

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

А.Р. Кубалова<sup>1</sup>, А.П. Максимов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация  
Адрес для переписки: armaksimov@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 микрополоскового 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. Kubalova<sup>1</sup>, A. Maksimov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>The Bonch-Bruевич 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 simulation.*

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 Заала. 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:  $g_1 = 0,8057$ ;  $g_2 = 0,1382$ ;  $g_3 = 1,2286$ ;  $g_4 = 1,3534$ ;  $g_5 = 0,9311$ ;  $\Omega_r = 2,427$ . На рис. 2 представлена АЧХ выбранного ФПНЧ.

Для перехода от ФПНЧ к нормированному ПЗФ воспользуемся частотным преобразованием:

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

где  $\Omega$  – 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):

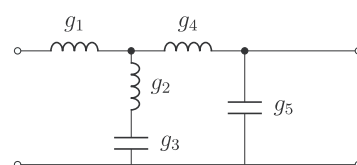


Рисунок 1. Схема эллиптического ФПНЧ С0415-31с

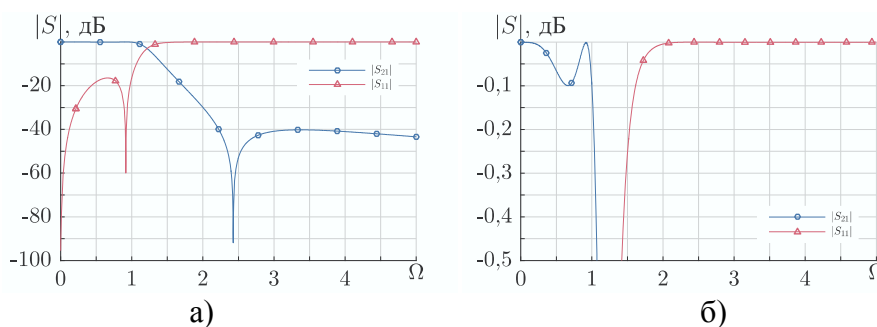


Рисунок 2. АЧХ эллиптического ФПНЧ С0415-31с

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

$$c_4 = \frac{1}{l_4}, \quad l_5 = \frac{g_5}{a_1}, \quad c_5 = \frac{1}{l_5},$$

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

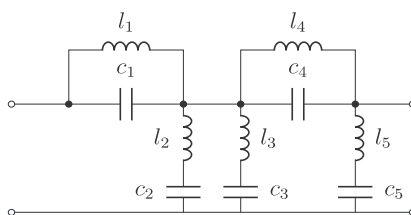


Рисунок 3. Схема эллиптического ПЗФ на элементах с сосредоточенными параметрами

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

Таблица 1. Значения элементов схемы нормированного эллиптического ПЗФ

№ элемента	<i>l</i>	<i>c</i>
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:

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

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

Относительная ПЗ фильтра на элементах Ричардса будет  $w = 6 \%$ . Компенсировать сужение ПЗ можно заменой  $a_1 \rightarrow a$ , 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).

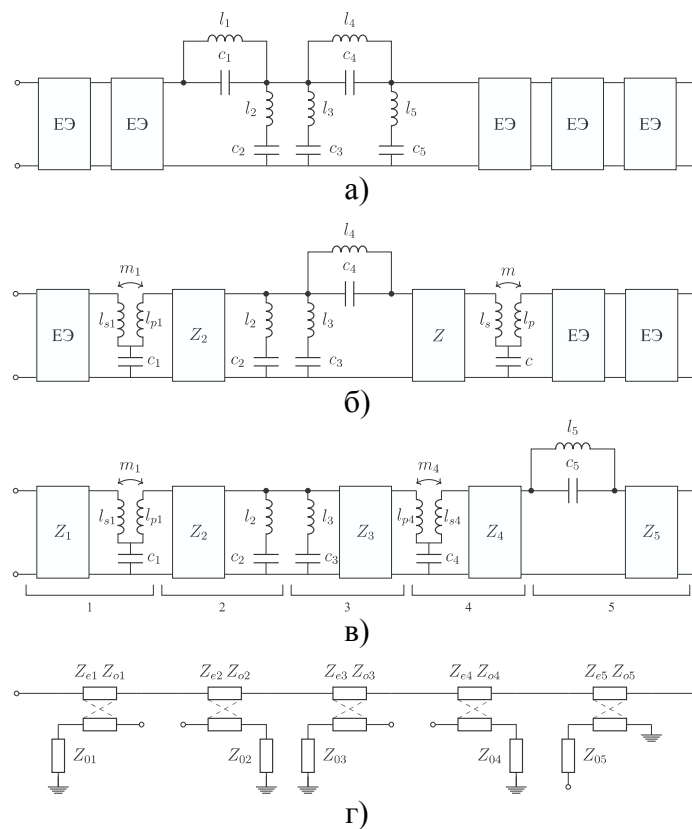


Рисунок 4. Преобразования схемы полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на элементах с распределенными параметрами

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
$Z_{o1}$			$Z_{o2}$	$Z_{o3}$			$Z_{o4}$	$Z_{o5}$	
47,19			45,33	50,19			42,26	56,81	

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

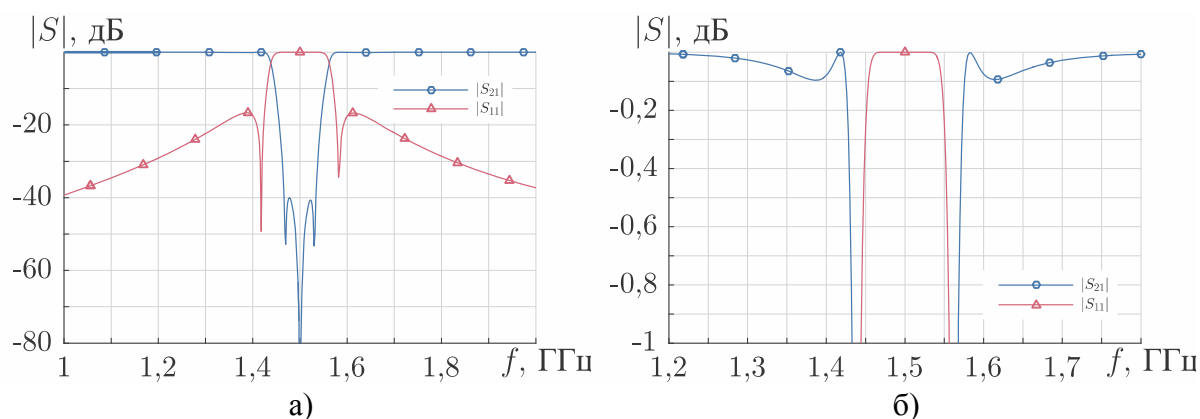


Рисунок 5. АЧХ эллиптического ПЗФ на идеальных линиях передачи

В соответствии со схемой на рис. 4г была синтезирована топология микрополоскового фильтра на материале Taconic Cer-10 с параметрами: диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r = 10$ , высота  $h = 1,27$  мм, толщина металлизации  $t = 35$  мкм, тангенс диэлектрических потерь  $\text{tg } \delta = 0,0035$ . 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.

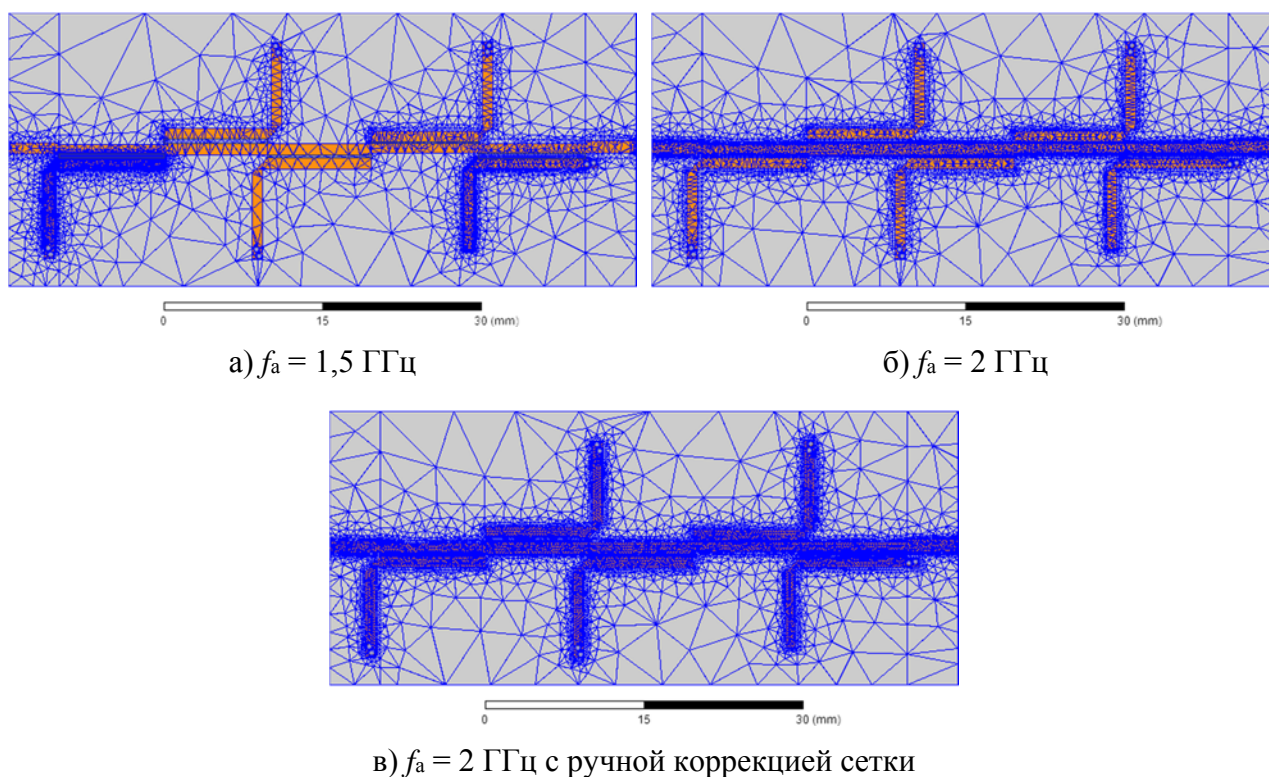


Рисунок 6. Результаты сгущения расчетной сетки HFSS на структуре эллиптического ПЗФ на МПЛ после 11 адаптивных проходов

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. 6в). 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 таблице 3.

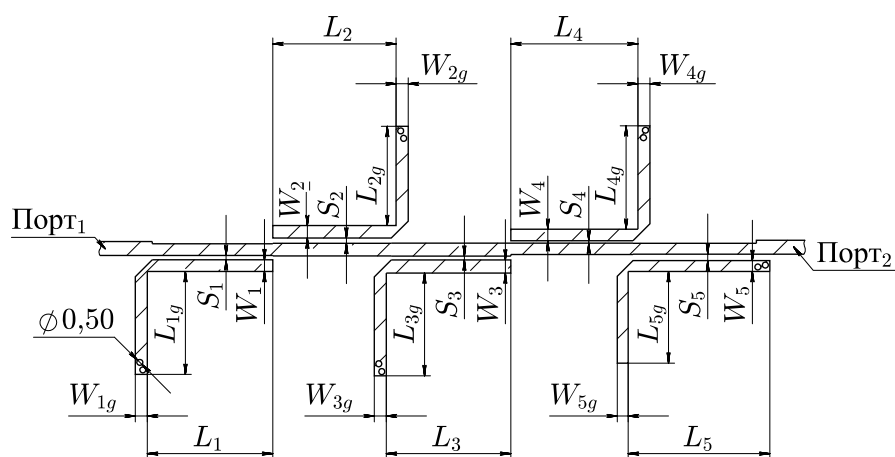


Рисунок 7. Чертеж топологии полосно-заграждающего ЭФ СВЧ на МПЛ

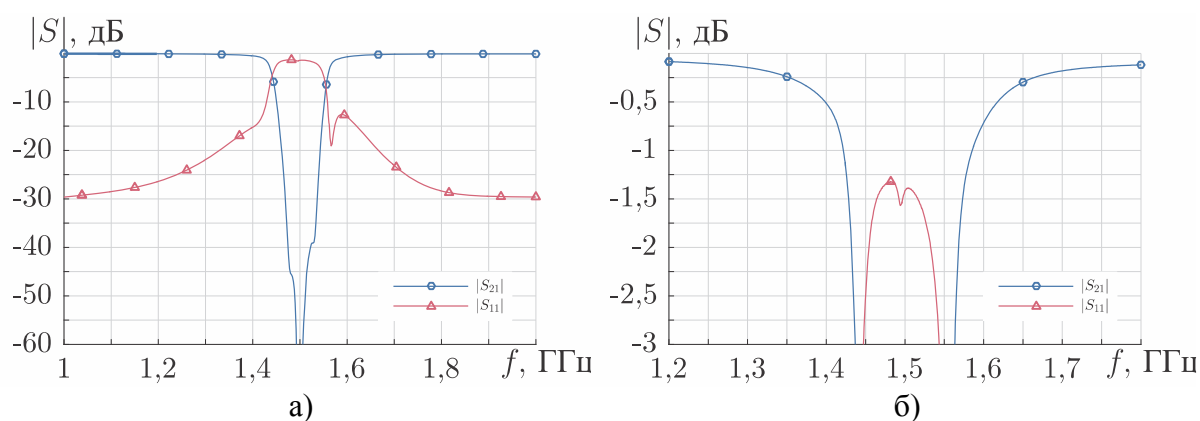


Рисунок 8. АЧХ эллиптического ПЗФ на МПЛ, полученная в HFSS

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

№ звена	Размеры, мм				
	$W_1$	$W_{1g}$	$L_1$	$L_{1g}$	$S_1$
1	0,985	1,000	10,470	8,59	0,350
	$W_2$	$W_{2g}$	$L_2$	$L_{2g}$	$S_2$
2	1,050	1,000	10,300	8,275	0,440
	$W_3$	$W_{3g}$	$L_3$	$L_{3g}$	$S_3$
3	1,090	1,000	10,390	8,575	0,320
	$W_4$	$W_{4g}$	$L_4$	$L_{4g}$	$S_4$
4	0,950	1,000	10,610	8,650	0,200
	$W_5$	$W_{5g}$	$L_5$	$L_{5g}$	$S_5$
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.

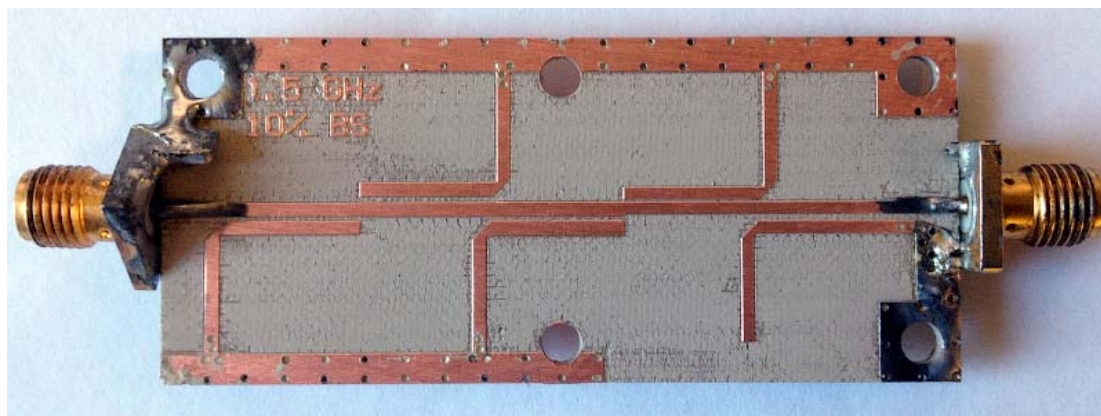


Рисунок 9. Фотография экспериментального образца микрополоскового эллиптического ПЗФ на МППЛ

На рис. 10 отображены измеренные частотные характеристики фильтра.

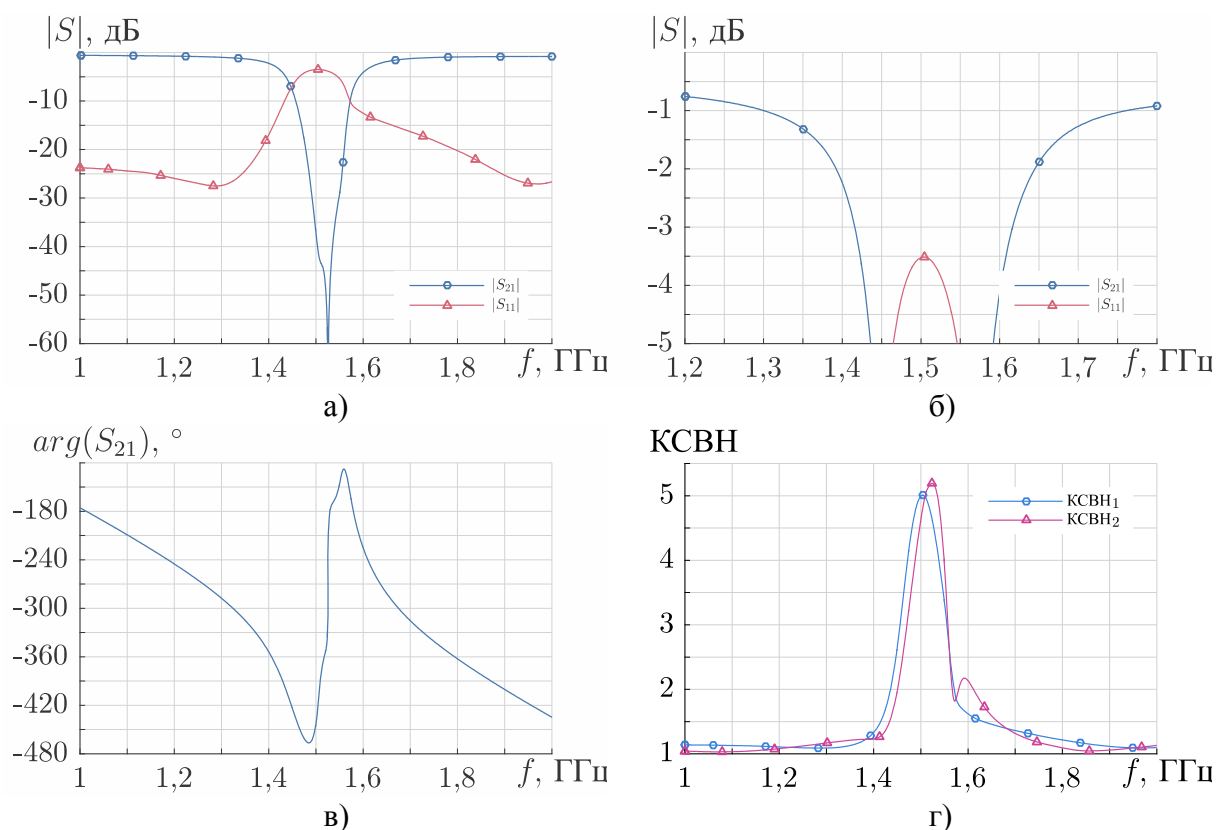


Рисунок 10. Измеренные частотные характеристики экспериментального образца эллиптического ПЗФ на МППЛ



Таким образом, синтезирована планарная топология эллиптического полосно-заграждающего фильтра на типовых звеньях на материале Taconic Cer-10 с  $\epsilon_r = 10$ ,  $h = 1,27$  мм,  $t = 35$  мкм и  $\text{tg } \delta = 0,0035$ . 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 неразличимы, 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.