

## СИНТЕЗ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ОБЪЕМНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С УЧЕТОМ МАТЕРИАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОГОСЛОЙНОЙ СТРУКТУРЫ РЕЗОНАТОРОВ

© 2022 г. П. А. Туральчук<sup>а</sup>, \*, И. Б. Вендик<sup>а</sup>

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет “ЛЭТИ”,  
ул. Профессора Попова 5, Санкт-Петербург, 197376 Россия

\*e-mail: [paturalchuk@etu.ru](mailto:paturalchuk@etu.ru)

Поступила в редакцию 09.11.2021 г.

После доработки 28.04.2022 г.

Принята к публикации 26.05.2022 г.

Предложена методика синтеза полоснопропускающих фильтров (ППФ) с Чебышевской характеристикой на основе резонаторов на объемных акустических волнах с учетом влияния электромеханических параметров всех слоев многослойной структуры резонаторов. Классический синтез фильтра-прототипа, расширенный введением дополнительных реактивных элементов, позволяет сформировать требования к частотным свойствам резонаторов в составе ППФ с тем, чтобы получить равномерный уровень пульсаций в полосе пропускания. Методика дополнена использованием аналитической модели входного импеданса резонаторов на объемных акустических волнах, которая учитывает электроакустические параметры структуры, извлекаемые из результатов экспериментального исследования тестовых резонаторов. В работе представлены результаты синтеза полоснопропускающего фильтра третьего порядка на объемных акустических резонаторах, реализованных по типу многослойной структуры с акустической изоляцией от подложки.

**Ключевые слова:** акустоэлектроника, тонкопленочные СВЧ-резонаторы, СВЧ-фильтры, нитрид алюминия, объемные акустические волны

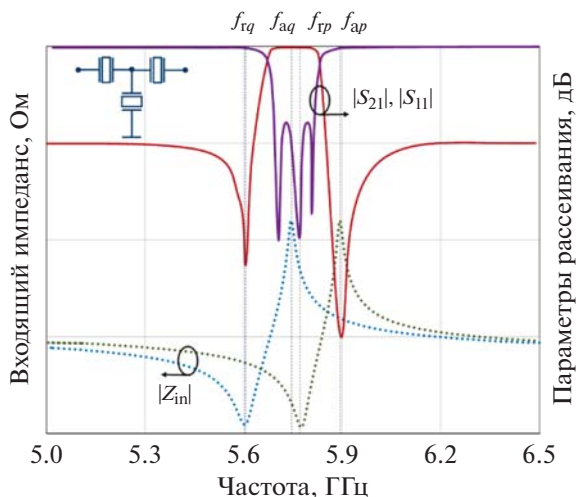
**DOI:** 10.31857/S0320791922050124

### ВВЕДЕНИЕ

Ключевым элементом современных систем телекоммуникаций являются пассивные СВЧ-фильтры и дуплексеры, в задачи которых входит частотное разделение каналов с минимальным уровнем потерь в полосе пропускания и высоким уровнем запыриания в полосе запыриания [1, 2]. Интерес к устройствам на объемных акустических волнах обусловлен такими преимуществами, как высокая добротность, миниатюрные размеры, низкая себестоимость и высокая степень интеграции в составе устройств, выполненных с использованием существующих интегральных технологий [3, 4]. Кроме традиционно используемых в составе тонкопленочных резонаторов пьезоэлектрических пленок на основе оксида цинка ZnO или нитрида алюминия AlN исследуются перспективные материалы и структуры на их основе [5, 6].

Частотные характеристики модуля коэффициента передачи полоснопропускающих фильтров (ППФ) на основе резонаторов на объемных акустических волнах (ОАР) имеют симметричные нули относительно полосы пропускания, которые обусловлены частотными свойствами аку-

стических резонаторов. Частотная зависимость входного электрического импеданса ОАР характеризуется наличием двух резонансов: резонанса и антирезонанса. В случае, если потерями в резонаторе можно пренебречь, резонанс и антирезонанс соответствуют полюсу и нулю входного электрического импеданса. Синтез ППФ на ОАР заключается в нахождении положения нулей и полюсов характеристики передачи с тем, чтобы получить наименьший уровень пульсаций коэффициента отражения в полосе пропускания и наибольшее ослабление в полосе запыриания. В лестничной структуре ППФ, содержащей каскадное включение последовательных и параллельных звеньев ОАР, резонансные отклики параллельных ОАР сдвинуты по частоте относительно последовательно включенных ОАР (рис. 1). Сдвиг между частотами антирезонанса параллельных ОАР и резонанса последовательных ОАР вблизи центральной частоты полосы пропускания фильтра выбирается таким образом, чтобы обеспечить характеристику передачи и отражения с равномерным уровнем пульсаций в полосе пропускания ППФ, при этом нули характеристик



**Рис. 1.** Резонансные характеристики ОАР в составе ППФ, положение резонансных частот которых обеспечивает формирование равнопульсирующей характеристики передачи в полосе пропускания с симметричными нулями.

передачи формируются за счет резонанса параллельных ОАР и антирезонанса последовательных ОАР.

Как правило, для получения равнопульсирующей характеристики используются эквивалентные схемы замещения ОАР, параметры которых извлекаются из экспериментальных данных [7, 8], или оптимизационные процедуры как для определения относительного положения частот [9], так и геометрии резонаторов [10]. В данной работе рассматривается аналитический подход к синтезу ППФ с Чебышевской характеристикой с учетом влияния электромеханических параметров всех слоев ОАР, включая пьезоэлектрическую пленку, электроды и слои акустического зеркала. Для учета положения нулей характеристики передачи классический синтез Чебышевского прототипа расширен введением дополнительных реактивных элементов, что позволяет сформировать требования к частотным характеристикам ОАР в составе фильтра. В то же время аналитическая модель входного импеданса ОАР позволяет учесть электроакустические параметры всех слоев структуры ОАР. При этом извлечение электроакустических параметров материалов и структуры ОАР осуществляется на основе результатов экспериментальных исследований частотных характеристик входного импеданса тестовых образцов резонаторов. Использование аналитической модели ОАР является более гибким инструментом по сравнению с прямым извлечением из экспериментальных данных параметров эквивалентной схемы. Основная сложность обратной задачи – это преобразование параметров эквивалентного представления ОАР в

параметры, связанные со структурой резонаторов. Применение аналитической модели позволяет однозначно связать параметры структуры и формы резонаторов с их частотным откликом.

### СИНТЕЗ ППФ С СИММЕТРИЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Методика синтеза ППФ на ОАР основана на классическом синтезе полоснопропускающего фильтра-прототипа с Чебышевской характеристикой [11] с последующим введением дополнительных нулей характеристики передачи [2]. Исходными параметрами в процедуре синтеза ППФ являются частотные параметры ОАР, которые характеризуются двумя резонансами (на частотах  $f_r$  и  $f_a$ ) на передаточной характеристике, зависящими от материальных акустических параметров материалов [12]:

$$f_r = \frac{v_{ac}}{\lambda_{ac}} = \frac{v_{ac}}{2t}, \quad f_a = \frac{v_{ac}}{2t} \left( 1 - \frac{4}{\pi^2} K_{eff}^2 \right), \quad (1)$$

где  $v_{ac}$  – скорость звука, распространяющегося по направлению толщины пьезоэлектрической пленки,  $\lambda_{ac}$  – длина акустической волны,  $t$  – толщина пьезоэлектрической пленки.

Передаточная характеристика, имеющая равный уровень пульсаций, как в полосе пропускания, так и в полосе запирающего, является оптимальной с точки зрения эффективности использования порядка фильтра [13]. С этой целью контуры в составе фильтра должны быть настроены на соответствующие резонансные частоты. Соотношение частот резонанса и антирезонанса определяется электромеханическим коэффициентом связи пьезоэлектрической пленки  $K_{eff}^2$ :

$$f_r/f_a = 1 - \left( \frac{2}{\pi} K_{eff} \right)^2. \quad (2)$$

Сдвиг между резонансными частотами последовательного и параллельного ОАР определяется следующим образом:

$$\alpha = f_{aq} - f_{rp} = \frac{1}{\pi} \frac{\Delta f^2}{(\delta f_p + \delta f_q)} \frac{f_r}{f_a}, \quad (3)$$

где  $\delta f_q = f_{aq} - f_{rq}$  и  $\delta f_p = f_{ap} - f_{rp}$  – сдвиг между частотами резонанса и антирезонанса в параллельном и последовательном резонаторе, соответственно; индексы  $p$  и  $q$  принимают значения  $p = 1, 3, \dots, N$ ;  $q = 2, \dots, N-1$ , где  $N$  – порядок ППФ;  $\Delta f$  – абсолютная ширина полосы пропускания ППФ  $\Delta f = f_1 - f_2$ ; здесь  $f_1, f_2$  – граничные частоты полосы пропускания ППФ, которые выбираются исходя из заданной частотной маски. Следует учитывать, что ППФ на ОАР являются узкополосными и, как правило, относительная ширина

полосы пропускания соответствует относительному сдвигу между частотой резонанса и антирезонанса резонатора в составе ППФ и в соответствии с (2) зависит от коэффициента электромеханической связи пьезоэлектрической пленки

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_1 - f_2}{f_0} = \frac{f_a - f_r}{f_r}$$

Полоса пропускания фильтра может быть расширена при использовании дополнительных реактивных элементов [14]. Примем частоту резонанса последовательного резонатора  $f_{rp}$  равной центральной частоте полосы пропускания  $f_0$ :

$$f_{rp} = f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (4)$$

Значения элементов классического ППФ с Чебышевской характеристикой рассчитываются с использованием  $g$ -параметров для заданного порядка фильтра и необходимого уровня пульсаций в полосе пропускания [11]. Так, для ППФ 3-го порядка, представленного на рис. 2а, параметры элементов рассчитываются с использованием следующих выражений:

$$L_p = \frac{g_p R_L}{2\pi \Delta f} \quad (5)$$

$$C_p = \frac{1}{(2\pi f_{rp})^2 L_p} \quad (6)$$

$$C_q = \frac{g_q}{2\pi \Delta f R_L} \quad (7)$$

$$L_q = \frac{1}{(2\pi (f_{aq} - \alpha))^2 C_q} \quad (8)$$

где  $R_L = 50$  Ом – сопротивление нагрузки.

ППФ на основе ОАР имеет нули характеристики передачи, которые соответствуют частотам резонанса параллельного ОАР и антирезонанса последовательного ОАР. Модификация полосно-пропускающего фильтра с Чебышевской характеристикой основана на введении дополнительных реактивных элементов, которые обеспечивают нули характеристики передачи на заданных частотах [2]. В качестве элементарного звена ППФ с симметричными нулями характеристики выступают трехэлементные реактивные контура с двумя резонансами, также соответствующие нулю и полюсу передаточной характеристики. Различие последовательных и реактивных контуров заключается в том, что дополнительный реактивный элемент  $C_{0q}$ , отвечающий за внесение дополнительных нулей в характеристику передачи, добавлен к параллельному контуру последовательно, в то время как в последовательных контурах дополнительный элемент  $C_{0p}$  включен параллельно основному контуру (рис. 2б). Таким образом, емкости

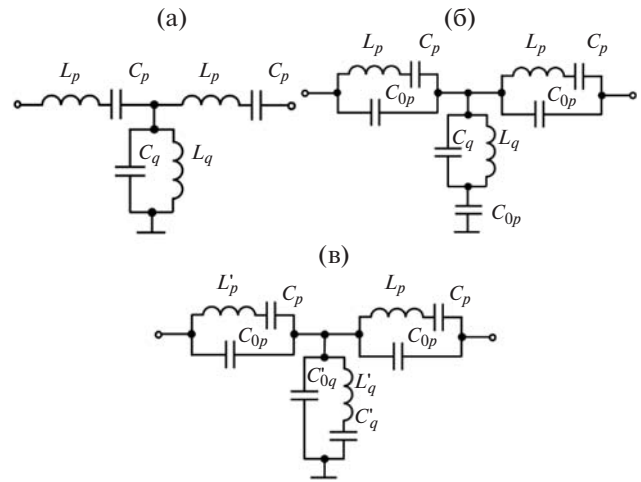


Рис. 2. (а) – Преобразование ППФ на ОАР: классический фильтр-прототип с Чебышевской характеристикой; (б) – ППФ с введением дополнительных нулей характеристики передачи и (в) – представление всех звеньев ППФ в виде общепринятой эквивалентной схемы ОАР без учета потерь.

$C_{0p}$  и  $C_{0q}$  определяются из заданного положения нулей передачи, частотой резонанса параллельного резонатора  $f_{rq}$  и частотой антирезонанса последовательного резонатора  $f_{ap}$ , соответственно:

$$C_{0p} = \frac{C_p}{((2\pi f_{ap}))^2 C_p L_p} - 1 \quad (9)$$

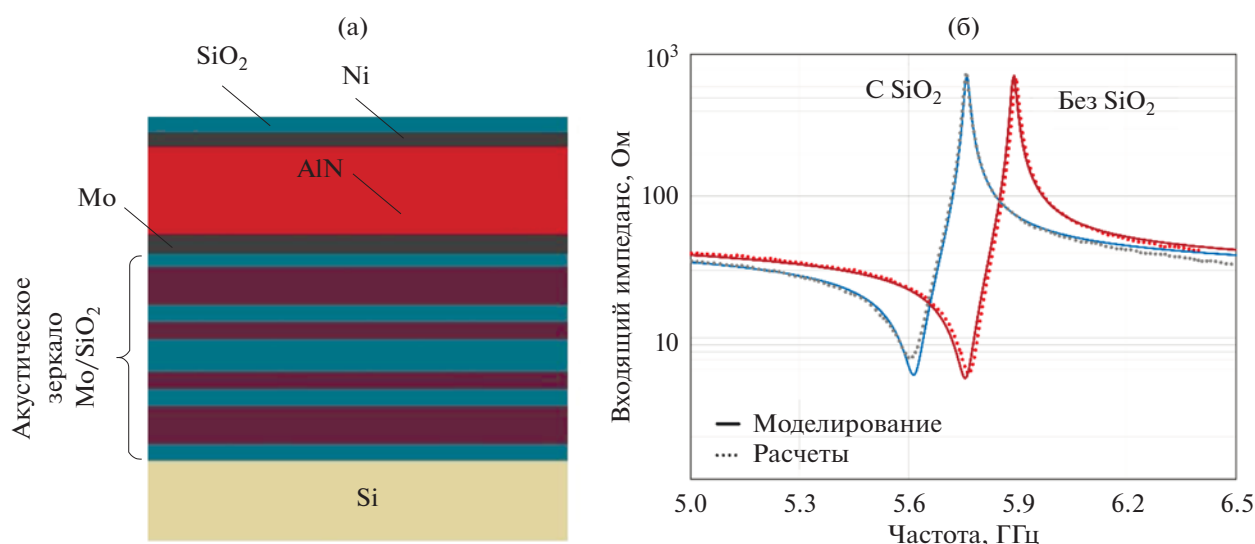
$$C_{0q} = \frac{1}{(2\pi (f_{rq}))^2 L_q} - C_q \quad (10)$$

Внесение нескольких нулей передачи в случае использования ППФ более высокого порядка, чем третий, делает возможным формирование полосы запирающей требуемой ширины [15].

Стоит заметить, что последовательные звенья ППФ являются эквивалентным представлением ОАР, называемым моделью Баттерворта–Ван Дейка [16]. Приведем параллельное звено ППФ к дуальному четырехполюснику, как показано на рис. 2в. Для перехода от одной схемы трехэлементного реактивного контура к дуальной воспользуемся следующими выражениями [17]:

$$L'_q = L_q \left( \frac{C_q + C_{0q}}{C_{0q}} \right)^2 \quad (11)$$

$$C'_q = \frac{C_{0q}}{1 + \frac{C_q}{C_{0q}}} \quad (12)$$



**Рис. 3.** Многослойная структура ОАР с акустическим зеркалом, (а) – результаты моделирования входного импеданса ОАР без дополнительного слоя  $\text{SiO}_2$  и (б) – с дополнительным слоем  $\text{SiO}_2$  в сравнении с результатами экспериментального исследования тестовых структур.

$$C'_{0q} = \frac{C_{0q}}{1 + \frac{C_{0q}}{C_q}}. \quad (13)$$

Частотные зависимости модулей коэффициента передачи и коэффициента отражения, полученные в результате синтеза ППФ 3-го порядка, представлены на рис. 3. В результате преобразований каждый элементарный трехэлементный контур в составе ППФ (рис. 2в) соответствует эквивалентному представлению ОАР, учитывающему частотные свойства ОАР. В то же время, соотношение частот резонанса и антирезонанса ОАР определяется как электромеханическим коэффициентом связи пьезоэлектрической пленки, так и электромеханическими параметрами всех слоев многослойной структуры резонатора (электродов, акустического зеркала и т.д.), которые в общем случае могут быть извлечены из экспериментальных результатов. Относительный сдвиг резонансных частот в последовательных и параллельных ОАР обеспечивается изменением акустической длины волны при использовании резонаторов с различной толщиной пленки или с применением дополнительной акустической нагрузки верхнего электрода [3]. В то же время, влияние электромеханических параметров всех слоев многослойного ОАР может быть учтено с использованием модели входного импеданса ОАР, параметры которой уточняются с помощью экспериментального исследования образцов.

В результате процедуры синтеза ППФ определяются параметры контуров эквивалентного представления ОАР в составе ППФ, которые позволяют получить равномерный уровень пульсаций в полосе пропускания.

#### АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОАР НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА

Аналитический расчет входного импеданса ОАР основан на электромеханических уравнениях, которые определяют соотношения между диэлектрическими и механическими свойствами пьезоэлектрической пленки [12, 18]. В общем случае пьезоэлектрическая пленка закреплена между электродами. При этом для акустической изоляции ОАР от подложки применяется многослойное акустическое зеркало (брэгговское зеркало), которое состоит из чередующихся тонкопленочных четвертьволновых слоев с высоким контрастом акустических импедансов [19, 20]. Структура ОАР с акустической изоляцией от подложки, используемая в расчете, показана на рис. 3а. Для упрощения задачи считаем пьезоэлектрическую пленку изотропной. Электрический входной импеданс с учетом акустического импеданса электродов и акустического зеркала имеет следующий вид [3, 21]:

$$Z_{in} = R_s + \frac{1}{j\omega C_0} \left[ 1 - K_t^2 \frac{\operatorname{tg} \frac{\varphi_{ac}}{2}}{\frac{\varphi_{ac}}{2}} \frac{(Z_{top} + Z_{bot}) \cos^2 \varphi_{ac} + j \sin 2\varphi_{ac}}{(Z_{top} + Z_{bot}) \cos 2\varphi_{ac} + j(Z_{top} Z_{bot} + 1) \sin 2\varphi_{ac}} \right], \quad (14)$$

где  $Z_{top}, Z_{bot}$  – акустический импеданс электродов, находящихся в контакте с пленкой пьезоэлектрика,  $\varphi_{ac} = \gamma_{ac} t$  – длина акустической волны,  $\gamma_{ac}$  – комплексная постоянная распространения акустической волны  $\gamma_{ac} = \alpha_{ac} + jk_{ac}$ ,  $k_{ac} = \frac{\omega}{v_{ac}}$  – волновое число,  $\omega$  – частота СВЧ поля в плоскопараллельном конденсаторе,  $v_{ac}$  – скорость акустической волны в пьезоэлектрическом материале,  $\alpha_{ac} = \frac{k_{ac}}{2Q_{ac}}$  – постоянная затухания,  $Q_{ac}$  – акустическая добротность,  $C_0$  – емкость между электродами ОАР. По сравнению с [3], во входном импедансе учтены омические потери электродов ОАР ( $R_s$ ). Емкость между электродами с учетом диэлектрических потерь:

$$C_0 = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{S_0}{t} (1 - j \operatorname{tg} \delta), \quad (15)$$

где  $S_0$  – площадь электродов,  $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость пленки,  $\epsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость вакуума,  $\operatorname{tg} \delta$  – тангенс угла диэлектрических потерь в пьезоэлектрической пленке.

В выражении (14) коэффициент электромеханической связи  $K_t^2$  определяется материальными параметрами пьезоэлектрической пленки:

$$K_t^2 = \frac{e_{33}^2}{\epsilon_{33} c_{33}}, \quad (16)$$

где  $e_{33}, \epsilon_{33}, c_{33}$  – компоненты тензоров пьезоэлектрического модуля, диэлектрической проницаемости и упругой жесткости для волны по толщине пленки, соответственно.

Для учета акустического импеданса электродов и акустического зеркала используется трансформация импеданса подложки к границе с пьезоэлектрической пленкой [11]:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \operatorname{th}(\gamma_{ac_i} t_i)}{Z_0 + Z_L \operatorname{th}(\gamma_{ac_i} t_i)}, \quad (17)$$

где  $t_i$  – толщина каждого слоя в составе структуры ОАР,  $\gamma_{ac_i}$  – комплексная постоянная распространения акустической волны в каждом слое. Каждый слой ОАР представляется в виде отрезка линии передачи со своими волновыми параметрами (акустическим импедансом и постоянной рас-

пространения). При этом  $Z_0$  – акустический импеданс слоя в составе акустического зеркала, через которое трансформируется нагрузка с акустическим импедансом  $Z_L$ . Данная трансформация осуществляется к обеим границам пьезоэлектрической пленки.

Извлечение электроакустических параметров модели ОАР осуществляется из экспериментальных частотных характеристик тестовых образцов. Рассматриваются два типа высокодобротных объемных акустических резонаторов, различающихся наличием или отсутствием дополнительного слоя над верхним электродом в виде пленки оксида кремния ( $\text{SiO}_2$ ), которая задает дополнительный частотный сдвиг, сохраняя при этом толщину пьезоэлектрических пленок единой для всех ОАР в составе фильтра. Обобщенная структура поперечного сечения ОАР на основе пленки нитрида алюминия с акустической изоляцией от подложки показана на рис. 3а. В представленной структуре в качестве акустического зеркала используются три пары четвертьволновых чередующихся слоев с высоким и низким акустическим импедансом на основе пленок  $\text{Mo}$  и  $\text{SiO}_2$  [20].

#### ПОРЯДОК РАСЧЕТА ППФ НА ОСНОВЕ ОАР

Процедура расчета фильтра на основе ОАР состоит из нескольких этапов. На начальном этапе выполняется расчет входного импеданса в соответствии с аналитической моделью ОАР (14)–(17), при этом извлечение параметров модели осуществляется из экспериментальных результатов исследования тестовых образцов. Кроме того, модель ОАР учитывает нагрузки пьезоэлектрического слоя в виде электродов и акустического зеркала. Многослойная структура акустического резонатора с акустическим зеркалом (см. рис. 3а) была изготовлена и экспериментально исследована для двух типов резонаторов: с наличием и без дополнительного слоя  $\text{SiO}_2$  над верхним электродом. На рис. 3б представлены результаты моделирования входного импеданса ОАР двух типов в сравнении с экспериментальными результатами. Согласование результатов моделирования и эксперимента позволяет сделать вывод о корректности заданных параметров ОАР, используемых в аналитической модели. Наиболее критичные параметры ОАР (параметры пьезоэлектрической пленки и электродов структуры), используемые при расчете входного импеданса резонатора, представлены в табл. 1. Далее площади электро-

**Таблица 1.** Параметры пьезоэлектрической пленки и электродов структуры ОАР, извлеченные из экспериментальных результатов (рис. 3б)

$t_{\text{AlN}}$ , нм	$t_{\text{SiO}_2}$ , мкм	$V_{\text{AlN}}$ , м/с	$Z_{\text{AlN}}$ , кг/м <sup>2</sup> с	$\epsilon_{\text{AlN}}$	$Q_{\text{ac}}$	$R_s$ , Ом	$S_0$ , мкм <sup>2</sup>	$K_t$	$e_{33}$ , Кл/м <sup>2</sup>	$c_{33}$ , Н/м <sup>2</sup>
520	0.038	11600	$34 \times 10^6$	12	1000	3.5	3100	0.24	1.55	$3.89 \times 10^{11}$

**Таблица 2.** Параметры электродов структуры ОАР, используемые в расчете ППФ

$t_{\text{AlN}}$ , нм	Последовательные ОАР		Параллельные ОАР	
	$t_{\text{SiO}_2}$ , нм	$S_p$ , мкм <sup>2</sup>	$t_{\text{SiO}_2}$ , нм	$S_q$ , мкм <sup>2</sup>
530	—	1580	45	7750

дов, толщина пьезоэлектрической пленки, толщина слоя SiO<sub>2</sub> над верхним электродом уточняются с учетом частотных характеристик ОАР в составе ППФ, получаемых в результате синтеза параметров схемы фильтра.

На этапе синтеза ППФ задается порядок фильтра или определяется требуемый порядок по заданному значению минимально допустимого ослабления в полосе запираания. Определяется положение нулей характеристики передачи в полосе запираания и нулей характеристики передачи/отражения в полосе пропускания, необходимое для обеспечения равномерного уровня пульсаций частотных характеристик в пределах полосы пропускания. Далее определяются значения элементов трехэлементных контуров для заданных резонансных частот, в соответствии с выражениями (9)–(13). Сдвиг резонансных частот задается исходя из результатов исследования те-

стовых образцов и в соответствии с моделью (14)–(17).

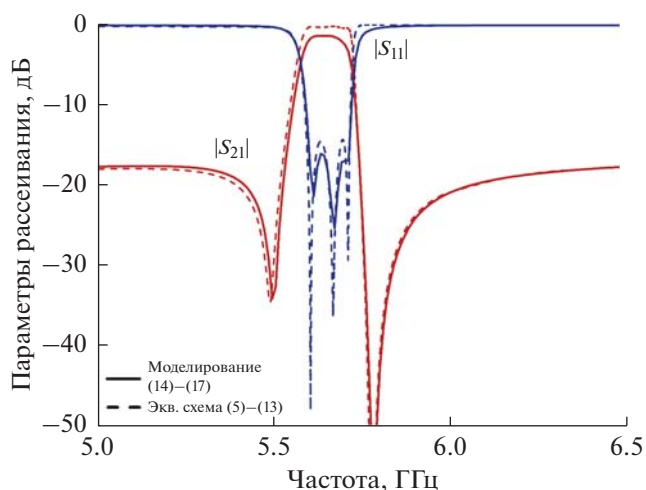
На заключительном этапе аналитическая модель используется для определения параметров структуры ОАР. На основе аналитической модели корректируются такие параметры модели, как толщина пленки AlN, толщина слоя SiO<sub>2</sub> над верхним электродом, площади электродов. При этом остальные параметры модели (электроакустические параметры и толщины слоев), извлеченные из экспериментальных результатов, остаются неизменными. Параметры электродов структуры ОАР, используемые в расчете ППФ, приведены в табл. 2.

В качестве примера использования предложенной методики было выполнено моделирование 3-разрядного ППФ на ОАР, частотные характеристики которого представлены на рис. 4. Результаты моделирования ППФ на ОАР, полученные с учетом электроакустических параметров всех слоев многослойной структуры, сравниваются с результатами расчета на основе эквивалентной схемы (рис. 2в).

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, предложенный подход, который объединяет модель входного импеданса ОАР с процедурой синтеза параметров ППФ с учетом материальных параметров, позволяет определить параметры структуры ОАР в составе ППФ с целью получения характеристик с наименьшим уровнем пульсаций в полосе пропускания и запираания. Результаты моделирования и экспериментального исследования ОАР полностью согласуются, что позволяет сделать вывод о корректности заданных параметров ОАР, используемых в аналитической модели.

На основе предложенной методики продемонстрирован расчет параметров рассеяния ППФ 3-го порядка с Чебышевской характеристикой с учетом электроакустических характе-



**Рис. 4.** Частотные характеристики ППФ 3-го порядка, полученные с учетом использования модели ОАР в сравнении с результатами расчета схемы ППФ, представленной на рис. 2в.

ристик всех слоев структуры ОАР. В соответствии с результатами моделирования уровень вносимых потерь в полосе пропускания 0.12 ГГц ( $f_0 = 5.66$  ГГц,  $\Delta f = 2.1\%$ ) не превышает 1.5 дБ, модуль коэффициента отражения не хуже  $-15$  дБ, запыриание в полосе заграждения  $-18$  дБ.

Авторы благодарят Н.И. Кацавеца и ЗАО “Светлана-Рост” за предоставление экспериментальных результатов, использованных в статье.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Туральчук П.А., Колмаков Я.А., Симин А.В., Холодняк Д.В., Вендик И.Б. Многослойные интегральные схемы миниатюрных СВЧ-устройств для систем телекоммуникаций и связи // Изв. ВУЗов России. Сер. Радиоэлектроника. 2005. № 1. С. 65–71.
2. Холодняк Д.В., Симин А.В., Лапшин А.В., Вендик И.Б. Синтез фильтров с несимметричными частотными характеристиками для антенных разделителей, реализуемых по технологии многослойных интегральных схем СВЧ // Известия СПбГЭТУ “ЛЭТИ”. Сер. Радиоэлектроника и телекоммуникации. 2004. № 1. С. 47–55.
3. Lakin K.M., Kline G.R., McCarron K.T. High-Q microwave acoustic resonators and filters // IEEE Trans. on MTT. 1993. V. 41. № 12. P. 2139–2146.
4. Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И. Полосовые СВЧ-фильтры на основе тонкопленочных акустических резонаторов. Теория и эксперимент // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 692–700.
5. Iwazaki Y., Yokoyama T., Nishihara T., Ueda M. Highly enhanced piezoelectric property of co-doped AlN // Applied Physics Express. 2015. V. 8. № 6. P. 061501.
6. Сорокин Б.П., Новоселов А.С., Квашинин Г.М., Лупарев Н.В., Асафьев Н.О., Шипилов А.Б., Аксёненко В.В. Разработка и исследование композитных акустических резонаторов со структурой “Al/(Al,Sc)N/МО/Алмаз” с высокой добротностью на СВЧ // Акуст. журн. 2019. Т. 65. № 3. С. 325–321.
7. Shirakawa A.A., Pham J.-M., Jarry P., Kerherve E. Bulk acoustic wave coupled resonator filters synthesis methodology // Proc. of IEEE European Microwave Conference. 2005. V. 1. P. 1–4.
8. Catherinot L., Giraud S., Chatras M., Bila S., Cros D., Baron T., Ballandras S., Estagerie L., Monfraix P. A general procedure for the design of bulk acoustic wave filters // Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2011. V. 21. № 5. P. 458–465.
9. Tseng S.-Y., Wu R.-B. Synthesis of Chebyshev/elliptic filters using minimum acoustic wave resonators // IEEE Access. 2019. V. 7. P. 103456–103462.
10. Guerrero E., Silveira P., Verdú J., Yang Y., Gong S., De Paco P. A synthesis approach to acoustic wave ladder filters and duplexers starting with shunt resonator // IEEE Trans. on MTT. 2020. V. 69. P. 629–638.
11. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. 440 с.
12. Берлинкур Д., Керран Д., Жаффе Г. Физическая акустика. Под ред. Мэзона У. Т. 1. Часть А. Методы и приборы ультразвуковых исследований. М.: Мир, 1966. С. 204–326.
13. Lim J.-S., Park D.S. A modified Chebyshev bandpass filter with attenuation poles in the stopband // IEEE Trans. on MTT. 1997. V. 45. № 6. P. 898–904.
14. Yang Q., Pang W., Zhang D., Zhang H. A modified lattice configuration design for compact wideband bulk acoustic wave filter applications // J. Micromachines. 2016. V. 7. № 8. P. 133.
15. Gimenez A., Verdu J., Sanchez P.D.P. General synthesis methodology for the design of acoustic wave ladder filters and duplexers // IEEE Access. 2018. V. 6. P. 47969–47979.
16. Larson J.D., Bradley P.D., Wartenberg S., Ruby R.C. Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR Resonators and Automated Measurement System // IEEE Ultrasonics Symposium. 2000. V. 1. P. 863–868.
17. Hong J.-S.G., Lancaster M.J. Microstrip filters for RF/microwave applications // Wiley & Sons, 2004. V. 167.
18. Turalchuk P., Vendik I., Vendik O., Berge J. Modelling of tuneable acoustic resonators based on BSTO films with induced piezoelectric effect // Proc. of the 37th European Microwave Conference (EuMC). 2007. P. 282–285.
19. Гуляев Ю.В., Мансфельд Г.Д. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах – современное состояние и тенденции развития // Радиотехника. 2003. № 8. С. 42–54.
20. Двоешерстов М.Ю., Чередник В.И., Босов С.И., Орлов И.Я., Руденко О.В. Численный и экспериментальный анализ параметров акустоэлектронного тонкопленочного СВЧ-резонатора // Акуст. журн. 2013. Т. 59. № 5. С. 569–577.
21. Vendik I.B., Turalchuk P.A., Vendik O.G., Berge J. Modeling tunable bulk acoustic resonators based on induced piezoelectric effect in BaTiO<sub>3</sub> and Ba<sub>0.25</sub>Sr<sub>0.75</sub>TiO<sub>3</sub> films // J. Appl. Phys. 2008. V. 103. № 1. P. 014107.
22. Сорокин Б.П., Теличко А.В., Квашинин Г.М., Бормашов В.С., Бланк В.Д. Исследования СВЧ акустического затухания в многочастотном резонаторе на объемных акустических волнах на основе синтетического монокристалла алмаза // Акуст. журн. 2015. Т. 61. № 6. С. 705–717.