

08;12

## Синтез лестничных фильтров на основе резонаторов на поверхностных акустических волнах

© В.Ф. Дмитриев

Закрытое акционерное общество „Авангард-Элионика“,  
195271 Санкт-Петербург, Россия  
e-mail: <elionica@cityline.spb.ru>

(Поступило в Редакцию 19 сентября 2001 г. В окончательной редакции 9 января 2002 г.)

Описан метод синтеза лестничных фильтров на основе резонаторов на поверхностных акустических волнах. Предложен метод расчета устройств на поверхностных акустических волнах на основе модифицированных уравнений для связанных мод. Приведены номограммы для выбора элементов топологии фильтров, выполненных на подложках кварца  $ST$ ,  $X$ - и  $36^\circ Y$ ,  $X$ -среза  $LiTaO_3$ . Проведено сопоставление результатов расчета и эксперимента.

### Введение

В последнее десятилетие упор в разработке фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) сделан на фильтры с небольшими потерями и хорошими полосовыми свойствами. Одним из весьма удачных решений являются лестничные фильтры на основе резонаторов на ПАВ [1]. Помимо присущих им хороших полосовых свойств лестничные фильтры на основе резонаторов на ПАВ позволили продвинуться вверх по частотному диапазону использования устройств на ПАВ.

Лестничные фильтры на основе сосредоточенных индуктивностей и емкостей ( $LC$ -элементов) хорошо зарекомендовали себя на сравнительно низких частотах [2]. Ввиду низкой добротности  $LC$ -элементов в лестничных фильтрах на высоких частотах (в мегагерцевом диапазоне частот) используются кварцевые резонаторы на основе объемных акустических волн [3]. Однако реализовать хорошие полосовые свойства в фильтрах на таких резонаторах можно лишь до частот несколько десятков мегагерц. Диапазон частот примерно от 100 МГц и выше наиболее благоприятен для использования резонаторов на ПАВ. В последнее время рядом зарубежных фирм проведена разработка и освоен выпуск фильтров на основе ПАВ резонаторов на частоты до 2.4 GHz, а экспериментальные образцы достигли частот 5 GHz [4].

Вместе с тем, несмотря на большое число публикаций по данной проблеме (см. [1] и литературу в ней), методы расчета в них практически не затрагиваются. Расчет лестничных фильтров на основе резонаторов на ПАВ несколько нетрадиционен для техники проектирования ПАВ фильтров. Для реализации преимуществ данного типа фильтров на ПАВ — минимально вносимых потерь, плоской полосы пропускания и максимального внеполосного подавления требуется очень точно выбрать все параметры топологии резонаторов входящих в фильтр.

В данной работе описан метод синтеза лестничных фильтров на основе резонаторов на ПАВ. Приведены номограммы для выбора элементов топологии

фильтров, выполненных на подложках кварца  $ST$ ,  $X$ - и  $36^\circ Y$ ,  $X$ -среза  $LiTaO_3$ . Предложены модифицированные уравнения для связанных мод (СОМ уравнения) для расчета устройств на ПАВ. Приведены результаты измерения частотных характеристик лестничных фильтров на основе резонаторов на ПАВ, синтезированных изложенным методом. Проведено сопоставление результатов расчетных и экспериментально измеренных частотных характеристик фильтров.

### 1. Метод синтеза резонаторов на ПАВ

Основой лестничного фильтра являются одноходовые резонаторы, каждый из которых имеет вполне определенные статические и динамические параметры. Эквивалентная схема, описывающая резонатор с входной проводимостью  $Y$  вблизи резонансной частоты, включает статическую емкость  $C_0$ , динамическую емкость  $C_D$ , динамическую индуктивность  $L_D$  и сопротивление потерь  $R_D$  (рис. 1). Эквивалентная схема рис. 1 описывает как ПАВ резонатор, так и  $LC$ -резонатор и, таким образом, позволяет перейти от параметров резонатора на  $LC$ -элементах к параметрам ПАВ резонатора.

Элементарным звеном лестничного фильтра, на основе которого строятся более сложные схемы, являются два  $\Gamma$ -образно включенных резонатора с проводимостями параллельного плеча  $Y_P$  и последовательного плеча  $Y_S$  (рис. 2). Более сложные фильтры могут быть получены путем последовательного подключения звеньев типа рис. 2,  $a$  и  $b$  в произвольной комбинации.

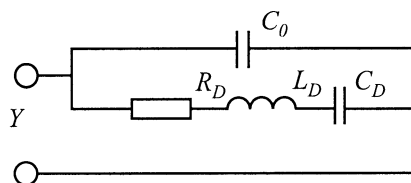


Рис. 1. Эквивалентная схема резонатора на ПАВ.

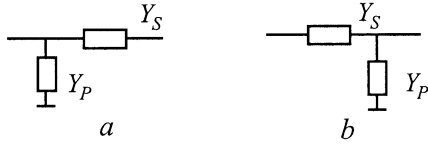


Рис. 2. Элементарное звено лестничного фильтра. *a* — звено типа *a*; *b* — звено типа *b*.

Параметры резонаторов, включенных в последовательное и параллельное плечи звена, необходимо подобрать так, чтобы реактивные части входного и выходного импеданса звена в полосе пропускания фильтра были близки к нулю. Активная часть импеданса резонаторов ( $R_D$ ), определяющая добротность резонаторов, должна быть минимальной, поскольку она определяет вносимые фильтром потери.

Теория лестничных фильтров на основе  $LC$ -резонаторов хорошо разработана и позволяет по заданным параметрам фильтра определить значения индуктивностей и емкостей, а также количество звеньев в фильтре (см., например, [2]). Пусть заданы параметры фильтра: центральная частота  $F_0$ , полоса частот  $\Delta F_C = F_{2C} - F_{1C}$ , где  $F_{2C}$ ,  $F_{1C}$  — верхняя и нижняя частоты среза фильтра, коэффициент прямоугольности  $K_P = (F_{2\infty} - F_{1\infty})/\Delta F_C$ , где  $F_{2\infty}$ ,  $F_{1\infty}$  — верхняя и нижняя частоты бесконечного затухания вносимого фильтром. Тогда на основе теории лестничных  $LC$ -фильтров могут быть определены эквивалентные параметры  $LC$ -прототипа для параллельного звена:  $C_{0P}$ ,  $C_{DP}$ ,  $L_{DP}$  и последовательного звена  $C_{0S}$ ,  $C_{DS}$ ,  $L_{DS}$ . На рис. 3, *a* и 4, *a* представлены результаты расчета в виде номограмм с использованием данных, приведенных в работе [2]. Кривые описывают возможные соотношения между  $\Delta F_C$  фильтра и  $C_D/C_0$  резонатора для ряда значений  $K_P$ .

Таким образом, задача синтеза лестничного фильтра на ПАВ резонаторах состоит в том, чтобы установить связь параметров топологии ПАВ резонатора с эквивалентными параметрами  $LC$ -прототипа.

Используя известное выражение для статической емкости встречно штыревого преобразователя (ВШП) и динамической емкости резонатора на ПАВ вблизи резонансной частоты [3], отношение статической и динамической емкостей резонатора на ПАВ можно записать так

$$(C_D/C_0)_{P0} = 8k^2(h_1)Nr_0(h_2)/[\pi^2(Nr_0(h_2) + 1)], \quad (1)$$

где  $k^2(h_1)$  — квадрат электромеханического коэффициента связи,  $h_1$  — толщина электродов,  $N$  — число электродов в ВШП,  $r_0(h_2)$  — модуль коэффициента отражения от неоднородности,  $h_2$  — высота неоднородности в отражательной структуре (ОС).

Отметим, что в качестве неоднородности в ОС можно использовать не только металлические полоски (в этом случае  $h_1 = h_2$ ), но и канавки (выступы) вытравленные на поверхности пьезоэлектрика. Коэффициент связи и

коэффициент отражения являются функциями толщины электродов ВШП и высоты неоднородности отражательных элементов. Обычно используемые эмпирические аппроксимации зависимостей  $k^2(h_1)$  и  $r_0(h_2)$  можно записать в виде

$$k^2(h_1) = k^2(h_1 = 0) + \xi_1(h_1/\lambda) + \xi_2(h_1/\lambda)^2 + \dots, \quad (2)$$

$$r_0(h_2) = r_0(h_2 = 0) + r_{10}(h_2/\lambda) + r_{20}(h_2/\lambda)^2 + \dots, \quad (3)$$

где  $k^2(h_1 = 0)$ ,  $r_0(h_2 = 0)$  — значения параметров при толщине пленки металла  $h_1$  и высоте неоднородности  $h_2$  равной нулю,  $\lambda$  — длина волны ПАВ,  $\xi_1$ ,  $\xi_2$  и  $r_{10}$ ,  $r_{20}$  — эмпирические коэффициенты.

В основу излагаемого далее метода синтеза резонатора на ПАВ для лестничного фильтра положены соотношения (1)–(3). Используя эмпирические [5] или теоретические зависимости  $k^2(h_1)$ ,  $r_0(h_2)$  для выбранного материала пьезоэлектрика, необходимо определить параметры топологических элементов резонатора. Уравнение (1) с учетом соотношений (2), (3) для некоторых случаев может быть решено аналитически, однако для общности его лучше решать численными методами с нулевым приближением  $h_1 = 0$ ,  $h_2 = 0$ . Уравнение (1) для выбранного пьезоматериала имеет решение не для любых сочетаний параметров фильтра  $\Delta F_C/F_0$  и  $K_P$ . Поэтому, для того чтобы уравнение (1) имело решение как для фильтров с относительно узкой, так и широкой полосой  $\Delta F_C/F_0$ , необходимо использовать пьезоматериалы как с низкими, так и с высокими значениями коэффициента  $k^2$ .

В лестничном фильтре резонансная частота резонатора последовательного плеча несколько меньше резонансной частоты резонатора параллельного плеча, и решение уравнения (1) для резонатора последовательного плеча дает меньшие величины  $h_1$  и  $h_2$ , чем для резонатора параллельного плеча. Поэтому уравнение (1) следует решать для параллельного резонатора. А затем, используя полученное значение  $h$ , определить параметры последовательного резонатора. Перед решением (1) необходимо задать начальное приближение, и по числу электродов ВШП уточненное значение  $N$  будет затем определено путем анализа на основе расчета более строгим методом — СОМ методом.

Согласно теории лестничных фильтров, резонансная частота резонатора из параллельного плеча должна соответствовать частоте  $F_{1\infty}$  фильтра, а антирезонансная частота резонатора из последовательного плеча должна соответствовать частоте  $F_{2\infty}$  фильтра. Кроме того, антирезонансная частота резонатора из параллельного плеча должна соответствовать резонансной частоте резонатора из последовательного плеча. Данное требование определяет выбор периодов ВШП входящих в фильтр.

Пусть используется ОС в виде металлических полосков, и в результате решения уравнения (1) определена толщина  $h_1$  для резонатора из параллельного плеча и соответствующее число электродов  $N_{P0}$ . Тогда число

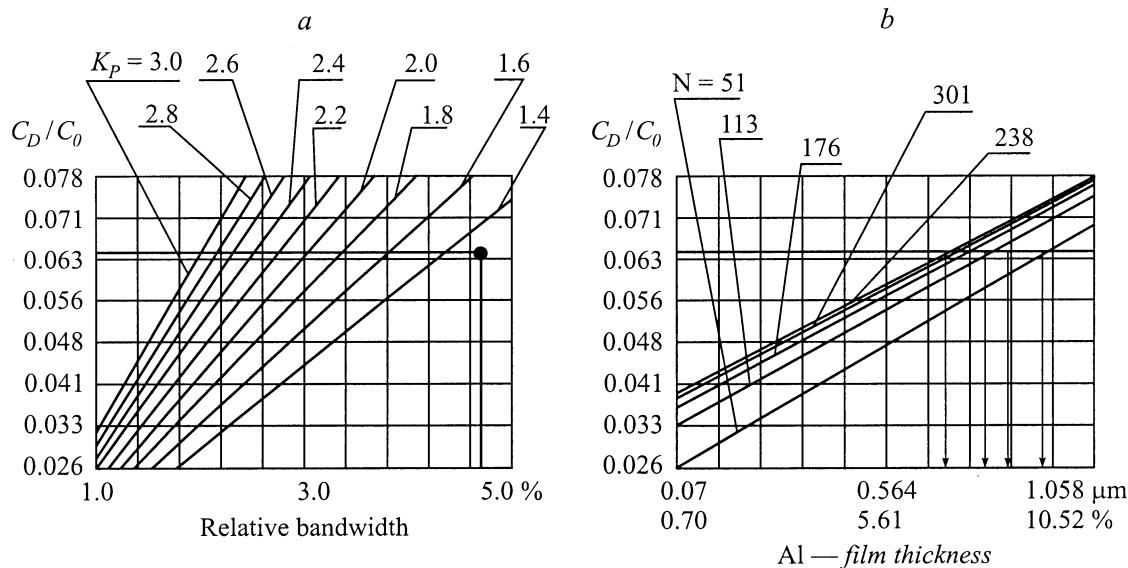


Рис. 3. Номограмма для определения параметров резонатора на пьезоподложке  $36^\circ Y$ , X-среза  $\text{LiTaO}_3$ .

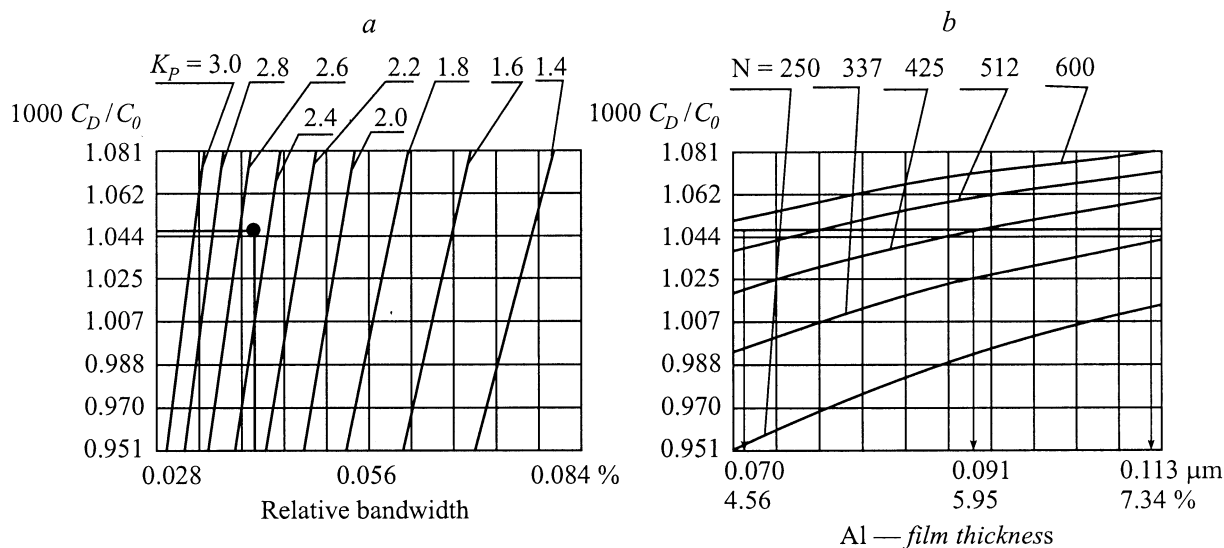


Рис. 4. Номограмма для определения параметров резонатора на пьезоподложке  $ST$ , X-среза кварца. Пример расчета для случая  $\Delta F_C/E_0 = 0.042\%$ ,  $K_p = 2.5$ .

электродов последовательного резонатора определяется по соотношению, полученному из (1),

$$N_{S0} = \pi^2 (C_D/C_0)_{S0} / [8k^2(h_1)] / \{r_0(h_1) \times [1 - \pi^2 (C_D/C_0)_{S0} / [8k^2(h_1)]]\}, \quad (4)$$

После того как для каждого резонатора определено число электродов  $N_{S0}$ ,  $N_{P0}$  и выбран тип материала пьезоэлектрика, может быть рассчитана апертура ВШП

$$W_P = C_0 / (2C_2 N_{P0}), \quad (5)$$

$$W_S = C_0 / (2C_2 N_{S0}), \quad (6)$$

где  $C_2$  — емкость пары электродов на единицу длины.

На рис. 3, *b* и рис. 4, *b* представлены результаты решения уравнения (1) в виде номограмм для двух из наиболее часто используемых пьезоэлектрических материалов  $36^\circ Y$ , X-среза  $\text{LiTaO}_3$  (рис. 3) и  $ST$ , X-среза кварца (рис. 4). Данные номограммы позволяют выбрать параметры топологии резонаторов, входящих в лестничный фильтр. На рис. 3, *b* и 4, *b* кривые описывают зависимости отношения динамической и статической емкостей резонаторов от толщины металлической (в данном случае алюминиевой) пленки электродов ВШП и отражательной структуры для ряда значений числа электродов ВШП в резонаторе.

Максимально возможная относительная полоса пропускания лестничного фильтра определяется максималь-

ной величиной  $k^2(h)$  в выбранном материале. Для  $36^\circ Y, X$ -среза  $\text{LiTaO}_3$  максимально реализуемая величина  $k^2(h) \approx 12\%$  [5] и определяется резким увеличением потерь на возбуждение объемных волн, начиная с некоторой величины толщины пленки  $\text{Al}$   $h/\lambda \approx 8\%$  [1,6]. Минимальная относительная полоса пропускания лестничного фильтра определяется максимальной величиной добротности резонаторов, выполненных на данном пьезоэлектрическом материале. Для  $36^\circ Y, X$ -среза  $\text{LiTaO}_3$  реализуемые полосы частот фильтра составляют примерно от 1 до 5%. Верхняя и нижняя границы являются условными, поскольку можно реализовать лестничные фильтры как с меньшими, так и с большими полосами частот за счет некоторого ухудшения качества характеристик фильтра, как это описано в разделе 4.

## 2. Выбор параметров резонаторов на ПАВ

На первом этапе проектирования, после того как выбраны относительная полоса пропускания и коэффициент прямоугольности фильтра, необходимо определить отношение динамической и статической емкостей для каждого резонатора входящего в фильтр. Данная задача может быть решена так же, как и для обычных лестничных фильтров на  $LC$ -элементах [2], либо можно воспользоваться номограммами (рис. 3, а; 4, а). Отметим, что при заданном числе звеньев и полосе пропускания фильтра коэффициент прямоугольности определяет уровень внеполосного подавления.

Пользоваться приведенными номограммами следует следующим образом. При заданных  $\Delta F_C/F_0$  и  $K_P$  определяется отношение  $C_D/C_0$  для резонатора из параллельной ветви (рис. 3, а и 4, а). Отметим, что выбранные значения должны находиться в поле номограммы. В противном случае ПАВ эквивалент лестничного фильтра нереализуем или по крайней мере качественная характеристика фильтра не гарантирована. Возможность реализации фильтра с параметрами вне поля номограммы обсудим позже.

Затем на пересечении линии заданного  $C_D/C_0$  со сплошными линиями для ряда значений числа электродов в ПАВ резонаторе можно определить возможные толщины пленки  $\text{Al}$  (рис. 3, б и 4, б). В качестве примера на рис. 3 показан выбор параметров фильтра с центральной частотой 392 МГц, полосой  $\Delta F_C = 18.5$  МГц ( $\Delta F_C/F_0 = 4.7\%$ ) и коэффициентом прямоугольности 1.3. Возможные значения числа электродов ВШП в резонаторе из параллельного плеча, следующие из рис. 3, а для  $C_D/C_0 = 0.0643$ , толщины пленки  $\text{Al}$  и из решения уравнения (1) или рис. 3, б, представлены в виде графика на рис. 5.

Заштрихованная область на рис. 5 определяет область значений  $h > 0.85 \mu\text{m}$  ( $h/\lambda > 8\%$ ). Полученные значения  $h_0, N_{P0}, W_{P0}$  для параллельного резонатора и  $N_{S0}, W_{S0}$  для последовательного резонатора не являются исчерпывающими для расчета фильтра. Более того,

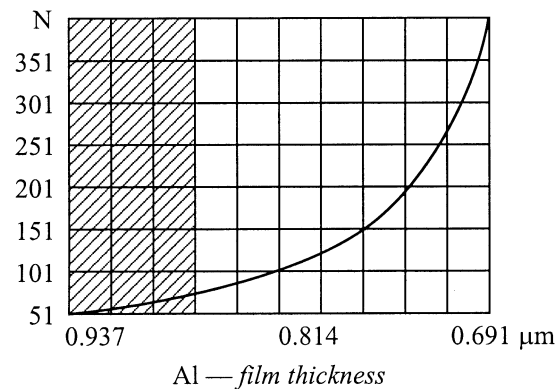


Рис. 5. Возможные значения числа электродов ВШП в резонаторе из параллельного плеча фильтра и соответствующие им толщины пленки  $\text{Al}$ .

поскольку эти значения получены на основе упрощенной модели резонатора, справедливой вблизи  $F_0$ , их необходимо уточнить при сохранении условий

$$N_{P0}W_{P0} = \text{const}, \quad N_{S0}W_{S0} = \text{const}. \quad (7), (8)$$

Уточнение значений  $h, N, W$  с последующим выбором прочих параметров резонатора возможен лишь на основе более строгой модели резонатора, учитывающей его распределенный характер, например на основе СОМ метода.

## 3. Модифицированный СОМ метод

Обычно используемая СОМ теория (см., например, [7]), основанная на выводе системы неоднородных дифференциальных уравнений, неоправданно усложняет решение задачи. В рамках такой теории затруднен учет таких факторов, как изменяющийся период структуры, аподизация, неоднородное распределение поверхностного заряда на электродах структуры. Все перечисленные факторы достаточно просто могут быть учтены в рамках модифицированного СОМ метода, оперирующего элементарным звеном структуры (одним электродом ВШП или ОС). Кроме того, предлагаемый метод более перспективен с точки зрения дальнейшего усложнения исходной модели структуры. Параметры ПАВ структуры в целом (ВШП, ОС или их произвольной комбинации) определяются путем перемножения соответствующих  $P$ -матриц отдельных электродов (как это делается в обычной теории четырехполюсников с использованием матрицы рассеяния). На современных персональных компьютерах расчет ПАВ структуры даже с несколькими тысячами электродов будет занимать несколько секунд.

Пусть задана ПАВ структура в виде электродов с чередующейся полярностью и произвольно меняющимся периодом и перекрытием соседних электродов. Будем также полагать, что источник сигнала амплитудой

$U_0$  подключен слева. Рассмотрим  $k$ -й электрод ВШП (рис. 6, *a*). Пусть  $R(x, \omega)$  и  $S(x, \omega)$  — две связанные между собой неоднородные плоские волны, распространяющиеся в электродной структуре ВШП. Причем  $R(x, \omega)$  распространяется в направлении оси  $X$ , а  $S(x, \omega)$  в направлении, противоположном оси  $X$ . Неоднородные плоские волны запишем в виде

$$R(x, \omega) = R(\omega) \exp(-jkx), \quad (9)$$

$$S(x, \omega) = S(\omega) \exp(+jkx), \quad (10)$$

где  $R(\omega), S(\omega)$  — комплексные амплитуды соответствующих волн.

Пусть на  $k$ -й электрод слева падает волна  $R_K(x, \omega)$ , а справа  $S_{K+1}(x, \omega)$ , тогда для комплексных амплитуд прошедших волн с учетом механизмов отражения, прохождения и преобразования с коэффициентом  $\xi_k$  можно получить

$$\begin{aligned} S_K(\omega) &= r_K \eta_{1K} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K] R_K(\omega) \\ &+ \eta_{1K} (1 - |r_K|^2)^{1/2} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K] S_{K+1}(\omega) \\ &+ \xi_K \eta_{2K} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K/2] U_0, \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} R_{K+1}(\omega) &= \eta_{1K} (1 - |r_K|^2)^{1/2} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K] R_K(\omega) \\ &+ r_K \eta_{1K} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K] S_{K+1}(\omega) \\ &+ \xi_K \eta_{2K} \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K/2] U_0, \end{aligned} \quad (12)$$

где  $r_K$  — комплексный коэффициент отражения от  $k$ -го электрода,  $k_{\text{эфф}}$  — эффективное волновое число ПАВ,  $k_0 = 2\pi/p_K$ ,  $p_K = x_{K+1} - x_K$ ,  $\xi_K$  — коэффициент преобразования ПАВ на  $k$ -м электроде,  $\eta_{1K} = W_{1K}/W_0$ ,  $\eta_{2K} = W_{2K}/W_0$ ,  $W_0$  — максимальная апертура,  $W_{1K}$  — перекрытие соседних электродов,  $W_{2K} = W_0$  в случае, если используются холостые электроды, и  $W_{2K} = W_{1K}$ , если холостые электроды не используются.

Фазовые множители у слагаемых, связанных с отражением (преобразованием) волн, определяют фазовый набег от центра отражения (преобразования) волны до соответствующей границы ( $x_K$  для  $S_K(\omega)$  и  $x_{K+1}$  для  $R_K(\omega)$ ). Центр отражения (преобразования) ПАВ принят находящимся в центре электрода. Эффективное волновое число вычислим как  $k_{\text{эфф}} = 2\pi/\lambda_{\text{эфф}} = \omega/[V_0 + L_K(V_M - V_0)/p_K] - j\alpha$ , где  $V_0$  — скорость ПАВ на свободной поверхности,  $V_M$  — скорость ПАВ под металлизированной поверхностью,  $\alpha$  — суммарные потери при распространении ПАВ в электродной структуре на единицу длины.

Изменение тока в шине ВШП происходит за счет преобразования прямой и обратной волн и падения напряжения на емкости электрода:

$$\begin{aligned} \Delta I_K(\omega) &= I_K(\omega) - I_{K+1}(\omega) \\ &= +2\xi_K \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K/2] R_K(\omega) \\ &+ 2\xi_K \exp[-j(k_{\text{эфф}} - k_0)p_K/2] S_K(\omega) + j\omega(C_2/2)U_0. \end{aligned}$$

Рассмотрим слагаемые, связанные с преобразованием ПАВ при прохождении через электрод ВШП (рис. 6, *a, b*), и учтем тот факт, что возбуждение носит распределенный характер. Будем полагать, что прямое и обратное преобразование ПАВ на электродах происходит с одинаковой эффективностью, т.е. носит взаимный характер. Пусть задано распределение поверхностного тока на электродах ВШП в виде  $J(x)$ . Будем считать, что механизм преобразования ПАВ малым участком поверхностного тока  $\Delta x_K$  электрода и всего электрода аналогичны. Тогда, просуммировав вклады в преобразование ПАВ по ширине электрода относительно его центра  $X_C$  и переходя к пределу ( $\Delta X_K \rightarrow 0$ ), получим

$$\xi_K = G_a \int_{-L_K/2}^{L_K/2} J(x) \exp[-j(\omega/V_M - k_0)x] dx, \quad (13)$$

где  $G_a$  — акустическая проводимость излучения на частоте синхронизма (см., например, [7]).

Распределение поверхностного тока на электродах  $J(x)$ , учитывая краевые эффекты и конечную длину ВШП и пренебрегая обратной реакцией пьезоэлектрика, можно рассчитать методом, изложенным в [8]. Соотношения (11)–(13) можно записать в матричной форме

$$\begin{vmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ \Delta I_K(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_0 \end{vmatrix}. \quad (14)$$

Тогда  $P$ -матрица ВШП в целом определяется последовательным перемножением  $P$ -матриц, описывающих каждый электрод. Используя систему уравнений (11)–(13) с произвольными коэффициентами, записанную для двух последовательно включенных ПАВ структур, нетрудно получить компоненты суммарной  $P$ -матрицы

$$(P_{11})_S = (P_{11})_1 + (P_{12})_1(P_{11})_2(P_{21})_1/P_0, \quad (15)$$

$$(P_{12})_S = (P_{12})_1(P_{12})_2/P_0, \quad (16)$$

$$(P_{13})_S = (P_{13})_1 + (P_{12})_1[(P_{13})_2 + (P_{11})_2(P_{23})_1]/P_0, \quad (17)$$

$$(P_{21})_S = (P_{21})_1(P_{21})_2/P_0, \quad (18)$$

$$(P_{22})_S = (P_{22})_2 + (P_{21})_2(P_{22})_1(P_{12})_2/P_0, \quad (19)$$

$$(P_{23})_S = (P_{23})_2 + (P_{21})_2[(P_{23})_1 + (P_{13})_2(P_{22})_1]/P_0, \quad (20)$$

$$(P_{31})_S = (P_{31})_1 + (P_{21})_1[(P_{31})_1 + (P_{11})_2(P_{32})_1]/P_0, \quad (21)$$

$$(P_{32})_S = (P_{32})_2 + (P_{12})_2[(P_{32})_1 + (P_{22})_1(P_{31})_2]/P_0, \quad (22)$$

$$\begin{aligned} (P_{33})_S &= (P_{33})_1 + (P_{33})_2 + \{(P_{32})_1[(P_{13})_2 + (P_{11})_2(P_{23})_1] \\ &+ (P_{31})_2[(P_{23})_1 + (P_{22})_1(P_{13})_2]\}/P_0, \end{aligned} \quad (23)$$

где  $P_0 = 1 - (P_{11})_2(P_{22})_1$ , индексы  $S$ , 1 и 2 у круглых скобок относятся соответственно к суммарной  $P$ -матрице,  $P$ -матрице ПАВ структуры, находящейся слева, и  $P$ -матрице ПАВ структуры, находящейся справа; ПАВ структурой может быть как отдельный электрод, так и

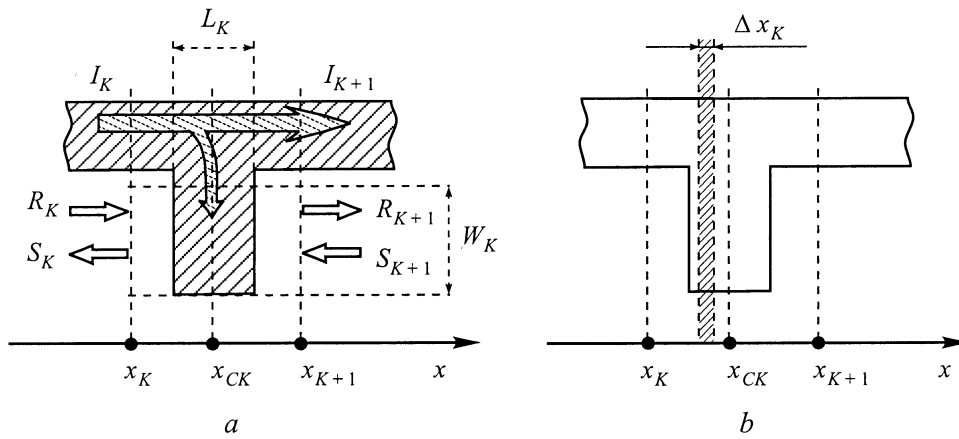


Рис. 6.  $k$ -й электрод ВШП.

группа электродов, для которой вычислена суммарная  $P$ -матрица.

$P$ -матрица ОС может быть получена из соотношений (11)–(13) при дополнительных условиях  $\xi_k = 0$ ,  $U_0 = 0$ ,  $C_2 = 0$ . Отметим, что элементы матрицы  $P_{13}$ ,  $P_{23}$ ,  $P_{31}$ ,  $P_{32}$ ,  $P_{33}$  будут нулевыми.

При расчетах фильтров и резонаторов необходима  $P$ -матрица, описывающая зазор между ВШП и ОС или между двумя ВШП. Выражение для нее хорошо известно из литературы, поэтому лишь отметим, что данная  $P$ -матрица также может быть получена из соотношений (11)–(13) при условиях  $\xi_k = 0$ ,  $U_0 = 0$ ,  $C_2 = 0$ ,  $r_k = 0$ ,  $W_k = 0$ . В данном случае ненулевыми будут только элементы  $P$ -матрицы  $P_{12}$  и  $P_{21}$ .

Приведенные соотношения позволяют рассчитывать входную проводимость ВШП в составе фильтра или резонатора с произвольно меняющимся периодом и апертурой электродов вдоль структуры ВШП и ОС и реальным распределением поверхностного тока (заряда) на электродах ВШП. Отметим, что входную проводимость ВШП определяет элемент  $P_{33}$  суммарной  $P$ -матрицы ПАВ структуры.

#### 4. Анализ ПАВ резонаторов на основе СОМ метода

Более точный выбор оптимального сочетания значений  $h$ ,  $N$  и  $W$  из полученных после решения уравнения (1) (или по номограммам рис. 3, 4) и при сохранении условия  $N_{P0}W_{P0} = \text{const}$  и  $N_{S0}W_{S0} = \text{const}$  может быть сделан только на основе анализа частотных характеристик входящих в него резонаторов и фильтра в целом СОМ методом. Уточнение параметров топологических элементов резонаторов на основе модифицированного СОМ метода проводилось следующим образом. Путем расчета частотных характеристик резонаторов, а затем и фильтра для 3–4 возможных вариантов сочетаний  $h$  и  $N$ , лежащих на кривой рис. 5, и соответствующих им значений апертуры  $W$ , вычисленных по соотноше-

ниям (4), (5), можно найти наиболее благоприятное сочетание  $h$ ,  $N$ ,  $W$  для каждого из резонаторов, входящих в фильтр. Анализировать необходимо получаемые при этом добротности и минимальные потери резонаторов, причем способ включения отдельного резонатора при анализе должен соответствовать его включению в фильтр. На рис. 7 представлены результаты расчета резонатора на  $36^\circ Y, X$ -срезе  $\text{LiTaO}_3$  из последовательного плеча для трех значений  $N_S$  (условие  $N_{S0}W_{S0} = \text{const}$  соблюдено). В таблице приведены значения добротностей и минимальных потерь, соответствующие кривым на рис. 7.

Учитывая фактор минимальных размеров пьезоподложки при приемлемых электрических параметрах фильтра, для последующего расчета выберем  $N_S = 127$ ,  $W_S = 17.8\lambda$  и  $h = 0.85\mu\text{m}$ . Прочими параметрами резонатора, которые должны быть выбраны на основе более строгого анализа, являются отношение периодов ОС и ВШП, а также величина зазора между ВШП и ОС. Эти параметры подбираются так, чтобы АЧХ фильтра

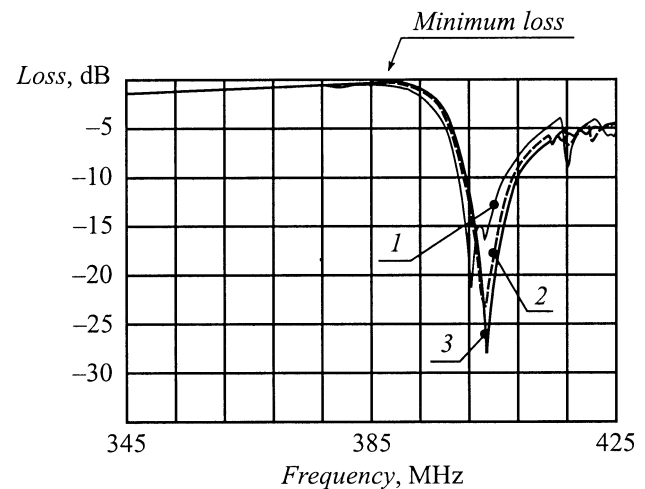


Рис. 7. Результаты расчета АЧХ ПАВ резонаторов модифицированного СОМ методом.

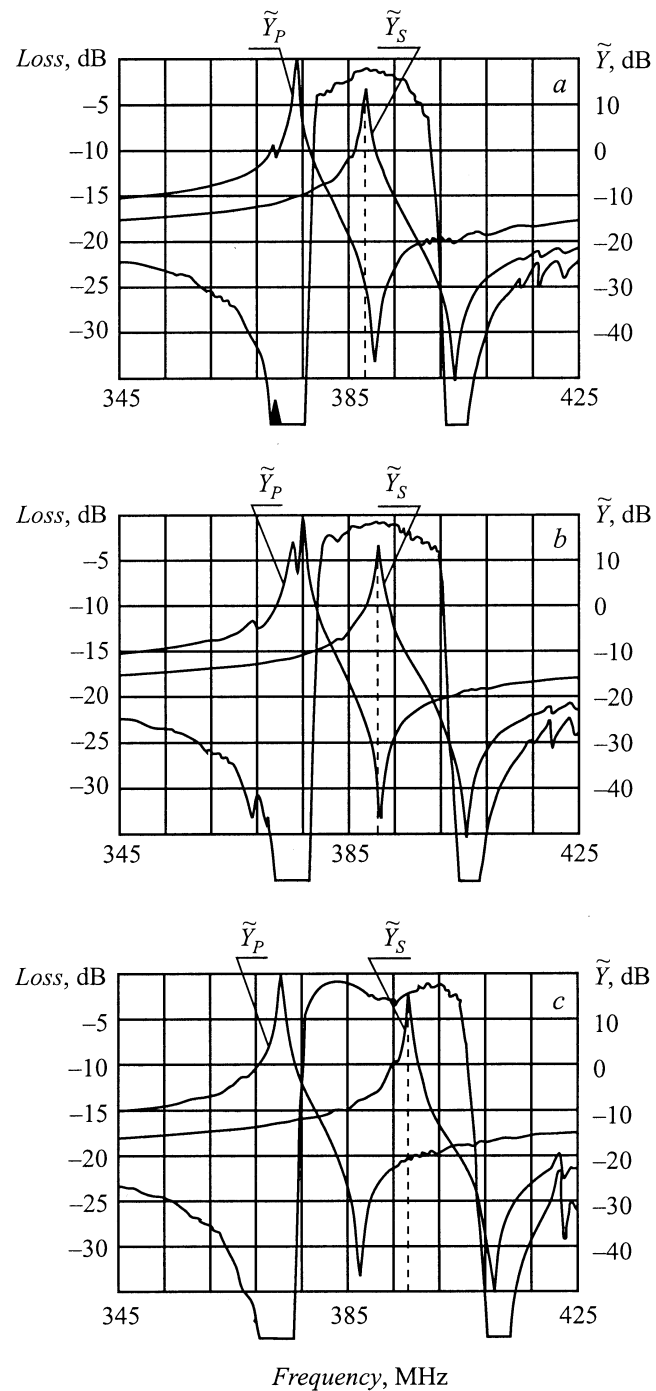
Число электродов $N_S$	Апертура $W$ длин волн	Добротность	Минимальные потери, dB	Номер кривой на рис. 7
63	35.6	279	0.29	1
127	17.8	359	0.23	2
253	8.9	389	0.22	3

была максимально гладкая, без выбросов и провалов. Число отражателей ОС зависит от суммарных потерь на длину волны в ОС (ВШП)  $\alpha$ , обусловленных всеми источниками потерь. Наиболее существенными источниками потерь при распространении ПАВ в отражательной структуре являются следующие: утечка волны [1,6], переизлучение в объемные волны (для металлических полосков [1,6], для канавок [9]) и резистивные потери в металлических полосках (для полосков). Число отражателей в ОС определяется требованием к амплитуде пульсаций на АЧХ фильтра. При правильном выборе числа отражателей на АЧХ фильтра отсутствуют регулярные пульсации.

## 5. Лестничный фильтр с полосой, большей оптимальной

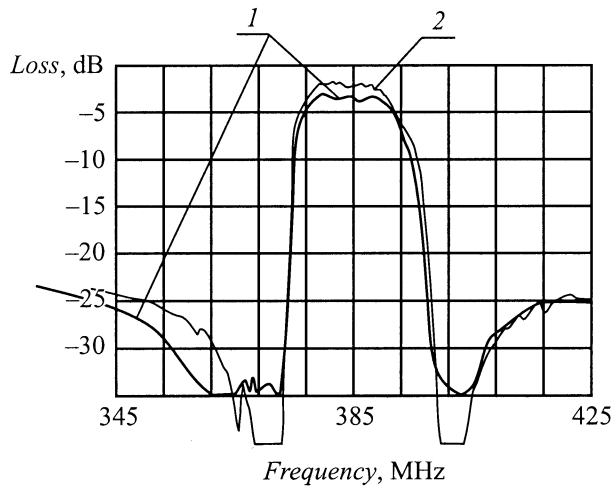
Максимальная полоса частот лестничного фильтра определяется максимально возможным коэффициентом связи. Для сильных пьезоэлектриков типа ниобата и танталата лития  $k^2(h)$  зависит от максимально допустимой толщины металлической пленки, при которой уменьшение вносимых потерь за счет увеличения  $k^2(h)$  не компенсируется их увеличением за счет роста „утечки“ и эффективности преобразования в объемные волны [1,6]. Так, для  $36^\circ \text{YX-LiTaO}_3$  максимально допустимая толщина пленки алюминия  $h \approx 8\%$  [1]. Соответственно максимально реализуемая полоса частот составляет  $\sim 5\%$ . Однако этот случай соответствует ситуации, когда антирезонансная частота параллельного резонатора совпадает с резонансной частотой последовательного резонатора. Несколько раздвигая резонансы относительно друг друга, можно увеличить полосу частот фильтра без заметного ухудшения его параметров. В этом случае фильтр проектируется на максимальную полосу частот, соответствующую максимально допустимой толщине пленки металла, а затем резонансные частоты последовательного и параллельного резонаторов раздвигаются на требуемую величину. При чрезмерно большом смещении резонансных частот в центре характеристики образуется провал.

В качестве примера на рис. 8 представлены результаты расчета частотных характеристик лестничного фильтра с электрическими параметрами, упомянутыми выше для пяти звеньев в последовательности  $a-b-a-b-a$  (обозначение согласно рис. 2). Там же приведены частотные зависимости нормированных входных проводимостей резонаторов  $\tilde{Y}$ , входящих в фильтр, которые



**Рис. 8.** Результаты расчета АЧХ фильтров и нормированных входных проводимостей резонаторов  $\tilde{Y} = 20\{\log_{10}[|Y|/G_0]\}$ , входящих в фильтр, для трех значений полосы частот  $\Delta F_C/F_0, \%$ :  $a - 4.7$ ,  $b - 5.7$ ,  $c - 8.6$ .

поясняют возможные изменения полосы пропускания фильтра путем смещения резонансных частот резонаторов. Нормированная входная проводимость определена как  $\tilde{Y} = 20\{\log_{10}[|Y|/G_0]\}$ , где  $G_0 = (4/\pi)k^2(h_1)\omega_0 N^2 C_2$ . Для заданной полосы частот  $\Delta F_C = 4.7\%$  расчетная полоса частот по уровню  $-3$  dB  $\Delta F$  составила



**Рис. 9.** Экспериментальная (1) и рассчитанная модифицированным СОМ методом (2) частотные характеристики пятизвенного лестничного ПАВ фильтра.

4.4% (рис. 8, *a*), для  $\Delta F_C = 5.7\%$ , согласно расчету,  $\Delta F = 5.1\%$  (рис. 7, *b*) и для  $\Delta F_C = 8.7\%$ , согласно расчету,  $\Delta F = 6.9\%$  (рис. 8, *c*). Число электродов в ВШП из параллельного плеча 81 при апертуре  $37.3\lambda$ , из последовательного плеча 127 при апертуре  $17.8\lambda$ , толщина пленки Al  $0.85 \mu\text{m}$ , число отражателей в каждой ОС 120, потери  $\alpha' = 10 \log_{10}[\exp(\alpha\lambda)]$  были приняты равными  $0.02 \text{ dB}/\lambda$  [1]. Зависимости  $k^2(h)$  и  $r_0(h)$  были получены на основе данных приведенных в работе [5].

Отметим, что увеличение полосы частот до  $\sim 6\%$  не приводит к появлению характерного провала в центре АЧХ.

## 6. Результаты эксперимента

Предложенным методом синтеза и последующим анализом с использованием модифицированного СОМ метода был спроектирован, а затем изготовлен лестничный фильтр на одноходовых ПАВ резонаторах с параметрами  $F_0 = 392 \text{ MHz}$ ,  $\Delta F_C = 18.5 \text{ MHz}$ ,  $K_p = 1.3$ . Фильтр состоял из пяти последовательно включенных звеньев в последовательности *a-b-a-b-a* (обозначение звеньев согласно рис. 2). В качестве материала пьезоэлектрика был выбран  $36^\circ Y, X$ -среза LiTaO<sub>3</sub>. Для параллельного резонатора  $C_D/C_0 = 0.0643$ , для последовательного резонатора  $C_D/C_0 = 0.0623$ . Были использованы следующие значения параметров топологии: число электродов ВШП параллельного резонатора  $N_{P0} = 81$ , последовательного резонатора  $N_{S0} = 127$ , толщина пленки Al  $0.85 \mu\text{m}$ . Апертуры ВШП составили соответственно  $W_p = 37.3$  и  $W_s = 17.8$  длин волн. Отношение периода ОС к полупериоду ВШП для параллельного резонатора 1.03, для последовательного резонатора 0.97. Результаты расчета модифицированным СОМ методом и измерений частотной характеристики фильтра представлены на рис. 9. Несколько большие

вносимые потери в центре полосы пропускания фильтра объясняются неточностью выбора зазора между ВШП и ОС в резонаторах фильтра, а небольшие пульсации в полосе пропускания объясняются взаимодействием ПАВ с отраженными от обратной поверхности подложки объемными волнами [7]. Величина зазора была выбрана равной полупериоду ВШП. Расхождения в форме расчетной и экспериментальной кривых вблизи частоты  $F_{1\infty}$  объясняются неточностью при выборе фазы коэффициента отражения от электрода ВШП.

## Заключение

Описанный метод пригоден для синтеза лестничных фильтров на основе ПАВ резонаторов как на материалах с низкими значениями  $k^2$ , например кварца или лангасита, так и на сильных пьезоэлектриках, например ниобата и танталата лития.

## Список литературы

- [1] Hashimoto K., Yamaguchi M., Mineyoshi S. et al. // IEEE Ultrasonics Symposium. 1997. P. 245–254.
- [2] Пшесмыцкий О. Проектирование электрических лестничных фильтров. М.: Связь, 1968. 520 с.
- [3] Зеленка И. Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах. М.: Мир, 1990. 584 с.
- [4] Lehtonen S., Plessky V., Honkanen M.T. et al. // Appl. Phys. Lett. 1999. T. 55. N 1. P. 142–144.
- [5] Rosler U., Cohrs D., Dietz A. // IEEE Ultrasonics Symposium. 1995. P. 247–250.
- [6] Kondratiev S.N., Thorvaldson T. et al. // IEEE Ultrasonics Symposium. 1999.
- [7] Birykov S.V., Martin G., Polevoi V.G. et al. // IEEE Trans. on UFFC-42. 1995. Vol. UFFC-42. N 4. P. 612–618.
- [8] Дмитриев В.Ф., Калиникос Б.А. // ЖТФ. 1989. Т. 59. Вып. 1. P. 197–200.
- [9] Дмитриев В.Ф. // ЖТФ. 1995. Т. 65. Вып. 8. P. 111–123.