

УДК 621.372.543

## ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ НА СИММЕТРИЧНЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

А. В. Захаров, М. Е. Ильченко, Л. С. Пинчук

Национальный технический университет Украины “КПИ”, Киев, Украина

Представлены результаты экспериментальных исследований полосковых полосно-пропускающих фильтров со ступенчатыми резонаторами, работающих в диапазоне частот 1500–2500 МГц. Показано, что использование ступенчатых резонаторов нарушает кратность в частотном расположении полос пропускания таких фильтров. Это позволяет осуществить подавление гармоник выходного сигнала в передатчиках и расширить полосу заграждения для паразитных сигналов в приемниках. Рассмотрены комбинированные полосковые фильтры, объединяющие в одной конструкции полосно-пропускающий фильтр со ступенчатыми резонаторами и один или два фильтра нижних частот. Установлено, что в комбинированных полосковых фильтрах обеспечиваются широкие полосы заграждения, превышающие декаду. Определена добротность полосковых резонаторов и проведено ее сравнение с добротностью керамических резонаторов существующих конструкций.

The results of experimental investigations of stripline band-pass filters with stepped-impedance resonators operating in the frequency range 1500–2500 MHz are presented. It is shown that the using of stepped-impedance resonators breaks the multiplicity factor in frequency positioning of passbands in such filters. This allows suppressing harmonics of output signal in transmitters and widening stopband for parasitic signals in receivers. The composite stripline filters combining a band-pass filter with stepped-impedance resonator and one or two low-pass filters are considered. It is proved that the combined stripline filters have wide rejection bands exceeding a decade. A determination of stripline resonators quality-factor  $Q$  and its comparison with those of existing ceramic structures are performed.

### Введение

В приемо-передающей аппаратуре систем связи широко используются полосно-пропускающие фильтры (ППФ), осуществляющие частотную селекцию сигналов. Особое место среди ППФ занимают фильтры на основе высокочастотной керамики (керамические фильтры), способствующие решению проблемы миниатюризации радиотехнических устройств. К числу керамических фильтров относятся: фильтры на коаксиальных диэлектрических резонаторах; моноблочные керамические фильтры [1]; многослойные керамические фильтры [2]; микрополосковые фильтры [3]. Эти фильтры были предложены уже давно, они продолжают совершенствоваться и использоваться в различной аппаратуре связи. В таких фильтрах применяется термостабильная микроволновая керамика с различной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r$ . Благодаря этому фильтры обладают хорошей термостабильностью и характеризуются малыми габаритами. Керамические фильтры работают в широком диапазоне частот от сотен мегагерц до 7 ГГц, их непрерывная рабочая мощность может достигать 100 Вт [4].

Широкое распространение получили ППФ, использующие четвертьволновые резонаторы  $\lambda/4$

[5]. Недостатком таких фильтров является наличие в них паразитных полос пропускания на нечетных гармониках основного сигнала  $3F_0$ ,  $5F_0$  и т.д. В некоторых приемных устройствах важно иметь широкую полосу заграждения, при этом первая паразитная полоса пропускания с частотой  $3F_0$  должна быть значительно удалена от основной полосы. В передатчиках, наряду с полезным сигналом на частоте  $F_0$ , излучаются паразитные сигналы на кратных гармониках  $2F_0$ ,  $3F_0$  и т.д. Для фильтрации этих паразитных сигналов достаточно нарушить кратность в распределении полос пропускания фильтра. В этом случае не обязательно добиваться широкой полосы заграждения.

Практический интерес представляет решение данной задачи в ППФ на симметричных полосковых линиях [6]. В этих фильтрах две керамические подложки с проводящими топологическими рисунками соединяются между собой. Фильтры такой конструкции изучены недостаточно. Промышленностью выпускаются керамические подложки толщиной  $h$  от 0,25 до 3 мм с различной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r = 2-100$ . Это дает возможность реализовывать полосковые фильтры различной толщины  $b = 2h$  и при этом охватить широкий частотный диапазон. В данной статье приводят-

ся результаты исследований керамических ППФ полосковой конструкции.

**Фильтры со ступенчатыми резонаторами**

Резонансные частоты  $F_i, i = 0, 1, 2, \dots$  ступенчатого резонатора (рис. 1) определяются из уравнения

$$m \operatorname{tg}(q\theta) \operatorname{tg}[(1-q)\theta] - 1 = 0, \tag{1}$$

где  $\theta = \omega l / v$  — электрическая длина резонатора;  $l$  — его геометрическая длина;  $\omega$  — циклическая частота;  $v$  — скорость распространения электромагнитной волны;  $m$  — отношение волновых сопротивлений короткозамкнутого и разомкнутого отрезков линии;  $0 \leq q \leq 1$  — относительная координата скачка волнового сопротивления.

Будем различать два вида ступенчатых резонаторов. Резонатор первого вида имеет более высокое волновое сопротивление короткозамкнутого отрезка линии, соответствующее параметру  $m > 1$ . Второй вид резонатора отличается более высоким волновым сопротивлением разомкнутого отрезка линии, у него параметр  $m < 1$ .

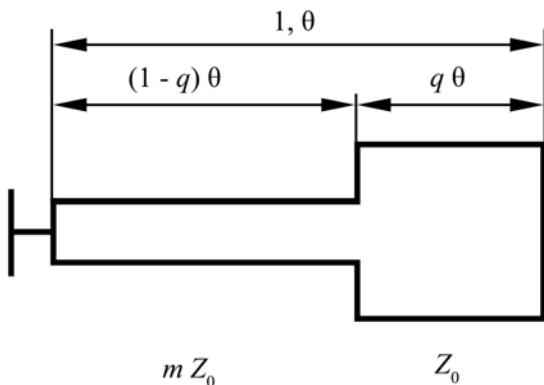


Рис. 1. Схематическое представление ступенчатого резонатора

Удаление первой паразитной резонансной частоты  $F_1$  от частоты основного резонанса  $F_0$  характеризуется величиной  $P = F_1 / F_0$ . Для четвертьволнового резонатора этот коэффициент равен  $P = 3$ . Другой характеристикой ступенчатого резонатора является отношение его длины к длине четвертьволнового резонатора  $K = l / (\lambda / 4)$ . Величины  $P$  и  $K$  зависят от координаты скачка волнового сопротивления и параметра  $m$ .

Графики этих зависимостей, рассчитанные согласно уравнению резонанса (1), приведены на рис. 2. У резонаторов первого вида, по мере увеличения  $m$ , наблюдается удаление первой паразитной резонансной частоты от основной частоты (рис. 2а) и одновременно происходит уменьшение длин резонаторов относительно  $\lambda / 4$  (рис. 2б).

У резонаторов второго вида, для которых параметр  $m < 1$ , имеет место сближение частот первого паразитного и основного резонансов (рис. 2а) и одновременное увеличение длин этих резонаторов (рис. 2б).

Характеристики, представленные на рис. 2, являются симметричными относительно точки  $q = 1/2$ , соответствующей равенству электрических длин высокоомного и низкоомного отрезков полосковой линии. В этой точке параметры  $P$  и  $K$  ступенчатых резонаторов принимают максимальные и минимальные значения. При  $q = 1/2$  эти характеристики наиболее сильно зависят от перепада волнового сопротивления  $m$ . Для этого значения  $q$  из (1) можно получить следующие выражения для параметров  $P$  и  $K$ :

$$P = \pi / [\operatorname{arctg}(1 / \sqrt{m})] - 1, \tag{2}$$

$$K = 4 \operatorname{arctg}(1 / \sqrt{m}) / \pi. \tag{3}$$

Выражения (2), (3), полученные из (1) при  $q = 1/2$ , позволяют быстро оценить величину взаимного удаления (сближения) частот первого паразитного и основного резонансов, а также эффект изменения длины ступенчатого резонатора. Подобная оценка возможна ввиду того, что функции  $P(q)$  и  $K(q)$  изменяются достаточно плавно в окрестности точки  $q = 1/2$ .

Рассмотрим два 3-резонаторных ППФ встречно-стержневого типа со ступенчатыми резонаторами первого вида. Один из этих резонаторов показан на рис. 3. Он выполнен на подложках из  $Al_2O_3$  толщиной 2 мм и работает на частоте  $F_0 = 1500$  МГц. Выбор этого материала обусловлен тем, что теплопроводность  $Al_2O_3$  примерно в 19 раз больше, чем у керамики с  $\epsilon_r = 92$ , и в 11 раз больше, чем у керамики с  $\epsilon_r = 38$ . Это делает его перспективным для использования в полосно-пропускающих фильтрах с повышенной рабочей мощностью.

Подложки металлизировались медью методом вакуумного напыления, толщина металлизации составляет 10 мкм. Топологические рисунки, показанные на рис. 3а, формировались методом химического травления. Позиция 1 соответствует лицевой стороне нижней подложки, позиция 2 обозначает лицевую сторону верхней подложки. Контуры проводников на верхней подложке уменьшены с каждой стороны на 0,2 мм по сравнению с контурами проводников на нижней подложке. Это обусловлено необходимостью совмещения топологических слоев при сборке фильтра. Для поверхностного монтажа фильтра на внешней стороне нижней подложки 3

вытравлены контактные площадки. Торцы нижней и верхней подложек фильтра металлизировались методом вакуумного напыления. На торцах нижней подложки были сформированы проводящие полоски 4, соединяющие центральные проводники входа и выхода фильтра с контактными площадками. После совмещения рисунков торцы подложек пропаивались между собой. Металлизированные полоски по периметру лицевой стороны нижней и верхней подложек препятствуют попаданию припоя внутрь фильтра, где размещены топологические рисунки.

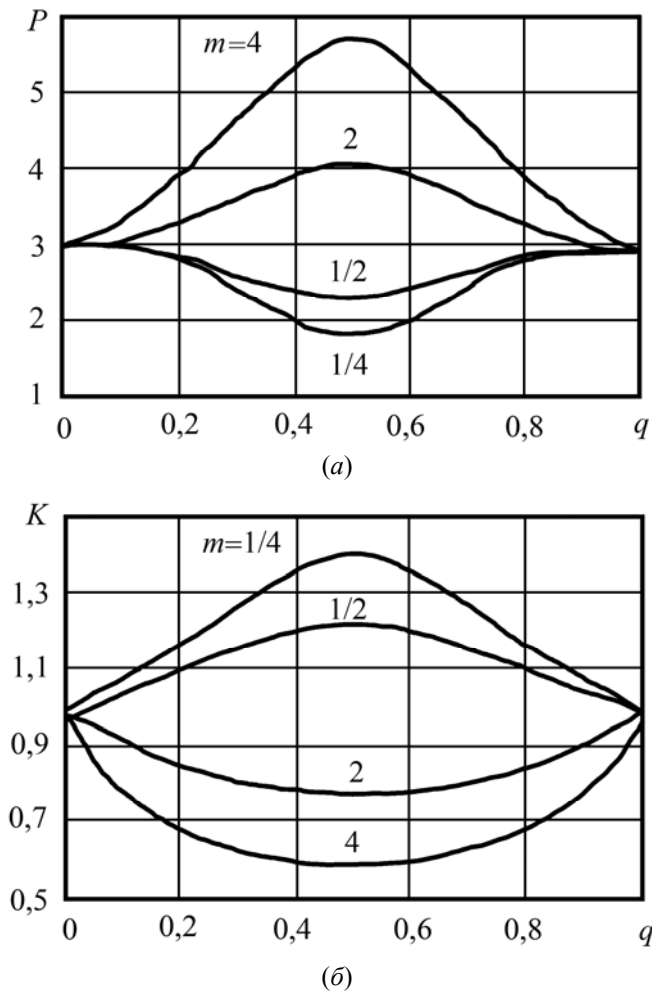


Рис. 2. Зависимости характеристик ступенчатого резонатора от нормированной координаты скачка волнового сопротивления: (а) величины  $P = F_1 / F_0$ ; (б) фактора укорочения резонатора  $K = l / (\lambda/4)$

Разработанный фильтр полосковой конструкции имеет толщину  $b = 4$  мм при толщине центрального проводника  $t = 20$  мкм,  $t/b = 0,005$ , габаритные размеры фильтра составляют  $21 \times 11 \times 4$  мм. Каждый ступенчатый резонатор содержит высокоомный и низкоомный отрезки полосковой линии, причем один конец высокоомного отрезка линии закорочен.

Ширина центрального проводника высокоомного отрезка полосковой линии резонатора  $w = 1,6$  мм, что соответствует ее волновому сопротивлению  $Z_0 = 36,3$  Ом. Низкоомный отрезок полосковой линии резонатора характеризуется значениями  $w = 6,8$  мм и  $Z_0 = 14,1$  Ом. Отношение волновых сопротивлений отрезков полосковых линий этого резонатора  $m = 2,57$ .

Пользуясь выражениями (2), (3), определяем показатели  $P$  и  $K$  ступенчатого резонатора при  $m = 2,57$  и  $q = 1/2$ . Они равны  $P = 4,63$ ;  $K = 0,71$ , соответственно. У такого резонатора первая паразитная резонансная частота значительно удалена от частоты основного резонанса  $F_1 = 4,63 F_0$ , а его длина меньше, чем четвертьволнового резонатора  $l / (\lambda/4) = 0,71$ .

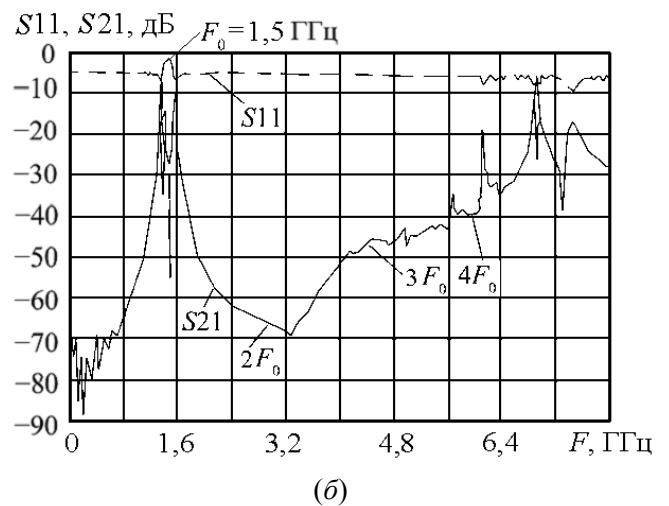
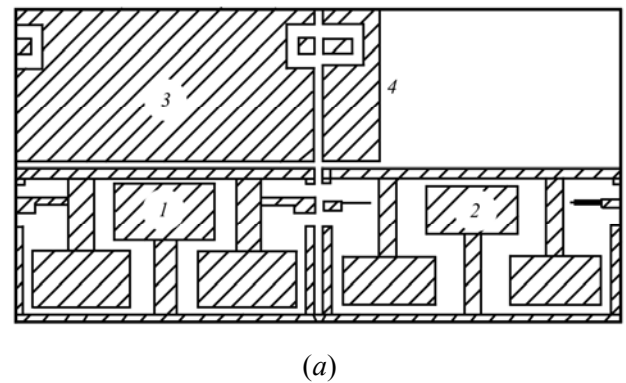


Рис. 3. Экспериментальный образец 3-резонаторного ППФ с резонаторами первого вида со средней частотой полосы пропускания  $F_0 = 1500$  МГц: (а) топология; (б) частотные характеристики на экране анализатора цепей

У рассматриваемого фильтра электрические длины высокоомного и низкоомного отрезков линии не равны между собой, поэтому значение  $P$  несколько меньше, чем 4,63. Это значение экспериментально образца фильтра можно определить непосредственно.

венно по его частотным характеристикам, которые измерены на анализаторе цепей (рис. 3б). Центральная частота первой паразитной полосы пропускания равна 6750 МГц, а центральная частота основной полосы пропускания составляет 1500 МГц.

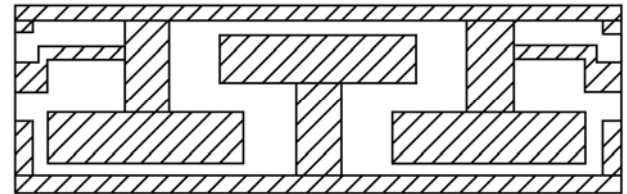
Отношение этих частот дает величину  $P = 4,5$ . За счет удаления паразитной полосы пропускания от основной полосы увеличилось затухание на частоте  $3F_0$  до 46 дБ. Затухание фильтра на частотах  $2F_0$  и  $4F_0$  соответственно составляет 66 дБ и 41 дБ. Фильтр имеет непрерывный уровень загораживания 40 дБ в полосе частот, правый край которой приблизительно соответствует значению  $4F_0$ . Потери фильтра на центральной частоте составляют 1 дБ, ширина полосы пропускания по уровню неравномерности 2 дБ равна 105 МГц.

Левый скат АЧХ фильтра несколько круче правого. Это свидетельствует о том, что в электромагнитном взаимодействии между резонаторами преобладает электрическая составляющая. Избирательность левого ската АЧХ характеризуется показателем 30 дБ при  $F_0 - 160$  МГц, в то время как на правом скате АЧХ затухание 30 дБ достигается при большей отстройке от центральной частоты  $F_0 + 190$  МГц.

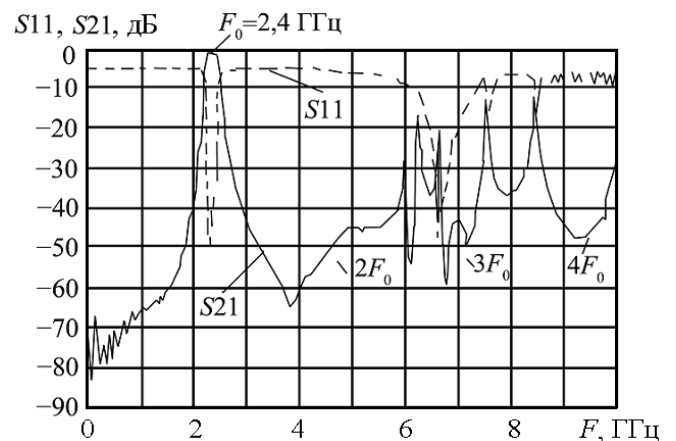
На рис. 4а показана топология 3-резонаторного фильтра встречно-стержневого типа со ступенчатыми резонаторами, работающего на частоте  $F_0 = 2400$  МГц. Фильтр также выполнен на подложках из  $Al_2O_3$  толщиной 2 мм, его габаритные размеры составляют  $21 \times 6,6 \times 4$  мм. Как и у предшествующего фильтра, ширина центрального проводника высокоомного отрезка полосковой линии резонатора  $w = 1,6$  мм, что соответствует ее волновому сопротивлению 36,3 Ом. Низкоомный отрезок полосковой линии резонатора имеет параметры:  $w = 6,8$  мм и  $Z_0 = 14,1$  Ом. Отношение волновых сопротивлений отрезков полосковых линий этого ступенчатого резонатора  $m = 2,57$ .

На рис. 4б показаны частотные характеристики экспериментального образца фильтра, измеренные на анализаторе цепей. Затухание фильтра на частотах  $2F_0$ ,  $3F_0$  и  $4F_0$  примерно одинаково и составляет 46 дБ. Потери фильтра на центральной частоте равны 0,8 дБ, ширина полосы пропускания по уровню неравномерности 0,4 дБ составляет 175 МГц. У этого фильтра левый скат АЧХ также круче правого. Избирательность левого ската АЧХ характеризуется показателем 30 дБ при  $F_0 - 260$  МГц, правый скат АЧХ имеет величину потерь 30 дБ при  $F_0 + 330$  МГц.

В отличие от предшествующего фильтра, этот фильтр не имеет непрерывного загораживания в полосе частот, правый край которой приблизительно соответствует значению  $4F_0$ , хотя его резонаторы характеризуются таким же перепадом волнового сопротивления  $m = 2,57$ . Это обусловлено появлением паразитных типов колебаний вследствие того, что поперечные размеры резонатора больше его продольных размеров.



(а)

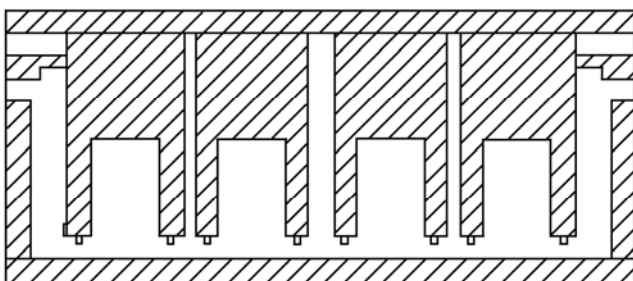


(б)

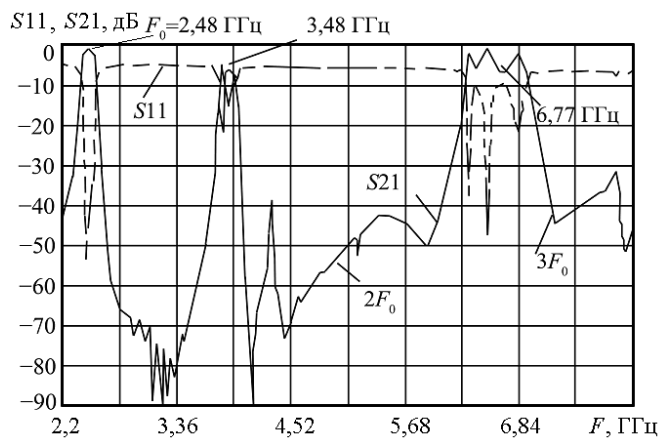
Рис. 4. Экспериментальный образец 3-резонаторного ППФ, образованного резонаторами первого вида, с центральной частотой основной полосы пропускания  $F_0 = 2400$  МГц: (а) топология; (б) частотные характеристики на экране анализатора цепей

При проектировании рассматриваемых ППФ важно оценить стабильность характеристик фильтра при изменении температуры окружающей среды. Расчеты показывают, что температурный коэффициент частоты полосковых резонаторов и фильтров на основе  $Al_2O_3$  равен  $-46$  ppm/°C. При изменении температуры на 100 °C смещение резонансной частоты составляет 6,9 МГц на частоте  $F_0 = 1500$  МГц и 11 МГц на частоте  $F_0 = 2400$  МГц. Такой температурный уход частоты требует расширения полосы пропускания фильтра на 6,9 МГц в первом случае и на 11 МГц во втором случае. Такое расширение полосы пропускания практически всегда возможно, за исключением редких случаев.

На рис. 5а показан 4-резонаторный гребенчатый фильтр со ступенчатыми резонаторами второго вида. Фильтр выполнен на подложках из  $Al_2O_3$  толщиной 2 мм, его габаритные размеры составляют  $28 \times 12 \times 4$  мм. Низкоомный отрезок полосковой линии ступенчатого резонатора, один конец которого короткозамкнут, характеризуется значениями:  $w = 5$  мм и  $Z_0 = 17,9$  Ом. К нему примыкают два высокоомных отрезка полосковой линии, имеющие волновое сопротивление 45 Ом и ширину внутренних проводников  $w = 1$  мм. Эти высокоомные отрезки полосковой линии включены параллельно друг другу, поэтому их результирующее волновое сопротивление составляет 22,5 Ом. Отношение волновых сопротивлений отрезков полосковых линий этого ступенчатого резонатора  $m = 17,9/22,5 = 0,796$ .



(а)



(б)

Рис. 5. Экспериментальный образец 4-резонаторного ППФ, образованного резонаторами второго вида, с центральной частотой основной полосы пропускания  $F_0 = 2480$  МГц: (а) топология; (б) частотные характеристики на экране анализатора цепей

Частотные характеристики экспериментального образца фильтра, измеренные с помощью анализатора цепей, показаны на рис. 5б. Центральная частота фильтра  $F_0 = 2480$  МГц. Потери фильтра на

центральной частоте составляют 1,2 дБ. Ширина полосы пропускания по уровню неравномерности 0,5 дБ равна 75 МГц, что соответствует относительной ширине этой полосы 3,02 %. Фильтр не имеет симметричной амплитудно-частотной характеристики, у него правый скат АЧХ круче левого. Это свидетельствует о том, что в электромагнитном взаимодействии между резонаторами преобладает магнитная составляющая.

Избирательность правого ската АЧХ характеризуется показателем 30 дБ на частоте  $F_0 + 95$  МГц, на левом скате АЧХ такое же затухание достигается при отстройке от центральной частоты на 125 МГц. Затухание фильтра на частотах гармоник  $2F_0$  и  $3F_0$  равно 53 и 42 дБ, соответственно.

Пользуясь выражениями (2), (3), определяем величины  $P$  и  $K$  ступенчатого резонатора при  $m = 0,796$  и  $q = 1/2$ . Они равны:  $P = 2,73$ ;  $K = 1,07$ . Длина такого резонатора незначительно превышает  $\lambda / 4$ , а частота паразитного резонанса  $F_1 = 2,73 F_0 = 6770$  МГц. Это значение частоты  $F_1$  отмечено на рис. 5б, с ней связана паразитная полоса пропускания, расположенная в окрестности этой частоты. Другая паразитная полоса пропускания расположена ближе к основной полосе, ее средняя частота равна 3,48 ГГц (рис. 5б). Она обусловлена паразитными типами колебаний резонатора. Компьютерное моделирование показало, что эта паразитная полоса пропускания исчезает при замене двух высокоомных отрезков на краях резонатора одним отрезком с повышенным волновым сопротивлением в средней части резонатора.

### Экспериментальное определение добротности полосковых резонаторов

Задача определения собственной добротности резонаторов  $Q_u$  ППФ по измеренным частотным характеристикам решена в работе [7]. Решение основано на использовании формулы Кона, которая определяет затухание в середине полосы пропускания фильтра [5]:

$$L_i = 4,343 F_0 \sum_{k=1}^N g_k / (Q_u \Delta F), \text{ дБ.} \quad (4)$$

В выражении (4)  $g_k$  — нормированные значения элементов фильтров-прототипов нижних частот, соответствующие определенному уровню пульсаций  $\Delta L$ , дБ;  $\Delta F$  — ширина полосы пропускания фильтра без потерь, отсчитываемая по этому уровню пульсаций;  $N$  — число резонаторов фильтра.

Как правило, при построении ППФ на полосковых резонаторах используются параметры прототипов, обеспечивающие чебышевские или максимально гладкие характеристики вносимого затухания фильтров. Для таких фильтров в справочной литературе приводятся графики характеристик затухания и таблицы значений коэффициентов  $g_k$ . Если известен уровень пульсаций  $\Delta L$ , то значения  $g_k$  определяются по таблицам. В свою очередь, уровень пульсаций фильтра можно определить по коэффициенту стоячей волны  $K_{стU}$  или по величине обратных потерь  $L_r$  [5]:

$$\Delta L = -10 \lg \{1 - [(K_{стU} - 1) / (K_{стU} + 1)]^2\}; \quad (5)$$

$$\Delta L = -10 \lg [1 - 10^{(L_r/10)}]. \quad (6)$$

В таблице приведены значения  $K_{стU}$ ,  $L_r$  и соответствующая им величина пульсаций  $\Delta L$ , рассчитанная по формулам (5), (6).

Таблица соответствия коэффициента стоячей волны, величины пульсаций и вносимых потерь

$K_{стU}$	1,1	1,2	1,4	1,5	1,6	1,8
$\Delta L$ , дБ	0,01	0,036	0,12	0,18	0,24	0,37
$L_r$ , дБ	26,44	20,83	15,56	13,98	12,74	10,8

Дальнейшим шагом в экспериментальном определении добротности является измерение полосы задерживания фильтра  $\Delta F_3$  и переход от нее к полосе пропускания  $\Delta F$ . Название “полоса задерживания” носит условный характер. По существу, это полоса пропускания, отсчитываемая по уровню больших затуханий (30–60 дБ), что делает ее практически нечувствительной к влиянию диссипативных потерь фильтра. Переход от  $\Delta F_3$  к  $\Delta F$  осуществляется по графикам характеристик затухания фильтров.

Заметим, что формула (4) была выведена в предположении, что сопротивления входа и выхода фильтра равны сопротивлению нагрузки. Этот случай соответствует полному согласованию  $K_{стU} = 1$  и отсутствию пульсаций  $\Delta L = 0$ . По мере увеличения уровня пульсаций в полосе пропускания фильтра точность формулы (4) уменьшается.

Результаты работы [5] показали, что у чебышевских фильтров с уровнем пульсаций  $\Delta L = 0,5$  дБ погрешность вычисления по формуле (4) изменяется в пределах от 0,27 до 11,9 % в сторону увеличения значений  $L_i$ . Если величина  $L_i$  известна, то вычисление добротности резонаторов по формуле (4) также приведет к завышенным в этих же пределах значениям  $Q_u$ .

Используя выражения (5), (6), можно определить значения  $K_{стU}$  и обратных потерь  $L_r$ , соответствующие уровню пульсаций  $\Delta L = 0,5$  дБ. Они равны:  $K_{стU} = 1,984$  и  $L_r = -9,636$  дБ. Если измеренные величины  $K_{стU}$  или  $L_r$  фильтра меньше этих значений, то погрешность вычисления добротности резонаторов этого фильтра  $Q_u$  по формуле (4) будет меньше 11,9 %.

Определим добротность резонаторов первого из рассмотренных фильтров (рис. 3). Измеренное значение обратных потерь фильтра  $L_r = -14$  дБ. На основании (6) определяем уровень пульсаций  $\Delta L = 0,176$  дБ.

Для расчетов принимаем  $\Delta L = 0,2$  дБ. Согласно [5] находим сумму коэффициентов  $g_k$  для 3-резонаторного чебышевского фильтра с уровнем пульсаций 0,2 дБ. Она равна 3,61. Измеряем ширину полосы задерживания фильтра по уровню 30 дБ:  $\Delta F_3 = 350$  МГц. По кривой затухания [5] для  $\Delta L = 0,2$  дБ и  $N = 3$  находим  $\Delta F_3 / \Delta F = 3,5$ . Отсюда вычисляем ширину полосы пропускания:  $\Delta F = 100$  МГц. Подставляя найденные значения суммы  $g_k$  и  $\Delta F$ , а также значения  $F_0 = 1500$  МГц и  $L_i = 1$  дБ в формулу (4), получаем величину добротности резонаторов фильтра

$$Q_u = \frac{4,343 \times 1500 \times 3,61}{1 \times 100} \approx 235.$$

Проводя аналогичные вычисления, получим значения собственной добротности резонаторов последующих фильтров, показанных на рис. 4а и рис. 5а.

При тех же исходных данных и ширине закороченного отрезка полосковой линии  $w = 1,6$  мм добротность резонаторов полосковой конструкции с  $\epsilon_r = 9,7$  и толщиной 4 мм в составе полосно-пропускающего фильтра (рис. 4а), рассчитанного на среднюю частоту полосы пропускания  $F_0 = 2400$  МГц, составляет  $Q_u = 300$ . Добротность резонаторов второго вида (рис. 5а) с шириной закороченного отрезка полосковой линии  $w = 5$  мм и центральной частотой  $F_0 = 2480$  МГц, составляет  $Q_u = 600$ .

Отметим, что вычисленная на основании результатов измерений добротность  $Q_u$  включает потери в элементах связи между резонаторами, поэтому она несколько меньше собственной добротности резонатора. За счет этого происходит частичная взаимная компенсация погрешностей определения собственной добротности резонаторов. Формула (4) дает несколько увеличенное значение добротности, а потери в элементах связи обуславливают некоторое ее уменьшение.

Потери полоскового резонатора распределены неравномерно вдоль его длины. Большая их часть сосредоточена на участке, прилегающем к короткозамкнутому концу, поскольку здесь протекает наибольший по величине ток. Если ширину полоска этого участка уменьшать, то потери ступенчатого резонатора будут увеличиваться, а его добротность уменьшаться, что характерно для резонаторов первого типа.

У ступенчатых резонаторов второго типа полосок имеет значительную ширину (5 мм) в области короткозамыкателя, что и обеспечивает таким резонаторам высокое значение добротности. Для сравнения заметим, что четвертьволновые коаксиальные резонаторы прямоугольного сечения 4×4 мм, выполненные на керамике с  $\epsilon_r = 38$ , характеризуются добротностью около 400 на частоте 2000 МГц. Она ниже добротности полоскового резонатора.

Следует отметить, что добротность полоскового резонатора также выше добротности микрополоскового резонатора и резонатора на основе многослойных керамических структур. В таких структурах используется керамика с низкой температурой обжига (LTCC), которая характеризуется большим значением тангенса угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta$ . Это обстоятельство и приводит к невысокой добротности резонаторов в многослойных керамических структурах.

Моноблочная конструкция фильтров представляет собой полосковую линию с круглыми проводниками [6]. В работе [8] было показано, что добротность полосковой линии с круглым проводником несколько выше, чем линии с плоским проводником.

Полученные данные позволяют установить последовательность керамических резонаторов по мере убывания их добротности: моноблочный; полосковый; коаксиальный; микрополосковый; многослойный.

### Комбинированные фильтры с широкой полосой заграждения

В некоторых приемных устройствах требуется непрерывное подавление паразитных сигналов в очень широкой полосе частот, вплоть до  $10 F_0$  и более. Использование только ступенчатых резонаторов для построения полосно-пропускающих фильтров не дает желаемого результата.

Однако эта задача может быть решена путем совмещения полосно-пропускающего фильтра и фильтров нижних частот (ФНЧ) в одной полосковой конструкции.

На рис. 6а показан экспериментальный образец комбинированного фильтра, объединяющий в себе один ППФ и один ФНЧ. Комбинированный фильтр выполнен на подложках из диэлектрического материала  $\text{Al}_2\text{O}_3$  толщиной 1 мм. При этом толщина фильтра  $b = 2$  мм, а его габаритные размеры составляют  $18,4 \times 15 \times 2$  мм.

Полосно-пропускающий фильтр является фильтром встречно-стержневого типа со ступенчатыми резонаторами первого вида. Он содержит 3 резонатора. Широкий полосок резонатора имеет ширину  $w = 3,4$  мм и характеризуется волновым сопротивлением  $Z_0 = 14,1$  Ом. Ширина узкого полоска резонатора равна  $w = 0,8$  мм и ему соответствует  $Z_0 = 36,2$  Ом. Перепад волнового сопротивления ступенчатого резонатора  $m = 2,57$ .

Фильтр нижних частот содержит 4 индуктивных и 3 емкостных элемента. В качестве индуктивных элементов используются отрезки линий шириной 0,1 мм, которым соответствует волновое сопротивление  $Z_0 = 75,7$  Ом. Емкостными элементами служат отрезки линий шириной 1,6 мм с волновым сопротивлением  $Z_0 = 75,7$  Ом.

Чтобы конструкция фильтра была более компактной, тонкие отрезки линий выполнены в виде меандра. Для совмещения рисунков контуры проводников верхней подложки уменьшены на 0,2 мм с каждой стороны по сравнению с контурами проводников верхней подложки. При этом тонкие линии (0,1 мм) индуктивных элементов на верхнюю подложку не наносятся, как показано на рис. 6а.

Частотная характеристика этого комбинированного фильтра изображена на рис. 6б. Центральная частота полосы пропускания фильтра  $F_0 = 990$  МГц, потери на центральной частоте  $L_i = 2$  дБ. Фильтр нижних частот имеет частоту среза по уровню неравномерности 3 дБ  $F_c = 2600$  МГц. Каскадное соединение полосно-пропускающего фильтра с фильтром нижних частот привело к тому, что у результирующего фильтра отсутствуют паразитные полосы пропускания в диапазоне частот выше 10 ГГц. Уровень затухания в полосе заграждения не менее 40 дБ. Отношение центральной частоты первой паразитной полосы пропускания к центральной частоте основной полосы пропускания этого фильтра  $F_1 / F_0$  больше 10. Ширина полосы заграждения превышает декаду.

На рис. 7а показан ППФ, совмещенный с двумя ФНЧ. Размеры этого комбинированного фильтра полосковой конструкции  $17,4 \times 8,8 \times 2$  мм, диэлектрический материал подложки фильтра  $\text{Al}_2\text{O}_3$ . Полосно-пропускающий фильтр содержит три ступен-

чатых резонатора, включенных навстречу друг другу. В резонаторе используются полоски шириной 3,2 мм и 0,8 мм. Этот фильтр настроен на частоту  $F_0 = 2000$  МГц.

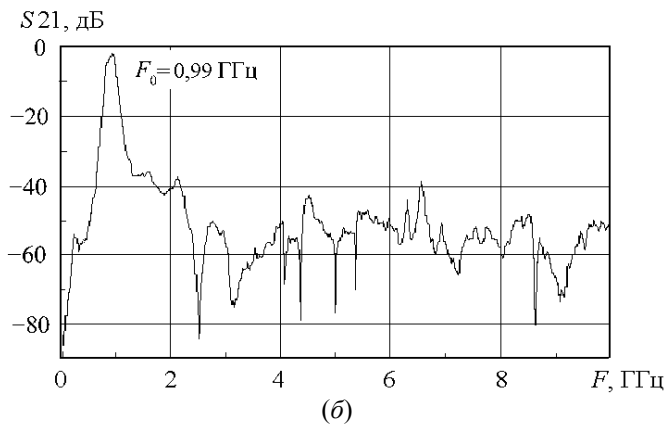
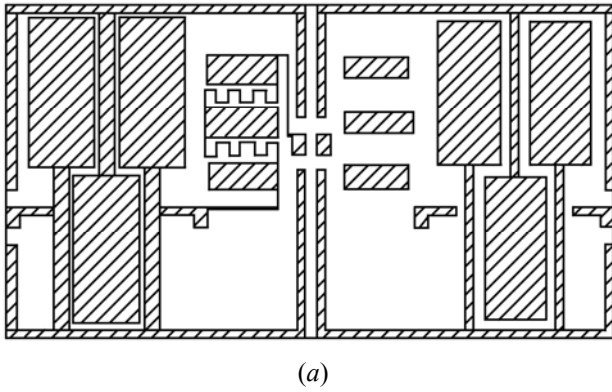


Рис. 6. Экспериментальный образец комбинированного фильтра полосковой конструкции ( $F_0 = 990$  МГц) с одним ФНЧ: (а) топология; (б) частотная характеристика на экране анализатора цепей

Два ФНЧ имеют разные частоты среза по уровню неравномерности 3 дБ. У первого ФНЧ частота среза равна 6,3 ГГц, а у второго ФНЧ она составляет 10,5 ГГц. Оба этих фильтра имеют по 4 индуктивных и 3 емкостных элемента. Ширина полосок индуктивных элементов в этих фильтрах равна 0,1 мм. Полоски емкостных элементов первого ФНЧ имеют ширину 1,3 мм, а у второго ФНЧ эта ширина равна 1,0 мм.

На рис. 7б изображена промоделированная частотная характеристика комбинированного фильтра для случая отсутствия потерь в его элементах. Моделирование проводилось с помощью компьютерной программы Microwave Office (AWR). Центральная частота основной полосы пропускания этого фильтра равна 2 ГГц. Фильтр имеет широкую полосу заграждения по уровню затухания 40 дБ, вплоть до 22,6 ГГц. Отношение центральных частот

первой паразитной и основной полос пропускания этого фильтра  $F_1 / F_0$  больше 11.

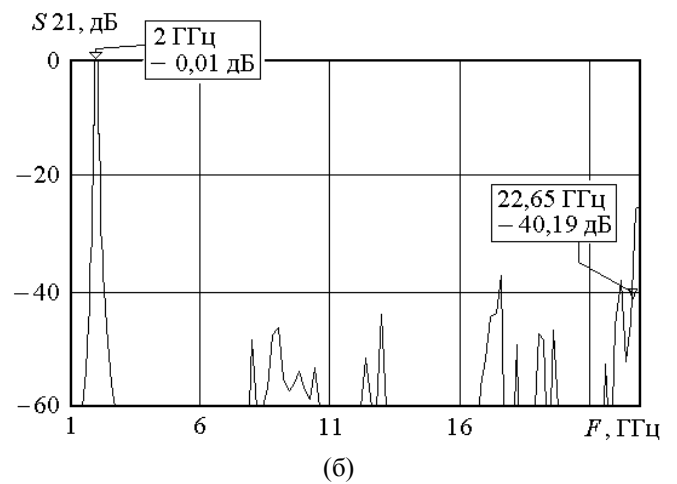
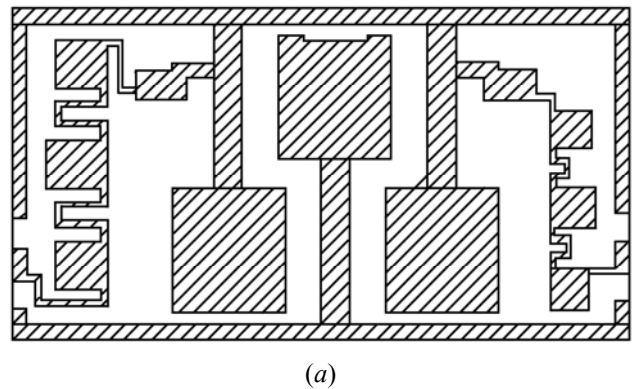


Рис. 7. Комбинированный фильтр полосковой конструкции с двумя ФНЧ: (а) топология; (б) промоделированная частотная характеристика на экране компьютера

Результаты измерений и данные компьютерного моделирования показывают, что комбинированные фильтры полосковой конструкции, объединяющие один ППФ и один или два ФНЧ, имеют широкие полосы заграждения, составляющие декаду и более. Эти фильтры достаточно компактны. Присоединение одного или двух фильтров нижних частот не приводит к существенному увеличению размеров результирующего фильтра.

### Обсуждение результатов

Рассмотрены полосно-пропускающие фильтры на полосковых линиях с материалом подложек  $Al_2O_3$  толщиной 4 мм, которые содержат два вида ступенчатых резонаторов и работают в диапазоне частот 1500—2500 МГц. Резонаторы первого вида имеют узкий центральный проводник в районе короткозамкателя. Они характеризуются значительным удалением первой паразитной резонансной ча-



стоты от центральной частоты основной полосы пропускания и имеют меньшую длину по сравнению с  $\lambda/4$ . Измеренные значения собственной добротности таких резонаторов  $Q_u \approx 235$  на частоте 1500 МГц и  $Q_u \approx 300$  на частоте 2400 МГц при ширине центрального проводника возле короткозамыкателя  $w = 1,6$  мм.

Резонаторы второго вида имеют широкий центральный проводник в районе короткозамыкателя. У них первая паразитная резонансная частота смещается в сторону частоты основного резонанса, а их длина несколько превышает значение  $\lambda/4$ . Измеренная собственная добротность такого резонатора  $Q_u \approx 600$  на частоте 2480 МГц при  $w = 5$  мм.

Фильтр с  $F_0 = 1500$  МГц на трех резонаторах первого вида имеет непрерывный уровень заграждения 40 дБ в полосе частот, правый край которой приблизительно соответствует значению  $4F_0$ . Такие фильтры могут найти применение в приемниках с расширенной полосой заграждения. У этих фильтров левый скат АЧХ несколько круче правого. У фильтров с резонаторами второго вида достигнуто нарушение кратности в частотном расположении полос пропускания. Это позволяет использовать их в передатчиках для подавления гармоник основного сигнала.

Фильтр с  $F_0 = 2480$  МГц, построенный на четырех резонаторах, имеет затухание на частотах гармоник: 53 дБ на частоте  $2F_0$  и 42 дБ на частоте  $3F_0$ . У фильтров с резонаторами второго вида правый скат АЧХ несколько круче левого. Ввиду высокой добротности резонаторов такие фильтры могут обеспечивать узкие полосы пропускания 2% и менее.

Применение диэлектрического материала  $Al_2O_3$  с высокой теплопроводностью позволяет использовать такие фильтры на повышенных уровнях мощности. Недостаточно высокая температурная стабильность полосковых резонаторов на основе  $Al_2O_3$  требует некоторого расширения полосы пропускания фильтров.

Рассмотрены комбинированные полосковые фильтры, объединяющие в одной конструкции полосно-пропускающий фильтр со ступенчатыми резонаторами и один или два фильтра нижних частот. Построение таких фильтров основано на свойствах частотных характеристик полосно-пропускающих фильтров со ступенчатыми резонаторами с учетом особенностей фильтров нижних частот планарной конструкции. Экспериментально установлено, что в комбинированных фильтрах полосковой конструк-

ции ширина полосы заграждения может составлять декаду и более.

По частотным характеристикам фильтров определена добротность составляющих их полосковых резонаторов. У резонаторов второго вида значение  $Q_u = 600$  на частоте 2480 МГц. Установлено, что добротность различных керамических резонаторов убывает в следующей последовательности: моноблочный, полосковый, коаксиальный, микрополосковый, многослойный.

## Заключение

Большое разнообразие топологических рисунков и высокая добротность полосковых резонаторов способствуют созданию целого класса полосно-пропускающих фильтров с широким спектром всевозможных частотных характеристик. Нарушение кратности в частотном расположении полос пропускания позволяет достигать в таких полосно-пропускающих фильтрах очень широких полос заграждения.

Фильтры с такими характеристиками могут использоваться в различных технических приложениях и быть конкурентоспособными. Новые фильтры являются альтернативой моноблочным керамическим фильтрам, а в некоторых приложениях могут превзойти их.

## Литература

1. Fukasawa A. Analysis composition of new microwave filter configuration with inhomogeneous dielectric medium // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1982. — Vol. 30, N. 9. — P. 1367—1375.
2. A very small dielectric planar filter for portable telephone / T. Ishizaki, M. Fujita, H. Kagata, T. Uwano, H. Miyake // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1994. — Vol. 42, N. 11. — P. 2017—2022.
3. Hong J. S. Microstrip filters for RF/Microwave application: 2nd edition. — N.Y.: Wiley, 2011.
4. Data sheet: 12 and 20 mm high power ceramic filters from trans-tech / Skyworks. — May 17, 2011.
5. Матей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Перевод с английского. — М.: Связь, 1971.
6. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А. Л. Фельдштейна. — М.: Связь, 1979.
7. Захаров А. В., Ильченко М. Е. Прямая и обратная задачи в теории полосно-пропускающих фильтров с диссипативными потерями // Доповіді НАН України. — 2011. — № 1. — С. 33—37.
8. Foster K. Attenuation of slablines with cylindrical conductors // Proc. IEE. — 1972. — № 8. — P. 1082—1085.

Поступила в редакцию 23.06.2011