

КОМПАКТНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР С ПОВЫШЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ НА ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Д.Н. Клименко, Б.И. Иванов

Описаны варианты использования разомкнутых на конце плавно-нерегулярных линий передачи в фильтрах на параллельно связанных линиях передачи с целью повышения селективности фильтра за счет подавления паразитных резонансных частот. Предложена методика синтеза фильтра. Был спроектирован фильтр с центральной частотой 2.5 ГГц, изготовлен и измерен. Характеристика этого нового фильтра показывает эффективность предложенного подхода в улучшении уровня внеполосного подавления более 40 дБ в широкой полосе частот.

Ключевые слова: фильтр, СВЧ, широкая полоса заграждения, селективность, плавно-нерегулярная линия передачи.

Введение

Последние достижения в современных сверхширокополосных радиолокационных системах и системах беспроводной связи потребовали высокоэффективных и перестраиваемых радиочастотных систем, включающих фильтры [1]. Микрополосковые фильтры на параллельно связанных линиях (СПЛП), впервые предложенные в 1958 году [2], являются одними из самых часто используемых типов фильтров в СВЧ и ВЧ системах. Такие фильтры обладают рядом преимуществ, как простая процедура проектирования, планарная структура и возможность изготовления для широкого диапазона относительных полос пропускания. Фильтры на СПЛП могут быть с легкостью изготовлены и показывают достаточно хорошие характеристики. Однако в них имеются некоторые недостатки. В микрополосковом представлении основной недостаток — это ухудшение уровня подавления за полосой пропускания, в результате чего появляются паразитные полосы пропускания на частотах $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и т.д. (f_0 — центральная частота фильтра). Эти нежелательные полосы возникают из-за различных фазовых скоростей (в результате различных электрических длин) для четных и нечетных мод секций связанных линий. Подавление таких нежелательных полос пропускания становится в последние годы важной задачей [3-6].

Разными авторами было предложено много решений. Традиционный подход заключается в использовании регулярных

шлейфов, конденсаторов на резонаторах с открытым концом или каскадно включенных полосно-заграждающих фильтров. Однако, эти подходы слишком узкополосны, увеличивают используемое пространство и вносимые потери, а так же не позволяют расширить полосу заграждения.

В данной статье мы применили эквивалентные Т-образные плавно-нерегулярные шлейфы, разомкнутые на конце вместо последовательных четвертьволновых соединительных линий в фильтре, тем самым осуществив объединение полосно-задерживающих фильтров в простой полосно-пропускающий фильтр. Таким образом, предлагаемые фильтры имеют компактные размеры и широкую полосу заграждения. Уравнения для обобщенных параметров эквивалентной Т-образной плавно-нерегулярной линии передачи, разомкнутой на конце, были получены путем создания модели линии передачи [7]. Основываясь на этой модели, эквивалентные Т-образные плавно-нерегулярные линии передачи показывают хорошую характеристику полосы пропускания на основной гармонике и отчетливую характеристику полосы задерживания на паразитных гармониках.

В работе был рассчитан микрополосковый фильтр на параллельно связанных линиях передачи с предлагаемой структурой на центральную частоту 2.5 ГГц и полосой пропускания 100 МГц. Экспериментальные результаты показали хорошую характеристику фильтра. Полоса задерживания достигает 40 дБ в полосе до 6 ГГц.

Проектирование фильтра с широкой полосой заграждения

Обычный микрополосковый полосно-пропускающий фильтр шпилечного типа 5 порядка показан на рисунке 1. Он был реализован на подложке FR4 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 4.7$ и толщиной 0.5 мм. Центральная частота 2.5 ГГц, полоса пропускания 100 МГц. Входной и выходной порт по 50 Ом. Детальная процедура проектирования такого рода фильтров представлена в классической литературе по микрополосковым фильтрам. Выходная характеристика простого фильтра шпилечного типа 5 порядка представлена на рисунке 4. Кривые S21 изображены черной линией. Слева от кривых представлена характеристика в диапазоне частот 2.3-2.6 ГГц.

Для того, чтобы подавить паразитные полосы пропускания в полосе задерживания без увеличения размеров фильтра, мы заменили последовательные линии передачи T-образными плавно-нерегулярными линиями, разомкнутыми на концах. Схема замещения показана на рисунке 2. T-образные шлейфы, разомкнутые на конце, имеют лучшее ослабление на их резонансных частотах и малые вносимые потери на других полосах частот. Если мы настроим их резонансные частоты на паразитные гармоники, то это позволит подавить их. Так как шлейф имеет нерегулярный профиль и позволяет настроить его резонансные частоты так, чтобы достичь

максимального подавления паразитных гармоник, то достаточно заменить три последовательные линии передачи. После замены и реализации на подложке трансформированный полосно-пропускающий фильтр представлен на рисунке 3. Эти три плавно-нерегулярных шлейфа, разомкнутых на концах, добавляют несколько нулей передачи в полосу задерживания, что позволяет устранить паразитные гармоники.

Характеристика передачи такого фильтра представлена на рисунке 5. Из графика мы видим, что в полосе задерживания паразитные гармоники не превышают уровень 40 дБ. Большое затухание в полосе пропускания объясняется высокими потерями в материале подложки ($\tan\delta = 0.015$). Результаты показывают, что был получен компактный полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой заграждения и высоким уровнем подавления внеполосных частот.

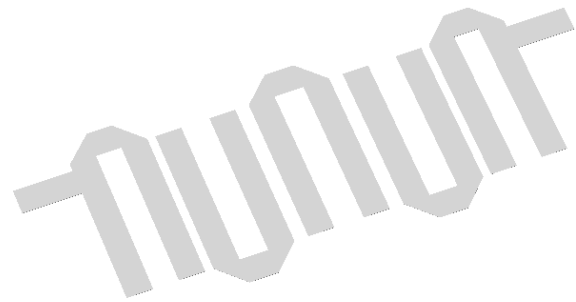


Рисунок 1 – Простой полосно-пропускающий фильтр шпилечного типа 5 порядка



Рисунок 2 – Схема замещения последовательной линии передачи T-образной плавно-нерегулярной разомкнутой на конце

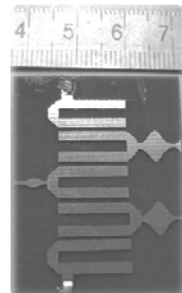


Рисунок 3 – Фильтр с плавно-нерегулярными шлейфами

КОМПАКТНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР С ПОВЫШЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ НА ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

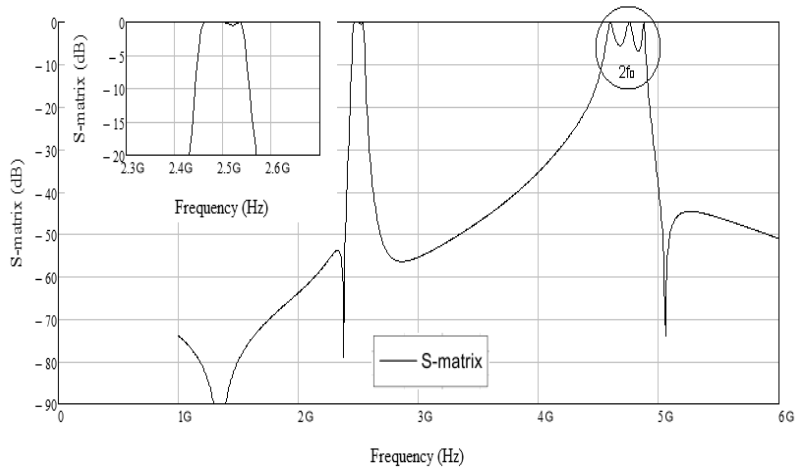


Рисунок 4 – S-параметры простого полотно-пропускающего фильтра шпилечного типа

Анализ Т-образных линий и расчет их параметров

Конструкция последовательной линии передачи и Т-образного шлейфа представлены на рисунке 2. Положим, что волновое сопротивление последовательной линии передачи Z_0 , а её электрическая длина θ_0 . Волновое сопротивление соединительных линий и разомкнутого шлейфа соответственно Z_1 и $Z(\tau)_2$, а их электрические длины соответственно θ_1 и θ_2 . Матрица ABCD последовательной линии передачи

$$M_0 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_0) & jZ_0 \sin(\theta_0) \\ \frac{j \sin(\theta_0)}{Z_0} & \cos(\theta_0) \end{bmatrix}$$

Разомкнутый на конце Т-образный шлейф состоит из двух соединительных линий и разомкнутого шлейфа. Если не учитывать неоднородность Т-образной линии и эффект разомкнутого конца в шлейфе, то

$$Z_1 = \cot \theta_1 \frac{1 - \cos \theta_2}{\sin \theta_2} Z_0,$$

$$Z_2 \prod_{N=1}^{\infty} \frac{p^2 + \omega_{2N}^2}{p^2 + \omega_{1N}^2} \prod_{N=1}^{\infty} \frac{p^2 + \omega_{2N}^2}{p^2 + \omega_{1N}^2} \cot \theta_2 = \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos 2\theta_2 - \cos \theta_0} \frac{1 - \cos \theta_2}{\sin \theta_2} Z_0.$$

Полученные уравнения описывают связь между последовательной линией передачи и Т-образным шлейфом.

Система измерений и характеристики

Для полной характеристики микрополоскового фильтра шпилечного типа были произведены измерения S-матриц и

ABCD матрица запишется следующим образом

$$M_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & jZ_1 \sin(\theta_1) \\ \frac{jZ_1 \sin(\theta_1)}{Z_1} & \cos(\theta_1) \end{bmatrix},$$

$$M_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan(\theta_2)}{Z(\tau)_2} & 1 \end{bmatrix}.$$

Учитывая каскадное включение двух этих цепей, эквивалентная ABCD матрица Т-образного шлейфа может быть записана следующим образом

$$M_0 = M_1 M_2 M_1.$$

Так как последовательная линия передачи заменяется Т-образным шлейфом, то должно выполняться условие

$$M_T = M_0.$$

Учитывая данные выражения и метод синтеза плавно-нерегулярных линий передачи [7], получим

характеристики импеданса при комнатной температуре. Схема измерений представлена на рисунке 4. Измерительной системой является векторный анализатор цепей компании Rohde & Schwarz ZVL6, позволяющий одновременно производить измерения S-матрицы в полосе от 9 кГц до 6 ГГц в различных режимах мощности и

согласованный с 50 Омным волновым сопротивлением. Для подключения исследуемого фильтра к анализатору цепей использовались 50 Омные гибкие коаксиальные кабели малых омических потерь общей длиной 1 м. Далее производилась калибровка измерительной системы с учетом этой длины линий передачи. Калибровка производилась в два этапа: калибровка каждого кабеля с открытым концом, с закороченным концом и 50 Омной нагрузкой и калибровка линии передачи с учетом потерь. В первом случае калибровка необходима для точного определения S_{11}, S_{22} параметров, во втором для S_{21}, S_{12} .

S -матрица в диапазоне частот от 9 кГц до 6 ГГц, измеренная при комнатной температуре, представлена на рисунке 5. Кривые S_{21} и S_{12} изображены черной линией, кривые S_{11} S_{22} показаны серым цветом. Справа от кривых

представлена характеристика в диапазоне частот 2-3 ГГц.

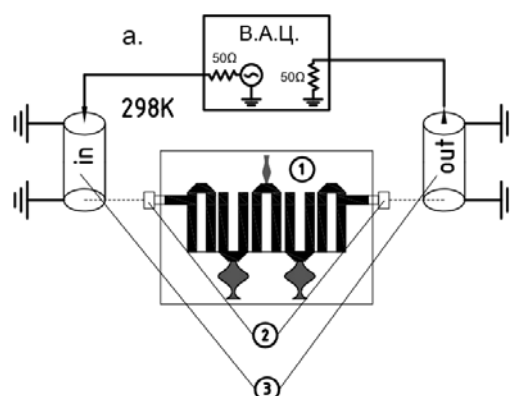


Рисунок 5 – Схема измерений характеристик полосно-пропускающего фильтра шпилечного типа при комнатной температуре. 1- фильтр на подложке, 2- 50 Омные соединяющие разъемы SMA, 3а- гибкий 50 Омный коаксиальный кабель.

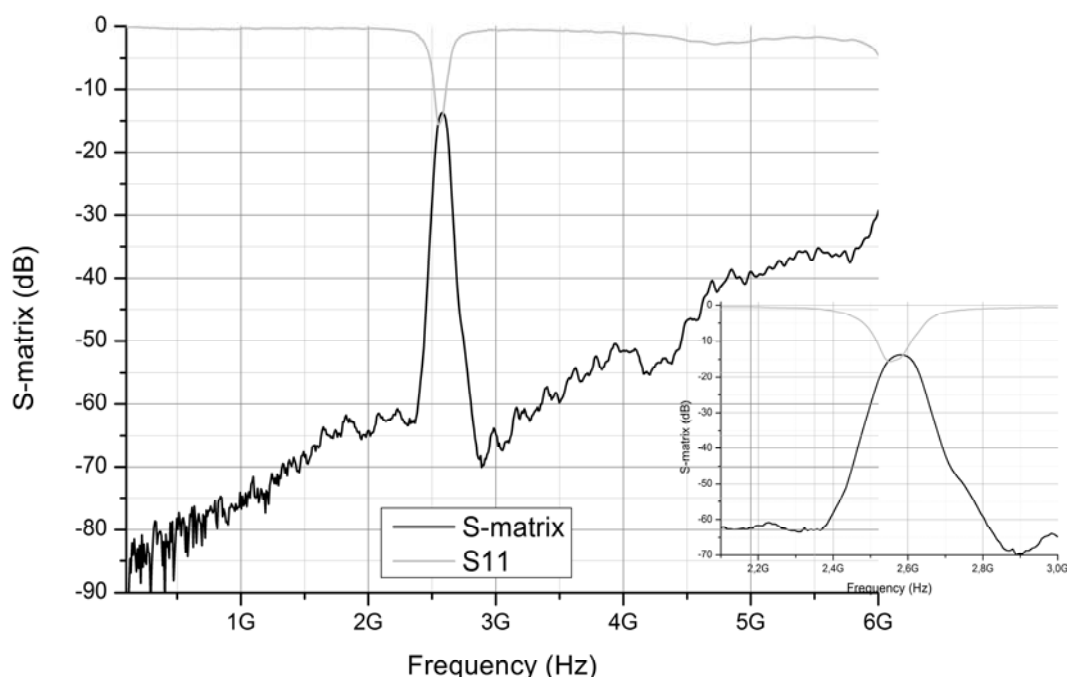


Рисунок 6 – S -параметры полосно-пропускающего фильтра шпилечного типа при комнатной температуре

Заключение

Представлена обобщенная Т-образная плавно-нерегулярная линия передачи, которая заменяет последовательную линию передачи в фильтре шпилечного типа. Таким образом, мы смогли интегрировать полосно-задерживающую характеристику в стандартный фильтр и поэтому получили полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой заграждения. Более того, такие Т-образные

шлейфы не увеличивают размеров фильтра. Мы получили подавление паразитных гармоник не хуже 40дБ в широкой полосе заграждения. Т-образные шлейфы на плавно-нерегулярных линиях передачи показали себя с хорошей стороны и в будущем будут иметь огромный потенциал в существующих устройствах СВЧ и миллиметрового диапазона.

КОМПАКТНЫЙ МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ФИЛЬТР С ПОВЫШЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ НА ПЛАВНО-НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hunter I. C., "Microwave filters applications and technology" IEEE Trans. on Microwave Theory Tech., Vol. 50, No. 3, 794-805, 2002.
2. Cohn S. B., "Parallel-coupled transmission-line resonator filters" IRE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 6, No. 2, 223-231, 1958.
3. Kuo J. T. and M. Jiang, "Suppression of spurious resonance for microstrip band pass filters via substrate suppression, «Asia-Pacific Microwave Conf., 497-500, Kyoto, Japan, 2002.
4. Kuo J. T. and W. Hsu, "Parallel coupled microstrip filters with suppression of harmonic response," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. Vol. 12, No. 10, 383-385, 2002.
5. Lopetegi, T., M. A. G. Laso, J. Hernandez, M. Baciaoa, D. Benito, M. J. Garde, M. Sorolla, and M. Guglielmi, "New microstrip wiggly-line filters with spurious passband suppression," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 49, 1593-1598, 2001.
6. Radisic, V., Y. Qian, and T. Itoh, "Broad-band power amplifier using dielectric photonic band gap structures," IEEE Microw. Guided Wave Lett. Vol. 8, No. 1, 13-15, 1998.
7. Клименко, Д.Н. Особенности проектиро-

вания фильтров с широкими полосами заграждения // Современные проблемы технических наук/ под ред.: Л.А. Федотова/ Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский– М.: «Сибстрин»,-2006

8. Клименко, Д.Н. Синтез фильтров гармоник на нерегулярных линиях передачи с широкой полосой заграждения // Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский/ Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / под ред.: А.И. Громыко, А.В. Сарафанов. – М.: «Радио и Связь»,-2006

9. Клименко, Д.Н. Полосно-пропускающий фильтр с широкой полосой заграждения на связанных нерегулярных линиях передачи/ Д.Н. Клименко, Л.Г. Плавский / Техническая электродинамика и электроника. //Сборник научных трудов. СГТУ,- 2009.

Клименко Д.Н., научн.сотрудник, ГНУ СибФТИ
Россельхозакадемии, E-mail: angrup@mail.ru;

Иванов Б.И., аспирант, каф. Конструирования и технологии радиоэлектронных средств, Новосибирский государственный технический университет.