

УДК 621.37

А. Э. Баскакова, В. М. Тургалиев, Д. В. Холодняк
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами с независимым непрерывным управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания¹

Предложен подход к проектированию перестраиваемых полосно-пропускающих фильтров на связанных последовательных LC-контурах с переменными конденсаторами. Показано, что такие фильтры способны обеспечивать непрерывную независимую перестройку центральной частоты и ширины полосы пропускания в широких пределах. Представлены конструкция, а также результаты моделирования и экспериментального исследования характеристик трехзвенного перестраиваемого полосно-пропускающего фильтра, управляемого варикапами.

Полосно-пропускающие фильтры, элементы с сосредоточенными параметрами, перестройка

С увеличением количества поддерживаемых стандартов беспроводной связи и использованием новых полос частот требуется все больше полосно-пропускающих фильтров (ППФ) в составе СВЧ-тракта приемопередатчика, что усложняет и удорожает устройство. Количество необходимых фильтров может быть уменьшено за счет применения перестраиваемых ППФ с управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания, каждый из которых реализует функционал нескольких традиционных фильтров. В связи с этим разработка и исследование перестраиваемых ППФ для многополосных систем телекоммуникаций, когнитивного радио и т. п. вызывает в последнее время повышенный интерес [1]–[16].

Физическая природа перестройки характеристик СВЧ-фильтра может быть различной: механической, электрической, магнитной, оптической. К настоящему моменту наибольшее распространение получили перестраиваемые фильтры СВЧ с электрической перестройкой. В качестве управляющих компонентов в таких фильтрах применяются различные типы конденсаторов с переменной емкостью: полупроводниковые варикапы [1]–[7], сегнетоэлектрические вариконды [8], микроэлектромеханические переменные конденсаторы [9], [10]. Также ведутся работы по созданию и применению электрически управляемых переменных индуктивностей. Однако такие компоненты пока еще не получили широкого распространения.

В дальнейшем под управляющими элементами будем понимать переменные конденсаторы.

Большинство современных перестраиваемых ППФ СВЧ, представленных в литературе, используют резонаторы на отрезках линий передачи в микрополосковом или копланарном исполнении [1]–[7], либо объемные резонаторы, выполненные по технологии интегрированного в подложку волновода [7], [11], [12]. Такие фильтры мало пригодны для применений в нижней части СВЧ-диапазона вследствие больших размеров резонаторов, которые пропорциональны половине или четверти длины волны. С этой точки зрения перестраиваемые фильтры на элементах с сосредоточенными параметрами, имеющие малые габариты, обладают неоспоримым преимуществом.

Перестраиваемые ППФ на элементах с сосредоточенными параметрами традиционно строятся на основе связанных параллельных LC-контуров [13], [14]. Вместе с тем перестраиваемые фильтры на основе последовательных LC-контуров предоставляют дополнительные преимущества [15], [16]. Такие фильтры, в частности, не требуют применения внешних инверторов сопротивления для сохранения абсолютной ширины полосы пропускания постоянной в процессе перестройки центральной частоты.

В настоящей статье представлен обобщенный подход к проектированию перестраиваемых ППФ на связанных последовательных LC-контурах с

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проектной части Государственного задания № 8.1825.2014/К.

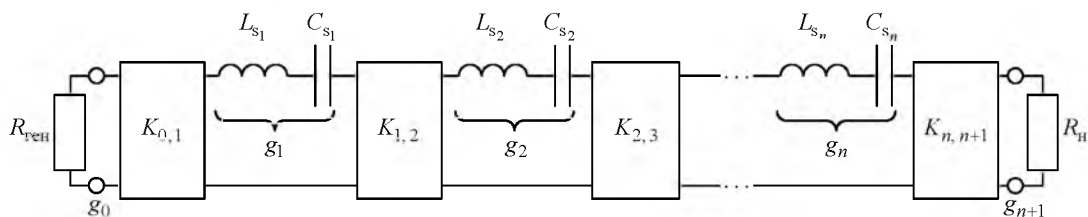


Рис. 1

переменными конденсаторами. Показано, что при соответствующем наборе управляющих воздействий такие фильтры позволяют перестраивать центральную частоту и ширину полосы пропускания непрерывно и независимо друг от друга, а также сохранять постоянной не только абсолютную, но и относительную ширину полосы пропускания. Приведена конструкция и измеренные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) различных режимов работы трехзвенного перестраиваемого ППФ, управляемого варикапами.

Перестраиваемые ППФ на связанных последовательных LC-контурах. Схема ППФ на связанных последовательных LC-контурах изображена на рис. 1. В качестве обобщенных элементов связи на рисунке показаны инверторы сопротивления с коэффициентом инверсии $K_{i, i+1}$, $i = \overline{0, n+1}$ (n – порядок фильтра). В соответствии со стандартным методом синтеза ППФ по фильтру-прототипу нижних частот [17], [18] параметры элементов схемы фильтра определяются выражениями

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L_j C_j}; \quad \Delta\omega = g_j R_{\text{ген}}/L_j; \quad (1)$$

$$K_{i, i+1} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{x_i x_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}; \quad K_{0, 1} = \sqrt{\frac{\Delta\omega R_{\text{ген}} x_1}{\omega_0 g_0 g_1}}, \quad (2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральная частота характеристики фильтра; L_j и C_j ($j = \overline{1, n}$) – индуктивность и емкость j -го контура схемы; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ – ширина полосы пропускания фильтра; g_i – нормированные параметры элементов схемы фильтра-прототипа нижних частот [17], [18]; $R_{\text{ген}}$ – сопротивление генератора, $x_j = \omega_0 L_j$ – крутизна реактивности последовательного колебательного контура. При этом $K_{n, n+1} = K_{0, 1}$ и $R_n = R_{\text{ген}}$.

Коэффициенты связи между контурами $k_{i, i+1}$ и внешняя добротность Q_e выражаются через коэффициенты инверсии следующим образом:

$$k_{i, i+1} = \frac{K_{i, i+1}}{\sqrt{x_i x_{i+1}}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}; \quad (3)$$

$$Q_e = \frac{x_1 R_{\text{ген}}}{K_{0, 1}^2} = \frac{x_n R_n}{K_{n, n+1}^2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} g_0 g_1. \quad (4)$$

Таким образом, при использовании в качестве управляющих элементов переменных конденсаторов для перестройки центральной частоты фильтра достаточно изменять значения емкостей контуров, в то время как для перестройки ширины полосы пропускания необходимо обеспечить изменение коэффициентов связи и внешней добротности.

Определим коэффициенты перестройки центральной частоты m и ширины полосы пропускания q перестраиваемого фильтра как

$$m = \omega_{0\Pi}/\omega_0; \quad q = \Delta\omega_{0\Pi}/\Delta\omega_0, \quad (5)$$

где $\omega_{0\Pi}$ и $\Delta\omega_{0\Pi}$ – центральная частота и ширина полосы пропускания фильтра после перестройки соответственно¹; ω_0 и $\Delta\omega_0$ – те же параметры в начальном состоянии.

Используя (1)–(5), можно записать

$$C_{j\Pi}(m) = C_j(1)/m^2;$$

$$\omega_{0\Pi} = m\omega_0; \quad \Delta\omega_{0\Pi} = q\Delta\omega_0;$$

$$\Delta\omega_{0\Pi}/\omega_{0\Pi} = (q/m)(\Delta\omega_0/\omega_0);$$

$$k_{i, i+1\Pi} = \frac{\Delta\omega_{0\Pi}}{\omega_{0\Pi}} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} = \frac{q}{m} k_{i, i+1};$$

$$Q_{e\Pi}(m, q) = (\omega_{0\Pi}/\Delta\omega_{0\Pi}) g_0 g_1 = (m/q) Q_e.$$

При перестройке фильтров возможна реализация указанных в табл. 1 режимов, характеризуемых параметрами m и q . Здесь же представлены законы изменения коэффициента связи и внешней добротности при реализации этих режимов.

Для управления коэффициентами связи и внешней добротностью инверторы сопротивления выполняются в виде емкостных схем с переменными конденсаторами. На рис. 2 показаны емкостные схемы реализации внутренних (а) и внешних (б) инверторов сопротивления. Формулы для расчета емкостей схем инверторов с учетом коэффициентов перестройки m и q представлены в табл. 2.

¹ Здесь и далее индекс "и" указывает на значения параметров, полученные в результате перестройки фильтра.

Таблица 1

Параметр	Режим		
	с постоянной абсолютной шириной полосы пропускания	с постоянной центральной частотой полосы пропускания	с постоянной относительной шириной полосы пропускания
	Условия		
	$\Delta\omega = \text{const}; \omega_0 = \text{var}$	$\Delta\omega = \text{var}; \omega_0 = \text{const}$	$\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}; \omega_0 = \text{var}$
	$q = 1$	$m = 1$	$m = q$
$k_{i, i+1\pi}(m, q)$	$k_{i, i+1}/m$	$qk_{i, i+1}$	$k_{i, i+1}$
$Q_{e\pi}(m, q)$	mQ_e	Q_e/q	Q_e

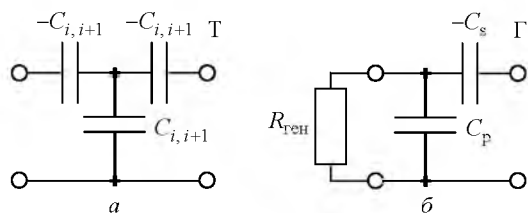


Рис. 2

Имеются некоторые ограничения на применение Г-образных схем внешних инверторов сопротивления, поскольку подкоренные выражения в формулах, представленных в табл. 2, должны оставаться положительными. Кроме того, обе рассматриваемые схемы инверторов (рис. 2) содержат отрицательные емкости, значения которых зависят от коэффициентов перестройки (m или q). Условия практической реализуемости пассивного фильтра требуют, чтобы все результирующие емкости в его составе были бы неотрицательными. Таким образом, отрицательные емкости схем инверторов должны полностью поглощаться емкостями соседних контуров. Выражения, описывающие допустимый диапазон значений коэффициентов перестройки m и q , также представлены в табл. 2.

Рассмотрим возможности перестройки на примере трехзвенного перестраиваемого ППФ с чебышевской характеристикой, для которого

$f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f/f_0 = 0.15$, а модуль коэффициента отражения в полосе пропускания не превосходит -20 дБ. Для такого фильтра допустимый диапазон перестройки $m \in [0.044; 1]$ в случае сохранения относительной ширины полосы пропускания и $m \in [0.268; \infty)$ при постоянной абсолютной ширине. Таким образом, фильтр способен сохранять относительную ширину полосы пропускания постоянной при перестройке центральной частоты вниз относительно начального состояния (рис. 3, a – модуль коэффициента пропускания S_{21} ; b – модуль коэффициента отражения S_{11}), в то время как абсолютная ширина может сохраняться при перестройке центральной частоты как вниз, так и вверх (рис. 4). Помимо этого фильтр также способен перестраивать ширину полосы пропускания в пределах $q \in (0, 1]$ при неизменной центральной частоте (рис. 5).

Основываясь на полученных оценках допустимого диапазона перестройки, следует считать целесообразным синтез ППФ в начальном состоянии на максимально необходимую центральную частоту с максимально необходимой шириной полосы пропускания. В этом случае оказывается возможной независимая непрерывная перестрой-

Таблица 2

Параметр	Условия		
	$\Delta\omega = \text{const}, \omega_0 = \text{var}$	$\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}, \omega_0 = \text{var}$	$\Delta\omega = \text{var}, \omega_0 = \text{const}$
	$2 \frac{\omega_0 C_1}{Q_e} \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - x_1)} < m'$; $2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \sqrt{\frac{a}{g_i g_{i+1}}} < m'$	$\frac{4Q_e R_{\text{ген}} x_1 (\omega_0 C_1)^2}{Q_e^2 + 4(x_1 \omega_0 C_1)^2} < m'' < \frac{Q_e R_{\text{ген}}}{x_1}$	$0 < q < \frac{Q_e R_{\text{ген}}}{x_1}$
Определение			
$C_{i, i+1\pi}$	$\frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$	$\frac{1}{m^2} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$	$\frac{1}{q} \frac{1}{\omega_0 R_{\text{ген}}} \sqrt{\frac{L_{s_i} g_{i+1}}{L_{s_{i+1}} g_i}}$
$C_{p\pi}$	$\frac{1}{m\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$	$\frac{1}{m\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{m x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$	$\frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{Q_e}{q x_1 R_{\text{ген}}} - \frac{1}{R_{\text{ген}}^2}}$
$C_{s\pi}$	$\frac{Q_e}{m\omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - x_1)}}$	$\frac{Q_e}{m^{3/2} \omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}} - m x_1)}}$	$\frac{Q_e}{q\omega_0 \sqrt{x_1 (Q_e R_{\text{ген}}/q - x_1)}}$

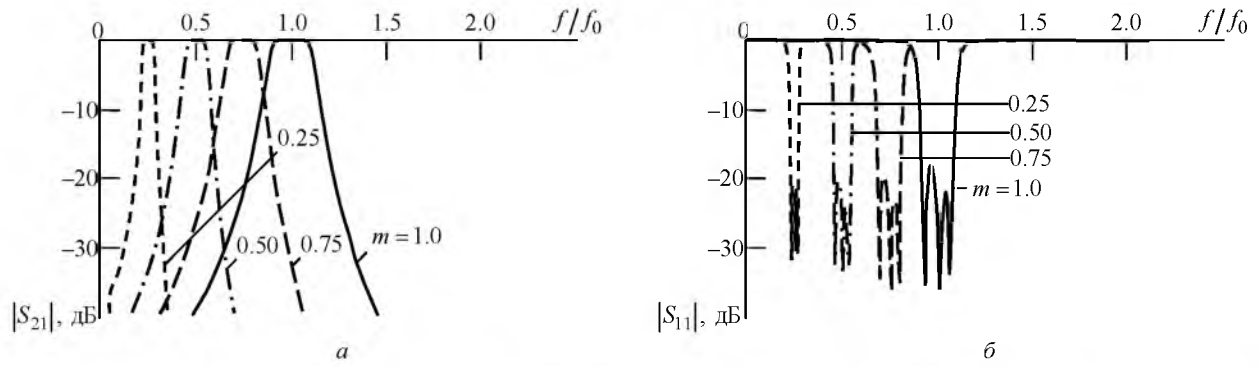


Рис. 3

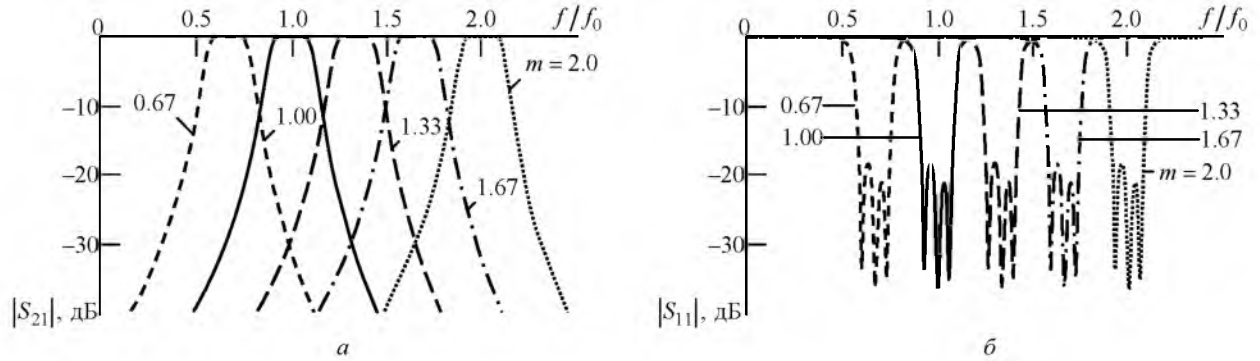


Рис. 4

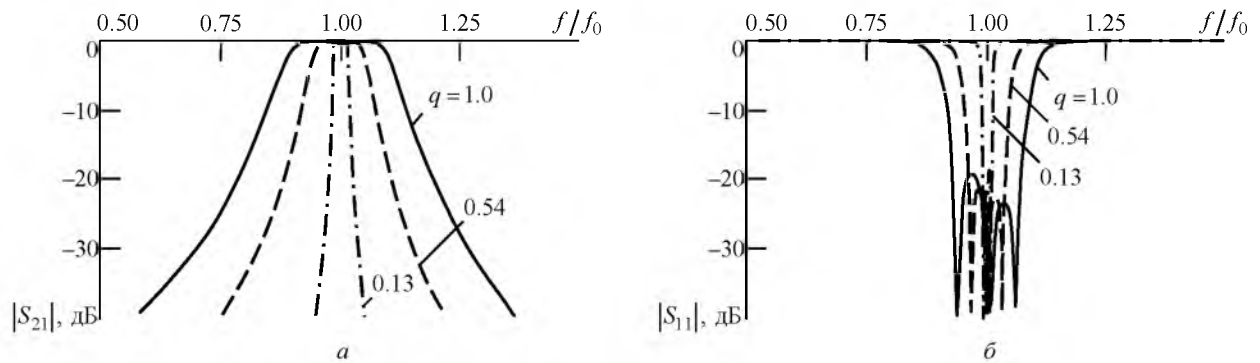


Рис. 5

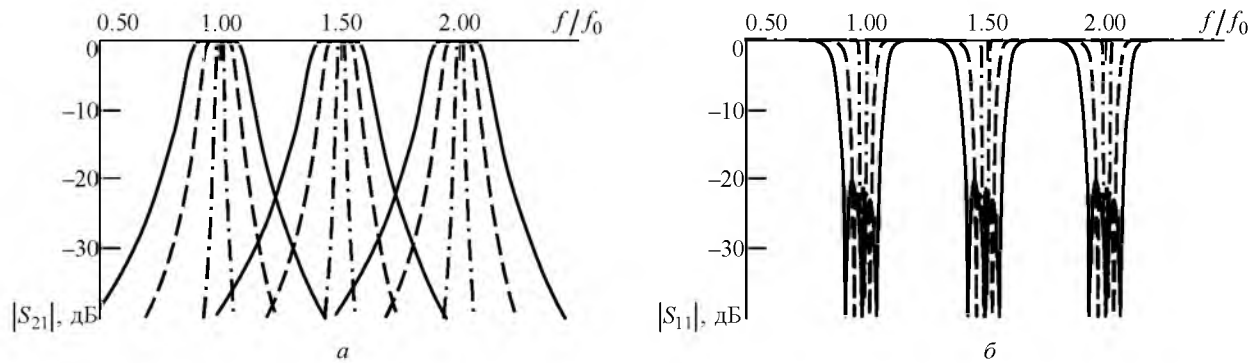


Рис. 6

ка центральной частоты и ширины полосы пропускания фильтра, а также режимы сохранения при перестройке абсолютной или относительной ширины полосы пропускания. На рис. 6 приведены примеры характеристик такого ППФ с изменением центральной частоты и полосы пропускания.

Конструкция и характеристики перестраиваемого фильтра, управляемого варикапами.

С целью верификации предложенного подхода к проектированию перестраиваемых ППФ на основе последовательных LC-контуров был разработан, изготовлен и экспериментально исследован трехзвенный чебышевский ППФ, управляемый варикапами. Фильтр проектировался для перестройки центральной частоты в диапазоне 430...760 МГц ($m = 1.77$) и независимой перестройки ширины

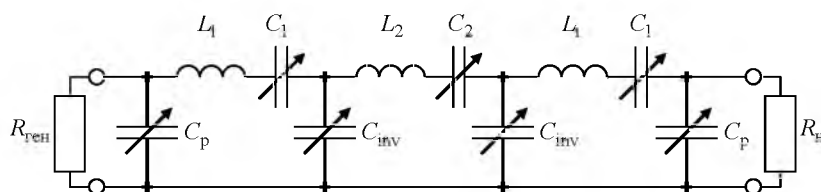


Рис. 7

полосы пропускания от 85 до 150 МГц ($q = 0.57$). Фильтр также позволяет перестраивать центральную частоту с сохранением абсолютной ширины полосы пропускания 150 МГц или относительной ширины полосы пропускания 19.7%.

Трехзвенный ППФ состоит из трех последовательных LC-контуров, двух внутренних инверторов сопротивления, выполненных по емкостной Т-образной схеме (см. рис. 2, а), и двух внешних инверторов сопротивления, реализованных в виде емкостной Г-образной схемы (см. рис. 2, б). Все емкости являются переменными. Схема фильтра, которая получается после поглощения отрицательных емкостей инверторов положительными емкостями контуров, приведена на рис. 7. В табл. 3 даны значения емкостей, соответствующие различным состояниям фильтра.

Во внешних инверторах сопротивления переменные емкости реализованы на полупроводниковых варикапах SMV 1232 фирмы "Skyworks". Емкость варикапов изменяется в пределах 4.15...0.72 пФ при напряжении 0...15 В соответственно. Емкости LC-контуров и внутренних инверторов сопротивления

реализованы варикапами SMV 1233 (изменение емкости в пределах 5.08...0.84 пФ при напряжении 0...15 В). Для обеспечения необходимых значений емкостей C_{inv} параллельно варикапам дополнительно подключены конденсаторы $C_d = 2.2$ пФ.

На рис. 8 представлена эквивалентная схема перестраиваемого фильтра с цепями подачи смещения. Фильтр выполнен в виде гибридной интегральной схемы (ГИС) с компонентами поверхностного монтажа в микрополосковом исполнении (рис. 9). Печатная плата выполнена из высокочастотного фольгированного диэлектрика марки Arlon AD 255 ($\epsilon_r = 2.55$, $\text{tg } \delta = 0.0015$) толщиной 1 мм с двухсторонней металлизацией медью толщиной 18 мкм. Габариты печатной платы фильтра составляют 40×15 мм.

Индуктивности ($L_1 = 43$ нГн, $L_2 = 56$ нГн) реализованы элементами поверхностного монтажа типоразмера 0603 серии LQW18A производства фирмы "Murata". Управляющие напряжения на варикапы подаются через резисторы $R = 100$ кОм фирмы "Panasonic" и разделительные конденсаторы $C_{bl} = 10$ нФ производства фирмы "АТС".

Таблица 3

f_0	Δf	$\Delta f / f_0$	C_1	C_2	C_p	C_{inv}
МГц	%		пФ			
$\Delta f = \text{const}, f_0 = \text{var}$						
430	150	34.9	5.34	5.30	1.50	7.61
565	150	26.6	2.75	2.48	1.17	5.95
760	150	19.7	1.35	1.15	0.88	4.45
$\Delta f / f_0 = \text{const}, f_0 = \text{var}$						
430	85	19.7	5.56	3.66	7.02	14.20
565	111	19.7	2.86	2.10	3.66	8.13
760	150	19.7	1.35	1.15	0.88	4.45
$\Delta f = \text{var}, f_0 = \text{const}$						
760	85	11.2	1.33	0.96	3.52	7.30
760	111	14.6	1.38	1.05	2.17	5.43
760	150	19.7	1.35	1.15	0.88	4.45

При разработке выполнено численное электродинамическое моделирование частотных зависимостей модулей коэффициентов передачи и отражения для разных состояний ГИС перестраиваемого ППФ с учетом параметров используемых варикапов и частотно-зависимых параметров матрицы рассеяния пассивных компонентов поверхностного монтажа. Результаты моделирования представлены сплошными линиями на рис. 10. Здесь показаны характеристики для нескольких состояний фильтра в режиме сохранения абсолютной ширины полосы пропускания, а на рис. 11 – в режиме постоянной относительной ширины полосы пропускания.

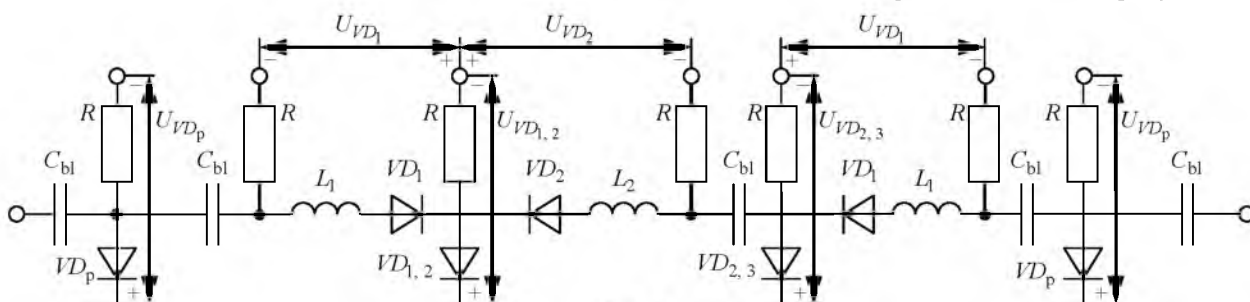


Рис. 8

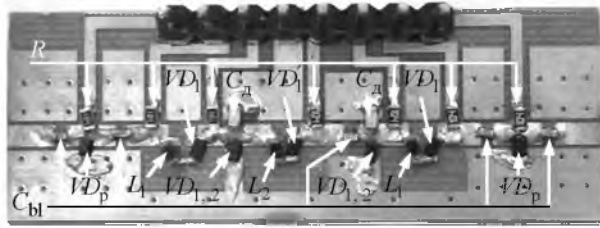


Рис. 9

Рис. 12 демонстрирует 2 состояния фильтра при перестройке ширины полосы пропускания.

Для измерения частотных характеристик изготовленный ППФ устанавливался в измерительную оснастку Anritsu 3680K и через ее коаксиально-полосковые переходы подключался к векторному анализатору цепей R&S ZNB-20 при помощи фазостабильных коаксиальных кабелей Maury Microwave SC-292-MM-36. Применялась калибровка типа TOSM. Для подачи управляющих напряжений использовались 2 двухканальных источника питания R&S HMP-2020.

АЧХ фильтра, измеренные при уровне входной мощности -30 дБм, показаны на рис. 10–12 штриховыми линиями. Наблюдается хорошее совпадение экспериментальных данных с результатами численного электродинамического моделирования. В пределах всего диапазона перестройки центральной частоты измеренная абсолютная ширина полосы пропускания фильтра составляет 153 ± 1 МГц, а относительная ширина полосы пропускания равна 19.7 ± 0.5 %. Перестройка ширины полосы пропускания реального фильтра ограничена управляемостью используемых варикапов и составляет $100 \dots 150$ МГц. Во всех измеренных состояниях ППФ коэффициент отражения по входу лучше, чем -15 дБ. Вносимые потери в полосе пропускания составляют около 1.25 дБ в случае сохранения абсолютной ширины полосы пропускания, 1.3 дБ в случае переменной ширины полосы пропускания и не

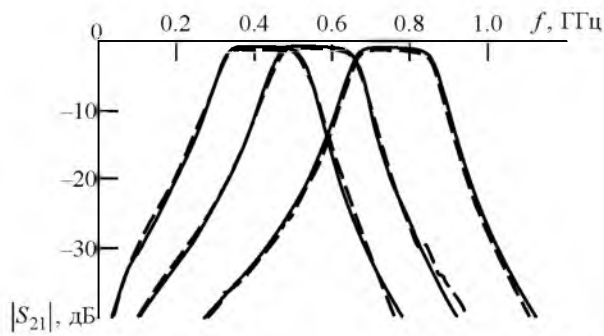


Рис. 10

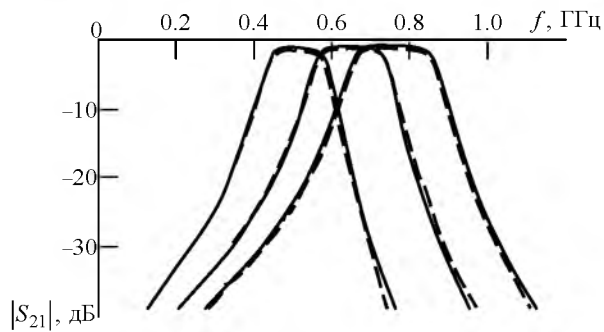
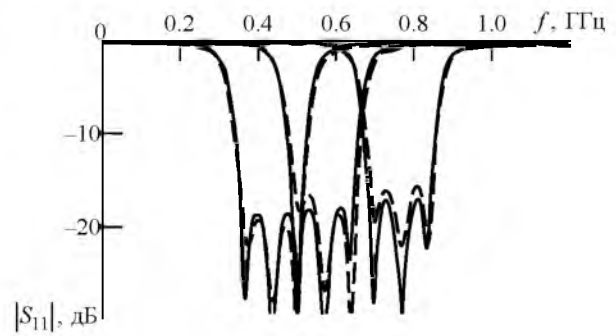


Рис. 11

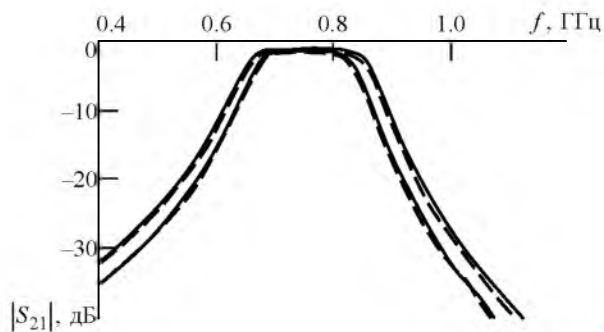
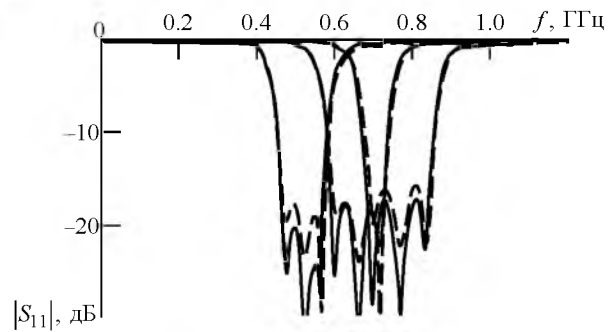
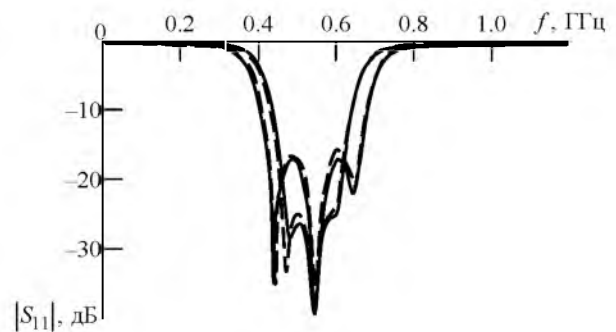


Рис. 12



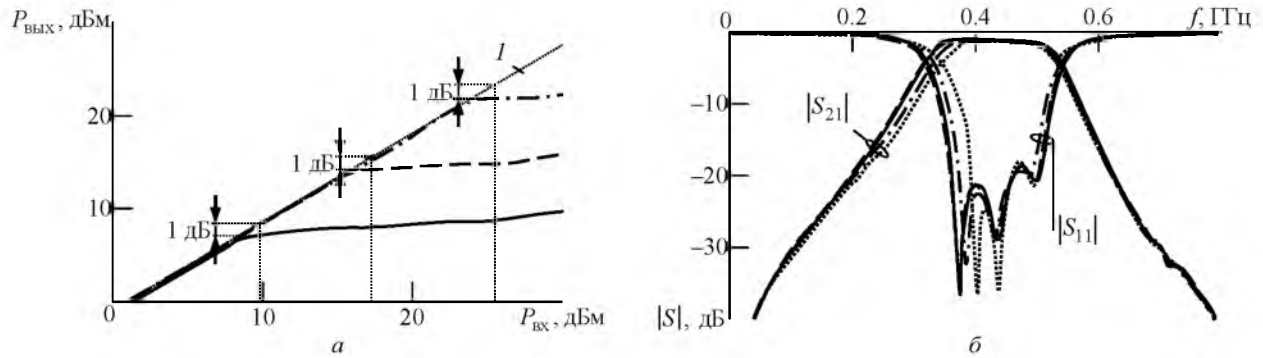


Рис. 13

превышают 1.7 дБ при постоянной относительной ширине полосы пропускания.

Характеристики фильтра при повышенном уровне входной мощности. Поскольку полупроводниковые варикапы являются активными нелинейными компонентами, частотные характеристики перестраиваемого фильтра, управляемого варикапами, могут меняться при увеличении уровня входной мощности. В связи с этим исследовано влияние входной мощности на характеристики разработанного перестраиваемого ППФ.

На рис. 13, а представлена зависимость выходной мощности от входной для трех состояний ППФ, соответствующих центральной частоте 430 МГц (сплошная линия), 565 МГц (штриховая линия) и 760 МГц (штрихпунктирная линия) при одинаковой ширине полосы пропускания $\Delta f = 150$ МГц. Согласно результатам электродинамического моделирования наиболее критичным состоянием перестраиваемого фильтра является состояние с

наименьшей центральной частотой, так как для него точка компрессии в 1 дБ по отношению к идеальной зависимости, не учитывающей нелинейных элементов (рис. 13, а, 1), достигается при наиболее низкой входной мощности. В связи с этим экспериментальное исследование коэффициентов передачи и отражения ППФ при различных уровнях входной мощности проводилось при центральной частоте 430 МГц. На рис. 13, б показаны АЧХ фильтра, измеренные при разных уровнях входной мощности: -20 дБм (сплошные линии), 0 дБм (штриховые линии), 6 дБм (штрихпунктирные линии) и 8 дБм (пунктирные линии). Разработанный перестраиваемый ППФ работает в линейном режиме при мощности входного сигнала, не превышающей 5 дБм. При этом изменение центральной частоты и относительной ширины полосы пропускания фильтра составляет не более 0.7 и 3.5 % соответственно по сравнению с характеристиками фильтра в режиме малого сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Athukorala L., Budimir D. Compact Second-Order Highly Linear Varactor-Tuned Dual-Mode Filters with Constant Bandwidth // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2011. Vol. MTT-59, iss. 9. P. 2214–2220.
2. Tunable Bandpass Filter Design based on External Quality Factor Tuning and Multiple Mode Resonators for Wideband Applications / J. R. Mao, W. W. Choi, K. W. Tam, W. Q. Che, Q. Xue // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2013. Vol. MTT-61, iss. 7. P. 2574–2584.
3. Tang W., Hong J. S. Varactor-Tuned Dual-Mode Bandpass Filters // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2010. Vol. 58, iss. 8. P. 2213–2219.
4. Chiou Y. C., Rebeiz G. M. Tunable 1.55–2.1 Ghz 4-Pole Elliptic Bandpass Filter with Bandwidth Control and Rejection for Wireless Systems // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2013. Vol. MTT-61, iss. 1. P. 117–124.
5. Chiou Y. C. Rebeiz G. M. A Quasi Elliptic Function 1.75–2.25 Ghz 3-Pole Bandpass Filter with Bandwidth Control // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2012. Vol. MTT-60, iss. 2. P. 224–249.
6. Tunable Combline Filter with Continuous Control of Center Frequency and Bandwidth / M. Sánchez-Renedo, R. Gómez-García, J. I. Alonso, C. Briso-Rodríguez // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2005. Vol. MTT-53, iss. 1. P. 191–199.
7. A Tunable Bandpass-To-Bandstop Reconfigurable Filter with Independent Bandwidths and Tunable Response Shape / E. J. Naglich, J. Lee, D. Peroulis, W. J. Chappell // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2010. Vol. MTT-58, iss. 12. P. 3770–3779.
8. Aldeeb H. Kalkur T. S. Tunable Dual Band Filter with BST Capacitors // Integrated Ferroelectrics. 2014. Vol. 157, № 1. P. 95–100.
9. A Two-Pole Lumped-Element Programmable Filter with MEMS Pseudodigital Capacitor Banks / C. Palego, A. Pothier, A. Crunteanu, M. Chatras, P. Blondy, C. Champagneux, P. Tristant, A. Catherinot // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2008. Vol. MTT-56, iss. 3. P. 729–735.
10. RF MEMS-Based Tunable Filters / J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, C. Goldsmith // Int. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2001. Vol. 11, iss. 5. P. 276–284.
11. Arif M. S., Peroulis D. All-Silicon Technology for High-Evanescent Mode Cavity Tunable Resonators and

Filters // J. of Microelectromechanical Systems. 2014. Vol. 23, iss. 3. P.727–739.

12. Positive-To-Zero Continuously Tunable Inter-Resonator Coupling Structure for Applications in Filter Array Systems / B. Koh, B. Lee, S. Nam, J. Lee // 2015 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Phoenix, 17–22 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.

13. A Two-Pole Lumped-Element Programmable Filter with MEMS Pseudodigital Capacitor Banks / C. Palego, A. Pothier, A. Crunteanu, M. Chatras, P. Blondy, C. Champaux, P. Tristant, A. Catherinot // IEEE Trans. on microwave theory tech. 2008. Vol. MTT-56, iss. 3. P. 729–735.

14. Zeng K., Psychogiou D., Peroulis D. A VHF Tunable Lumped Element Filter with Mixed Electric-Magnetic Couplings // Proc. of 2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Tech. Conf (WAMICON 2015), Cocoa Beach, 13–15 April 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.

15. Kholodnyak D., Turgaliev V. Baskakova A. A. Method to Design Lumped-Element Tunable Bandpass Filters with Constant Absolute Bandwidth // Proc. of 44th Eur. Microwave Conf., Roma, 6–9 Oct. 2014. Nijkerk: EuMA, 2014. P. 335–338.

16. Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодник Д. В. Перестраиваемые полосно-пропускающие фильтры с постоянной шириной полосы пропускания на элементах с сосредоточенными параметрами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 36–43.

17. Matthaei G. L., Young L., Jones E. M. T. Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structure. Dedham, MA: Artech House. 1980. 439 p.

18. Hong J.-S., Lancaster Hong M. J. Microstrip Filters for RF-Microwave Applications. New York: John Wiley & Sons, 2001. 457 p.

A. E. Baskakova, V. M. Turgaliev, D. V. Kholodnyak
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

A Tunable Lumped-Element Bandpass Filter with Independent Continuous Tuning of Center Frequency and Bandwidth

An approach to design tunable bandpass filters on coupled series LC-tanks with variable capacitors is proposed. Such filters are shown able to provide an independent continuous tuning of center frequency and bandwidth. Design, simulated and measured characteristics of a three-pole varactor-tuned bandpass filter are presented.

Bandpass filters, lumped elements, tunability

Статья поступила в редакцию 6 июня 2016 г.

УДК 621.785.369

В. П. Афанасьев, Н. В. Мухин, Д. Н. Редька, И. А. Шарипова
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Влияние лазерного отжига на структуру, оптические и электрические свойства тонких пленок оксида цинка¹

Представлены результаты исследования влияния лазерного отжига пленок оксида цинка на их оптические и электрические характеристики. Отработаны технологические режимы модификации слоев для использования в производстве тонкопленочных солнечных модулей.

Оксид цинка, лазерный отжиг, фотовольтаика, лазерная микрообработка, технология

Пленки оксида цинка (ZnO) имеют высокий коэффициент пропускания в оптическом диапазоне, обладают высокой химической стойкостью к облучению, нетоксичны и относительно дешевы, что делает их привлекательными для применения в фотовольтаике в качестве прозрачных электродов для осуществления токосъема [1], [2]. Оксид цинка является альтернативой дорогостоящим прозрачным

электродам на основе оксида индий-олово (ITO). Оксид цинка обладает *n*-типом проводимости за счет большого числа собственных дефектов типа межузельного цинка или вакансий кислорода [3].

За счет развитой морфологии поверхности пленки ZnO имеют высокий коэффициент диффузного рассеяния света. При прохождении через слой ZnO квант солнечного излучения изменяет

¹ Исследование выполнено за счет средств гранта Российского научного фонда (проект № 14-12-00327).