ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩИЙ СВЧ-ФИЛЬТР НА ТИПОВЫХ ЗВЕНЬЯХ С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

А.Р. Кубалова[1], **А.П. Максимов**[1]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
Адрес для переписки: apmaksimov@gmail.com

Информация о статье
УДК 621.396.67
Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Кубалова А.Р., Максимов А.П. Эллиптический полосно-заграждающий СВЧ-фильтр на типовых звеньях с реализацией на микрополосковой линии // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 66-74.

Аннотация: *В современных системах связи, радиолокации и радионавигации актуальна проблема снижения массогабаритных характеристик устройств. При том же количестве реактивных элементов эллиптические фильтры обладают большей частотной избирательностью по сравнению с фильтрами Чебышева или Баттерворта. Предложен новый метод проектирования эллиптического микрополосковой полосно-заграждающего СВЧ фильтра с реализацией на типовых резонансных звеньях. Представлены примеры расчета фильтра, а также результаты электромагнитного моделирования и эксперимента.*

Ключевые слова: *СВЧ фильтр, микрополосковый фильтр, полосно-заграждающий фильтр, эллиптический фильтр, электромагнитное моделирование.*

ELLIPTIC BANDSTOP MICROWAVE FILTER USING STANDARD SECTIONS WITH IMPLEMENTATION ON MICROSTRIP LINES

A.R. Kubalova[1], A.P. Maksimov[1],

[1]The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info
Article in Russian

For citation: Kubalova A., Maksimov A. Elliptic bandstop microwave filter using standard sections with implementation on microstrip lines // Proceedings of educational institutes of communication. 2017. Vol. 3. Iss. 1. PP. 66-74.

Abstract: *The issues of mass and size minimization are vital to modern radio location, radio navigation and communications systems. Given the same number of reactive elements, elliptic-function filters provide better selectivity as compared to Chebyshev or Butterworth filters. A novel design method of elliptic microstrip bandstop microwave filter employing standard resonant sections is*

proposed. Numeric design example as well as electromagnetic simulation and experimental results are presented.

Keywords: *microwave filter, microstrip filter, bandstop filter, elliptic filter, electromagnetic simmulation.*

Эллиптическим полосно-заграждающим (ПЗФ) называют фильтр, характеристика затухания которого пульсирует как в полосе пропускания (ПП), так и в полосе заграждения (ПЗ), и имеет нули передачи на конечных частотах вблизи краёв ПЗ. Данное свойство позволяет усилить крутизну переходной области АЧХ без повышения порядка фильтра.

Нормированный ПЗФ на элементах с сосредоточенными параметрами получают путем частотного преобразования ФПНЧ, выбранного из таблиц Зааля. Для перехода к полосковой СВЧ структуре используются преобразование Ричардса [2] и преобразования Курода, обобщенные Леви для резонансных звеньев [3, 4]. Каскадные соединения резонансных цепей и единичных элементов реализуются типовыми звеньями из связанных линий передачи по методу, разработанному Роудсом, Сканланом и Леви [5].

Рассмотрим порядок проектирования микрополоскового эллиптического ПЗФ на примере технического задания:

1) центральная частота f_0 = 1,5 ГГц;
2) относительная ширина ПЗ w = 10 %;
3) затухание в ПЗ $a_S \geq 40$ дБ;
4) сопротивление нагрузки Z_0 = 50 Ом;
5) порядок фильтра N = 4.

Техническому заданию удовлетворяет ФПНЧ С0415-31с (вариант В), схема которого изображена на рис. 1. Значения элементов ФПНЧ: g_1 = 0,8057; g_2 = 0,1382; g_3 = 1,2286; g_4 = 1,3534; g_5 = 0,9311; Ω_r = 2,427. На рис. 2 представлена АЧХ выбранного ФПНЧ.

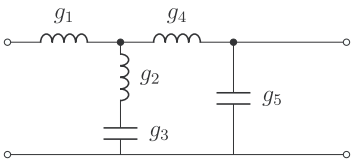
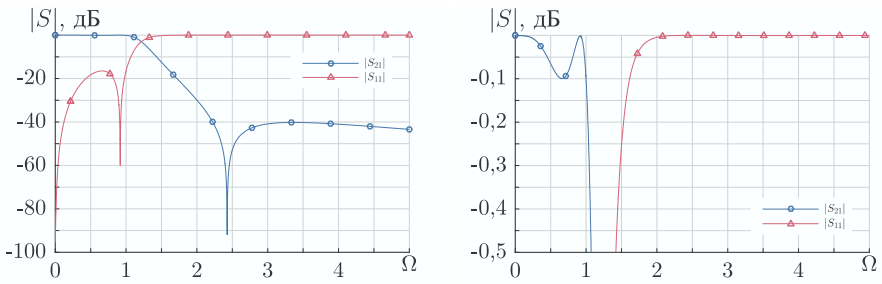


Рисунок 1. Схема эллиптического ФПНЧ С0415-31с



а) б)

Рисунок 2. АЧХ эллиптического ФПНЧ С0415-31с

Для перехода от ФПНЧ к нормированному ПЗФ воспользуемся частотным преобразованием:

$$\Omega \to -\frac{1}{a_1\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}, \quad (1)$$

где Ω – нормированная частота; $a_1 = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$; $f_1 = f_0 - \frac{w\, f_0}{100\,\%}$; $f_2 = f_0 + \frac{w\, f_0}{100\,\%}$.

В результате преобразования элементов схемы на рис. 1 по (1) индуктивности становятся параллельными резонансными контурами, а емкости – последовательными резонансными контурами. Ниже приведены выражения для элементов преобразованной схемы нормированного ПЗФ (см. рис. 3):

$$l_2 = \frac{a_1}{g_3}(1 + \lambda_-^2),\ \ l_3 = \frac{a_1}{g_3}(1 + \lambda_+^2),\ \ c_2 = \frac{1}{l_3},\ \ c_3 = \frac{1}{l_2},\ \ l_1 = \frac{g_1}{a_1},\ \ c_1 = \frac{1}{l_1},\ \ l_4 = \frac{g_4}{a_1},$$
$$c_4 = \frac{1}{l_4},\ \ l_5 = \frac{g_5}{a_1},\ \ c_5 = \frac{1}{l_5},$$

где: $\lambda_\pm = \sqrt{\left(\frac{1}{2a_1\Omega_r}\right)^2 + 1} \pm \frac{1}{2a_1\Omega_r}$.

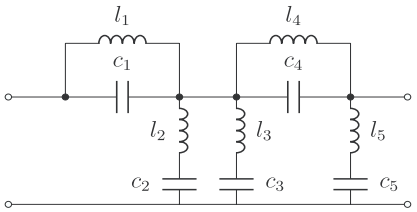


Рисунок 3. Схема эллиптического ПЗФ на элементах с сосредоточенными параметрами

Рассчитанные значения элементов схемы сведены в таблицу (см. табл. 1).

Таблица 1. Значения элементов схемы нормированного эллиптического ПЗФ

№ элемента	***l***	***c***
1	0,081	12,411
2	15,950	0,060
3	16,621	0,063
4	0,135	7,386
5	10,740	0,093

Перейдем от элементов с сосредоточенными параметрами к замкнутым и разомкнутым отрезкам линий передачи длиной $\theta_0 = \pi/4$ на f_0. Для этого воспользуемся преобразованием Ричардса:

$$\Omega \to \operatorname{tg}\theta,$$

где Ω – нормированная частота; $\operatorname{tg}\theta$ – новая частотная переменная.

Относительная ПЗ фильтра на элементах Ричардса будет w = 6 %. Компенсировать сужение ПЗ можно заменой $a_1 \to a$, где для узкополосного случая:

$$a = \frac{|\sin\theta_0|}{2\theta_0} a_1 = \frac{1}{1{,}57} \frac{1{,}5 \times 10^9}{1{,}575 \times 10^9 - 1{,}425 \times 10^9} = 7{,}570.$$

В полученной схеме все элементы физически объединены в одной точке, и не могут быть реализованы в виде полосковой структуры. Одним из наиболее распространенных способов разделения элементов цепей на линиях передачи служат преобразования Курода. Тождества Курода позволяют перемещать вдоль лестничной цепи добавленные в нее единичные элементы (ЕЭ) так, чтобы они не изменяли частотные характеристики фильтра. Конечной целью перемещений ЕЭ является формирование типовых звеньев, для которых известны эквивалентные схемы на связанных линиях передачи.

На рис. 4 отображены этапы преобразований цепи фильтра. В исходную схему со стороны источника и нагрузки добавляются пять ЕЭ (см. рис. 4а). Три ЕЭ последовательно перемещаются в направлении центральных резонаторов (см. рис. 4б и 4в). Полученные каскадные соединения ЕЭ и резонаторов преобразуются в типовые звенья на связанных линиях передачи (см. рис. 4г).

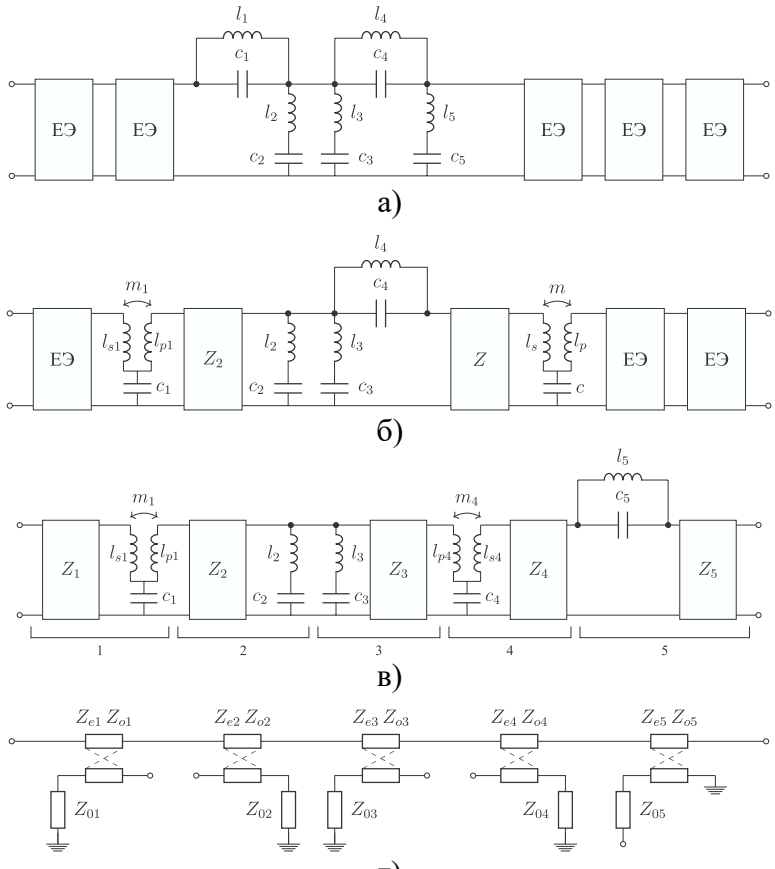


Рисунок 4. Преобразования схемы полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на элементах с распределенными параметрами

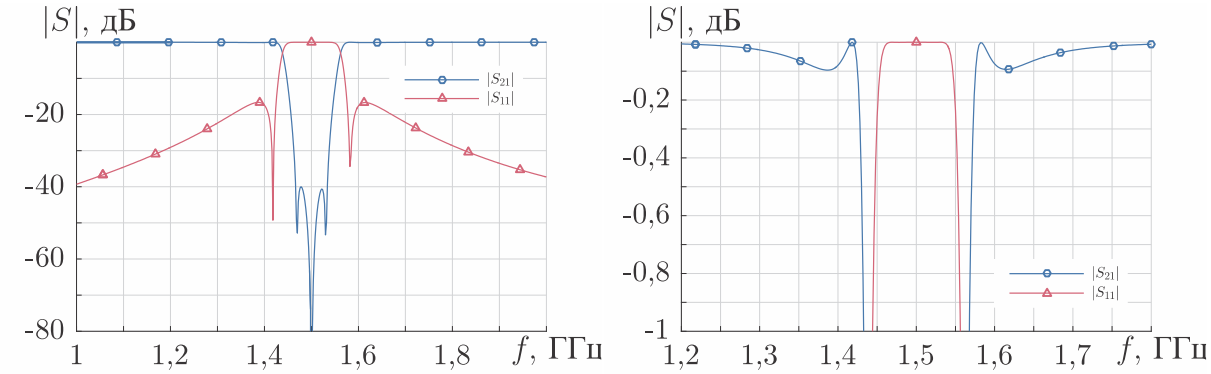
В [6, с. 15–27] приведены эквивалентные схемы и расчетные формулы, используемые в данной работе.

Волновые сопротивления элементов типовых звеньев на рис. 4г, масштабированные для сопротивлений источника и нагрузки $Z_0 = 50$ Ом, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Волновые сопротивления (Ом) элементов типовых звеньев эллиптического ПЗФ

Звено 1		**Звено 2**		**Звено 3**		**Звено 4**		**Звено 5**	
Z_{e1}	Z_{o1}	Z_{e2}	Z_{o2}	Z_{e3}	Z_{o3}	Z_{e4}	Z_{o4}	Z_{e5}	Z_{o5}
70,98	35,34	69,14	37,19	67,80	36,02	74,69	29,53	76,49	37,14
Z_{01}			Z_{02}	Z_{03}			Z_{04}	Z_{05}	
47,19			45,33	50,19			42,26	56,81	

АЧХ схемы эллиптического ПЗФ на идеальных связанных линиях передачи представлена на рис. 5.



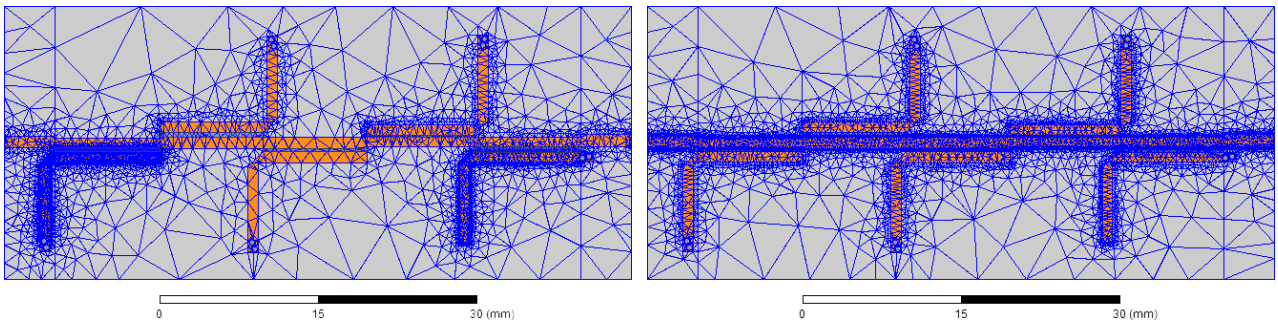
а) б)

Рисунок 5. АЧХ эллиптического ПЗФ на идеальных линиях передачи

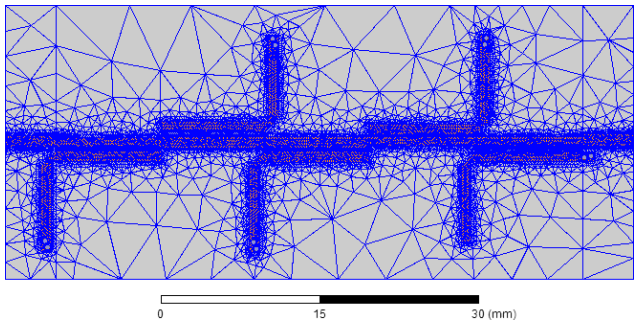
В соответствии со схемой на рис. 4г была синтезирована топология микрополоскового фильтра на материале Taconic Cer-10 с параметрами: диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_r = 10$, высота $h = 1{,}27$ мм, толщина металлизации $t = 35$ мкм, тангенс диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta = 0{,}0035$. Был проведен анализ и параметрическая оптимизация структуры фильтра в симуляторе электромагнитного поля HFSS. Исходные размеры микрополосковых связанных линий были рассчитаны по формулам из работы [7].

Как правило, при анализе СВЧ-фильтров в HFSS в качестве частоты анализа f_a выбирают центральную частоту фильтра. Однако в случае ПЗФ на центральной частоте ПЗ в структуру поступает незначительное количество энергии. Из-за этого система адаптивного анализа HFSS строит некорректную расчетную сетку, и характеристики частотно-разделительного устройства вычисляются неточно.

На рис. 6 представлены результаты уплотнения сетки на различных частотах анализа после 11 адаптивных проходов.



а) f_a = 1,5 ГГц б) f_a = 2 ГГц



в) f_a = 2 ГГц с ручной коррекцией сетки

Рисунок 6. Результаты сгущения расчетной сетки HFSS на структуре эллиптического ПЗФ на МПЛ после 11 адаптивных проходов

Как следует из рис. 6 на f_0 сетка сгущается вблизи полосно-заграждающих резонаторов с частотой резонанса f_0 (см. рис. 6а). На частоте из ПП f_a = 2 ГГц сетка уплотнена более равномерно, однако имеет тенденцию к укрупнению в зазорах при отдалении от центрального проводника (см. рис. 6б). Наилучших результатов удалось добиться при f_a = 2 ГГц с помощью ручной коррекции сетки в областях зазоров и на поверхностях проводников (см. рис. 6г). При этом задавался максимальный размер элемента сетки 0,3 мм.

С целью экономии вычислительных мощностей фильтр был разбит на составные части из одного или нескольких типовых звеньев, и каждая часть моделировалась отдельно. Потом результаты моделирования в форме матриц S-параметров объединялись в системе схемотехнического проектирования ADS.

Полная топология микрополоскового полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на материале Cer-10 представлена на рис. 7, а ее АЧХ, полученные в результате модульного электромагнитного моделирования, – на рис. 8. Физические размеры топологии с учетом металлизированных переходных отверстий и паразитных концевых емкостей полосков указаны в табл. 3.

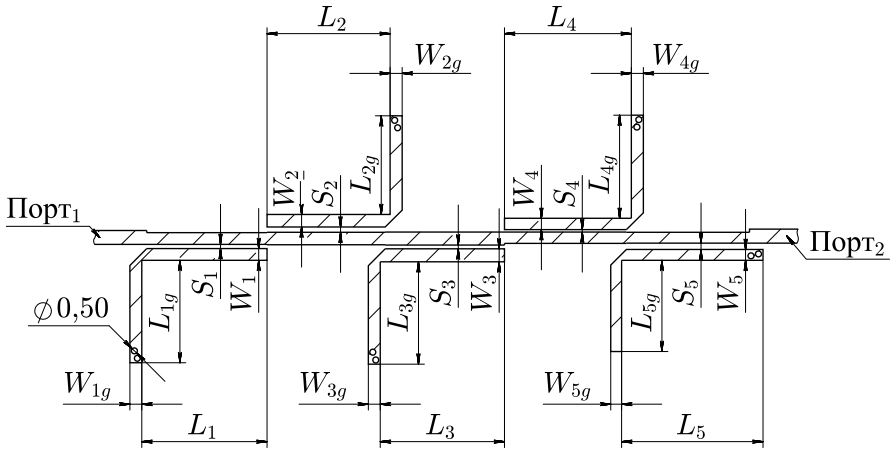
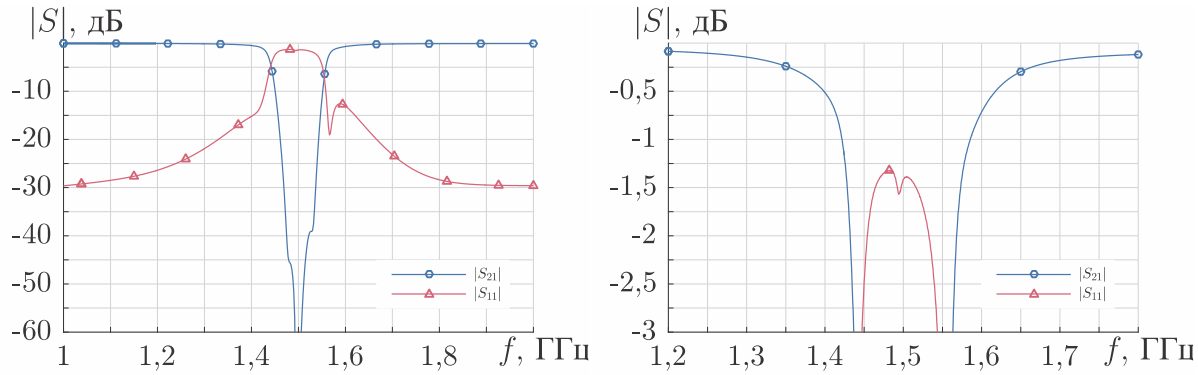


Рисунок 7. Чертеж топологии полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на МПЛ



а) б)

Рисунок 8. АЧХ эллиптического ПЗФ на МПЛ, полученная в HFSS

Таблица 3. Размеры топологии полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на МПЛ на материале Cer-10 с ε_r = 10, h = 1,27 мм, t = 35 мкм

№ звена	Размеры, мм				
1	W_1	W_{1g}	L_1	L_{1g}	S_1
	0,985	1,000	10,470	8,59	0,350
2	W_2	W_{2g}	L_2	L_{2g}	S_2
	1,050	1,000	10,300	8,275	0,440
3	W_3	W_{3g}	L_3	L_{3g}	$S3$
	1,090	1,000	10,390	8,575	0,320
4	W_4	W_{4g}	L_4	L_{4g}	S_4
	0,950	1,000	10,610	8,650	0,200
5	W_5	W_{5g}	L_5	L_{5g}	S_5
	0,910	0,910	11,820	7,650	0,530

Методом фрезерования был изготовлен экспериментальный образец ПЗФ. Измерения электрических параметров устройства проводились в полосе частот от 1 до 2 ГГц на анализаторе цепей «Обзор-304/1». Фотография экспериментального образца представлена на рис. 9.

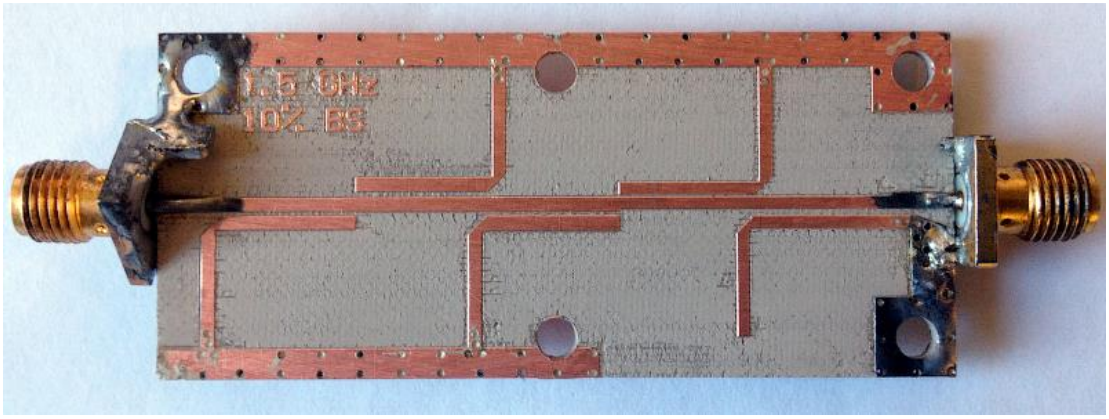


Рисунок 9. Фотография экспериментального образца микрополоскового эллиптического ПЗФ на МПЛ

На рис. 10 отображены измеренные частотные характеристики фильтра.

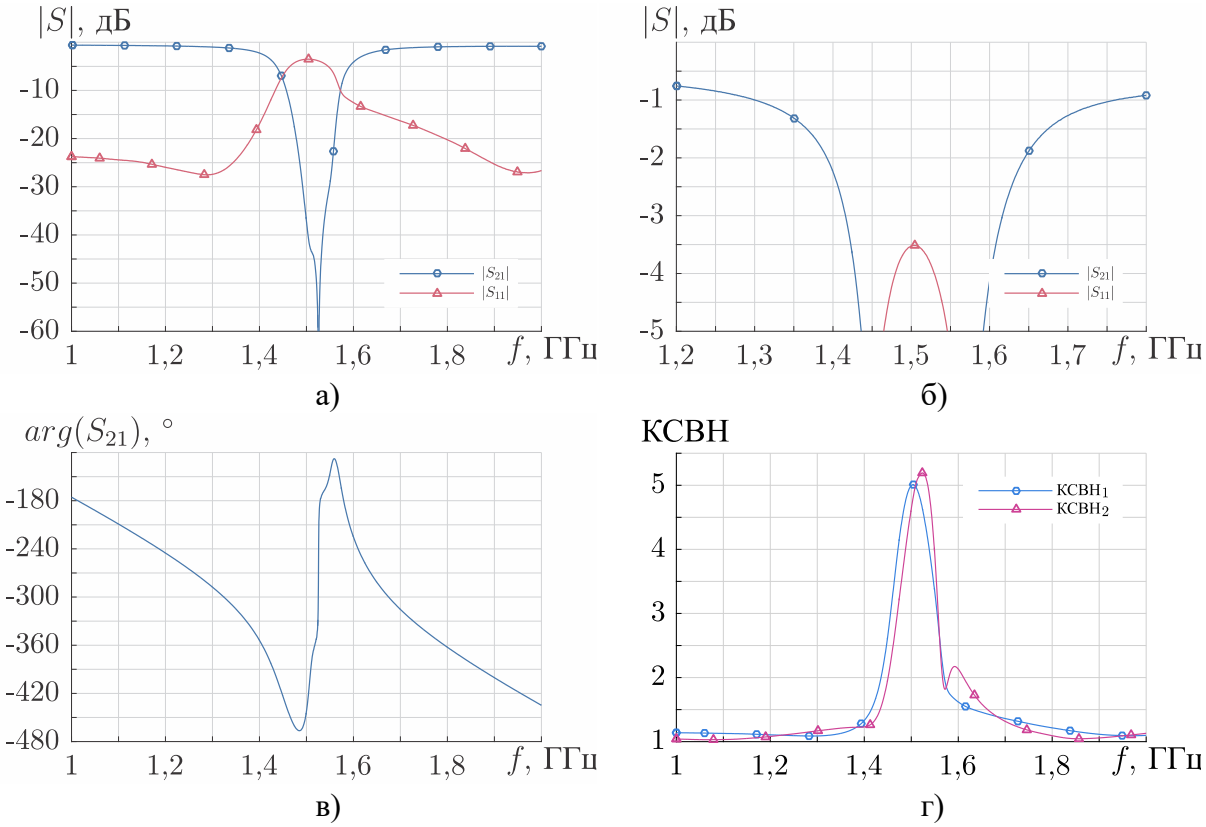


Рисунок 10. Измеренные частотные характеристики экспериментального образца эллиптического ПЗФ на МПЛ

Таким образом, синтезирована планарная топология эллиптического полосно-заграждающего фильтра на типовых звеньях на материале Taconic Cer-10 с $\varepsilon_r = 10$, $h = 1{,}27$ мм, $t = 35$ мкм и $\mathrm{tg}\,\delta = 0{,}0035$. Проведено моделирование методом конечных элементов в симуляторе электромагнитного поля HFSS. Изготовлен экспериментальный образец и измерены его электрические характеристики. Теория, на которой основана процедура синтеза, подтверждается результатами моделирования и эксперимента.

Сравнение рис. 5 и 8 показывает, что частотная характеристика ПЗФ с реализацией на МПЛ теряет симметрию относительно центральной частоты. Подобное искажение АЧХ наблюдается и в случае микрополосковых полосно-пропускающих фильтров на связанных линиях.

Моделирование фильтра на идеальных линиях передачи и с учетом потерь демонстрирует существенное влияние на форму АЧХ потерь в диэлектрике (см. рис. 5 и 8): нули и полюса передачи сглаживаются и становятся практически не различимы, увеличиваются потери вблизи частот f_1 и f_2. Коэффициент отражения на f_0 для макета фильтра оказался ниже теоретического на 2 дБ и составил минус 3,5 дБ. Габариты экспериментального образца – 51,6 мм × 20,8 мм × 1,27 мм.

Список используемых источников

1. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь. 1983. 752 с.

2. Richards P. Resistor-Transmission-Line Circuits // Proceedings of the IRE. 1948. Vol. 36. № 2. PP. 217-220.

3. Ozaki H., Ishii J. Synthesis of a Class of Strip-Line Filters // IRE Transactions on Circuit Theory. 1958. Vol. 5. Iss. 2. PP. 104-109.

4. Levy R. A General Equivalent Circuit Transformation for Distributed Networks // IEEE Transactions on Circuit Theory. 1965. Vol. 12. Iss. 3. PP. 457-558.

5. Rhodes J., Scanlan J., Levy R. Realization of Microwave Brune Sections // Electronics Letters. 1965. Vol. 1. № 9. PP. 268–269.

6. Кубалова А.Р., Томашевич С.В. Синтез и моделирование микроволновых фильтров. СПб.: Издательство СПбГУТ. 2012. 216 С.

7. Kirsching M., Jansen R. Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. MTT-32. № 1. PP. 83-90.