

Метод расширения полосы заграждения гребенчатых фильтров

Литвинцев С. Н., Захаров А. В.

Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”

E-mail: Litvintsev.Sergii@LLL.kpi.ua

В статье предложен новый метод расширения полосы заграждения гребенчатых полосо-пропускающих фильтров (ППФ), содержащих резонаторы из отрезков линий передачи четвертьволновой длины, один конец которых короткозамкнут. Четвертьволновые ($\lambda/4$) резонаторы ориентированы в одном направлении и расположены параллельно друг другу без взаимного смещения. Недостатком таких ППФ является множество паразитных полос пропускания и недостаточно широкая полоса заграждения, расположенная между основной и первой паразитной полосами пропускания. Предложенный метод основан на особенностях входных функций четвертьволновых резонаторов при различных координатах подключения к этим резонаторам. Для получения широкой полосы заграждения последовательно устранены паразитные полосы пропускания, связанные с высшими (паразитными) резонансными частотами $3f_0$, $5f_0$, $7f_0$ и т.д. Для этого резонаторы соединяются между собой в особых точках, расположенных на определенном удалении от короткозамкнутых концов $\lambda/4$ резонаторов. С помощью предложенного метода возможно подавить значительное число паразитных полос пропускания в гребенчатых ППФ с четвертьволновыми резонаторами и сделать полосу заграждения достаточно широкой. В статье осуществлено построение гребенчатого фильтра с индуктивными связями между резонаторами, а также между крайними резонаторами и нагрузкой. Однако предложенный метод позволяет использовать и другие связи между резонаторами. Приведены данные компьютерного моделирования частотных характеристик. Установлено, что при увеличении порядка n симметричного ППФ увеличивается отношение R резонансной частоты первой неподавленной (паразитной) полосы пропускания к резонансной частоте основной полосы пропускания: при $n = 3$ получаем $R = 11$; при $n = 4$, $R = 13$; при $n = 5$, $R = 17$ и т.д.

Ключевые слова: входная проводимость; резонансные частоты; антирезонансные частоты; параметр крутизны проводимости; полосо-пропускающий фильтр; полоса заграждения

DOI: [10.20535/RADAP.2019.79.16-23](https://doi.org/10.20535/RADAP.2019.79.16-23)

Введение

Полосо-пропускающие фильтры (ППФ) используются во многих радиотехнических устройствах [1]. Интерес к ним существует и в настоящее время в связи с возможностью ППФ работать при высоких токах нагрузки [2]. Еще одним преимуществом планарных ППФ является возможность достижения миниатюрных размеров [3].

Как известно, ППФ из отрезков линий передачи обладают множеством полос пропускания. Это обусловлено тем, что резонаторы на основе передающих длинных линий обладают рядом резонансных частот f_n , $n = 0, 1, 2, \dots$. Полоса пропускания, обусловленная низшей резонансной частотой f_0 , называется основной, а остальные полосы пропускания ППФ принято называть паразитными. Частотный интервал между основной полосой пропускания и первой паразитной полосой пропускания, связанной с резонансной частотой f_1 , принято

называть полосой заграждения. Чем шире полоса заграждения, тем лучше.

Учитывая важность обеспечения широкой полосы заграждения, ранее разработано несколько методов расширения этой полосы. Наиболее распространенный подход основан на удалении друг от друга резонансных частот f_0 и f_1 [4–6]. Это приводит к увеличению частотного интервала между этими резонансными частотами и к расширению полосы заграждения фильтра. Принято говорить, что резонаторы с указанным свойством обладают «разряженным спектром» резонансных частот.

К наиболее распространенным методам разряжения спектра частот относятся следующие: использование ступенчато-импедансных резонаторов SIR (stepped impedance resonator) четвертьволнового типа [4], SIR полуволнового типа [5], кольцевых резонаторов [7]. Кроме того применяются различные режимы работы фильтров: балансный [8], дифференциальный [9]. Также используются ре-

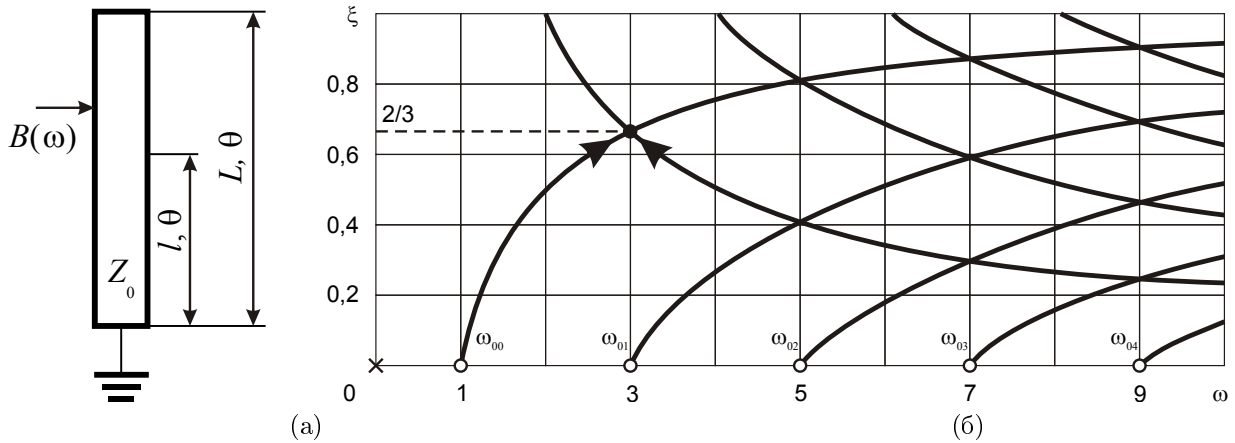


Рис. 1. Четвертьволновый резонатор при различных вариантах подключения: схематическое изображение (а) и траектории движения полюсов входной проводимости $B(\omega)$ (б).

зонаторы, один конец которых короткозамкнут, а другой нагружен конденсатором C с большим значением емкости [6] — чем больше C , тем больше отношение f_1/f_0 .

В [10–13] развит метод расширения полосы заграждения ППФ, основанный на подавлении первой паразитной полосы пропускания, связанной с резонансной частотой f_1 . Это достигнуто равенством нулю коэффициента связи между резонаторами $K_1 = 0$ на первой паразитной резонансной частоте f_1 . Еще один метод основан на подключении к планарным ППФ (микрополосковым и полосковым) одного или двух фильтров нижних частот [14].

1 Постановка задачи

Заметим, что ни один из перечисленных выше методов расширения полосы заграждения не имеет явного преимущества по сравнению с другими методами. Представляется целесообразным создание новых методов расширения полосы заграждения ППФ, которые окажутся полезными для практического применения.

Цель данной статьи заключается в создании нового метода расширения полосы заграждения в гребенчатых ППФ. Эти фильтры являются наиболее компактными, они содержат четвертьволновые резонаторы, которые расположены параллельно друг другу и ориентированы в одном направлении. Метод основан на особенностях входных функций $\lambda/4$ резонаторов при различных координатах подключения к ним.

2 Особенности входных функций $\lambda/4$ резонаторов при произвольном подключении

Без ущерба для общности далее будем пренебрегать диссипативными потерями. При отсутствии по-

терь входная проводимость резонаторов $B(\omega)$ является реактивной функцией с чередующимися резонансными ω_{0n} и антирезонансными ω_{pn} частотами. Частоты ω_{0n} и ω_{pn} также называют критическими. На резонансных частотах входная проводимость равна нулю $B(\omega_{0n}) = 0$, а антирезонансные частоты ω_{pn} являются полюсами входной проводимости $B(\omega_{pn}) = \pm\infty$. Поскольку, с этими частотами связаны полосы пропускания и полюсы бесконечного затухания (нули передачи) ППФ, то расположение этих критических частот представляет интерес при построении фильтров.

Хорошо известно, что резонансные частоты $\lambda/4$ резонаторов относятся друг к другу как нечетные числа. При этом, антирезонансные частоты, при традиционном подключении к резонатору со стороны разомкнутого конца, относятся друг к другу как четные числа. Однако традиционное представление нарушается, если использовать различные варианты подключения к $\lambda/4$ резонаторам.

Ниже проведен анализ распределения критических частот входной проводимости $B(\omega)$ четвертьволновых резонаторов при различных вариантах подключения к ним.

На рис. 1а показан четвертьволновый резонатор длиной L с характеристическим сопротивлением Z_0 . Точка, в которой контролируется входная проводимость $B(\omega)$, расположена на удалении l от короткозамкнутого конца резонатора. Для этого случая запишем выражение для входной проводимости:

$$\begin{aligned}
 B(\omega) &= Z_0^{-1} \left[-\operatorname{ctg} \left(\frac{\omega l}{v} \right) + \operatorname{tg} \left(\frac{\omega(L-l)}{v} \right) \right] = \\
 &= -Z_0^{-1} \frac{\cos \left(\frac{\omega l}{v} \right)}{\sin \left(\frac{\omega l}{v} \right) \cos \left(\frac{\omega(L-l)}{v} \right)}, \quad (1) \\
 B(\omega) &= Z_0^{-1} [-\operatorname{ctg}(\xi\theta) + \operatorname{tg}((1-\xi)\theta)] = \\
 &= -Z_0^{-1} \frac{\cos \theta}{\sin(\xi\theta) \cos((1-\xi)\theta)},
 \end{aligned}$$

где $\theta = \omega L/v$ — электрическая длина резонатора, v — скорость распространения электромагнитной

волны в линии передачи, $\xi = l/L$ — нормированная координата точки подключения ($0 < \xi \leq 1$).

Резонансным частотам ω_{0n} соответствует множество резонансных электрических длин θ_{0n} . Если известны значения θ_{0n} , то известны значения ω_{0n} , и наоборот. Для этого, приравнявая нулю числитель (1) определяем электрические длины при резонансе:

$$\theta_{0n} = \frac{\pi}{2}(2n+1). \quad (2)$$

Низшую резонансную частоту ($n = 0$) принято называть основной, и для нее имеем $\theta_{00} = \pi/2$ и $\omega_{00} = (\pi/2)(v/L)$. Остальные резонансные частоты $\omega_{01} = 3\omega_{00}$, $\omega_{02} = 5\omega_{00}$, ..., относятся друг к другу как нечетные числа.

Резонансные частоты рассматриваемого резонатора не зависят от координаты ξ расположения входа, они такие же, как и при традиционном подключении к резонатору, соответствующему значению $\xi = 1$.

Антирезонансным частотам этого резонатора ω_{pn} , $n = 1, 2, \dots$, соответствуют антирезонансные электрические длины θ_{pn} , которые можно определить приравняв нулю знаменатель (1):

$$\sin(\xi\theta_{pn}) = 0, \quad \cos[(1-\xi)\theta_{pn}] = 0. \quad (3)$$

Из (3) получаем:

$$\theta_{pn} = \frac{n\pi}{\xi}, \quad \theta_{pn} = \frac{(2n+1)(\pi/2)}{1-\xi}. \quad (4)$$

Траектории движения антирезонансных частот ω_{pn} в зависимости от нормированной координаты ξ подключения к резонатору (4) показаны на рис. 1б. Точки пересечения кривых (рис. 1б) с произвольной горизонтальной прямой ($0 < \xi \leq 1$) соответствуют антирезонансным частотам резонатора при координате подключения ξ .

Нумерация антирезонансных частот в (4) является чисто условной. Приняв в левом равенстве (4) $n = 1$, получим траекторию движения антирезонансной частоты $\theta_p = \pi/\xi$, которая отображена крайней левой кривой, идущей сверху-вниз. При значениях $\xi \in (2/3; 1]$ эта частота является низшей ω_{p0} . При $2/3 > \xi > 2/5$ ее порядковый номер увеличивается на единицу ω_{p1} . При дальнейшем уменьшении ξ ($2/5 > \xi > 2/7$) произойдет следующее увеличение порядкового номера ω_{p2} и т.д.

Зависимость на рис. 1б показывает, что вдоль длины резонатора L существуют особые точки, с определенными значениями ξ , подключение к которым приводит к исчезновению некоторых резонансных частот. В этих точках две антирезонансные частоты сливаются с резонансной частотой, одна из них компенсирует резонансную частоту, а другая становится на ее место. В результате этого резонансная частота исчезает, а ее место занимает антирезонансная частота.

На рис. 1б стрелками показано приближение двух антирезонансных частот к резонансной частоте ω_{01} при $\xi \rightarrow 2/3$ со стороны меньших значений. При $\xi = 2/3$ устраняется резонансная частота $\omega_{01} = 3\omega_{00}$. Чтобы устранить следующую резонансную частоту $\omega_{02} = 5\omega_{00}$ можно использовать две координаты подключения $\xi = 2/5$ и $\xi = 4/5$. Подавление $\omega_{03} = 7\omega_{00}$ происходит при трех координатах подключения $\xi = 2/7, 4/7, 6/7$. В общем случае резонансная частота $(2n+1)\omega_{00}$ будет устранена при n различных значениях координаты ξ : $2/(2n+1), 4/(2n+1), \dots, 2n/(2n+1)$. В рассматриваемом резонаторе нельзя подавить только основную резонансную частоту.

3 Параметр крутизны проводимости и коэффициент связи

Важной характеристикой любого резонатора является параметр крутизны реактивной проводимости b_n [6], который определяет угол наклона реактивной проводимости $B(\omega)$ на резонансной частоте ω_{0n} :

$$b_n = \frac{\omega_{0n}}{2} \frac{dB}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{0n}}. \quad (5)$$

Параметр крутизны b_n широко используется при построении ППФ. Он определяет коэффициент электромагнитной связи K между двумя резонаторами и внешнюю (external) добротность Q_e крайних резонаторов фильтра, от которой зависит согласование ППФ с нагрузками. Параметр b_n также определяет ненагруженную (собственную) добротность резонатора при наличии в нем диссипативных потерь. Сведения в литературе о параметре b_n весьма ограничены. Так, для рассматриваемого резонатора известно только то, что на основной резонансной частоте ω_{00} и при $\xi = 1$ значение $b_0 = \pi/(4Z_0)$. Поэтому, целесообразно рассмотреть параметр b_n при различных значениях ξ , как для основной, так и для других резонансных частот.

Используя определение (5) и (2), получим общее выражение параметра крутизны резонатора (рис. 1а) для любой резонансной частоты ω_{0n} :

$$b_n = \frac{\pi}{4Z_0} \frac{2n+1}{\sin^2[(2n+1)(\pi/2)\xi]}. \quad (6)$$

Если $\xi = 1$, то из (6) получаем $b_n = (2n+1)\pi/(4Z_0)$, т.е. параметр крутизны увеличивается при переходе к более высоким резонансным частотам.

На основной резонансной частоте ω_{00} значение $n = 0$ и выражение (6) принимает вид:

$$b_0 = \frac{\pi}{4Z_0} \frac{1}{\sin^2[(\pi/2)\xi]}. \quad (7)$$

Выражение (7) показывает, что b_0 увеличивается по мере уменьшения ξ . При $\xi = 0$ значение $b_0 = \infty$.

Зависимость $b_0 = b_0(\xi)$ имеет одну вертикальную асимптоту, проходящую через точку $\xi = 0$.

На следующей резонансной частоте ω_{01} значение $n = 1$ и выражение (6) принимает вид:

$$b_1 = \frac{\pi}{4Z_0} \frac{3}{\sin^2[3(\pi/2)\xi]}. \quad (8)$$

Функция $b_1 = b_1(\xi)$, определенная выражением (8), имеет две вертикальные асимптоты при $\xi = 2/3$ и $\xi = 0$, где она обращается в бесконечность.

Полагая в (6) $n = 2$, определим зависимость параметра крутизны проводимости $b_2 = b_2(\xi)$, на резонансной частоте ω_{02} от нормированной координаты ξ . Функция $b_2 = b_2(\xi)$ имеет три вертикальные асимптоты при $\xi = 2/5$, $\xi = 4/5$ и $\xi = 0$, где она обращается в бесконечность.

В общем случае зависимость параметра крутизны проводимости $b_n = b_n(\xi)$, на резонансной частоте ω_{0n} будет иметь n асимптот с конечными значениями $\xi = 2/(2n+1)$, $4/(2n+1)$, ..., $2n/(2n+1)$ и одну асимптоту с $\xi = 0$.

При подключении к этим точкам нет связи между двумя резонаторами, а также между резонатором и нагрузкой на частоте ω_{0n} . Иными словами энергия не передается от одного резонатора к другому, а также от резонатора к нагрузке. Причиной этому служит условие $b_n = \infty$. В рассматриваемом резонатора нельзя «устранить» только основную резонансную частоту.

«Устранение» резонансной частоты ω_{0n} за счет особых точек подключения к резонатору автоматически приводит к подавлению паразитной полосы пропускания фильтра, связанной с этой частотой. Каждому типу колебаний с резонансной частотой ω_{0n} соответствует определенное распределение амплитуд напряжения вдоль длины резонатора, в котором узлы и пучности чередуются между собой. Особые точки соответствуют узлам, в которых напряжение равно нулю и подключение к ним элементов связи не приводит к электромагнитной связи между резонаторами на частоте ω_{0n} . Для получения широкой полосы заграждения в ППФ необходимо последовательно устранять паразитные полосы пропускания, обусловленные частотами ω_{01} , ω_{02} , ω_{03} и т.д. Для этого надо последовательно использовать координаты подключения к резонаторам ξ : $2/3$; $2/5, 4/5$; $2/7, 4/7, 6/7$; и т.д. В этом заключается предлагаемый метод расширения полосы заграждения гребенчатых фильтров.

4 Построение гребенчатого фильтра с широкой полосой заграждения

Осуществим построение симметричного гребенчатого фильтра третьего порядка, показанного на

рис. 2, и обладающего Чебышевской характеристикой затухания. Четвертьволновые резонаторы настроены на частоту $f_0 = 1$ ГГц и имеют характеристическое сопротивление $Z_0 = 10$ Ом. Зададимся параметрами фильтра: $f_0 = 1$ ГГц, полоса пропускания (bandwidth) $BW = 50$ МГц, относительная ширина полосы пропускания (fractional bandwidth) $FBW = BW/f_0 = 0,05$, пульсации в полосе пропускания $L_{Ar} = 0,2$ дБ, число резонаторов $n = 3$.

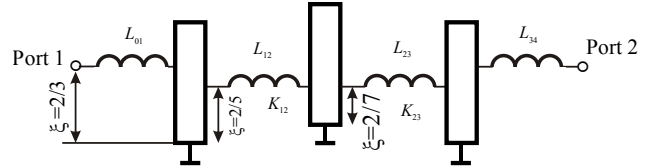


Рис. 2. Гребенчатый симметричный ППФ третьего порядка с индуктивными связями.

В основе построения лежат классические формулы для вычисления коэффициентов связи и внешних добротностей крайних резонаторов [6]:

$$K_{i, i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \text{ для } i = 1, \dots, n-1, \quad (9)$$

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW}, \quad Q_{e2} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW}.$$

В выражениях (9) содержатся параметры прототипа фильтра нижних частот $g_0, g_1, \dots, g_n, g_{n+1}$, которые соответствуют заданным значениям n и L_{Ar} .

Для $L_{Ar} = 0,2$ дБ и $n = 3$ из таблиц [6] выписываем соответствующие значения: $g_0 = 1$, $g_1 = 1,2275$, $g_2 = 1,1525$, $g_3 = 1,2275$, $g_4 = 1$. Подставляя эти значения g -параметров и исходные данные в формулы (9), получаем:

$$K_{12} = K_{23} = 0,042 \text{ и } Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e = 24,55.$$

Для обеспечения связей между резонаторами, а также для связи крайних резонаторов с нагрузками будем использовать индуктивности. В рассматриваемом ППФ для обеспечения широкой полосы заграждения использованы три различные координаты подключения к резонаторам $\xi = 2/3, 2/5$ и $2/7$ (рис. 2). Нагрузки подключены через индуктивности $L_{01} = L_{34} = L$ к координате $\xi = 2/3$ крайних резонаторов. Это должно привести к подавлению первой паразитной полосы пропускания на частоте $3f_0$. Индуктивности $L_{12} = L_{23}$ подключены к координатам резонаторов $\xi = 2/5$ и $2/7$, что должно привести к подавлению паразитных полос пропускания на частотах $5f_0$ и $7f_0$. Далее определим значения указанных индуктивностей, осуществляющих связь.

Для выражения связи между резонаторами параллельного типа используется идеальный инвертор проводимости [6], известный как J инвертер, который описывается матрицей $ABCD$:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm 1/jJ \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix}.$$

Включение J инвертора между двумя резонаторами параллельного типа с параметрами крутизны проводимости b_1 и b_2 приводит к коэффициенту связи K между этими резонаторами на резонансной частоте:

$$K = \frac{J}{\sqrt{b_1 b_2}}. \quad (10)$$

Если между резонаторами включена индуктивность L , то $J = 1/(\omega_0 L)$ и из (10) следует выражение для коэффициента индуктивной связи:

$$K_L \approx \frac{J}{\omega_0 L \sqrt{b_1 b_2}}. \quad (11)$$

В нашем случае коэффициент связи K_L задан. Для определения величины L преобразуем выражение (11):

$$L \approx \frac{J}{\omega_0 K_L \sqrt{b_1 b_2}}. \quad (12)$$

Полагая в (7) $\xi = 2/5$, определяем параметр крутизны резонатора $b_1 = 0,2273$ в этой точке подключения. Для $\xi = 2/7$ значение $b_2 = 0,4172$. Подставляя b_1, b_2 в (12), определяем, что значение $K_{11} = K_{23} = 0,042$ обеспечивается при $L_{12} = L_{23} = 12,304$ нГн.

Использование индуктивности L для подключения нагрузки к крайним резонаторам приводит к очень громоздким выражениям для вычисления внешней добротности Q_e . В этом случае значения Q_e удобно определять по результатам моделирования группового времени запаздывания параметра S_{11} для резонатора с односторонней нагрузкой [1]. Для вычисления Q_e используется выражение:

$$Q_e = \frac{\pi}{2} f_0 \tau_{S_{11}}(f_0), \quad (13)$$

где $\tau_{S_{11}}(f_0)$ [нс] — время задержки на резонансной частоте f_0 [ГГц], которое определяется с помощью компьютерного моделирования.

На рис. 3 приведена зависимость $Q_e = Q_e(L)$, построенная на основании формулы (13). Требуемое значение $Q_e = 24,55$ обеспечивается при величине индуктивности $L = 15,21$ нГн.

Промоделированные частотные характеристики фильтра в узкой полосе частот приведены на рис. 4а. Обратные потери фильтра RL < -16 дБ. На рис. 4б представлена функция вносимых потерь в широкой полосе частот. Для моделирования использовалась компьютерная программа Microwave Office. Как и предполагалось, подавленными оказались полосы пропускания на частотах $3f_0, 5f_0, 7f_0$. Полоса пропускания на частоте $9f_0$ также оказалась подавленной. Это объясняется тем, что подключение нагрузок к координате $\xi = 2/3$ осуществляет

подавление нескольких паразитных полос пропускания на нечетных гармониках $(2n + 1)f_0$ кратных трем ($3f_0, 9f_0, 15f_0, 21f_0$ и т.д.). При уровне загораживания 40 дБ полоса загораживания рассматриваемого ППФ характеризуется отношением граничных частот $f_2/f_1 = 10,3/1,096 = 9,4$ (рис. 4б).

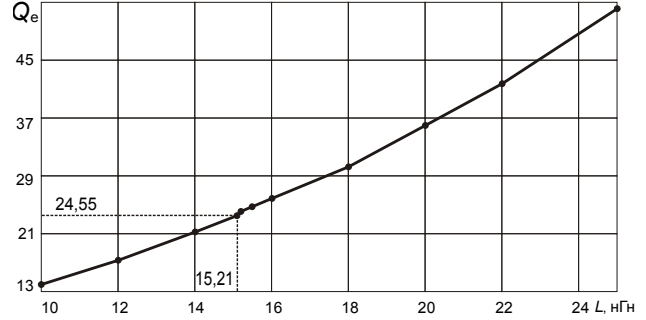


Рис. 3. Зависимость внешней добротности Q_e четвертьволнового резонатора от величины индуктивности L при координате подключения $\xi = 2/3$, $Z_0 = 10$ Ом, $f_0 = 1$ ГГц.

Для сравнения, в [13] для расширения полосы загораживания полоскового ППФ третьего порядка использован нулевой коэффициент связи на первой паразитной резонансной частоте. Фильтр имел Чебышевскую частотную характеристику с параметрами: $f_0 = 2465$ МГц, ширина полосы пропускания BW = 100 МГц, относительная ширина полосы пропускания FBW = 0,04, величина пульсаций 0,2 дБ. Фильтр имел полосковую конструкцию, в которой использовались подложки с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9,7$. В результате подавления ближайшей паразитной полосы пропускания у фильтра [13] получена полоса загораживания, характеризуемая отношением граничных частот $f_2/f_1 = 5,44$.

Отношение частоты первой неподавленной (паразитной) полосы пропускания к частоте основной полосы пропускания обозначим через R . Если порядок симметричного фильтра $n = 3$, то $R = 11$. Рассчитанная зависимость $R = R(n)$ показателя R от порядка фильтра n приведена в таблице 1.

Табл. 1 Зависимость R от порядка симметричного гребенчатого фильтра

n	2	3	4	5	6	7	8
R	7	11	13	17	19	23	29

Заметим, что если ППФ является несимметричным, то значения R увеличатся при том же порядке фильтра n . Однако, несимметричные фильтры менее затребованы на практике, ввиду сложности их настройки.

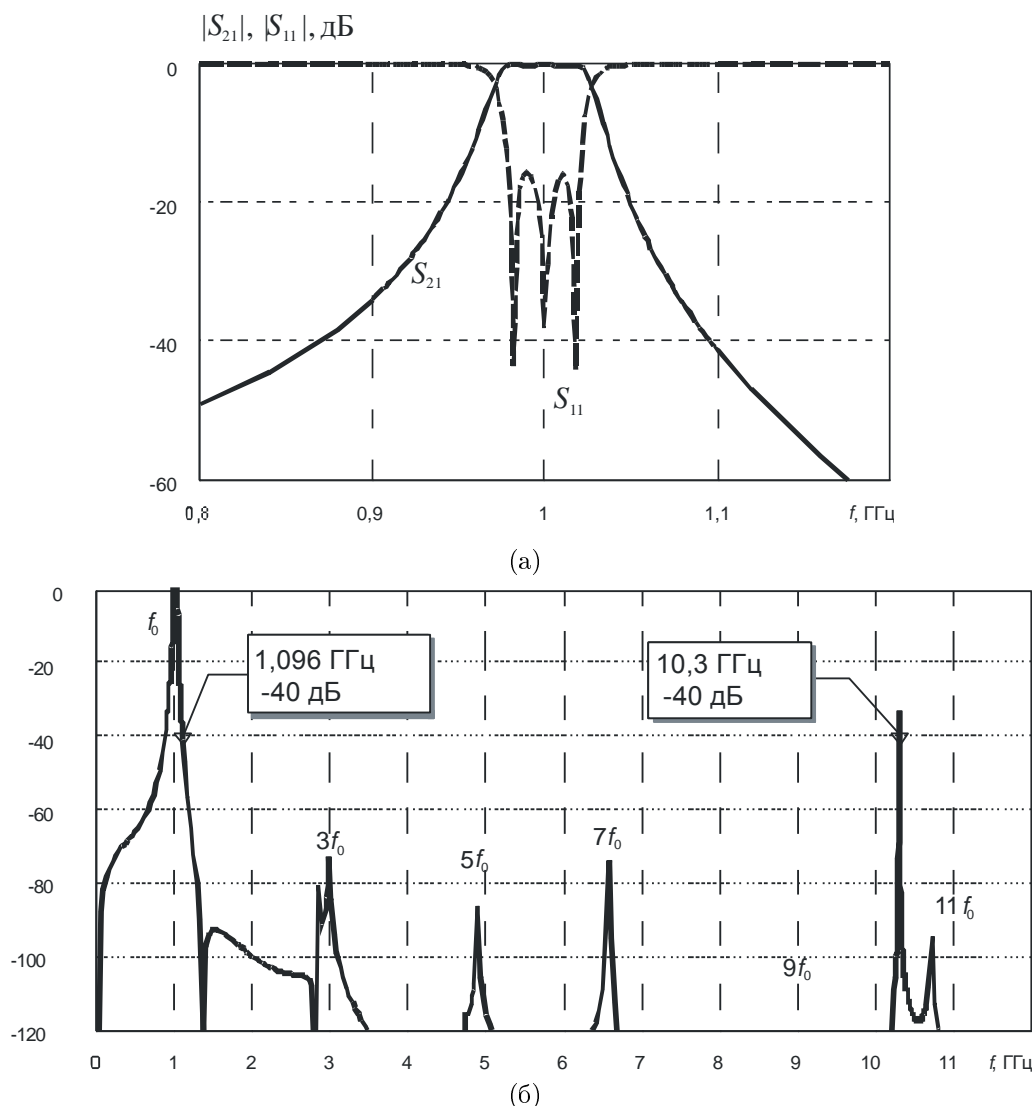


Рис. 4. Промоделированные частотные характеристики гребенчатого фильтра с широкой полосой заграждения: вносимые и обратные потери в области полосы пропускания (а) и вносимые потери в широкой полосе частот (б).

Заключение

С помощью предложенного метода возможно подавить значительное число паразитных полос пропускания в гребенчатых ППФ с четвертьволновыми резонаторами, и сделать полосу заграждения достаточно широкой. В статье осуществлено построение гребенчатого фильтра с индуктивными связями между резонаторами, а также между крайними резонаторами и нагрузкой. Однако, предложенный метод позволяет использовать и другие связи между резонаторами, что может быть предметом следующих работ и потребует дополнительного изучения. Рассмотренный метод может найти применение в гребенчатых фильтрах с коаксиальными резонаторами прямоугольного сечения, как металлическими, так и диэлектрическими, связанными с помощью диафрагм с регулируемыми координатами расположения. Метод открывает широкие возможно-

сти для микрополосковых гребенчатых фильтров, в которых в качестве элементов связи использованы малогабаритные и высокочастотные катушки индуктивности и конденсаторы.

Перелік посилань

1. Hong J.-S. Microstrip Filters for RF/Microwave Application / J. -S. Hong. – 2nd ed. – New York: Wiley, 2011.
2. Xu, J.-X. High-Q-factor dual-band bandpass filter and filtering switch using stub-loaded coaxial resonators / J.-X. Xu, X. Y. Zhang, Y. Yang // Proc. of 2019 IEEE MTT-S Int. Wireless Symp., 19-22 May 2019, Guangzhou, China. – IEEE, 2019. – DOI: <https://doi.org/10.1109/IEEE-IWS.2019.8803878>.
3. Wang, K. X. A miniaturized filtering power divider with wide stopband / Kai Xu Wang, Hang Wong, Jun Xiang, Xiu Yin Zhang // Proc. of 2014 Int. Symp. on Antennas and Propagation Conf., 2-5

Dec. 2014, Kaohsiung, Taiwan. IEEE, 2015. – DOI: <https://doi.org/10.1109/ISANP.2014.7026527>.

4. Захаров А. В. Полосковые полосно-пропускающие фильтры со ступенчатыми резонаторами / А. В. Захаров, М. Е. Ильченко, В. Я. Карнаух, Л. С. Пинчук // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 3. – С. 56–63. – DOI: <https://doi.org/10.20535/S0021347011030071>.
5. Kuo J.-T. Compact planar quasi-elliptic function filter with inline stepped-impedance resonators / J.-T. Kuo, C.-L. Hsu, E. Shih // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – Aug. 2007. – Vol. 55, No. 8. – P. 1747–1755. – DOI: <https://doi.org/10.1109/TMTT.2007.901604>.
6. Matthaei G. L. Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures / G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones. – Norwood, MA: Artech House, 1980.
7. Lin, T.-W. New miniaturized ring resonator bandpass filter with wide upper stopband / Tsu-Wei Lin, Jen-Tsai Kuo, Shyh-Jong Chung // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – IEEE, 2013. – DOI: <http://doi.org/10.1109/MWSYM.2013.6697738>.
8. Feng, W. Balanced filters with wideband common mode suppression using dual-mode ring resonators / W. Feng, W. Che, and Q. Xue // IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers. – Vol. 62, No. 6. – P. 1499–1507. – Jun. 2015. – DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2015.2423752>.
9. Gómez-García, R. Multi-stub-loaded differential-mode planar multiband bandpass filters / Roberto Gómez-García, Raúl Loeches-Sánchez, Dimitra Psychogiou, Dimitrios Peroulis // IEEE Trans. Circuits Syst. II, Express Briefs. – Vol. 65, No. 3. – P. 271–275. – 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2688336>.
10. Zhang X. Y. Harmonic-suppressed bandpass filter based on discriminating coupling / X. Y. Zhang, Q. Xue // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – Nov. 2009. – Vol. 19, No. 11. – P. 695–697. – DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2009.2032002>.
11. Li Y. C. Bandpass filter using discriminating coupling for extended out-of-band suppression / Y. C. Li, X. Y. Zhang, Q. Xue // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – Jul. 2010. – Vol. 20, No. 7. – P. 369–371. – DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2010.2049425>.
12. Lin S.-C. Extended-stopband bandpass filter using both half- and quarter-wavelength resonators / S.-C. Lin, Y.-S. Lin, C. H. Chen // IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. – Jan. 2006. – Vol. 16, No. 1. – P. 43–45. – DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWC.2005.860014>.
13. Zakharov A. V. Features of the coupling coefficients of planar stepped-impedance resonators at higher resonance frequencies and application of such resonators for suppression of spurious passbands / A. V. Zakharov, M. E. Il'chenko, V. N. Korpach // J. Commun. Technol. Electronics. – 2014. – Vol. 59, No. 6. – P. 550–556. – DOI: <https://doi.org/10.1134/S1064226914060217>.
14. Захаров А. В. Увеличение полосы заграждения планарных полосно-пропускающих фильтров / А. В. Захаров // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57, № 1. – С. 102–108.

References

- [1] Hong J.-S. (2011) *Microstrip Filters for RF/Microwave Application*. 2nd ed. New York: Wiley.
- [2] Xu J., Zhang X.Y. and Yang Y. (2019) High-Q-Factor Dual-Band Bandpass Filter and Filtering Switch Using Stub-Loaded Coaxial Resonators. *2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*. DOI: [10.1109/ieew-iws.2019.8803878](https://doi.org/10.1109/ieew-iws.2019.8803878)
- [3] Wang K.X., Wong H., Xiang J. and Zhang X.Y. (2014) A miniaturized filtering power divider with wide stopband. *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, . DOI: [10.1109/isanp.2014.7026527](https://doi.org/10.1109/isanp.2014.7026527)
- [4] Zakharov A.V., Ilchenko M.Y., Karnauh V.Y. and Pynchuk L.S. (2011) Stripline bandpass filters with step-impedance resonators. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 54, Iss. 3, pp. 163–169. DOI: [10.3103/s0735272711030071](https://doi.org/10.3103/s0735272711030071)
- [5] Kuo J., Hsu C. and Shih E. (2007) Compact Planar Quasi-Elliptic Function Filter With Inline Stepped-Impedance Resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 55, Iss. 8, pp. 1747–1755. DOI: [10.1109/tmtt.2007.901604](https://doi.org/10.1109/tmtt.2007.901604)
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones (1980) *Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures*. Norwood, MA: Artech House.
- [7] Lin T., Kuo J. and Chung S. (2013) New miniaturized ring resonator bandpass filter with wide upper stopband. *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, . DOI: [10.1109/mwsym.2013.6697738](https://doi.org/10.1109/mwsym.2013.6697738)
- [8] Lin T., Kuo J. and Chung S. (2013) New miniaturized ring resonator bandpass filter with wide upper stopband. *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*. DOI: [10.1109/mwsym.2013.6697738](https://doi.org/10.1109/mwsym.2013.6697738)
- [9] Gomez-Garcia R., Loeches-Sanchez R., Psychogiou D. and Peroulis D. (2018) Multi-Stub-Loaded Differential-Mode Planar Multiband Bandpass Filters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, Vol. 65, Iss. 3, pp. 271–275. DOI: [10.1109/tcsii.2017.2688336](https://doi.org/10.1109/tcsii.2017.2688336)
- [10] Zhang X.Y. and Xue Q. (2009) Harmonic-Suppressed Bandpass Filter Based on Discriminating Coupling. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 19, Iss. 11, pp. 695–697. DOI: [10.1109/lmwc.2009.2032002](https://doi.org/10.1109/lmwc.2009.2032002)
- [11] Li Y.C., Zhang X.Y. and Xue Q. (2010) Bandpass Filter Using Discriminating Coupling for Extended Out-of-Band Suppression. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 20, Iss. 7, pp. 369–371. DOI: [10.1109/lmwc.2010.2049425](https://doi.org/10.1109/lmwc.2010.2049425)
- [12] Lin S., and Chen C.H. (2006) Extended-stopband bandpass filter using both half- and quarter-wavelength resonators. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 16, Iss. 1, pp. 43–45. DOI: [10.1109/lmwc.2005.860014](https://doi.org/10.1109/lmwc.2005.860014)
- [13] Zakharov A.V., Il'chenko M.E. and Korpach V.N. (2014) Features of the coupling coefficients of planar stepped-impedance resonators at higher resonance frequencies and application of such resonators for suppression of spurious passbands. *Journal of Communications Technology and Electronics*, Vol. 59, Iss. 6, pp. 550–556. DOI: [10.1134/s1064226914060217](https://doi.org/10.1134/s1064226914060217)
- [14] Zakharov A.V. (2012) Expanding the rejection band of planar bandpass filters. *Journal of Communications Technology and Electronics*, Vol. 57, Iss. 1, pp. 95–100. DOI: [10.1134/s1064226911090105](https://doi.org/10.1134/s1064226911090105)

Метод розширення смуги загородження гребінчастих фільтрів

Литвінцев С.М., Захаров О. В.

У статті запропоновано новий метод розширення смуги загородження гребінчастих смуго-пропускаючих фільтрів (СПФ), що містять чвертьхвильові резонатори з відрізків ліній передачі чвертьхвильової довжини, один кінець яких замкнутий накоротко. Чвертьхвильові ($\lambda/4$) резонатори орієнтовані в одному напрямку і розташовані паралельно один одному без взаємного зміщення. Недоліком таких СПФ є безліч паразитних смуг пропускання і недостатньо широка смуга загородження, розташована між основною і першою паразитною смугами пропускання. Запропонований метод заснований на особливостях вхідних функцій чвертьхвильових резонаторів при різних координатах підключення до цих резонаторів. Для отримання широкої смуги загородження послідовно усунуті паразитні смуги пропускання, пов'язані з вищими (паразитними) резонансними частотами $3f_0$, $5f_0$, $7f_0$ і т.д. Для цього резонатори зв'язуються між собою в особливих точках, розташованих на певній відстані від короткозамкнутих кінців $\lambda/4$ резонаторів. За допомогою запропонованого методу можливо придушити значне число паразитних смуг пропускання в гребінчастих СПФ з чвертьхвильовими резонаторами, і зробити смугу загородження досить широкою. У статті здійснено побудову гребінчатого фільтра з індуктивними зв'язками між резонаторами, а також між крайніми резонаторами і навантаженням. Однак запропонований метод дозволяє використовувати і інші зв'язки між резонаторами. Наведено дані комп'ютерного моделювання частотних характеристик. Встановлено, що при збільшенні порядку n симетричного СПФ збільшується відношення R резонансної частоти першої заглушеної (паразитної) смуги пропускання до резонансної частоти основної смуги пропускання: при $n = 3$ отримано значення $R = 11$; при $n = 4$, $R = 13$; при $n = 5$, $R = 17$ і т.д.

Ключові слова: вхідна провідність; резонансні частоти; антирезонансні частоти; параметр крутизни провідності; смуго-пропускаючий фільтр; смуга загородження

Expansion method of bandstop for combline bandpass filters

Litvintsev S. M., Zakharov A. V.

The article proposes a new method for expanding the stopband of combline bandpass filters (BPF) containing quarter-wave resonators. The filter contains resonators from segments of transmission lines of a quarter-wave length, one end of which is short-circuited. The quarter-wave ($\lambda/4$) resonators are oriented in one direction and are parallel to each other without mutual displacement. The disadvantage of such BPF is the many spurious passbands and not wide enough stopband located between the main passband and the first spurious passband. This method is based on the features of the input functions of $\lambda/4$ resonators, which appear at different coordinates of connection to these resonators. To obtain a wide stopband, spurious passband associated with higher (spurious) resonant frequencies $3f_0$, $5f_0$, $7f_0$, etc. are eliminated. For this, the resonators are connected to each other at special points located at a certain distance from the short-ends of $\lambda/4$ resonators. Using the proposed method, it is possible to suppress a significant number of spurious passbands in combline BPFs with $\lambda/4$ resonators, and make the stopband wide enough. In the article, a combline filter with inductive couplings between resonators and between end resonators and load is constructed. However, the proposed method allows us to use the other couplings between resonators. The results of frequency characteristics simulation are presented. The ratio R of the resonant frequency of the first non-suppressed (spurious) passband to the resonant frequency of the main passband increases with an increase in the BPF's order n . For $n = 3, 4, 5$ the values of $R = 11, 13, 15$ were obtained, respectively.

Key words: input impedance; resonant frequencies; antiresonance frequencies; susceptance slope parameter; bandpass filter; stopband