, в) – лицевой связью

могут использоваться отрезки полосковых, микрополосковых и копланарных линий передачи. На практике наиболее часто применяется симметричная полосковая линия передачи (рис. 8.41а). Наличие экранов сверху и снизу структуры исключает потребность в дополнительном корпусировании устройства.

В отличие от планарных ИС СВЧ, размещение элементов в нескольких слоях позволяет реализовывать связанные линии передачи не с боковой (рис. 8.41б), а с более сильной лицевой связью (рис. 8.41в), предоставляя тем самым дополнительную степень свободы, необходимую для создания направленных ответвителей с сильной связью и широкополосных фильтров.

Преимуществом элементов с распределенными параметрами — отрезков линий передачи, шлейфов, резонаторов и т. д. является сравнительно высокая добротность. Главный недостаток — значительные габариты устройств, выполненных на таких элементах, которые тем больше, чем ниже рабочая частота.

Поэтому для нижней части микроволнового диапазона (1–5 ГГц) целесообразно реализовывать устройства на квазисосредоточенных LC-элементах (квазисосредоточенными принято называть элементы, геометрические размеры которых меньше $1/8$ длины волны в линии), что позволяет обеспечить малые габариты устройств даже при использовании керамики с невысокой диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 7 - 10$. Еще одним преимуществом таких устройств является отсутствие паразитных резонансов высших гармоник, которые характерны для устройств на элементах с распределенными параметрами.

Квазисосредоточенные емкостные элементы выполняются в виде плоскопараллельных (рис. 8.42а) или встречно-штыревых конденсаторов. Встречно-штыревые конденсаторы могут быть однослойными (рис. 8.42б) или многослойными (рис. 8.42в).

Квазисосредоточенные индуктивные элементы выполняются в виде отрезков линий передачи, входной импеданс которых носит индуктивный характер. В простейшем случае индуктивность представляет собой прямой отрезок линии передачи (рис. 8.43а). Такие элементы используют для реализации высокодобротных индуктивностей небольших номиналов (до 2 нГн). С целью эффективного использования площади подложки отрезкам линии придают форму петли (рис. 8.43б) или меандра (рис. 8.42в). Спиральная индуктивность (рис. 8.43г) позволяет получить большие по сравнению с петлевой и меандровой реализациями номиналы за счет положительной взаимной индуктивности между витками. Это связано с тем, что в спиральной индуктивности направление

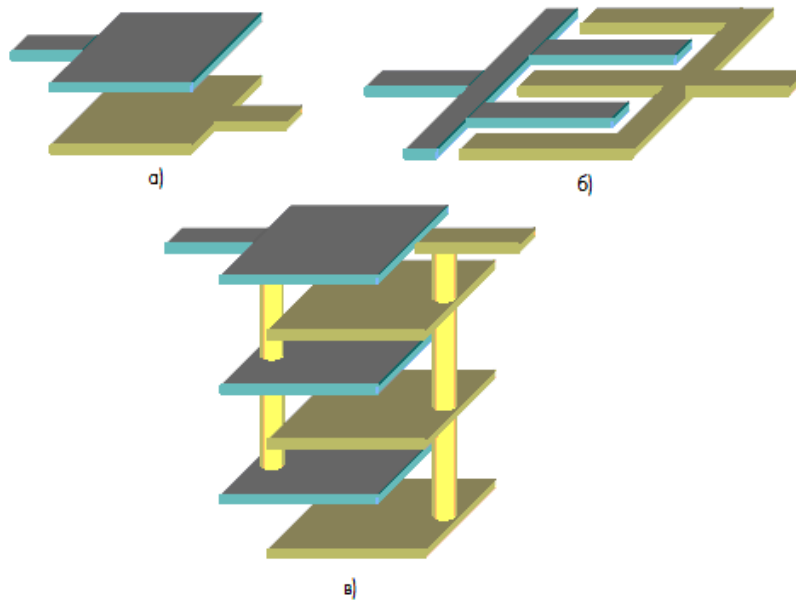


Рисунок 8.42 – Квазисосредоточенные емкостные элементы

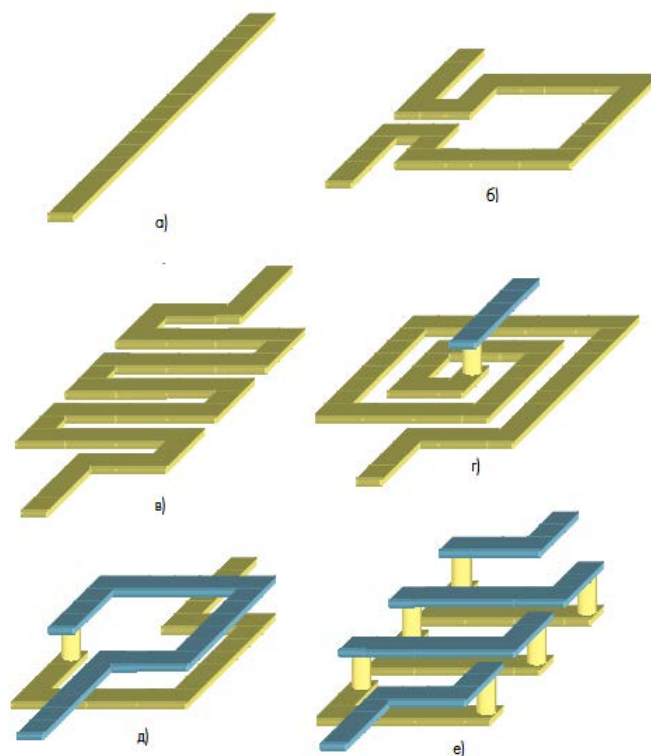


Рисунок 8.43 – Квазисосредоточенные индуктивные элементы

тока одинаково для всех витков, в то время как в соседних проводниках меандровой или петлевой индуктивности ток течет в противоположных направлениях, вследствие чего взаимная индуктивность отрицательна. Номинал спираль-

ных индуктивностей может достигать 50 нГн в зависимости от геометрии структуры: количества витков, ширины полосковых проводников и расстояний между ними.

В многослойных схемах на основе LTCC также возможна реализация трехмерных индуктивных элементов, расположенных в нескольких слоях, так называемых «стековых» и «соленоидных» индуктивностей.

«Стековая» индуктивность представляет собой комбинацию из нескольких спиральных индуктивностей, расположенных друг над другом в разных слоях и соединенных при помощи межслойных соединений. В простейшем случае одновитковых спиралей «стековая» индуктивность приобретает вид, показанный на рис. 8.43д. За счет магнитной связи между витками, расположенными друг над другом, «стековая» индуктивность позволяет получить большие номиналы и высокую добротность при малой занимаемой площади.

Другой вариант многослойного индуктивного элемента — «соленоидная» индуктивность (рис. 8.43е) — представляет собой пространственную спираль, витки которой перпендикулярны слоям керамики. Подобная конструкция позволяет реализовывать наибольшие значения номиналов индуктивности (до 200 нГн) при высокой добротности. Недостатком «соленоидной» индуктивности является сложность реализации.

Квазисосредоточенные индуктивные элементы могут быть включены как последовательно, так и параллельно. Для обеспечения параллельного включения индуктивного элемента один его конец соединяется с заземленным экраном посредством межслойного соединения.

Разные способы соединения квазисосредоточенных индуктивных и емкостных элементов позволяют реализовывать колебательные контуры различных типов.

Многослойные схемы на LTCC могут содержать дискретные навесные резистивные элементы или выполняемые по толсто пленочной технологии интегральные резисторы, для изготовления которых применяются специальные пасты на основе металлов с высоким удельным сопротивлением. Поверхностно-монтируемые резисторы, как правило, имеют большой номинал. Резисторы малого номинала (до 100 Ом) предпочтительнее делать интегральными. Преимущество интегральных резисторов состоит в том, что они могут не только располагаться на поверхности ИС, но и быть встроенными между слоями керамики как обычные слои металлизации.

Помимо резисторов на изготовленную многослойную схему могут устанавливаться другие навесные компоненты, среди которых пассивные и активные СВЧ компоненты и ИС,

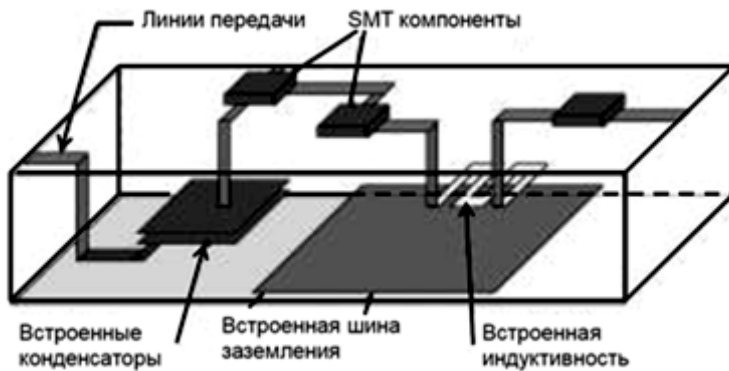


Рисунок 8.44 – 3D модель схемы, выполненной на LTCC

микроэлектромеханические системы, антенны, микропроцессоры и т. п. Технология LTCC поддерживает различные способы установки и коммутации навесных компонентов: пайку, сварку, технологию поверхностного монтажа и др.

На рис. 8.441 показана 3D модель схемы, реализованной на LTCC.

8.9.5 Фильтры на основе LTCC

На основе LTCC реализуются СВЧ фильтры как на элементах с распределенными параметрами, так и на квазисосредоточенных элементах, а также

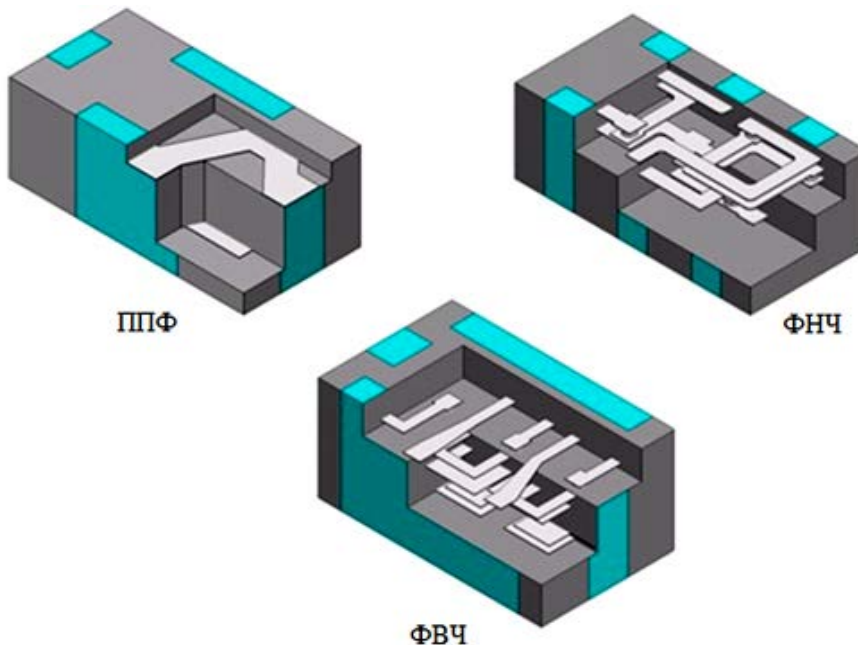


Рисунок 8.45 – Конструкции фильтров на LTCC

фильтры, использующие их комбинацию. Накопленный опыт проектирования планарных фильтров на отрезках линий передачи был успешно перенесен разработчиками на фильтры, реализуемые на LTCC. Такие фильтры, как правило, являются аналогами традиционных планарных конструкций, расширенных специфическими возможностями технологии многослойных ИС, например использованием связанных линий передачи с лицевой связью.

На LTCC одинаково удобно реализуются фильтры в полосковом, микрополосковом и копланарном исполнениях. Тем не менее, на практике наиболее часто ис-

пользуется структура полосковой линии передачи, имеющей заземленные экраны сверху и снизу. Фильтры на распределенных элементах наиболее целесообразно применять в миллиметровом диапазоне длин волн, где размеры устройств получаются достаточно малыми даже при использовании полуволновых резонаторов.

Контрольные вопросы

1. Провести классификацию СВЧ частотных фильтров. Изобразить эквивалентные схемы НЧ, ВЧ, ПП, ПЗ фильтров.
2. Объяснить общую схему проектирования СВЧ фильтров, назвать основные этапы проектирования.
3. Привести примеры конструкций ППФ и ПЭФ с непосредственными и четвертьволновыми связями. Изобразить их эквивалентные схемы.
4. В чем суть условия физической реализуемости АЧХ

Рекомендованная литература

1. Сазонов Д.М., Гридин А.И., Мишустин Б.А. Устройства СВЧ. Учебное пособие / Под ред. Д.М. Сазонова.. - М.: Высш. школа, 1981 - 295 с., ил.
2. Фельдштейн А.А., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники - М., Сов. радио, 1967, 651с.
3. Неганов В.А, Яровой В.П. Теория и применение СВЧ устройств. М.:Радио и Связь, 2006 - 720 с.
4. R. E. Collin. Foundations for Microwave Engineering. 2-nd ed. McGraw-Hill, Inc. 1992. 3924 p.
5. D. M. Pozar. Microwave Engineering. 2-nd. ed. John Willey&Sons, Inc. 1998, 716 p.