

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.372.547

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ФИЛЬТРЫ С КОМБИНИРОВАННЫМИ РЕЗОНАТОРАМИ

© 2019 г. А. В. Захаров¹, *, С. А. Розенко¹

¹Национальный технический университет Украины “Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского”, Украина, 03056 Киев, просп. Победы, 37

*E-mail: azakharov217@gmail.com

Поступила в редакцию 17.07.2017 г.

После доработки 28.02.2018 г.

Принята к публикации 09.04.2018 г.

Предложен перестраиваемый варикапами микрополосковый полосно-пропускающий фильтр четвертого порядка с комбинированными резонаторами: П-образным петлевого типа и короткозамкнутым на одном конце, что позволило улучшить симметрию АЧХ при сохранении широкой полосы заграждения, присущей гребенчатым фильтрам с короткозамкнутыми на одном конце резонаторами. Впервые получено уравнение резонанса для нечетных резонансных частот П-образного резонатора петлевого типа с переменной емкостью, позволившее контролировать отношение первой паразитной и основной резонансных частот этого резонатора f_1/f_0 , от которого зависит ширина полосы заграждения фильтра. Представлен экспериментальный образец фильтра, перестраиваемого в диапазоне частот 225...400 МГц.

DOI: 10.1134/S0033849419030239

ВВЕДЕНИЕ

Микрополосковые полосно-пропускающие фильтры (ППФ) наиболее востребованы в качестве широкополосных фильтров [1, 2] и фильтров, электрически перестраиваемых по частоте [3–5]. Большинство перестраиваемых фильтров содержат микрополосковые резонаторы и конденсаторы переменной емкости. В качестве конденсаторов используются полупроводниковые варикапы [4–6], сегнетоэлектрические конденсаторы [7–9], наборы сосредоточенных емкостей, коммутируемых МЕМС-переключателями [10] или *p-i-n*-диодами [11]. В первых двух типах фильтров осуществляется непрерывное изменение частоты, что более предпочтительно в некоторых случаях. Важным техническим приложением перестраиваемых фильтров является одновременное их использование в преселекторах приемных устройствах, охватывающих очень широкую полосу частот. Так, использование трех фильтров, работающих в диапазонах частот 225...400, 400...700 и 700...1000 МГц, позволяет приемнику охватить диапазон частот от 225 до 1000 МГц, что превышает две октавы. Для нормальной работы преселектора паразитные полосы пропускания наиболее низкочастотного фильтра не должны попадать в область рабочих частот более высокочастотных фильтров. В таких преселекторах фильтры должны иметь широкую полосу заграждения и, желательно, симметричную амплитудно- ча-

стотную характеристику (АЧХ). Гребенчатые перестраиваемые фильтры [4, 6] имеют широкую полосу заграждения, поскольку их резонаторы характеризуются большим отношением первой паразитной и основной резонансных частот f_1/f_0 [12]. Однако гребенчатые фильтры не обладают симметричными АЧХ [4, 6], их правый скат круче левого. Использование в перестраиваемых гребенчатых фильтрах ступенчато-импедансных резонаторов не позволило улучшить симметрию АЧХ [13].

Цель работы – рассмотреть перестраиваемые варикапами микрополосковые фильтры четвертого порядка, которые содержат одновременно короткозамкнутые на одном конце и П-образные резонаторы. Предполагается, что такое сочетание резонаторов в одном фильтре позволит получить более симметричную АЧХ.

1. УРАВНЕНИЯ РЕЗОНАНСА

На рис. 1 показаны две разновидности перестраиваемых фильтров. Фильтр на рис. 1а содержит П-образный резонатор с двумя емкостями, подключенными к его разомкнутым концам. Фильтр на рис. 1б содержит П-образный резонатор с одной емкостью, соединяющей между собой два разомкнутых конца резонатора. В результате этого образуется П-образный резонатор петлевого типа. Выбор резонаторов для предлагаемых фильтров не случаен. Он обусловлен тем, что у

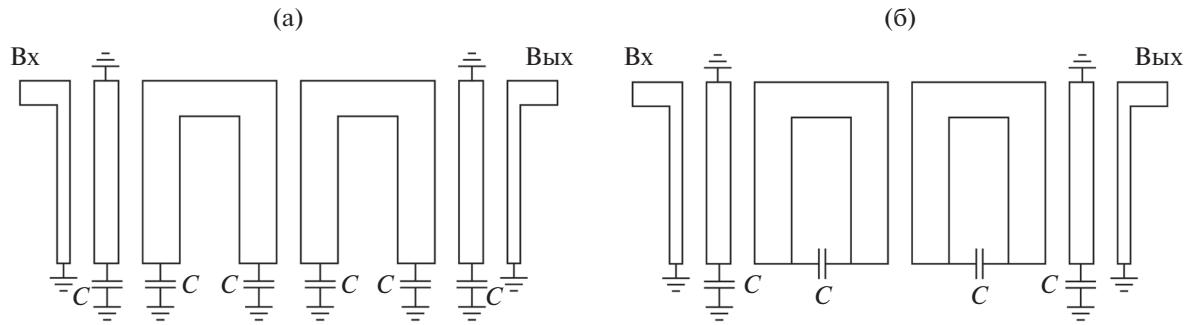


Рис. 1. Схематическое изображение микрополосковых перестраиваемых фильтров с двумя типами резонаторов: а) П-образный резонатор с двумя емкостями; б) П-образный резонатор петлевого типа с одной емкостью.

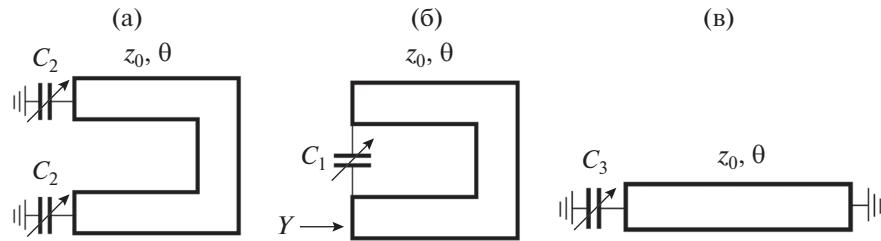


Рис. 2. Микроволновые перестраиваемые резонаторы: а) П-образный резонатор с двумя емкостями; б) П-образный петлевой резонатор с одной емкостью; в) короткозамкнутый на одном конце резонатор.

гребенчатых фильтров правый скат круче левого, а у фильтров с П-образными резонаторами, наоборот, — левый скат круче правого [5, 14]. Указанные особенности наглядно проиллюстрированы в работе [14], где рассмотрены оба фильтра. Важно и то, что все резонаторы на рис. 1 описываются одним и тем же уравнением резонанса на основной резонансной частоте f_0 [15, 16]. Это означает, что они имеют одинаковые диапазонные свойства. Изменение резонансной частоты в заданных пределах от f_{\min} до f_{\max} обеспечивается при одинаковом отношении изменяемых емкостей C_{\max}/C_{\min} . Эта существенная особенность позволяет объединить короткозамкнутый на одном конце и П-образный резонаторы в одном фильтре с синхронно изменяющимися емкостями. Однако, этого недостаточно для получения в фильтре широкой полосы заграждения. Также требуется, чтобы П-образные резонаторы, показанные на рис. 1, обладали таким же отношением f_1/f_0 , что и короткозамкнутый на одном конце резонатор, используемый в гребенчатых фильтрах.

Основу анализа резонаторов составляют их уравнения резонанса. Резонаторы на рис. 2 входят в состав фильтров, показанных на рис. 1. Отрезок линии передачи каждого резонатора имеет характеристическое сопротивление Z_0 и электрическую длину $\theta = \omega L/v$, где ω — циклическая частота, v — скорость распространения электромагнитной волны, L — длина отрезка. Множеству резонансных ча-

стот ω_n соответствует множество электрических длин при резонансах θ_n . При рассмотрении резонаторов будем пренебречь их диссипативными потерями. В этом случае их частоты ω_n определяются одним условием резонанса $Y = 0$, в котором Y — входная реактивная проводимость резонатора. При наличии потерь надо учитывать еще и наклон реактивной составляющей полной проводимости резонатора в нуле, он должен быть положительным.

На рис. 2а показан П-образный резонатор с двумя емкостями величиной C_2 , а на рис. 3а изображен этот же резонатор в развернутом виде. Такой резонатор рассматривается уже давно [14, 16, 17], тем не менее его уравнения резонанса требуют уточнения. Резонатор на рис. 3а будем рассматривать как четырехполюсник с матрицей передачи $[ABCD]$. Резонанс напряжений в рассматриваемом резонаторе без потерь имеет место при выполнении равенства $C = 0$.

В этом случае его входное $Z_{11} = A/C$ и выходное $Z_{22} = D/C$ сопротивления обращаются в бесконечность, а соответствующие этим сопротивлениям входные проводимости равны нулю. Матрицу передачи половины отрезка линии, отмеченной на рис. 3а пунктирной линией, обозначим как

$$\begin{vmatrix} a' & b' \\ c' & d' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos(\theta/2) & jZ_0 \sin(\theta/2) \\ jZ_0^{-1} \sin(\theta/2) & \cos(\theta/2) \end{vmatrix}. \quad (1)$$

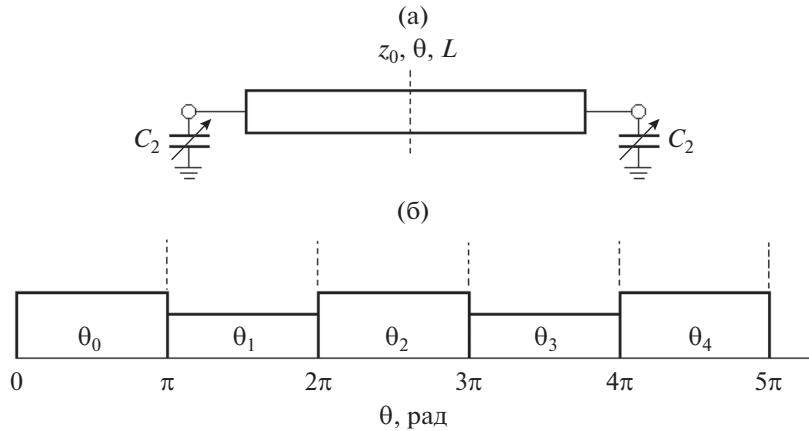


Рис. 3. П-образный резонатор с двумя емкостями: а) в развернутом виде; б) распределение резонансных электрических длин.

В выражении (1) $j = \sqrt{-1}$. Параметр C рассматриваемого четырехполюсника (см. рис. 3а) можно выразить через параметры матрицы передачи половины отрезка линии (1) и проводимость емкости $Y_{C_2} = j\omega C_2$. В результате перемножения четырех матриц передачи соответствующих элементов получим

$$C = 2 \left[Y_{C_2} \cos(\theta/2) + jZ_0^{-1} \sin(\theta/2) \right] \times \left[jY_{C_2} Z_0 \sin(\theta/2) + \cos(\theta/2) \right]. \quad (2)$$

Приравнивая выражение (2) нулю, приходим к двум уравнениям резонанса, для n четных и n нечетных соответственно

$$\omega_n C_2 = Z_0^{-1} \operatorname{ctg}(\theta_n/2), \quad (3a)$$

$$\omega_n C_2 = -Z_0^{-1} \operatorname{tg}(\theta_n/2). \quad (3b)$$

Границные частоты резонансных областей и соответствующие им электрические длины находим из выражений (3а) и (3б) при значениях емкости C_2 , равных нулю и бесконечности. На рис. 3б сплошными линиями изображены резонансные области для первых пяти колебаний.



Рис. 4. Петлевое соединение, преобразующее четырехполюсник в двухполюсник.

Выражения, определяющие резонансные частоты резонатора (см. рис. 2а) рассматривались в [14, 16, 17], они представимы в виде [16]

$$\omega C_2 = Z_0^{-1} \frac{\cos \theta \pm 1}{\sin \theta}. \quad (4)$$

Знак плюс относится к ω_n с четными номерами, а знак минус — к ω_n с нечетными номерами. Выражение (4) не вполне корректно, оно приводит к уравнениям резонанса (3а), (3б) и еще к двум дополнительным уравнениям:

$$\sin(\theta/2) = 0, \quad (5)$$

$$\cos(\theta/2) = 0. \quad (6)$$

Выражения (5), (6) дают резонансные электрические длины $\theta_k = k\pi$, $k = 0, 1, 2, \dots$, которые не зависят от величины емкости C_2 . Они отмечены на рис. 3б вертикальными штриховыми линиями. Несложно показать, что соответствующих этим электрическим длинам резонансные частоты у данного резонатора отсутствуют.

Резонатор петлевого типа с одной емкостью (см. рис. 2б) используется уже давно, в работе [15] было установлено уравнение резонанса для ω_n с четными номерами. Для ω_n с нечетными номерами такого уравнения до сих пор нет. В работе [5] была предпринята попытка установить такое уравнение, но, к сожалению, была допущена ошибка.

Чтобы получить выражение для функции входной проводимости Y резонатора (см. рис. 2б), рассмотрим рис. 4, где изображено преобразование четырехполюсника в двухполюсник с помощью петлевого соединения зажимов 2–2' и 1–1'. Для связи между токами и напряжениями четырехполюсника используем систему $ABCD$ параметров [18]:

$$U_1 = AU_2 - BI_2, \quad I_1 = CU_2 - DI_2. \quad (7a)$$

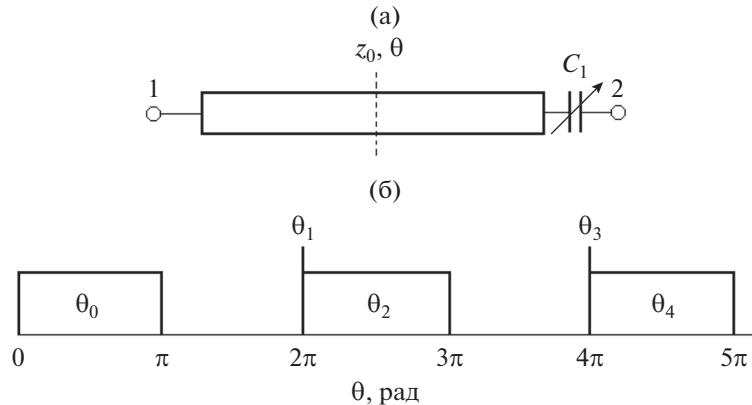


Рис. 5. П-образный петлевой резонатор: а) в развернутом виде; б) распределение резонансных электрических длин.

При петлевом соединении напряжения на входе и выходе четырехполюсника равны между собой $U_1 = U_2 = U$, поэтому выражения (7а) примут вид

$$U = AU - BI_2, \quad I_1 = CU - DI_2. \quad (76)$$

Решая уравнения (76) относительно токов, получим

$$I_1 = U[C - D(A - 1)/B], \quad I_2 = U(A - 1)/B. \quad (7b)$$

Результирующий ток двухполюсника равен сумме токов на входе и выходе четырехполюсника. Суммируя I_1 и I_2 из (7b), определяем

$$I = I_1 + I_2 = U(A + D - 2)/B.$$

Входная проводимость двухполюсника, образованного из четырехполюсника петлевым соединением (см. рис. 3), определяется выражением

$$Y = \frac{I}{U} = \frac{A + D - 2}{B}. \quad (8)$$

Рассматриваемый петлевой резонатор с одной емкостью представлен в развернутом виде на рис. 5а. Матрицу передачи четырехполюсника (см. рис. 5а) можно выразить через параметры a' , b' , c' , d' матрицы (1) и проводимость емкости $Y_{C_1} = j\omega C_1$ [18]:

$$\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 + 2b'c' & 2a'b' \\ 2c'd' & 1 + 2b'c' \end{vmatrix} \begin{vmatrix} 1 & 1/Y_{C_1} \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = \\ = \begin{vmatrix} 1 + 2b'c' (1 + 2b'c')/Y_{C_1} + 2a'b' \\ 2c'd' & 2c'd'/Y_{C_1} + (1 + 2b'c') \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Подстановка элементов матрицы (9) в выражение (8) дает входную проводимость П-образного петлевого резонатора с одной емкостью (см. рис. 2б):

$$Y = 2jZ_0^{-1} \times \\ \times \frac{\sin(\theta/2)[2jZ_0Y_{C_1} \sin(\theta/2) + \cos(\theta/2)]}{1 - 2\sin^2(\theta/2) + 2jZ_0Y_{C_1} \cos(\theta/2)\sin(\theta/2)}. \quad (10)$$

Приравнивая числитель проводимости (10) нулю, получаем два уравнения резонанса, для n четных и n нечетных соответственно:

$$\omega_n C_1 = \frac{1}{2} Z_0^{-1} \operatorname{ctg}(\theta_n/2), \quad (11a)$$

$$\sin(\theta_n/2) = 0, \quad \theta_n = (n + 1)\pi. \quad (11b)$$

Уравнение резонанса (11а) хорошо известно [14, 15], оно показывает, что резонансные частоты ω_n с четными номерами n зависят от величины емкости C_1 , при возрастании C_1 они понижаются. Электрические длины на этих частотах изменяются в пределах $n\pi \leq \theta_n \leq (n + 1)\pi$. Уравнение резонанса (11б) является новым. Оно показывает, что резонансные частоты ω_n с нечетными номерами не зависят от величины емкости C_1 . Резонансные электрические длины на этих частотах имеют постоянную величину $\theta_n = (n + 1)\pi$, эти колебания кратны λ . На рис. 5б изображены резонансные области для первых пяти колебаний. При увеличении емкости C_1 четные ω_n приближаются справа к нечетным ω_n . При $C_1 \rightarrow \infty$ эти частоты сливаются, резонатор становится кольцевым и в нем наблюдаются двухмодовые колебания.

2. АНАЛИЗ ОТНОШЕНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТ f_1/f_0

Четные и нечетные ω_n резонатора, короткозамкнутого на одном конце (см. рис. 2в), находим из одного уравнения резонанса

$$\omega_n C_3 = Z_0^{-1} \operatorname{ctg} \theta_n. \quad (12)$$

При $C_3 = 0$ резонатор становится четвертьволновым на основной резонансной частоте $\theta_0 = \pi/2$. Все резонаторы на рис. 2 имеют одинаковую способность к перестройке на основной резонансной частоте ω_0 , поскольку их уравнения резонанса (3а),

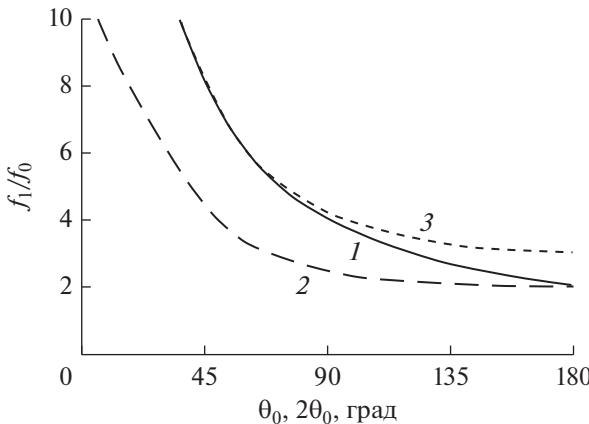


Рис. 6. Зависимость f_1/f_0 от электрической длины для трех резонаторов: петлевой П-образный (кривая 1), П-образный с двумя емкостями (2), короткозамкнутый на одном конце (3).

(11a) и (12) совпадают с точностью до постоянного множителя.

Эти резонаторы отличаются первой паразитной резонансной частотой ω_1 и отношением ω_1/ω_0 . На основе уравнений резонанса (3), (11) и (12) на рис. 6 построена зависимость f_1/f_0 от θ_0 для рассматриваемых трех резонаторов. Для короткозамкнутого на одном конце резонатора по оси абсцисс отложено удвоенное значение электрической длины $2\theta_0$. П-образный резонатор с двумя емкостями имеет значительно меньшую величину f_1/f_0 чем у двух других резонаторов, поэтому он не пригоден для использования в фильтре с широкой полосой заграждения.

Если емкость перестройки равна нулю, то короткозамкнутый на одном конце резонатор характеризуется отношением $f_1/f_0 = 3$. П-образный резонатор с одной емкостью при $C_1 = 0$ имеет $\theta_0 = 180^\circ$ и меньшую величину отношения $f_1/f_0 = 2$. При увеличении емкости обе частоты f_1 и f_0 короткозамкнутого на одном конце резонатора уменьшаются, а их отношение f_1/f_0 увеличивается. У П-образного резонатора петлевого типа с одной емкостью основная резонансная частота f_0 также понижается, а частота первого паразитного резонанса f_1 остается неподвижной. Поэтому отношение f_1/f_0 этого резонатора увеличивается быстрее, чем у короткозамкнутого на одном конце резонатора. Разница значений f_1/f_0 этих двух резонаторов существенно сокращается при уменьшении электрической длины. При $\theta_0 = 90^\circ$ (45°) разница значений f_1/f_0 составляет 7%, а при $\theta_0 = 60^\circ$ (30°) – 2.8%. Проведенный анализ показал преимущество П-образного петлевого резонатора с одной емкостью по сравнению с П-образным резонатором с двумя емкостями (см. рис. 2б).

3. ФАКТОР СИММЕТРИИ АЧХ

Для того чтобы выяснить, будет ли частотная характеристика перестраиваемого микрополоскового фильтра, содержащего П-образные резонаторы петлевого типа (см. рис. 1б), симметричной, рассмотрим спецификуцию узкополосного ППФ с чебышевской характеристикой затухания:

Диапазон перестройки f_0	225...400 МГц
Относительная ширина полосы пропускания FBW	0.025
Частота паразитного резонанса f_1	> 1350 МГц
Избирательность	-40 дБ ($f_0 \pm 5\%$)
Обратные потери RL	≤ -10 дБ
Нагрузки	50 Ом

Требуемое затухание, 40 дБ, должно обеспечиваться в полосе частот фильтра с относительной шириной FBW = 0.1. Анализ кривых затухания низкочастотных прототипов с чебышевскими характеристиками [12] показывает, что при FBW = 0.025 требуемая избирательность может быть достигнута в фильтре четвертого порядка ($n = 4$) с величиной пульсаций $L_{Ar} = 0.1$ дБ. Возьмем из работы [12] g -параметры такого фильтра: $g_1 = 1.1088$, $g_2 = 1.3061$, $g_3 = 1.7703$, $g_4 = 0.8180$, $g_5 = 1.3554$. Подставив эти параметры и величины FBW = 0.025 в выражения

$$k_{i,i+1} = \frac{\text{FBW}}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}, \quad Q_{el} = \frac{g_0 g_1}{\text{FBW}}, \quad Q_{e2} = \frac{g_n g_{n+1}}{\text{FBW}},$$

получим искомые значения коэффициентов связи между резонаторами и внешние добротности крайних резонаторов: $k_{12} = k_{34} = 0.0208$, $k_{23} = 0.0164$, $Q_{el} = Q_{e2} = Q_e = 44.35$.

Эти параметры реализованы на средней частоте диапазона перестройки $f_0 = 300$ МГц микрополоскового фильтра четвертого порядка с резонаторами двух видов (рис. 7а). В этом микрополосковом фильтре использована толстая подложка $h = 1.905$ мм из материала RT/Duroid 6010LM (компании Rogers), с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10.2$ и $\tan \delta = 0.002$. Ширина микрополосковой линии П-образного резонатора $w = 4.5$ мм ($Z_0 = 29.3$ Ом), а ширина короткозамкнутого на одном конце резонатора $w = 1.25$ мм ($Z_0 = 58.6$ Ом).

Новым в используемой спецификации является расположение частоты паразитного резонанса $f_1 > 1350$ МГц. Это условие позволяет определить электрическую длину П-образного петлевого резонатора на максимальной частоте диапазона перестройки $\theta_{0\max}$. Чем больше f_1 , тем меньше должно быть значение $\theta_{0\max}$. Из уравнений резонанса (11) следует условие

$$\theta_{0\max} < 2\pi/(f_1/f_0)_{\min}. \quad (13)$$

В нашем случае $(f_1/f_0)_{\min} = 1350/400 = 3.375$; $2\pi/(f_1/f_0)_{\min} = 106.67^\circ$. Чтобы удовлетворить (13),

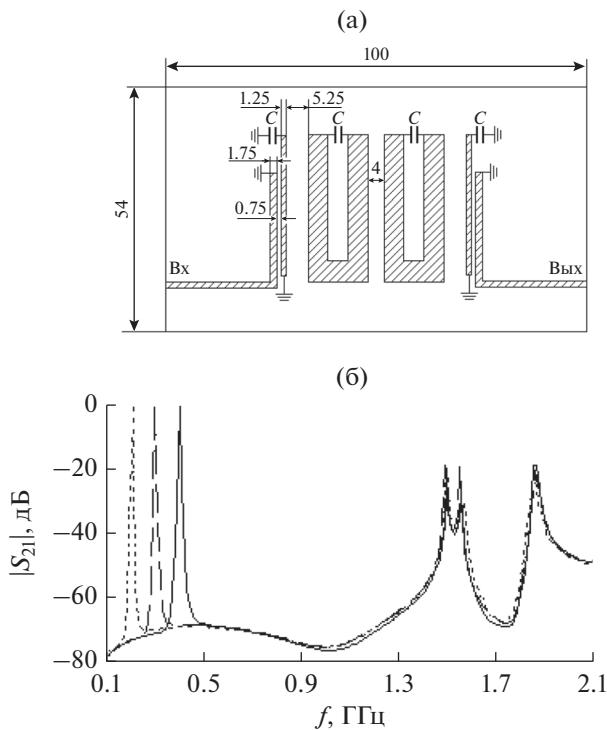


Рис. 7. Перестраиваемый фильтр с короткозамкнутым на одном конце и петлевым П-образным резонаторами: а) топология; б) частотные характеристики при $f_0 = 0.4$ (сплошная), 0.3 (штриховая) и 0.225 ГГц (пунктирная). Размеры указаны в миллиметрах.

примем значение $\theta_0 \max = 84.7^\circ$. Величина $\theta_0 \min$ определяется сразу же: $\theta_0 \min = \theta_0 \max \times (225/400) = 47.64^\circ$. Зная $\theta_0 \max$ и $\theta_0 \min$, из уравнения резонанса (11а) находим значения переменной емкости: $C1\min = 7.45$ пФ и $C1\max = 27.34$ пФ. Электрические длины короткозамкнутого на одном конце резонатора при этих же значениях $C1\min$ и $C1\max$ в два раза меньше: $\theta_0 \max = 42.35^\circ$; $\theta_0 \min = 23.82^\circ$. Остальные детали построения фильтра хорошо известны [5, 14] и здесь не приведены. Промоделированные характеристики фильтра (см. рис. 7б) подтверждают, что паразитная полоса пропускания остается фиксированной, в то время как основная полоса пропускания перестраивается в широком диапазоне. Моделирование выполнено с использованием программы Microwave Office (AWR).

На рис. 8 показано изменение коэффициентов связи и внешней добротности в диапазоне перестройки фильтра, представленного на рис. 7а. Эти зависимости характеризуют фильтр. С ростом частоты коэффициенты связи уменьшаются незначительно, в пределах 2.5%, а внешняя добротность уменьшается в 1.8 раза.

Величина

$$\chi = IL\min(f_0 \pm \Delta)/IL\max(f_0 \pm \Delta), \quad \chi \leq 1 \quad (14)$$

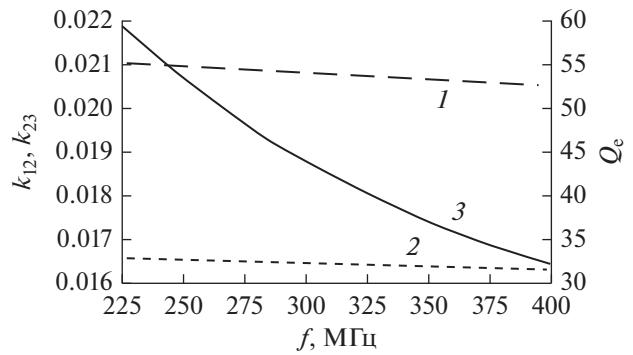


Рис. 8. Зависимость коэффициентов связи k_{12} (1), k_{23} (2) и внешней добротности Q_e (3) от частоты.

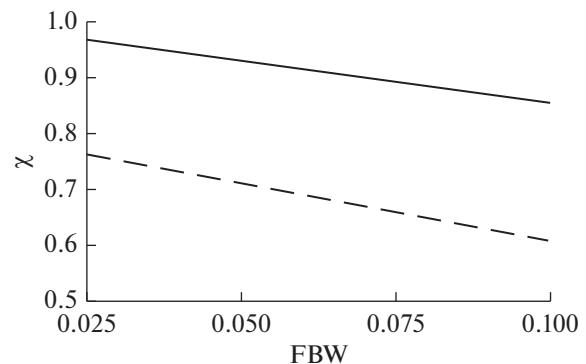


Рис. 9. Зависимость показателя симметрии АЧХ χ от относительной ширины полосы пропускания предложенного (сплошная) и гребенчатого (штриховая) фильтров.

является фактором симметрии АЧХ, Δ – некоторый частотный интервал. Чем ближе χ к единице, тем симметричнее АЧХ. У рассматриваемого фильтра (см. рис. 7а) на частоте $f_0 = 400$ МГц значение FBW (3 дБ) = 0.025. Если $\Delta = 20$ МГц, то $IL\max(f_0 - \Delta) = 47.8$ дБ, $IL\min(f_0 + \Delta) = 46.9$ дБ, а фактор симметрии $\chi = 0.981$. На рис. 9 представлены графики зависимости χ от относительной ширины полосы пропускания FBW (3 дБ) для предлагаемого фильтра и для гребенчатого фильтра. Гребенчатый фильтр с FBW (3 дБ) = 0.025 на этой же частоте $f_0 = 400$ МГц характеризуется фактором симметрии $\chi = 0.77$. Преимущество фильтра с комбинированными резонаторами составляет $\chi_{\max}/\chi_{\min} = 0.981/0.77 = 1.27$. При FBW (3 дБ) = 0.1 комбинированный фильтр имеет значение $\chi = 0.86$, в то время как у гребенчатого фильтра $\chi = 0.605$. Преимущество комбинированного фильтра составляет $\chi_{\max}/\chi_{\min} = 1.42$. По мере увеличения FBW фактор симметрии χ обоих фильтров уменьшается, преимущество же предложенного фильтра увеличивается.

Таблица 1. Характеристика экспериментального перестраиваемого фильтра с комбинированными резонаторами

f_0 , МГц	U , В	BW (3 дБ), МГц	FBW (3 дБ)	IL_0 , дБ	Затухание, дБ		χ	f_1/f_0	RL , дБ
					на $f_0 - 5\%$	на $f_0 + 5\%$			
225	6.0	5.9	0.0262	9.2	46	44	0.956	7.01	-11.4
300	12.1	7.6	0.0253	7.4	45	43	0.955	4.63	-17
400	27.2	10	0.0250	5.6	43	41	0.953	3.47	-11

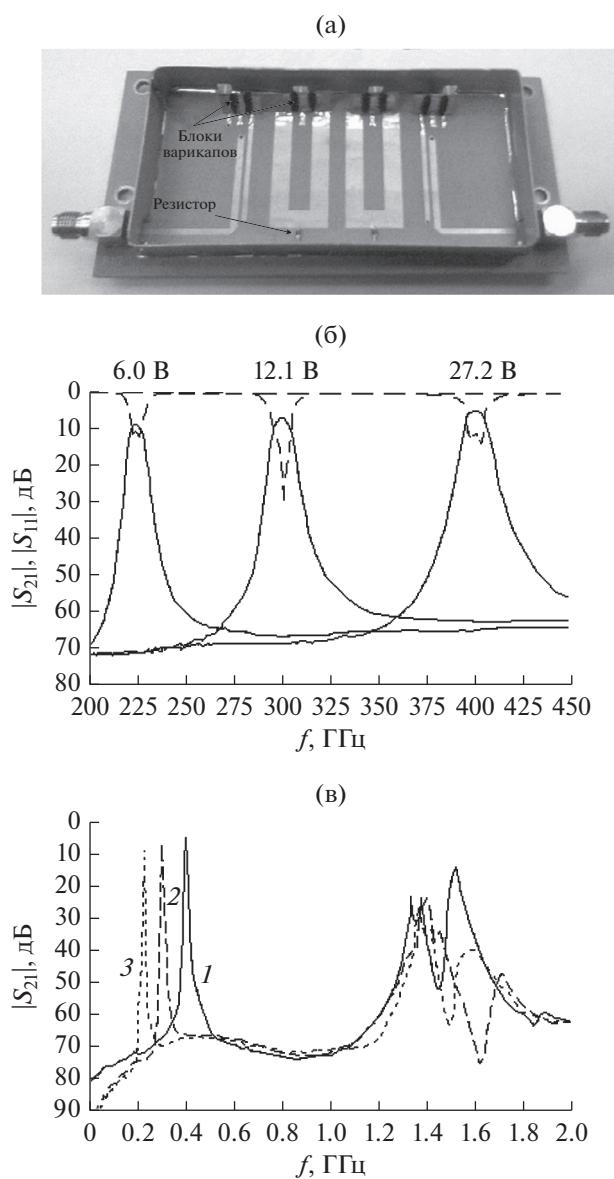


Рис. 10. Экспериментальный образец перестраиваемого фильтра: а) фотография без экрана; б) измеренные частотные характеристики в диапазоне перестройки: $|S_{21}|$ (сплошная), $|S_{11}|$ (штриховая); в) измеренные частотные характеристики в широкой полосе частот: кривая 1 – 400 МГц, 27.2 В, кривая 2 – 300 МГц, 12.1 В, кривая 3 – 225 МГц, 6.0 В.

4. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ИЗМЕРЕНИЯ

Экспериментальный образец фильтра без экрана и его измеренные частотные характеристики представлены на рис. 10. В фильтре использованы варикапы BB135 (компания NXP) с минимальной емкостью $C_{\min} \approx 2 \text{ пФ}$, $C_{\max}/C_{\min} \approx 10$ и рабочим напряжением от 0.5 до 28 В. Каждый резонатор подключен к блоку из 15 варикапов [5], соединенных параллельно и последовательно. Такой прием позволяет увеличить ненагруженную добротность резонаторов и уменьшить нелинейные искажения фильтра [5]. Для подачи управляющего напряжения на варикапы П-образных резонаторов к середине этих резонаторов подключается резистор с номиналом 10 К. Такое подключение резистора возможно благодаря симметричной конструкции резонатора, при которой высокочастотное напряжение в середине резонатора равно нулю. Характеристики экспериментального фильтра приведены в табл. 1.

Измеренная величина $(f_1/f_0)_{\min}$, характеризующая ширину полосы заграждения фильтра, составила значение 3.47. Вносимые потери и занимаемая фильтром площадь $100 \times 54 \text{ мм}^2$ могут быть уменьшены за счет использования варикапов с более высокой добротностью [19] и подложек с высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 92 \dots 100$ [20].

Данные измерений показали, что предложенный микрополосковый перестраиваемый фильтр с комбинированными резонаторами характеризуется широкой полосой заграждения и симметричным частотным откликом во всем диапазоне перестройки. Результаты измерения и моделирования находятся в хорошем соответствии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, можно сделать вывод, что перестраиваемый варикапами микрополосковый ППФ четвертого порядка с комбинированными резонаторами при сохранении широкой полосы заграждения обладает более симметричной АЧХ, чем гребенчатый фильтр. Это преимущество увеличивается при использовании в фильтрах более широких полос пропускания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Hao Z.-C., Hong J.-S.* // IEEE Trans. 2010. V. MTT-58. № 4. P. 941.
2. *Захаров А.В., Ильченко М.Е.* // РЭ. 2016. Т. 61. № 3. С. 759.
3. *Wong P.W., Hunter I.* // IEEE Microwave Mag. 2009. V. 10. № 6. P. 46.
4. *Brown A.R., Rebeiz G.M.* // IEEE Trans. 2000. V. MTT-48. № 7. P. 1157.
5. *Захаров А.В., Ильченко М.Е.* // РЭ. 2010. Т. 55. № 12. С. 1523.
6. *Sanchez-Renedo M., Gomez-Garcia R., Alonso J.I., Brisso-Rodriguez C.* // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. P. 191.
7. *Nath J., Ghosh D., Maria J.-P. et al.* // IEEE Trans. 2005. V. MTT-53. № 9. P. 2707.
8. *Захаров А.В., Ильченко М.Е., Карнаух В.Я., Пинчук Л.С.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 8. С. 1017.
9. *Захаров А.В., Ильченко М.Е., Карнаух В.Я., Пинчук Л.С.* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2010. Т. 53. № 8. С. 30.
10. *Rebeiz G.M., Entesari K., Reines I.C. et al.* // IEEE Microwave Mag. 2009. V. 10. № 6. P. 55.
11. *White J.F.* Microwave Semiconductor Engineering. N.Y.: Springer Science&Business Media, 2012.
12. *Мамтей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971.
13. *Kim B.-W., Yun S.-W.* // IEEE Trans. 2004. V. MTT-52. № 4. P. 1279.
14. *Hong J.-S.* Microstrip Filters for RF/Microwave Application, 2nd ed. N.Y.: Wiley, 2011.
15. *Makimoto M., Sagawa M.* // IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig. 1986. P. 411.
16. *Megla G.* Dezimeterwellentechnik: theorie und technik der dezimeterschaltungen, 4th ed. Leipzig: Fachbuchverlag, 1955.
17. *Hong J.-S., Lancaster M.J.* // IEEE Trans. 1997. V. MTT-45. № 12. P. 2358.
18. *Гиллемин Е.А.* Синтез пассивных цепей. М.: Связь, 1970.
19. *Захаров А.В.* // РЭ. 2011. Т. 56. № 5. С. 646.
20. *Захаров А.В., Розенко С.А., Захарова Н.А.* // РЭ. 2012. Т. 57. № 3. С. 372.