Список используемых источников

1. Горбунов Ю. Н. Стохастическая радиолокация: условия решения задач обнаружения, оценивания и фильтрации [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. 2014. N 3. URL: http://jre.cplire.ru/alt/nov14/3/text.html#8 (дата обращения 10.04.20016).
2. Горбунов Ю. Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования. Монография [Электронный ресурс]. М.: ФКА, ФГУП «ЦНИРТИ им. акад. А. И. Берга», 2008. 87 с. URL: http://www.cnirti.ru/pdf/d_260109.doc (дата обращения 10.03.20016).

СТУПЕНЧАТЫЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА РЕШЕТКЕ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

А.Р. Кубалова

Разработан новый метод проектирования эллиптического полосно-пропускающего СВЧ фильтра с реализацией на решетке связанных микрополосковых линий. Предложена методика расчета фильтра с применением симулятора электромагнитного поля. Представлены результаты экспериментального исследования макета фильтра.

Ключевые слова: эллиптический фильтр, СВЧ фильтр, микрополосковая линия, связанные микрополосковые линии, полосно-пропускающий фильтр (ППФ), многопроводная линия, электромагнитное моделирование.

STEPPED ELLIPTIC FILTER IMPLEMENTED ON COUPLED MICROSTRIPLINES LATTICE

Kubalova A.

The new method of design of microwave elliptic bandpass filter implemented on coupled microstriplines lattice is developed. The methodology of calculating the filter using an electromagnetic field simulation is proposed. Results of an experimental study of the filter layout are presented.

Keywords: elliptic filter, microwave filter, microstrip, coupled microstripline, bandpass filter (BPF), multiple wire line, electromagnetic simulation.

В статье представлена методика проектирования узкополосного ступенчатого микрополоскового ЭФ, проиллюстрированная синтезом ППФ с реализацией на МПЛ с параметрами: центральная частота: f_0 = 2,5 ГГц; относительная ПП: w = 3 %; затухание в ПЗ: $a_S \geq 30$ дБ; сопротивление нагрузки: $Z_0 = 50$ Ом; порядок фильтра N = 3; материал подложки RogersRO4003C с $\varepsilon_r = 3{,}55$, h = 1,524 мм. С применением электромагнитного моделирования рассчитаны и приведены кривые для определения ширины зазора между связанными МПЛ. Представлены результаты макетирования фильтра.

Для получения реализуемых геометрических размеров при проектировании узкополосного ступенчатого ЭФ на МПЛ следует реализовать фильтр как структуру без заземленных линий. На начальном этапе, воспользовавшись

частотным преобразованием от фильтра нижних частот (ФНЧ) к ППФ и преобразованием Ричардса [1] переходим от эллиптического фильтра-прототипа нижних частот (ФПНЧ) на сосредоточенных элементах к ППФ на элементах с распределенными параметрами одинаковой электрической длины. Схему ФПНЧ выбирают из таблиц Зааля [2]. Как показали предварительные расчеты, при реализации ЭФ на связанных МПЛ следует выбирать прототип с минимальным затуханием в ПЗ a_S больше требуемого на 10–15 дБ. Исходя из этого, был выбран ФПНЧ С0315-16 с a_S = 40,8 дБ. Схема П-секции эллиптического ФПНЧ и его АЧХ представлены на рисунке 1*а* и 1*б*. С помощью одной П-секции можно реализовать эллиптический ППФ третьего порядка с парой нулей передачи на конечных частотах (рис. 1*в*). Полученную схему можно представить как параллельное соединение двух лестничных подсхем: *A* из закороченных и *B* из разомкнутых элементов. Подсхемы *A* и *B* реализуются решетками связанных полосковых линий, соединенными параллельно. С целью обеспечить параллельное соединение следует задавать $\theta_0 = \pi/4$. Тогда ширины зазоров и полосков обеих подсхем будут примерно равны. Исходные значения волновых проводимостей элементов цепи на рисунке 1*в* получают по расчетным формулам [1, 3, 4]. Решетки связанных линий удобно характеризовать матрицами собственных и взаимных узловых проводимостей или нормированных погонных емкостей.

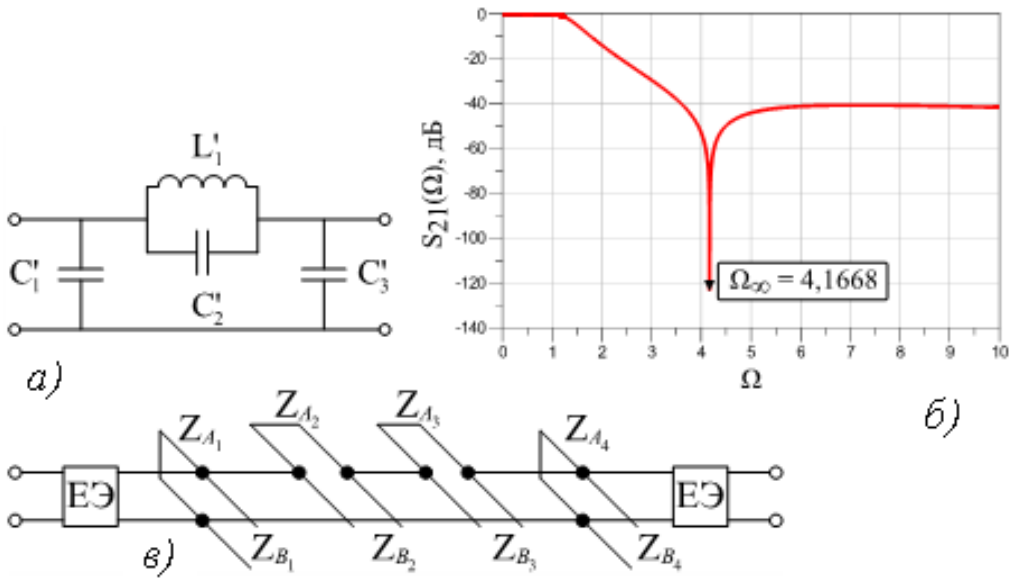


Рис. 1. П-секция эллиптического ФПНЧ (а), АЧХ ФПНЧ (б) и П-секция эллиптического ППФ 3-го порядка на элементах с распределенными параметрами (в)

В исходных матрицах у нулевого и четных узлов отсутствуют проводимости на землю, а уровень всех проводимостей узлов оказывается слишком высоким. Чтобы внутреннюю часть фильтра стало возможным реализовать связанными микрополосками, необходимо произвести преобразование матриц проводимостей [1]. Согласующие трансформаторы волновых сопротивлений

реализуются встречно-стержневыми связанными МПЛ электрической длины θ_0 на f_0. При этом одна из линий с отрицательным волновым сопротивлением поглощается первой и последней линиями внутренней части подсхемы *A*. В результате преобразований, не меняющих входные и выходные характеристики всего четырехполюсника, у каждого узла подсхем *A* и *B* есть проводимости на землю. Для удобства последующих расчетов физических размеров с применением метода краевых емкостей следует преобразовать матрицы проводимостей в матрицы нормированных погонных емкостей. Для погонных емкостей элементов подсхем *A* и *B* на землю за ε_{reff} принимаются, соответственно, $\varepsilon_{reffA} = 3{,}24$ и $\varepsilon_{reffB} = 3{,}1$, а для взаимных элементов – $\varepsilon_m = 1{,}7$. Значения эффективных диэлектрических проницаемостей были получены в результате электромагнитного анализа структур из трех и пяти связанных МПЛ на заданном материале подложки с $\varepsilon_r = 3{,}55$ на частоте f_0. Двумерные емкостные диаграммы преобразованных подсхем представлены на рисунке 2.

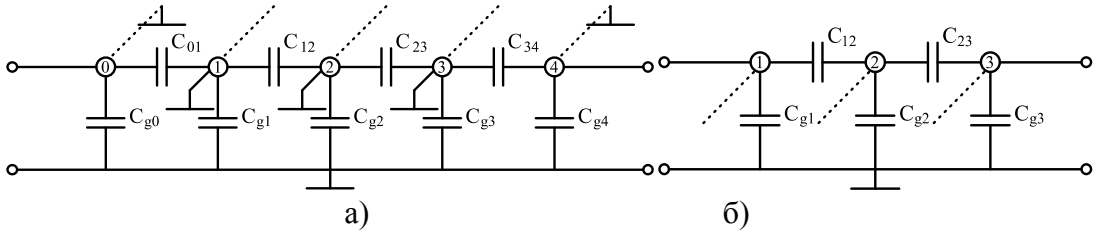


Рис. 2. Преобразованные емкостные диаграммы решеток связанных линий передачи: а) для подсхемы *A*; б) для подсхемы *B*

Определение физических размеров связанных МПЛ сводится, во-первых, к нахождению длин микрополосков в неоднородных диэлектрических средах с $\varepsilon_{reffA} = 3{,}24$ и $\varepsilon_{reffB} = 3{,}1$ и, во-вторых, к вычислению ширин зазоров и микрополосков методом краевой емкости, совмещенным с электромагнитным моделированием связанных МПЛ (рис. 3).

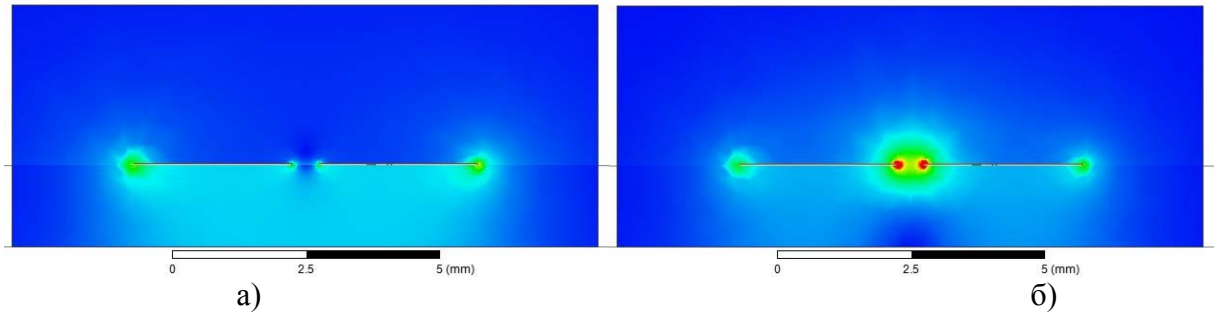


Рис. 3. Моделирование электрического поля в связанных МПЛ: а) при четном возбуждении; б) при нечетном возбуждении

В результате анализа были получены кривые зависимостей нормированной взаимной погонной емкости C_M/ε_0 и нормированной погонной краевой емкости микрополоска в области связи при четном возбуждении C_{fe}/ε_0 от ширины зазо-

ра S (см. рис. 4). Приблизительные значения ширин микрополосков $W_{Ai,\ Bi}$ подсхем A и B можно выразить из формулы для емкости плоского конденсатора. Полученные размеры служат исходными данными при последующей корректировки топологии на этапе электромагнитного моделирования всей структуры фильтра.

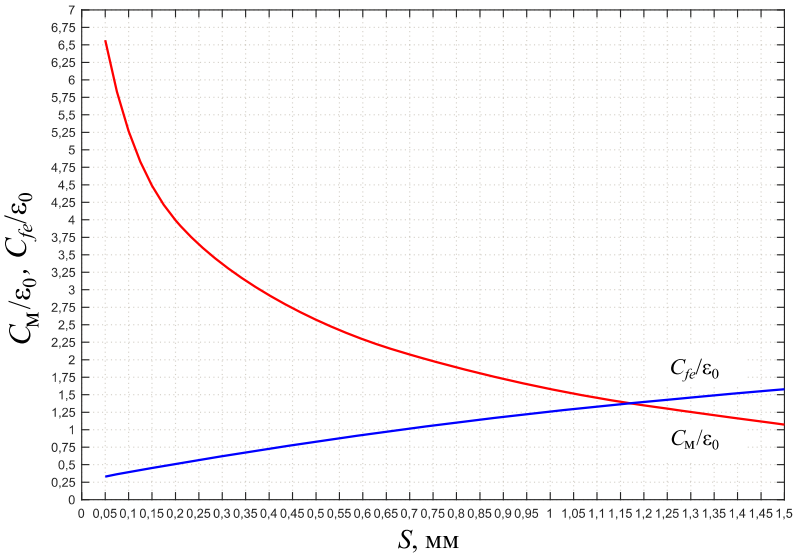


Рис. 4. $C_м/\varepsilon_0$ и C_{fe}/ε_0 в зависимости от S для связанных МПЛ $W_0 = 3$ мм на материале RO4003C с $\varepsilon_r = 3{,}55$, $h = 1{,}524$ мм, полученные с помощью электромагнитного моделирования методом конечных элементов на частоте f_0

Аналитическое исследование полученной структуры, которое бы учитывало все неоднородности и их взаимное влияние, не представляется возможным. Поэтому была построена трехмерная модель фильтра для анализа методом конечных элементов в симуляторе электромагнитного поля. Результаты моделирования исходной топологии показали, что нули передачи фильтра смещены в сторону высоких частот. Смещение нулей передачи объясняется неоднородностью среды распространения электромагнитных волн в связанных микрополосковых линиях. Эффективная электрическая длина взаимных элементов цепи, реализуемых зазорами между линиями, всегда оказывается короче электрической длины самих линий. Известно, что импеданс отрезка линии передачи на некоторой частоте определяется как электрической длиной, так и волновым сопротивлением линии. Следовательно, частотой, на которую попадают нули передачи, можно управлять, изменяя ширины зазоров. Смещение в сторону нижних частот первого нуля передачи достигается уменьшением зазора S_{B23} и увеличением S_{A23}. Для коррекции положения второго нуля передачи необходимо уменьшать S_{B12} и увеличивать S_{A12}. На рисунке 5 представлены АЧХ исходной топологии и АЧХ при увеличении зазоров S_{A12} и S_{A23} в 3 и 4 раза. Для сравнения на рисунке 5 пунктиром показана АЧХ схемы фильтра из идеальных элементов.

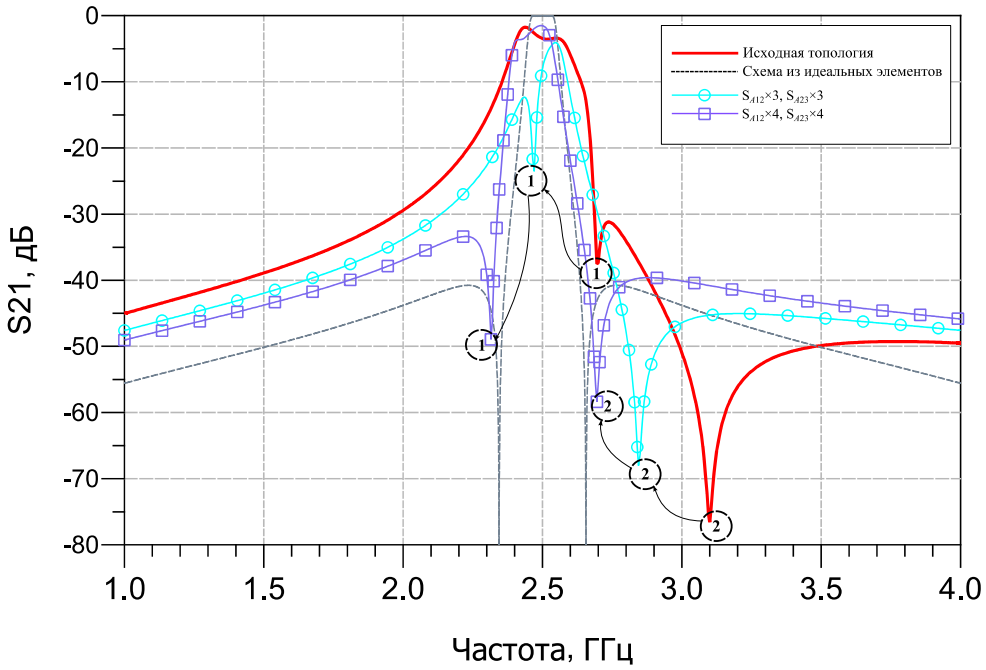
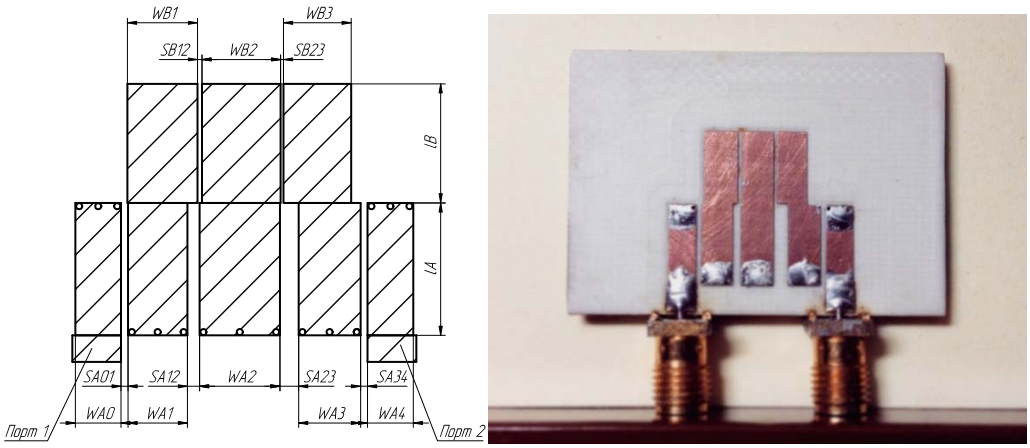


Рис. 5. АЧХ исходной топологии и компенсация сдвига нулей передачи

В результате систематических корректировок зазоров и значений ширин микрополосков была получена скорректированная топология фильтра, представленная на рисунке 6*а*. Был изготовлен экспериментальный образец узкополосного ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ (рис. 6*б*). Конструктивно фильтр состоит из диэлектрической подложки, на которой сформирована топология и металлизированные отверстия. Измерения проводились на измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор–304/1» в полосе частот 1–3 ГГц. Рассчитанная и измеренная АЧХ фильтра представлены на рисунке 7.



а) б)

Рис. 6. Скорректированная топология микрополоскового ступенчатого ЭФ и экспериментальный образец микрополоскового ступенчатого ЭФ СВЧ

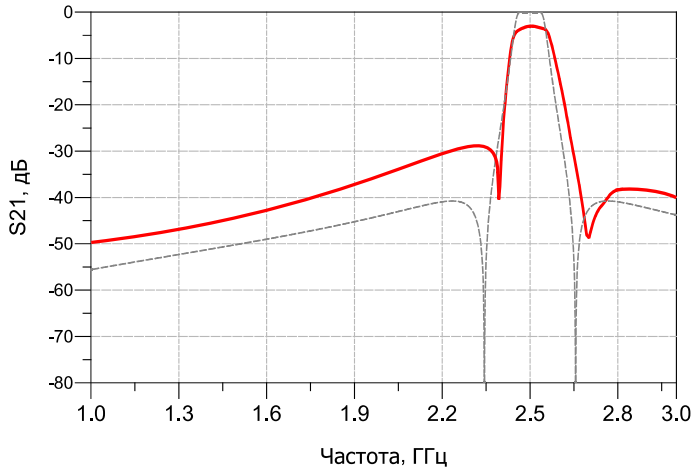


Рис. 7. Результаты моделирования и эксперимента

Заключение

Разработан новый метод синтеза компактных микрополосковых ступенчатых ЭФ. В качестве примера рассчитана топология ступенчатого ЭФ с центральной частотой f_0 = 2,5 ГГц и заданной относительной ПП w = 3 % на диэлектрической подложке из материала RogersRO4003C с ε_r = 3,55 и толщиной h = 1,524 мм. Представлены результаты макетирования фильтра. Потери на центральной частоте составили 3 дБ, относительная ПП по ослаблению 3 дБ – 5 %. Габариты фильтра 21,8×16,1×1,524 мм. Эксперимент демонстрирует хорошее совпадение с теорией. Использование симулятора электромагнитного поля на различных этапах расчета существенно снижает трудоемкость расчета ЭФ СВЧ и позволяет удовлетворительно предсказывать характеристики реального фильтра, что создает дополнительные предпосылки для ускорения темпов внедрения устройств данного типа в радиоэлектронную промышленность.

Список используемых источников

1. Кубалова А. Р., Томашевич С. В. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров. СПб.: Издательство СПбГУТ, 2013. 368 с.

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

3. Rhodes J. D. The Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol.: 17. C. 178–174.

4. Jia-Sheng Hong, Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/Microwave applications. N. Y.: John Wiley & sons. Inc., 2001. P. 482.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ЯЧЕЙКЕ ДЖИЛЬБЕРТА

Ю.А. Никитин, В.А. Юрова

В устройствах радиосвязи смесители (перемножители частоты) во многом определяют динамический диапазон и чувствительность аппаратуры, её устойчивость к воздействию помех. Возможно построение смесителей как на диодах, так и на транзисторах,