

Математическая модель, разработка и экспериментальное исследование полосового фильтра с линейной фазовой характеристикой на основе SIW технологии

П.А. Зеленчук^{1,2}

¹Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи,

²Южный федеральный университет

Аннотация: в данной работе представлена математическая модель и результаты разработки ППФ на основе SIW технологии. Фильтр имеет четырёхзвенную структуру с перекрестной связью, обеспечивающую линейность фазовой характеристики. Показана возможность использования SIW технологии для изготовления недорогих полосовых фильтров СВЧ с линейной фазовой характеристикой.

Ключевые слова: Полосовой СВЧ фильтр, SIW технология, линейная фазо-частотная характеристика

1. Введение

В условиях сложной помеховой обстановки [1] и слабого полезного сигнала задача по разработке фильтров для систем связи является актуальной проблемой современной радиотехники [2]. Появление новых технологий и материалов, стимулируют быстрое создание и развитие новых типов фильтров. Особо следует отметить SIW-технологии (Substrate Integrated Waveguide) [3,4], позволяющую получать добротные резонаторы в области миллиметровых длин волн и недорогие малогабаритные фильтры на их основе [5]. Современные радиосистемы различного назначения предъявляют высокие требования к полосно-пропускающим фильтрам (ППФ) по вносимым потерям, габаритным размерам и ширине полосы заграждения. Ещё одним важным параметром, является линейность фазо-частотной характеристики (ФЧХ) или равномерность группового времени запаздывания (ГВЗ). Изменение ГВЗ в полосе сигнала приводит к его искажению (изменение формы импульса, возникновение фазовых ошибок и пр) [6].

Цель данной работы – разработка и реализация SIW ППФ с линейной ФЧХ.

Решаемые задачи: 1) Построение математической модели и схемного решения фильтра; 2) Выбор конструкции фильтра на основе SIW технологии, изготовление макета фильтра и проведение экспериментальных исследований.

2. Математическая модель и ее теоретический анализ

В чисто математической формулировке, для ППФ с линейной ФЧХ, требования к которой выдвигаются параллельно с требованиями к амплитуде, необходимо, чтобы передаточная функция цепи фильтра имела различные (несовпадающие) нули в правой комплексной полуплоскости [7]. При физической реализации, это означает, что цепь фильтра должна иметь более одного пути передачи сигнала. Этого можно достичь, вводя перекрёстные связи между электрически несмежными резонаторами фильтра.

Для синтеза полосовых ВЧ и СВЧ фильтров с линейной фазовой характеристикой Роде [8] предложил фильтр прототип нижних частот симметричной структуры чётного порядка. Простейшей реализацией такой схемы является фильтр прототип четвертого порядка, изображённый на рисунке 1. Импедансы источника и нагрузки обозначены через g_0 и нормированы к 1 Ом. Частотно-зависимыми элементами цепи являются

параллельно включённые конденсаторы (g_1, g_2). Все элементы связи являются частотно-независимыми инверторами иммитанса (K, K_i). В отсутствии потерь, характеристический адмитанс инверторов, представляющих основные связи, нормирован к единице ($K = 1$). K_2 – инвертер иммитанса представляющий связь между двумя симметричными частями схемы, а K_1 – инвертер иммитанса перекрёстной связи между несмежными элементами.

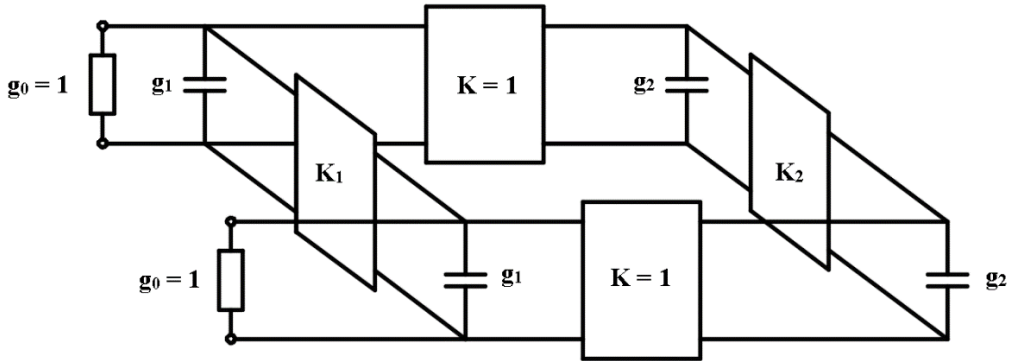


Рисунок 1. Фильтр прототип нижних частот четвертого порядка для разработки ППФ с линейной ФЧХ.

Передаточная функция цепи для матрицы рассеяния выражается формулой:

$$S_{21}(p) = \frac{Y_0(p) - Y_e(p)}{[1 + Y_e(p)] \cdot [1 + Y_0(p)]} , \quad (1)$$

где $p = \sigma + j\Omega$ – комплексная частотная переменная, а $Y_e(p)$ и $Y_0(p)$ – входной адмитанс для чётной и нечётной мод в цепи фильтра соответственно. Легко показать, что для предложенной в работе [9] схемы фильтра прототипа нижних частот числитель функции передачи должен быть чётным полиномом комплексной частотной переменной p . Это условие ограничивает местоположения конечных нулей на комплексной частотной плоскости [9] и в случае фильтра прототипа четвертого порядка (рисунок 1) приводит к одной паре конечных действительных нулей функции передачи на действительной оси, симметричной относительно мнимой оси.

Для расчёта величин элементов фильтра прототипа (g_i, K_i) можно воспользоваться приближённой процедурой синтеза, предложенной Леви в работе [10]. Основанные на этой процедуре и несколько оптимизированные относительно ГВЗ значения элементов фильтра прототипа при равномерно пульсирующей характеристике коэффициентов отражения в полосе пропускания, вычислены и приведены в виде таблиц в работе [11].

Переход от схемы фильтра прототипа четвертого порядка, изображённого на рисунке 1., к ППФ, состоящему из четырёх связанных резонаторов представлен на рисунке 2. Резонаторы обозначены цифрами от 1 до 4, источник и нагрузка символами S и L соответственно. Основные связи между резонаторами изображены сплошными линиями, перекрёстная связь изображена пунктирной линией.

Любые связи в такого рода фильтре порядка N могут быть описаны матрицей связи $[M]$ порядка $N + 2$, содержащей величины всех связей цепи, включая связи вход/выход [12]. Для ППФ четвертого порядка полная матрица связи будет иметь вид:

$$M = \begin{bmatrix} M_{SS} & M_{S1} & M_{S2} & M_{S3} & M_{S4} & M_{SL} \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} & M_{1L} \\ M_{S2} & M_{12} & M_{22} & M_{23} & M_{24} & M_{2L} \\ M_{S3} & M_{13} & M_{23} & M_{33} & M_{34} & M_{3L} \\ M_{S4} & M_{14} & M_{24} & M_{34} & M_{44} & M_{4L} \\ M_{SL} & M_{1L} & M_{2L} & M_{3L} & M_{4L} & M_{LL} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Для ППФ четвертого порядка с одной перекрёстной связью, изображённого на рисунке 2, матрица связи упрощается к виду:

$$M = \begin{bmatrix} 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \\ M_{S1} & 0.00 & M_{12} & 0.00 & M_{14} & 0.00 \\ 0.00 & M_{12} & 0.00 & M_{23} & 0.00 & 0.00 \\ 0.00 & 0.00 & M_{23} & 0.00 & M_{34} & 0.00 \\ 0.00 & M_{14} & 0.00 & M_{34} & 0.00 & M_{4L} \\ 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 & 0.00 \end{bmatrix} \quad (3)$$

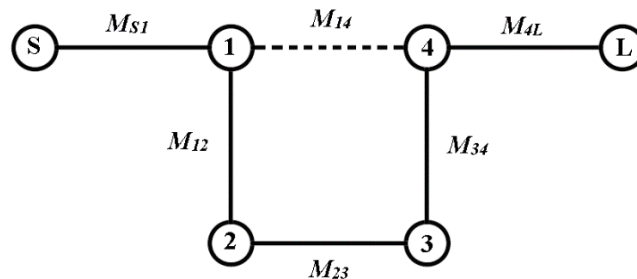


Рисунок 2. Маршрутная диаграмма для ППФ четвертого порядка с одной перекрёстной связью.

Коэффициенты матрицы связи могут быть вычислены по формулам [11]:

$$M_{S1} = M_{4L} = \frac{g_1}{FBW} , \quad (4)$$

$$M_{12} = M_{34} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} , \quad (5)$$

$$M_{23} = \frac{FBW \cdot K_2}{\sqrt{g_2 g_3}} , \quad (6)$$

$$M_{14} = \frac{FBW \cdot K_1}{g_1} \quad (7)$$

При физической реализации схемы ППФ четвертого порядка, изображённого на рисунке 2, с помощью SIW-резонаторов, наиболее выгодной с топологической точки зрения является структура, показанная на рисунке 3. Четыре SIW-резонатора квадратной формы связаны между собой диафрагмами, от величины зазора которых зависит соответствующий коэффициент связи. Вход и выход ППФ возбуждаются компланарной линией передачи, геометрические размеры которой определяют коэффициенты связи первого и четвертого резонаторов с источником и нагрузкой соответственно. Размер SIW резонатора определяется в соответствии с требуемой резонансной частотой [13], имеющей для случая квадратной формы вид:

$$f_{101} = \frac{c}{\left(w - \frac{d^2}{0.95p}\right) \sqrt{2\mu\varepsilon}}, \quad (8)$$

где w – сторона резонатора, d – диаметр отверстия, p – расстояние между соседними отверстиями, c – скорость света, а μ и ε – магнитная и диэлектрическая проницаемости материала платы соответственно.

Зависимость соответствующих коэффициентов связи от геометрических размеров компланарной линии передачи служащей для возбуждения резонатора, а также зазоров диафрагм, отвечающих за взаимодействие между резонаторами, определялась с помощью моделирования методом конечных элементов [14].

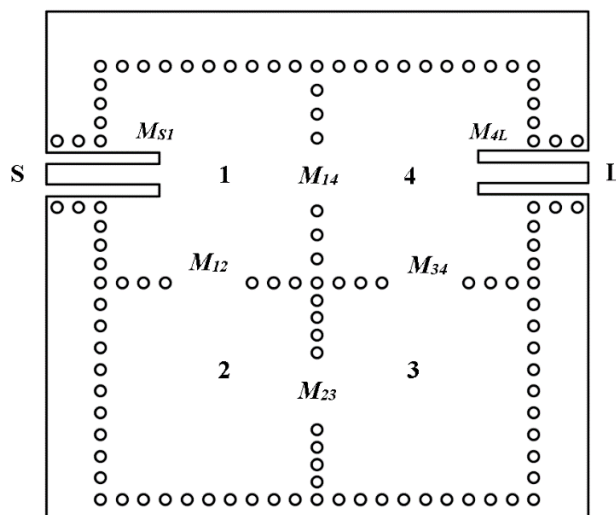


Рисунок 3. Структура предложенного ППФ четвертого порядка с одной перекрёстной связью на основе SIW-резонаторов.

3. Разработка модели фильтра и ее численный анализ

Для модели ППФ с $f_c = 27$ ГГц и шириной полосы пропускания 5% выбрана подложка R04003C фирмы Rogers $h = 0.205$ мм. Значения фильтра прототипа, коэффициенты связи и геометрия ППФ приведены в таблице 1. Фото изготовленного образца дано на рисунке 4. Результаты измерений показали, что неравномерность ГВЗ в заданной полосе не превышает 0,1 нс, КСВН $\leq 1,5$. АЧХ (параметр S_{21}) макета фильтра, на которой видны нули коэффициента передачи, представлена на рисунке 5.

Таблица 1. Расчётные параметры модели фильтра

Расчётные параметры	Значение	Геометрия	Значение, мм
ε	3.55	w	4,12
g_1	0.90467	d	0,2
g_2	1.25868	p	0,41
K_1	0.17667	g_{cpw}	0,23
K_2	0.77990	W_{cpw}	0,38
$M_{S1}(M_{4L})$	17,7734	l	1,00
$M_{12}(M_{34})$	0,0476	s_{12}	1,42
M_{23}	0,0315	s_{23}	1.26
M_{14}	0,00994	s_{14}	0.42

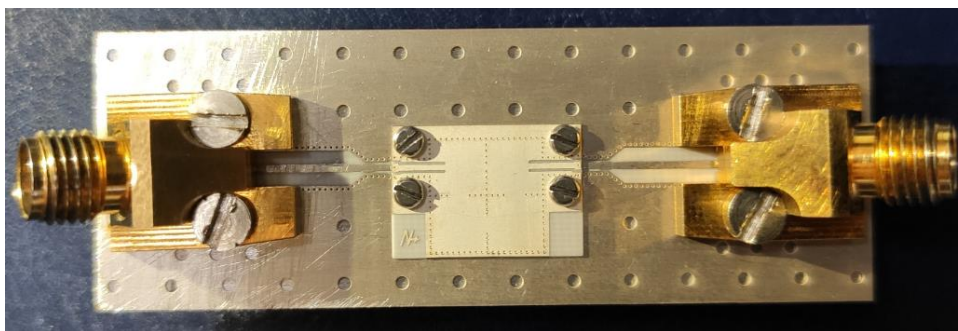


Рисунок 4. Фото макета фильтра

4. Заключение

В работе представлена модель четырёхзвенного ППФ с перекрёстной связью. Описано схемное решение и приведена конструкция на основе четырёх квадратных SIW резонаторов. Результаты измерений показывают, что SIW-технология проста в реализации и позволяет получать недорогие компактные СВЧ-фильтры.

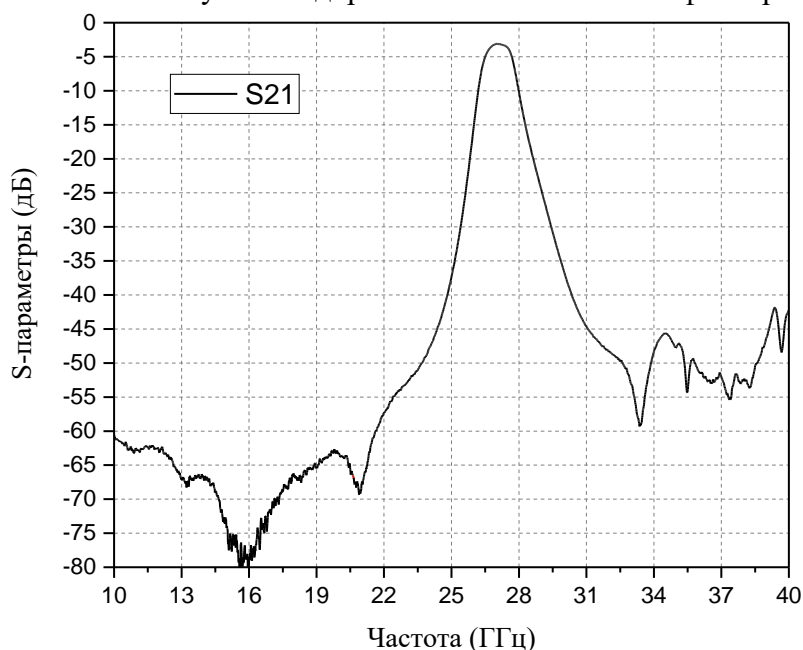


Рисунок 5. АЧХ модели фильтра в широкой (30 ГГц) полосе частот.

Работа поддержана грантом Правительства РФ № 075-15-2019-1928.

Список литературы

1. Андрющенко М. С., Гусаковский В. Е. и др. Методы расчета средств защиты радиоэлектронных систем от электромагнитного излучения. / Под ред. С. С. Щесняка. – СПб.: Из. ВВМ, 2016. – 310 с.
2. Pozar D. M. “Microwave engineering,” John Wiley & Sons, Inc. – 4th edition 2012. – 756 p.
3. D. Dealandes and K. Wu, “Single-substrate integration techniques for planar circuits and waveguide filters,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 2, pp. 593–596, Feb. 2003.
4. Bozzi M., Georgiadis A., Wu K. “Review of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circuits and Antennas,” IET Microwave Antennas and Propagation, Vol. 5, No. 8, pp. 909–920, June 2011.
5. Deslandes D., Wu K., “Millimeter-wave substrate integrated waveguide filters,” in Proc. IEEE Canadian Conf. Electrical Computer Engineering, Montreal, QC, Canada, May 4-7, 2003, pp. 1917–1920.
6. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, М.: Связь. 1971.
7. Cameron R. J., Chandra M. K., Mansour R. R. “Microwave filters for communication systems: fundamentals, design and applications,” Hoboken, NJ, USA: Wiley, Second edition, 2018.

8. Rhodes J. D., A lowpass prototype network for microwave linear phase filters, IEEE Trans., MTT-18, June 1970, pp. 290–301.
9. Wenzel R. J., “Solving the approximation problem for narrow-band bandpass filters with equal-ripple passband responses and arbitrary phase responses,” IEEE MTT-S Digest, vol. 75, May 1975, pp. 50.
10. Levy R., Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies, IEEE Trans., MTT-24, 1976, p.172–181.
11. Lancaster M. J., Hong J. S., Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, Wiley, New York, 2001.
12. Cameron R. J. “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions,” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on., 1999; 47(4), pp. 433-442.
13. Bray J. R., Roy L., “Resonant frequencies of post-wall waveguide cavities,” Proc. Inst. Elect. Eng., Oct. 2003, vol. 150, no. 10, pp. 365–368.
14. Наседкин А. В., Наседкина А. А. Конечно-элементное моделирование связанных задач: учебное пособие. – Ростов-на-Дону: издательство Южного федерального университета, 2015. 178 с.