

Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на волноводах сложного сечения, интегрированный в многослойную микросхему с применением SIW-технологии

А.А. Гадзиева, В.В. Земляков, С.В. Крутиев

Введение

Современные технологии проектирования и производства интегральных микросхем открывают возможности интегрирования в свою структуру трехмерных элементов, в частности прямоугольных волноводов и объемных резонаторов на их основе. Такая технология получила название SIW-технология. Интегрированный в подложку волновод – Substrate Integrated Waveguide (SIW) представляет собой волноводоподобную структуру, созданную двумя рядами металлических цилиндров, соединяющих две параллельные металлические пластины, ограничивающих диэлектрическую подложку. Таким образом, не планарный прямоугольный волновод может быть изготовлен в планарной форме с применением существующих технологий производства, например в виде печатных плат или керамики с низкой температурой обжига. SIW структуры демонстрируют практически те же электродинамические характеристики распространения, что и классический прямоугольный волновод, включая распределения поля и дисперсионные характеристики. Особенностью SIW структур является то, что они сохраняют большинство преимуществ классических волноводов – большая передаваемая мощность, малые потери, полностью экранированная структура, высокая добротность резонаторов; приобретая при этом особенности планарных структур – малые размеры и вес, низкая стоимость производства. Одно из главных преимуществ SIW-технологии – это возможность интегрировать все компоненты на одной подложке, включая пассивные компоненты, активные элементы и даже антенны. Более того, создавать многослойные интегральные схемы. SIW-технология может быть успешно использована для создания таких устройств как фильтры, направленные ответвители, фазовращатели, усилители, фазированные антенные решетки и антенны вытекающей волны [1].

Волноводные фильтры широко применяются в системах передачи информации, средствах радиоэлектронной борьбы, радарх и измерительном оборудовании. Основным преимуществом фильтров волноводного исполнения является минимальный уровень потерь и, следовательно, наивысшая собственная добротность особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазоне длин волн.

Известно, что применение волноводов сложного сечения (ВСС) позволяет существенно улучшить характеристики многих СВЧ-устройств. Так, например, по сравнению с прямоугольными волноводами, П- и Н-волноводы обладают более широкой полосой одномодового режима, меньшими массогабаритными показателями и низким волновым сопротивлением [2, 3].

Одним из популярных подходов при построении волноводных полосно-пропускающих фильтров является применение запердельных волноводов, т.е. волноводов, для которых рабочая частота лежит ниже критической частоты основной волны. Фильтры с участками запердельного волновода обладают меньшими линейными размерами, высоким уровнем затухания в полосе заграждения и достаточно широкой полосой пропускания [4-6].

Так, при построении фильтров на П- или Н-волноводах, в качестве запердельного волновода можно использовать прямоугольный волновод аналогичного поперечного сечения, обладающий существенно более высокой (до двух раз) критической частотой основной волны. Как следует из анализа литературы [2-6], для реализации эффективной процедуры синтеза полосно-пропускающих фильтров на гребневых волноводах необходимы строгие и высокоскоростные методики электродинамического расчета, как характеристик регулярных волноводов сложного сечения, так и плоско-поперечных стыков волноводов.

В данной работе для расчета критических волновых чисел и компонент электромагнитных полей П- и Н-волноводов использован метод частичных областей с учетом особенности электромагнитного поля на ребре [2], анализ плоско-поперечных стыков волноводов осуществлен комбинацией вариационного метода и метода интегральных уравнений, а конечные характеристики фильтра вычислялись с применением многоволновой матрицы рассеяния и теории каскадного соединения многополюсников.

Как показано, например, в работе [7] существует возможность эффективно использовать при синтезе устройств, реализованных по SIW-технологии, в качестве начального приближения результаты синтеза для их цельнометаллических аналогов. Таким образом, в данной работе осуществляется переход от классической структуры волноводного фильтра к фильтру, реализованному по SIW-технологии.

Расчет характеристик одиночных и связанных плоско-поперечных стыков волноводов

Рассмотрим произвольную электромагнитную волну с порядковым номером p из спектра собственных Н- и Е-волн ВСС с воздушным заполнением, падающую на плоско-поперечный стык в положительном направлении оси z . Потери энергии волн в металле не учитываем.

Коэффициенты отражения r_{qp}^{ba} и прохождения t_{qp}^{ba} всех волн на апертуре стыка с учетом ортогональности собственных векторных функций волноводов [3]:

$$1 + r_{pp}^{la} = \int_s \mathbf{E}_p(x, y) \rho_p^{la} \mathbf{E}_p^{la}(x, y) ds, \quad r_{qp}^{la} = \int_s \mathbf{E}_p(x, y) \rho_q^{la} \mathbf{E}_q^{la}(x, y) ds, \quad t_{qp}^{la} = \int_s \mathbf{E}_p(x, y) \rho_q^{la} \mathbf{E}_q^{la}(x, y) ds,$$

где: $\mathbf{E}_p^{la}(x, y)$ – векторное электрическое поле падающей на стык волноводов волны, $\mathbf{E}_p(x, y)$ – неизвестное векторное электрическое поле на апертуре стыка – s ; ρ_q^{ba} – нормировочный множитель, определяемый из условия ортогональности собственных векторных функций, $b = I, II$ – номер волновода; индекс $a = h, e$ – означает, соответственно, принадлежность к классу Н- или Е-волн.

Представим $\mathbf{E}_p(x, y)$ в отверстии стыка – s , в виде:

$$\mathbf{E}_p(x, y) = \sum_{i=1}^N U_{ip} \mathbf{Q}_i(x, y),$$

где U_{ip} – неизвестные коэффициенты разложения поля p -ой волны; $\mathbf{Q}_i(x, y)$ – электрические собственные векторные ортонормированные функции, удовлетворяющие граничным условиям на контуре апертур стыка.

Используя теорию цепей, можно представить плоско-поперечную неоднородность в ВСС в виде многополюсника с числом входов и выходов, равным числу падающих на неоднородность волн в каждом волноводе. Такой многополюсник описывается нормированной обобщенной многоволновой матрицей рассеяния, которая может быть представлена в виде четырехклеточной матрицы, связь между элементами которой и коэффициентами отражения r_{qp}^{ba} и прохождения t_{qp}^{ba} падающих на стык волн определяется соотношениями [8] (σ_q^b – волновое сопротивление линии b для q -ой волны):

$$S_{np}^{11} = \left(\frac{\sigma_p^I}{\sigma_n^I} \right)^{1/2} \cdot r_{np}^{Ia}, \quad S_{np}^{12} = \left(\frac{\sigma_p^{II}}{\sigma_n^I} \right)^{1/2} \cdot t_{np}^{Ia}, \quad S_{np}^{21} = \left(\frac{\sigma_p^I}{\sigma_n^{II}} \right)^{1/2} \cdot t_{np}^{IIa}, \quad S_{np}^{22} = \left(\frac{\sigma_p^{II}}{\sigma_n^{II}} \right)^{1/2} \cdot r_{np}^{IIa},$$

Используя формулы для матриц рассеяния каждого из соединяемых многополюсников, получаем матрицу рассеяния в случае каскадного соединения двух многополюсников. Аналогичным образом можно вычислить матрицу рассеяния каскадного соединения N многополюсников в заданной полосе частот.

Если плоско-поперечные стыки в ВСС располагаются близко друг от друга и соединяются короткими отрезками ВСС, то взаимодействие соответствующих многополюсников происходит как по распространяющимся волнам, так и по высшим нераспространяющимся волнам.

Синтез полосно-пропускающих фильтров на запердельных волноводах

Как известно, если в структуре фильтра использованы резонансные контуры одного и того же типа, то эффект, связанный с чередованием последовательных и параллельных контуров, достигается с помощью инверторов сопротивлений. На практике в качестве представления идеального инвертора сопротивлений широко используется Т-образная эквивалентная схема [9], характеристики которой связаны с элементами матрицы S-параметров следующими соотношениями:

$$Z_1 = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}}; \quad Z_2 = \frac{2 \cdot S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}.$$

Фазовый сдвиг φ и коэффициент связи инвертора K могут быть рассчитаны по формулам [8]:

$$\varphi = -\text{arth}(2 \cdot Z_2 + Z_1) - \text{arth}(Z_1), \quad K = |\text{th}(\varphi/2 + \text{arth}(Z_1))|.$$

В ряде работ [3-6] показано, что свойствами инвертора сопротивления обладает отрезок запердельного волновода.

В данной работе инвертор сопротивлений сформирован отрезком прямоугольного волновода, заключенного между двумя объемными резонаторами, выполненными на Н-волноводе (рис. 2). Расчет матрицы S-параметров такого сочленения может быть произведен с помощью описанной выше методики.

Процедура синтеза фильтра на запердельных волноводах выполняется в следующей последовательности [3]:

- используя исходные данные для прототипа фильтра (центральную частоту, ширину полосы пропускания, уровень затухания в полосе пропускания и т.д.), определяем количество звеньев фильтра – N и рассчитываем или берем из таблиц значения коэффициентов g_i для максимально-плоской либо Чебышевской характеристики [6, 7];

- определяем значения коэффициентов связи для инверторов сопротивлений (i – порядковый номер звена фильтра):

$$K_{0,1} = K_{N,N+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\delta\omega}{g_0 \cdot g_1}}; \quad K_{i,i+1} = \frac{\pi \cdot \delta\omega}{2} \sqrt{\frac{1}{g_i \cdot g_{i+1}}},$$

где $\delta\omega$ – относительная ширина полосы пропускания;

- рассчитываем длину участков запердельного волновода, и фазовый сдвиг;
- рассчитываем длину объемных резонаторов:

$$d_i = \frac{\lambda_g}{2\pi} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{1}{2}(\varphi_{i-1,i} + \varphi_{i,i+1}) \right]$$

где λ_g – длина волны в ВСС.

Характеристики фильтра, рассчитанного по данной методике, отличается, как правило, от заданных на величину, не превышающую 5-10 %. Дальнейшее уточнение может быть легко реализовано с помощью процедур многопараметрической оптимизации всего за несколько итерационных циклов.

Результаты синтеза полосно-пропускающих фильтров

По выше изложенной методике проведен синтез полосно-пропускающего фильтра на Н-волноводе с относительными размерами: $s/l = 0.25$, $h/l = 0.43$, $c/l = 0.084$.

На рис. 1 представлен внешний вид синтезированного полосно-пропускающего фильтра. Зависимость модулей S-параметров приведена на рис. 2 (S_{11} – сплошная линия, S_{21} – пунктирная линия). Значения длин отрезков запердельных волноводов – d_{0i}/l и длин

объемных резонаторов – d_i/l , где i – порядковый номер резонатора, с учетом симметрии структуры фильтра представлены в таблице 1.

Таблица №1

Размеры и характеристики полосно-пропускающих фильтров

Длины запредельных участков		Длины резонаторов		$\Delta k/k_0$
$d_{01,03}/l$	d_{02}/l	$d_{1,3}/l$	d_2/l	
0.223	0.533	0.575	0.484	17 %

Из графиков на рис. 2 видно, что полученный полосно-пропускающий фильтр, обладают не только достаточно широкой полосой пропускания (таблица 1), но и широкой полосой заграждения с высоким уровнем затухания в ней.

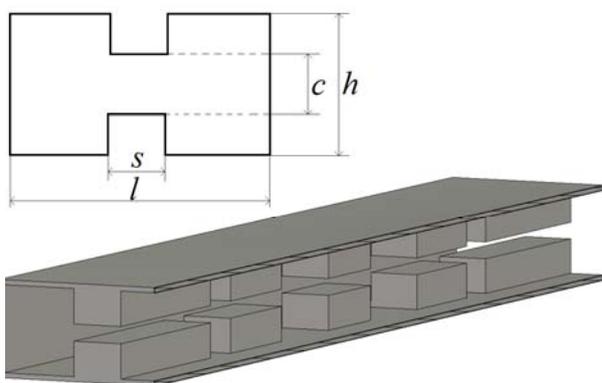


Рис. 1

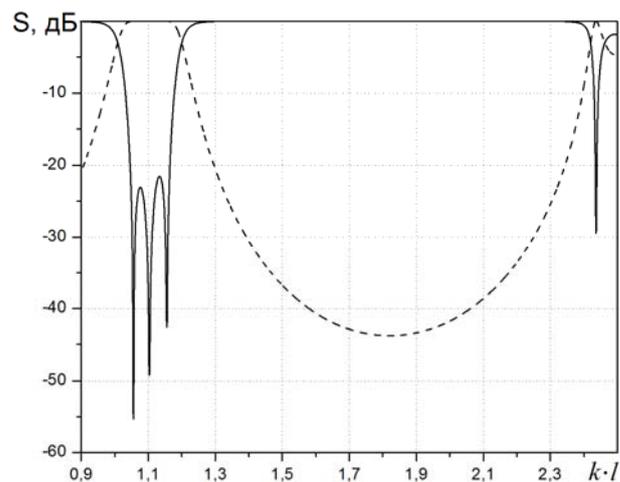


Рис. 2

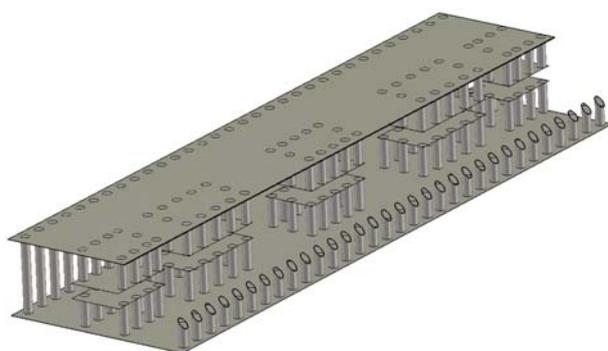


Рис. 3

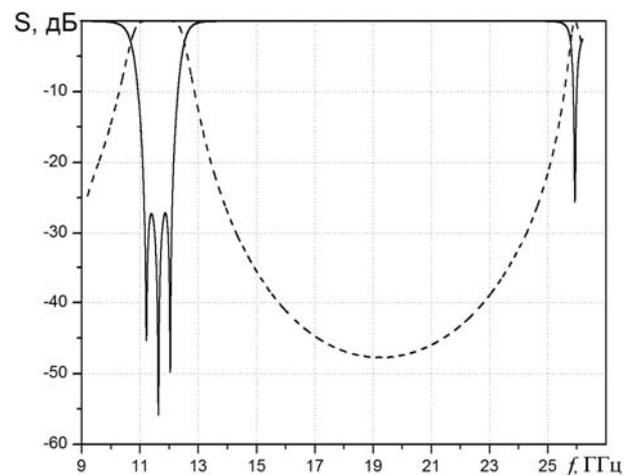


Рис. 4

Для перевода полученной структуры фильтра в SIW-структуру необходимо заменить все вертикальные стенки волноводов решеткой металлических штырей, а также изменить заполнение с воздушного на диэлектрическое [7]. При этом одной из основных характеристик, определяющей размеры поперечного сечения конечного устройства, является толщина диэлектрических слоев подложки в создаваемой многослойной интегральной микросхеме по технологии LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic). В данном примере была использована подложка с толщиной 0.508 мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2.33$. Для построения Н-волновода понадобится 5 слоев. При этом в зазоре между гребнями Н-волновода будет проходить один слой, а на толщину гребней придется соответственно по 2 слоя. Диаметр металлических штырей выберем 0.3 мм,

расстояние между штырями – 1 мм. Полученная структура фильтра, реализованного по SIW-технологии, представлена на рис. 3. Итоговые поперечные размеры Н-волновода составили – $l = 5.906$ мм, $c = 0.508$ мм, $h = 5 * c = 2.54$ мм, $s = 1.476$ мм.

Для расчетов характеристик полученного SIW-фильтра было проведено компьютерное моделирование сеточными численными методами [10]. Результаты компьютерного моделирования представлены на рис. 4 и практически полностью повторяют АЧХ фильтра-прототипа (рис. 2). Необходимо отметить, что применение сеточных методов даже сегодня при наличии мощных ЭВМ является весьма трудоемким и длительным процессом и потому оправдано только на последнем этапе синтеза для проверки и более детального анализа получаемых результатов.

Таким образом, в данной работе решена задача электродинамического анализа и синтеза полосно-пропускающего фильтра на Н-волноводах в классическом цельнометаллическом исполнении и в виде SIW-структуры для интеграции в многослойные микросхемы. Полученные результаты подтверждают возможность применения при создании SIW-устройств в качестве начального приближения результатов синтеза их цельнометаллических аналогов.

Работа выполнена при поддержке Федерального государственного бюджетного учреждения «Российский фонд фундаментальных исследований». Грант «мол_а № 12-07-31003», руководитель Земляков В.В.

Литература:

1. Гадзиева, А.А., Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В., Крутиев, С.В., SIW-технологии, история создания, современное состояние и перспективы развития // Физические основы приборостроения, 2012. – Т. 1. – № 4. – С. 4-13.
2. Заргано, Г.Ф., Ляпин, В.П., Михалевский, В.С. и др. Волноводы сложных сечений. - М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.
3. Заргано, Г.Ф., Земляков, В.В. Электродинамический анализ и синтез селективных устройств на волноводах сложного сечения для современных антенно-фидерных систем // Антенны, 2011. - Вып. 7 (170). – С. 64-73.
4. Земляков, В.В. Проектирование широкополосных полосно-пропускающих фильтров на гребневых волноводах // Электромагнитные волны и электронные системы, 2012. – № 6. – С. 71-75.
5. Nanan, J.-C., Tao, J.-W., Baudrand, H., Theron, B. A Two-Step Synthesis of Broadband Ridged Waveguide Bandpass Filter with Improved Performances // IEEE Transaction. on Microwave Theory and Techniques, 1991. – V. 39. – N 12. – P. 2192-2197.
6. Shen, T., Zaki, K.A. Length Reduction of Evanescent-Mode Ridge Waveguide Bandpass Filters // Progress in Electromagnetic Research, 2003. – PIER 40. – P. 71-90.
7. Cassivi, Y., Perregrini, L., Arcioni, P., et al. Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide // IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2002. – V. 12. – N. 9. – P. 333-335.
8. Матей, Д.Л., Янг, Л., Джонс, Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. / М.: Изд-во «Связь», 1971. – 440 с.
9. Фельдштейн, А.Л., Явич, Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / М.: Изд-во «Связь», 1971. – 389 с.
10. CST STUDIO SUITE 2012 [Электронный ресурс] // Computer Simulation Technology, 2012, – Режим доступа: <http://cst.com/Content/Documents/Products/ebrochure2012> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. англ.