

Планарные полосно-пропускающие фильтры без паразитных полос пропускания

В работе представлены полосно-пропускающие (ПП) фильтры на связанных линиях передачи со сдвигом паразитных полос пропускания при помощи частично удаленного слоя экрана. Рассмотрены различные конфигурации апертуры. Приведены результаты измерения 3 ГГц ПП фильтра, результаты электродинамического моделирования 8 ГГц и двухполосного ($f=3,14, f=5,34$ ГГц) ПП фильтров со сдвигом паразитных полос пропускания.

Ключевые слова: СВЧ фильтр, подавление, паразитные полосы

Планарные фильтры низкого порядка широко используются в современных радиотехнических системах благодаря низкому уровню вносимых потерь в полосе пропускания. Одним из недостатков микрополосковых планарных фильтров является наличие паразитных полос пропускания, центральная частота которых кратна центральной частоте фильтра. Это связано с природой линий передач, длина которых соизмерима с длиной волны, распространяющейся в этой линии. Паразитные полосы ограничивают возможность использования фильтров. Существует много способов подавления паразитных полос в фильтре. С практической точки зрения все методы можно разделить на две группы: I) собственно методы подавления (емкостная компенсация [1, 2], полосно-заграждающие фильтры [3]) II) методы частотного сдвига (использование частично удаленного слоя экрана [4], отрезков линий с положительной и отрицательной дисперсией [5,6]).

В данной работе рассматривается метод частотного сдвига паразитных полос при помощи частично удаленного слоя экрана (апертуры). Первоначально исследовалась пара

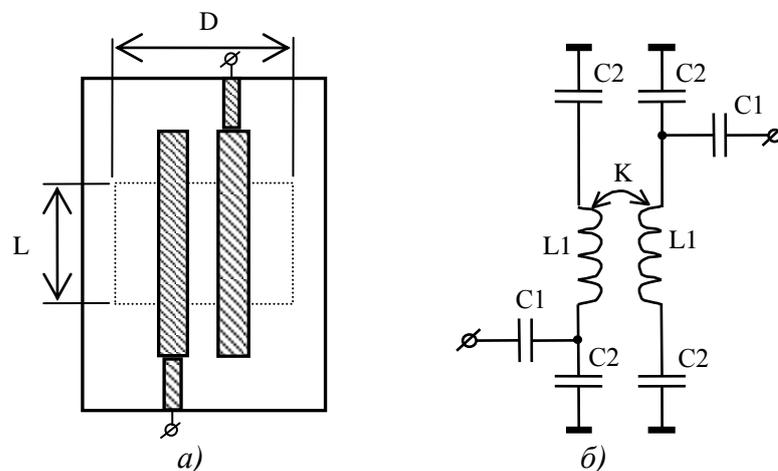


Рис. 1.

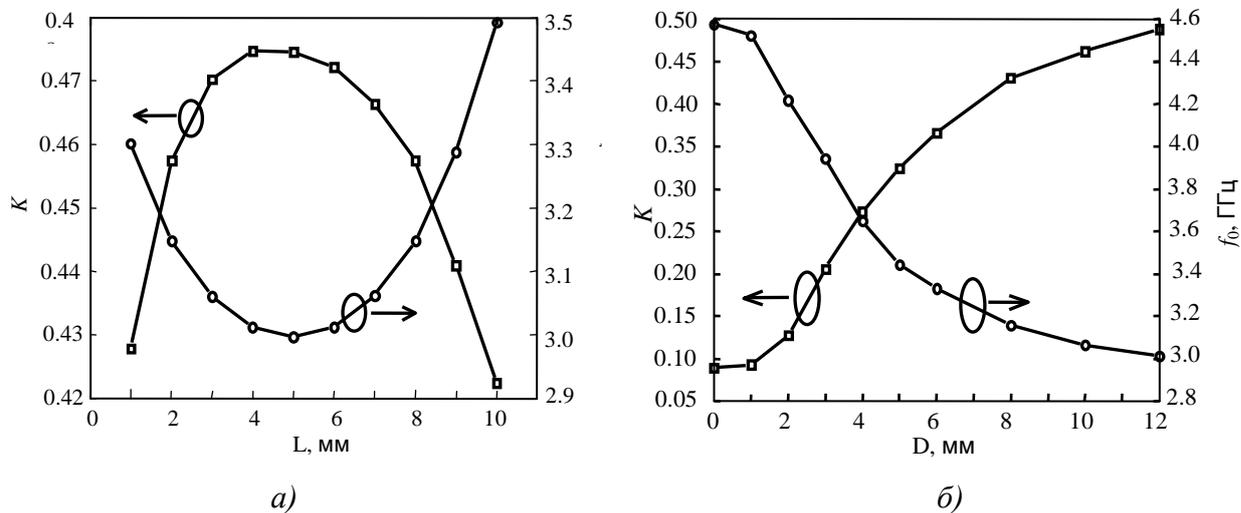


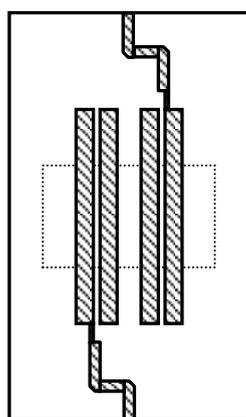
Рис. 2.

связанных микрополосковых резонаторов (рис. 1а). Длина резонаторов 12,6 мм, расстояние между ними 1 мм. Часть экрана на нижней части подложки удалена. Размеры апертуры L=6 мм, D=7 мм. Материал подложки - поликор толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=9,8$. На рис. 1б показана эквивалентная схема используемой топологии. Путем сравнения результатов схемотехнического и электродинамического моделирования найдены соответствующие модельные параметры: $C1=0,22$ пФ, $C2=34$ пФ, $L1=0,18$ нГн, $K=0,47$ (коэффициент связи между витками). Частичное удаление экрана приводит к появлению дополнительной индуктивности, и, как следствие, к увеличению коэффициента связи между резонаторами и сдвигу рабочих резонансов вниз по частоте.

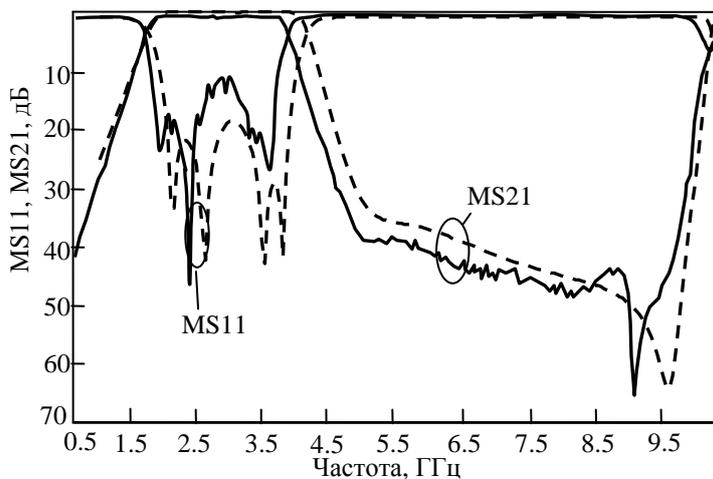
Коэффициент связи и средняя частота определяются выражениями [7]:

$$K = \frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2}$$

$$f_0 \approx \sqrt{f_{01} \cdot f_{02}}$$



а)



б)

Рис. 3.

где f_{01} и f_{02} - резонансные частоты симметричной и несимметричной мод связанных резонаторов.

Анализировалась зависимость коэффициента связи и центральной частоты пары связанных резонаторов в зависимости от размера апертуры (рис. 2). Полученные характеристики показали, что максимальный коэффициент связи и минимальное значение центральной частоты в рассмотренном случае может быть достигнуто при следующих размерах апертуры: $L=6$ мм и $D=10$ мм.

Дополнительная индуктивность, которая возникает при создании “окна” в слое экрана и увеличивает коэффициент связи между резонаторами, приводит к расширению полосы пропускания фильтра, что позволяет использовать этот конструктивный элемент при проектировании широкополосных фильтров. С использованием исследованных выше резонаторов был разработан фильтр 4-го порядка с центральной частотой 3 ГГц и полосой пропускания 2,4 ГГц. Топология фильтра представлена на рис. 3а. Расстояние между первым и вторым, третьим и четвертым резонаторами составило $S1=0,4$ мм, а между вторым и третьим резонаторами $S2=2$ мм. Размер апертуры: длина $L=6$ мм и ширина $D=10$ мм. Результаты электродинамического моделирования (пунктирная линия) и экспериментального исследования (сплошная линия) представлены на рис. 3б. Потери в фильтре составили 0,5 дБ.

На рис. 4а представлена топология узкополосного фильтра 4-го порядка с центральной частотой 8 ГГц и полосой пропускания 520 МГц. Под каждым из микрополосковых резонаторов в слое экрана сделано “окно” в виде щелевого резонатора в форме гантели (рис. 4б). Щелевой резонатор формируется каскадным соединением отрезков щелевых линий с разными волновыми сопротивлениями. Таким образом

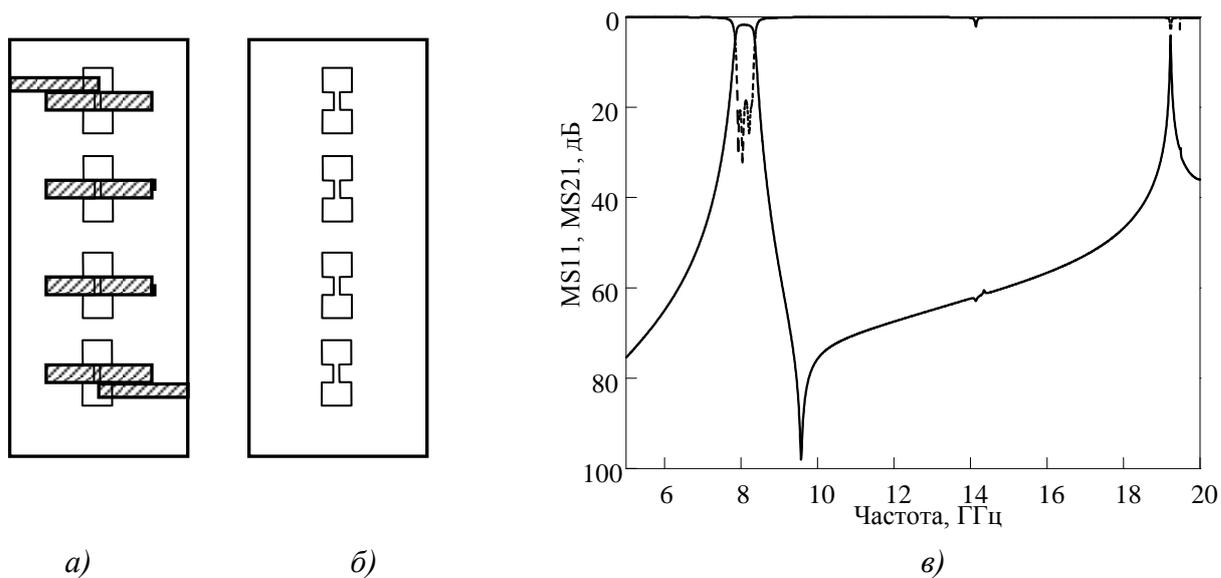


Рис. 4.

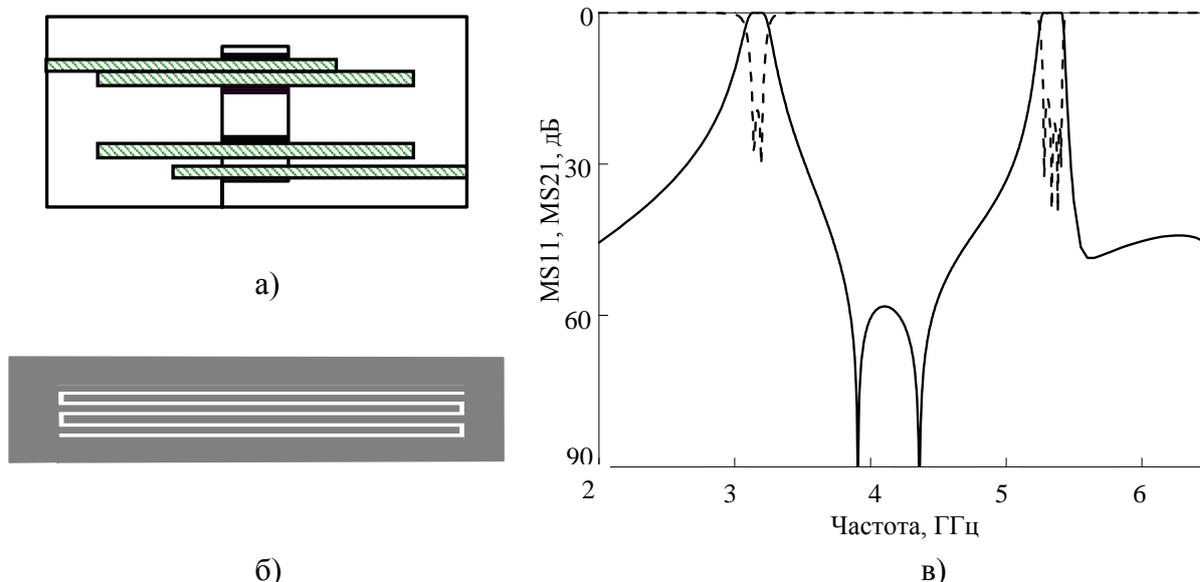


Рис. 5.

получается дополнительная решетка из четырех щелевых резонаторов. Подобная структура позволяет сдвигать рабочую полосу фильтра на микрополосковых резонаторах вниз по частоте, при этом четыре резонатора в слое экрана формируют резонансный отклик на некротной частоте, существенно превышающей рабочую.

Потери в фильтре составили 2 дБ, первый паразитный резонанс появляется на частоте 19 ГГц. Размер подложки: $8 \times 19 \text{ мм}^2$.

Следующий шаг - создание такой структуры в слое экрана, которая решает проблему с паразитными полосами и одновременно выполняет функцию резонаторов полосно-пропускающего фильтра. На рис. 5а показана топология фильтра (а, б) и передаточные характеристики (в) двухполосного фильтра с частотами 3,15 и 5,34 ГГц и полосой пропускания 170 МГц. Первый фильтр 2-го порядка спроектирован на микрополосковых линиях передачи, второй фильтр 4-го порядка создан при помощи щелевых линий передачи (рис. 5б). Резонаторы первого фильтра имеют простейшую форму в виде отрезков линии передачи, а резонаторы второго – имеют S - образную форму (рис.5б). Между щелевыми резонаторами удален слой экрана. Размер подложки: $22 \times 10 \text{ мм}^2$. Все фильтры в работе выполнены на поликоре толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon=9,8$.

Рассмотренный метод подавления паразитных полос с помощью частично удаленного слоя экрана ориентирован на широкое применение. Он может быть использован как для подавления паразитных резонансов в узкополосных и широкополосных фильтрах, так и для создания широкополосных фильтров или второй рабочей полосы в случае узкополосных фильтров.

Библиографический список

1. Capacitively Compensated High Performance Parallel Coupled Microstrip Filters / I. J. Bahl // MTTT Digest, 1989, Pp. 679-682.
2. Microwave filter without spurious passband/ Irina V. Kolmakova and Yaroslav Kolmakov// 11th International student seminar on Microwave Applications of Novel Physical Phenomena, 2004, Russia, Saint-Petersburg, June 7-9, 2004 –Pp. 54-56.
3. Spurious Passband Suppression in Microstrip Coupled Line Band Pass Filters by Means of Split Ring Resonators / Joan Garcia- Garcia, Ferran Martin, Francisco Falcone, Jordi Bonache, I. Gil, Txema Lopetegui, Miguel A.G. Laso, Mario Sorolla and Ricardo Marques // MWCL, Vol. 14, №9 Pp. 416-418.
4. И.В. Колмакова, Я.А. Колмаков / Разработка планарных фильтров с подавлением паразитных полос пропускания // 58 научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава университета // 2005, Россия, СПб, СПбГЭТУ.
5. Microwave Devices Based On Transmission Lines with Positive/Negative Dispersion/ I.B. Vendik, D.V. Kholodnyak, I.V. Kolmakova, E.V. Serebryakova, and P.V. Kapitanova// Microwave and Optical Technology Letters, 2006, vol. 48. n. 12, -P. 2632-2638
6. Microwave filter without spurious passband/ I.V. Kolmakova// 13th International student seminar on Microwave Applications of Novel Physical Phenomena 2006, Finland, Rovaniemi, August 21-24, 2006 –P. 54-56
7. J. S. Hong, M. J. Lancaster, Couplings of microstrip square openloop resonators for cross-coupled planar microwave filters // IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1996, vol. 44, No. 11, Pp. 2099–2109.