

И.А. Булатова, Е.А. Иванова, А.Н. Крюков, Э.Ю. Седышев
Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Шлейфные фильтры СВЧ в объемном интегральном исполнении

Представлена конструкция нового шлейфного фильтра в объемном интегральном исполнении на модифицированных линиях. Приведены расчеты обычного микрополоскового фильтра и его интеграция в ОИС. Представлены результаты электродинамического моделирования.

Ключевые слова: объемные интегральные схемы, шлейфные фильтры, линии передач.

Особый интерес разработчиков радиоэлектронной аппаратуры сегодня вызывают объемные интегральные схемы (ОИС) СВЧ. Связано это, в первую очередь, с усложнением систем современной электроники. Существующая элементная база гибридной и монокристаллической интегральной техники СВЧ не позволяет в полной мере удовлетворить растущие потребности современной телекоммуникационной аппаратуры. Естественным и единственным решением становится использование ОИС СВЧ. Связано это и с появлением новых технологических возможностей, что несут технологии LTCC и MEMS. Развитие вычислительных систем также открывает новые перспективы, которые позволяют разработчикам использовать компьютерное моделирование при синтезе ОИС СВЧ.

Большое значение в технике СВЧ имеют фильтры. Они являются неотъемлемой составной частью любых электронных систем, к которым относится мобильная связь, беспроводной доступ в интернет, радиорелейная связь, спутниковая связь, телевидение, а также спутниковые системы навигации, радиолокация, радиоуправление, телеметрия, радиоастрономия, и многое другое. Фильтры применяются для частотной селекции сигналов, развязки трактов приема и передачи, выделения полезных сигналов и подавления нежелательных помех.

При этом с возрастанием сложности систем связи требования к электрическим и массогабаритным параметрам устройств частотной селекции постоянно ужесточаются. Поэтому потребность в разработке новых объемных фильтров очевидна.

На данный момент методик синтеза устройств в составе ОИС СВЧ нет, разработчики пытаются найти общее при синтезе разнообразных элементов СВЧ, начиная с самых простых.

К устройствам СВЧ, где выигрыш по физической реализуемости очевиден (при многослойной реализации), можно отнести и фильтры.

На рис.1 представлен пример широко используемой схемы полосно-пропускающего фильтра. Фильтр состоит из короткозамкнутых четвертьволновых параллельных шлейфов, обозначаемых $Y_1 \dots Y_n$ и четвертьволновых соединительных линий обозначаемых $Y_{12} \dots Y_{n-1,n}$.

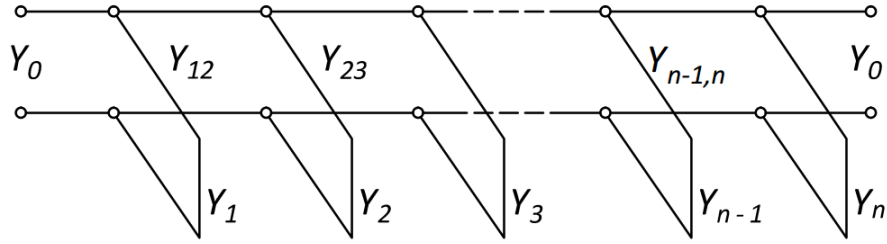


Рис. 1. Полосно-пропускающий фильтр с параллельными короткозамкнутыми четвертьволновыми шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями.

Для выбора прототипа нижних частот с требуемым числом реактивных элементов n используется следующее частотное преобразование [6,7]:

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{2}{w} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right), \quad w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad (1)$$

Более точное преобразование имеет вид:

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{-\cos\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)^n \sqrt{\left|\sin\left(\frac{\pi \omega_1}{2 \omega_0}\right)\right|}}{\cos\left(\frac{\pi \omega_1}{2 \omega_0}\right)^n \sqrt{\left|\sin\left(\frac{\pi \omega}{2 \omega_0}\right)\right|}}, \quad \frac{\omega_1}{\omega_0} = 1 - \frac{w}{2} \quad (2)$$

n – число элементов в прототипе нижних частот,
 w – относительная ширина полосы пропускания.

После того, как с помощью частотного преобразования найдено число резонаторов n , необходимое для получения требуемой крутизны характеристики, по таблицам определяются величины элементов прототипа $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{n+1}$.

Проводимость соединительных линий и шлейфов вычисляются по следующим формулам [6,7,8]:

$$\theta = \frac{\pi \omega_1}{2 \omega_0} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{w}{2} \right)$$

$$\frac{J_{12}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{C_\alpha}{g_2}}, \quad \frac{J_{n-1, n}}{Y_0} = g_0 \sqrt{\frac{C_\alpha g_{n+1}}{\sqrt{g_0 g_{n-1}}}} \quad (3)$$

$$\frac{J_{i, i+1}}{Y_0} = \frac{g_0 C_\alpha}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad \text{для } i = 2 \dots n-2$$

где $C_\alpha = 2d g_1$ и $0 < d \ll 1$

d – безразмерная постоянная, подбирая которую, можно получить нужный уровень проводимости элементов во внутренней части фильтра.

$$N_{i, i+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{i, i+1}}{Y_0} \right)^2 + \left(\frac{g_0 \omega'_1 C_\alpha \operatorname{tg} \theta}{2} \right)^2}, \quad \text{для } i = 1 \dots n-1 \quad (4)$$

Волновые проводимости параллельных шлейфов вычисляются по формулам:

$$Y_1 = g_0 Y_0 \omega'_1 (1-d) g_1 \operatorname{tg} \theta + Y_0 \left(N_{12} - \frac{J_{12}}{Y_0} \right)$$

$$Y_i = Y_0 \left(N_{i-1, i} + N_{i, i+1} - \frac{J_{i-1, i}}{Y_0} - \frac{J_{i, i+1}}{Y_0} \right), \quad \text{для } i = 2 \dots n-1 \quad (5)$$

$$Y_n = Y_0 \omega' \cdot 1 (g_n g_{n+1} - d g_0 g_1) \operatorname{tg} \theta + Y_0 \left(N_{n-1, n} - \frac{J_{n-1, n}}{Y_0} \right)$$

Волновые проводимости соединительных линий вычисляются по формуле:

$$Y_{i, i+1} = Y_0 \left(\frac{J_{i, i+1}}{Y_0} \right), \quad \text{для } i = 1 \dots n - 1 \quad (6)$$

Расчет волновых сопротивлений шлейфов и соединительных линий.

Чтобы продемонстрировать, как проектировать данный тип фильтров, зададим число шлейфов равным трем. Воспользуемся прототипом фильтра нижних частот с Чебышевской характеристикой и пульсацией 0,1 дБ в полосе пропускания. Параметры прототипа следующие:

$$g_0 = g_4 = 1,0 \quad g_1 = g_3 = 1,0315 \quad g_2 = 1,1474$$

Относительная ширина полосы пропускания равна 0,5. Центральная частота $f_0 = 2$ ГГц. Входное сопротивление 50 Ом. Параметры, вычисленные с использованием формул (3-6), приведены в таблице 1.

Таблица 1. Сопротивления шлейфов и соединительных линий

i	Z_i , Ом	$Z_{i, i+1}$, Ом
1	33,62	37,29
2	16,81	37,29
3	33,62	

Расчет микрополоскового фильтра.

Рассмотрим реализацию данного полосно-пропускающего шлейфного фильтра в микрополосковом исполнении. Этот тип фильтров широко используется в планарных ГИС.

Для проектирования микрополоскового фильтра использовалась подложка с диэлектрической проницаемостью 9,8 и толщиной 1 мм. Расчет геометрии микрополоскового фильтра приведен в таблице 2 и на рис. 2.

Таблица 2. Рассчитанные параметры для микрополоскового фильтра с тремя шлейфами

i	W_i (мм)	$\lambda_{g0i} / 4$ (мм)	$W_{i, i+1}$ (мм)	$\lambda_{g0i, i+1} / 4$ (мм)
1	2	14,11	1,68	14,23
2	5,3	13,4	1,68	14,23
3	2	14,11		

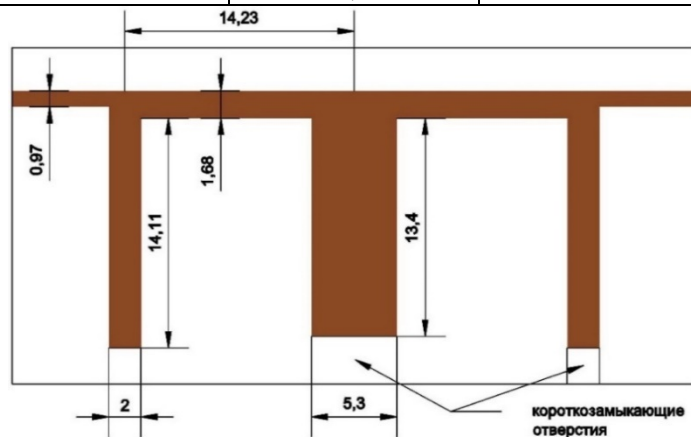


Рис. 2. Геометрия микрополоскового шлейфного фильтра (размеры в мм).

Эпюры предложенного объемного фильтра приведены на рис. 3 - 5, а его трёхмерная модель – на рис. 6. Соединительные линии реализованы на модифицированном копланарном волноводе, расчет которого приведен в [1]. В отличие от классического копланарного волновода, в котором невозможно реализовать параллельное включение линий и ветвление энергии, **модифицированный копланарный волновод позволяет это сделать**. С целью уменьшения влияния краевых эффектов и для симметрии в объемном фильтре используются двойные шлейфы.

Еще одним преимуществом фильтра на модифицированном копланарном волноводе является возможность изменять ширину перекрытия и тем самым подбирать волновое сопротивление. Шлейфы в данном фильтре являются несимметричными полосковыми линиями. Таким образом, **в состав фильтра входят разные типы линий**, что также может быть использовано для построения разнообразных узлов ОИС СВЧ. Толщина диэлектрика выбрана 1 мм., диэлектрическая проницаемость 9,8. Учитывая, что фильтр реализован в составе ОИС, слои которой заполнены диэлектриком, длины соединительных линий и шлейфов будут равны четверти длины волны в среде распространения и для центральной частоты 2 ГГц составят 12 мм.

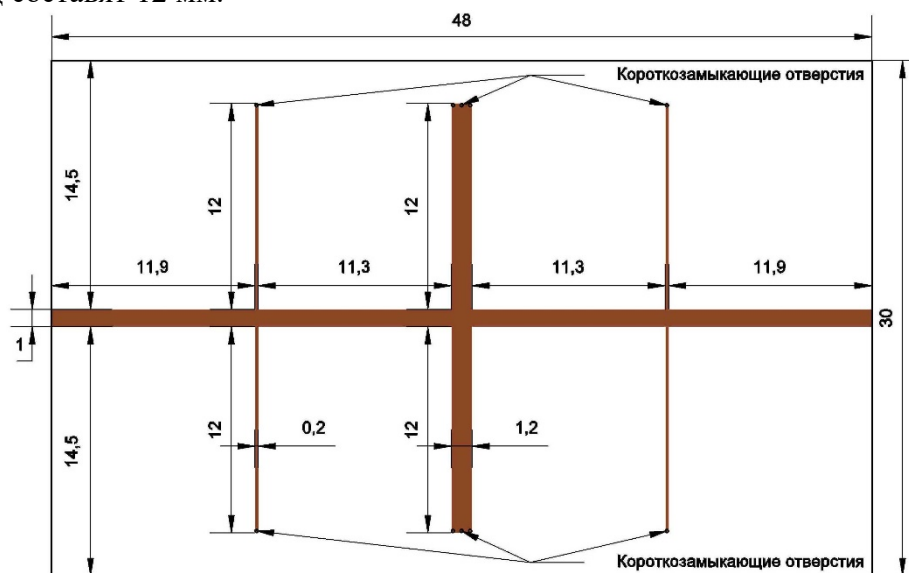


Рис. 3. Центральный слой объемного фильтра.

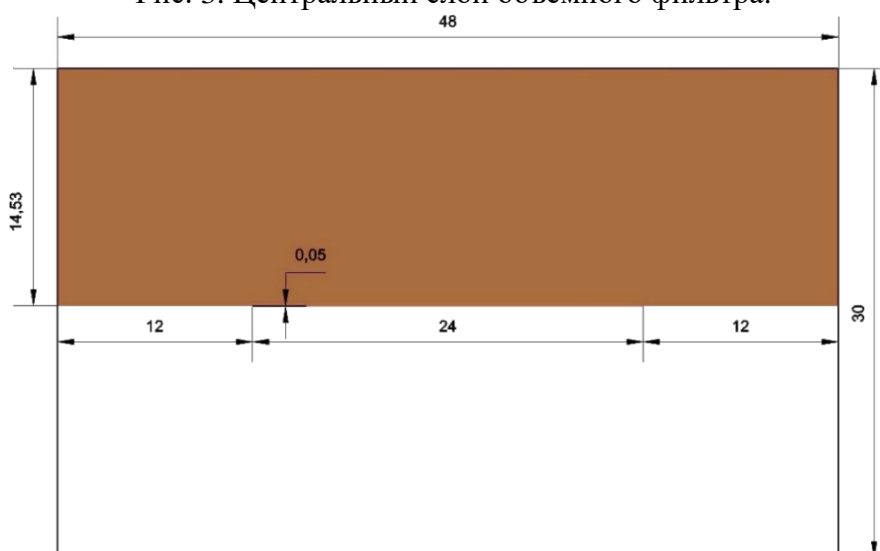


Рис. 4. Верхний и нижний слои объемного фильтра.

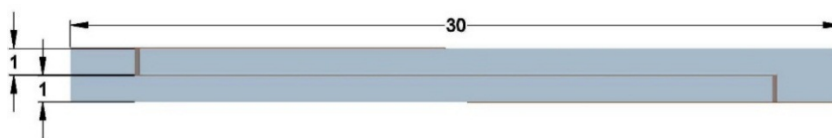


Рис. 5. Объёмный фильтр. Вид сбоку.

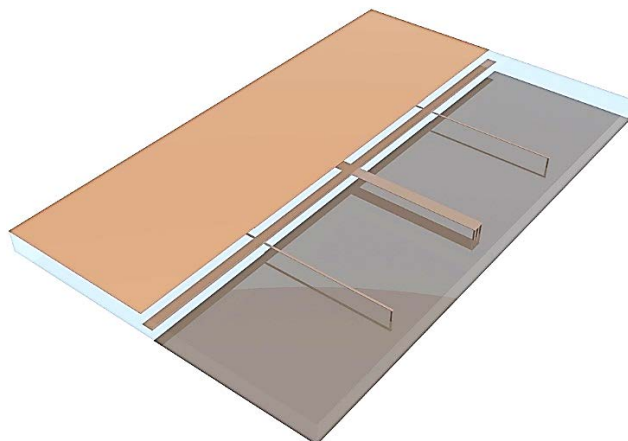


Рис. 6. Трёхмерная модель объёмного фильтра.

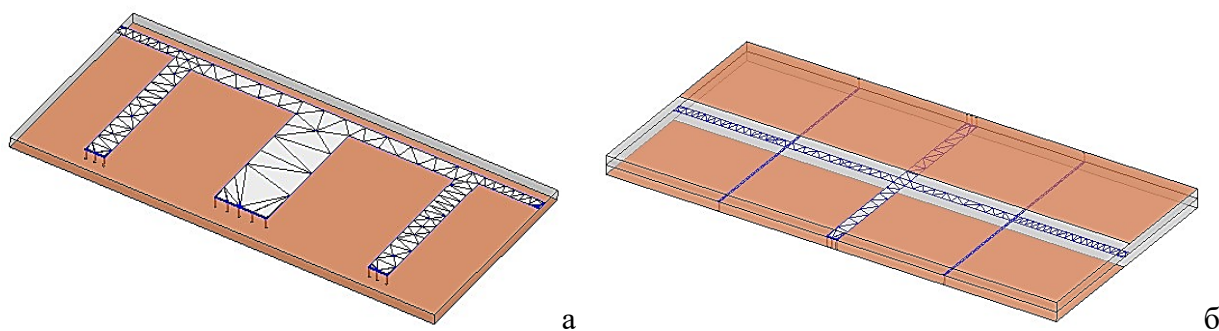


Рис.7. Трёхмерная модель ППФ на МПЛ (а) и МКПЛ (б).

Было проведено компьютерное моделирование рассчитанных топологий полосно-пропускающего фильтра (ППФ) на микрополосковой линии (МПЛ) и модифицированном копланарной волноводе. На рис.7 представлены трёхмерные модели фильтров.

На рис.8 приведен график сравнения полученных при моделировании зависимостей коэффициента отражения S_{11} и передачи S_{21} от частоты для ППФ на МПЛ и МКПЛ. Как видно из графика, получена хорошая сходимость при пересчёте фильтра на МПЛ в фильтр на модифицированных линиях [1].

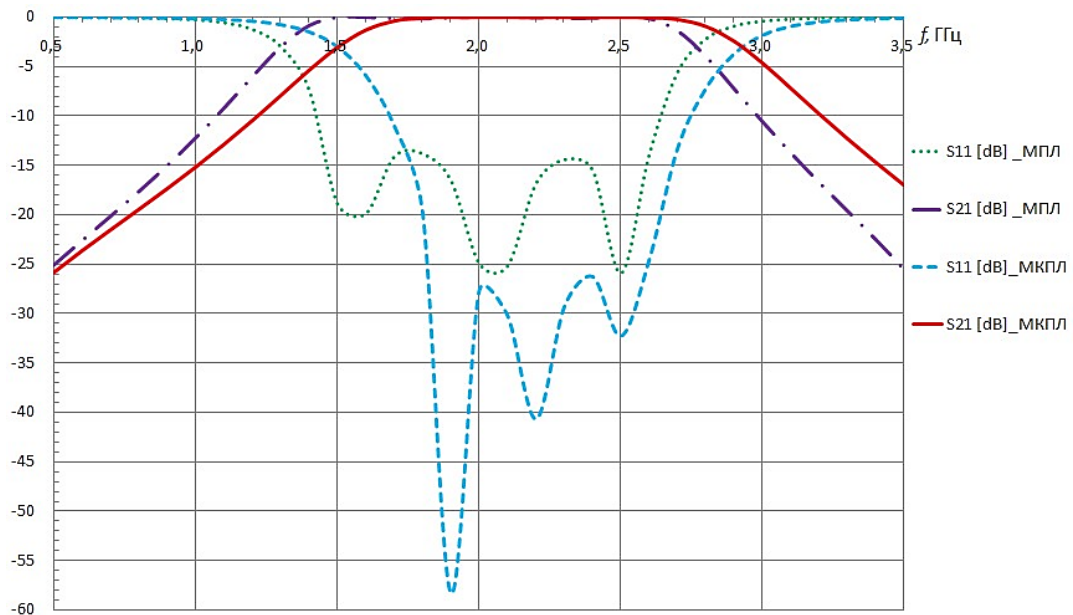


Рис.8. Зависимость S_{11} и S_{21} параметров от частоты для МПЛ и МКПЛ

Полученный график показывает принципиальную возможность реализации устройств в объёмно-интегральном исполнении на основе предложенного модифицированного копланарного волновода.

Библиографический список

1. К.В.Боброва, И.А.Булатова, Е.А. Иванова, Э.Ю.Седышев. Расчёт модифицированных линий передач для объёмных интегральных схем СВЧ // СПбГУТ им. проф. М.А.Бонч-Бруевича – 2015.
2. Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И. Объёмные интегральные схемы СВЧ // – М.: Наука – Главная редакция физико-математической литературы – 1985.
3. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. Машинное проектирование СВЧ устройств /перевод с англ. С.Д. Бродецкой, под ред. В.Г. Шейнкмана // - М.: Радио и связь – 1987.
4. Ramesh Garg and K. C. Gupta. Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline// IEEE transactions microwave theory and techniques – august 1976.
5. Brian C. Wadell. Transmission line design handbook. // 1991 Artech House, Inc
6. Д.Л. Маттей, Л.Янг, Е.М.Т. Джонс. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Перевод с английского под общей редакцией Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнера // Издательство "Связь" Москва 1971
7. G.L. Matthaei, L. Young, E.M.T. Jones. Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures.
8. Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster. Microstrip filters for RF/microwave applications // N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001.