

УДК 621.372.543 : 37/39.534

Е. В. Бауск, Е. А. Колосовский, А. С. Козлов

(Новосибирск)

**ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДЛЯ РАДИОЧАСТОТНЫХ ФИЛЬТРОВ
НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ**

Повышение частотной избирательности встречно-штыревых преобразователей (ВШП) с однородной длиной электродов – один из путей достижения предельных характеристик радиочастотных фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Разработаны два оригинальных оптимизационных алгоритма для данного типа ВШП, их преимущество перед известными аналогами базируется на том, что оптимизация ВШП производится не опосредованно во временной области, а непосредственно в частотной. Первый алгоритм оптимизирует распределение полярностей, другой – форму и взаимное расположение электродов. Первоначальный синтез осуществляется на базе простой модели δ -источников ПАВ, для последующей коррекции разработана более точная модель. Предложенные алгоритмы воплощены в программные модули для персональных компьютеров и используются для практического проектирования ПАВ-фильтров.

Введение. Радиочастотные фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) все шире применяются в современных телекоммуникационных системах благодаря компактности, надежности и простоте серийного производства при уникальности ряда характеристик. Однако в конкурентной борьбе с устройствами на других физических принципах характеристики ПАВ-фильтров должны непрерывно совершенствоваться.

Предмет данной статьи – встречно-штыревой преобразователь (ВШП) с постоянной длиной электродов (неаподизованный) (рис. 1) – неотъемлемый элемент ПАВ-фильтров. Постоянная длина электродов необходима для приема неоднородного пучка ПАВ, излучаемого аподизованным (с переменной длиной электродов) преобразователем, который несет на себе основную нагрузку в формировании частотной характеристики фильтра. Однако для достижения предельных параметров фильтра неаподизованный ВШП должен не только трансформировать акустический сигнал в электрический, но и давать существенный вклад в частотную селекцию, несмотря на однородность его электродной структуры.

Взвешивание заданием полярностей индивидуальных электродов (см. рис. 1) достаточно успешно используется для формирования частотных откликов узкополосных (полоса $\leq 1\%$) неаподизованных ВШП. Однако с уве-

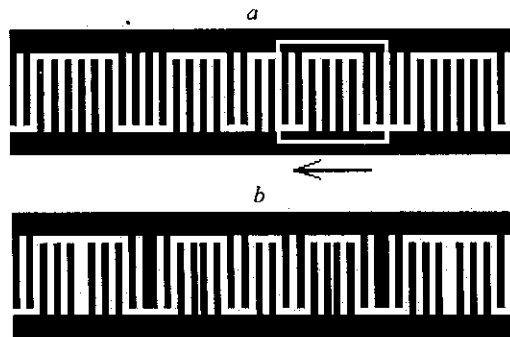


Рис. 1. Эквидистантный (а) и неэквидистантный (б) ВШП, взвешенные заданием полярностей электродов

личением ширины полосы устройств эффективность известных методик синтеза [1, 2], базирующихся на аппроксимации импульсного отклика заданного вида, резко падает. Преимущество предлагаемых здесь алгоритмов заключается в том, что оптимизация ВШП производится не опосредованно во временной области, а непосредственно в частотной. Разработанная методика позволяет добиваться хорошей избирательности эквидистантных (периодических) неаподизованных преобразователей вблизи полосы пропускания за счет ухудшения в дальних частотных областях, что может быть компенсировано входным аподизованным ВШП. Но иногда, в случае длинных узких электродных структур, использование аподизации становится нежелательным из-за высокого уровня дифракции ПАВ, предпочтительнее использовать два неаподизованных ВШП в паре. Для этого случая мы используем оптимизацию положений электродов: неэквидистантность дает дополнительную гибкость в реализации требуемого частотного отклика.

Рассматриваемые ниже алгоритмы воплощены в программные модули для персональных компьютеров. Поскольку оптимизация структуры всегда подразумевает анализ большого числа вариантов, на этапе синтеза использована простая и «быстрая» модель δ -источников ПАВ [3], которая дает хорошее совпадение результатов с экспериментом для периодических структур. Для коррекции неэквидистантных ВШП после первоначального синтеза разработана более точная модель, описанная в разд. 4.

1. **Оптимизация эквидистантных неаподизованных ВШП.** Для синтеза эквидистантных ВШП, взвешиваемых заданием полярностей индивидуальных электродов, мы использовали методику, сходную с оптимизацией прореженных преобразователей [4], но имеющую ряд особенностей в силу разной природы этих типов ВШП [5]. В рамках модели δ -источников частотный отклик ВШП, изображенного на рис. 1, можно записать в виде

$$H(f) = \sum_{n=2}^{N/2} (P_n - P_{n-1}) \sin(2\pi f x_n / v), \quad (1)$$

где P_n – полярность n -го электрода; x_n – координата n -го источника ПАВ, расположенного в центре зазора между соседними электродами; v – скорость ПАВ; N – полное число электродов ВШП. В отличие от [4] каждый электрод может принимать полярность +1 либо –1, удаление же электродов не преду-

смотрено. Здесь будем рассматривать только симметричные преобразователи с нечетным числом электродов.

Ключевая особенность нашего алгоритма в том, что он анализирует каждую электродную структуру на близость ее частотного отклика к заданному виду. Для ВШП небольшой протяженности находится наилучшая структура благодаря полному перебору всех возможных комбинаций полярностей электродов. Для симметричных преобразователей это означает анализ $2^{N/2}$ структур. Одной из основных задач при воплощении алгоритма в программный модуль было достижение максимальной скорости оценки каждой структуры. На основе нашего опыта разработана эффективная методика, бракующая большинство структур на начальной стадии анализа частотного отклика. В результате персональный компьютер оценивает от 100 до 5000 структур в секунду (в зависимости от особенностей структуры и требований к частотному отклику). Кроме того, наш опыт показал, что в оптимальных структурах центральная часть преобразователя всегда остается невзвешенной (полярность соседних электродов всегда противоположна) и ее можно заранее исключить из перебора вариантов. В результате гарантированно оптимальный результат удастся получить для симметричных преобразователей, содержащих до 50–60 электродов при полосе пропускания 5–15 %. С каждой дополнительной парой электродов время оптимизации возрастает вдвое.

Поскольку для длинных ВШП с полосой пропускания $< 5\%$ полный перебор вариантов невозможен, разработан алгоритм поиска субоптимального решения, достаточно близкого к оптимальному. Идея алгоритма заключается в переборе всех вариантов назначения полярностей электродов не во всей структуре, а в пределах ограниченного «окна» (рис. 1, а), обычно протяженностью 12–16 электродов. Это «окно» шаг за шагом сканирует весь преобразователь. Для преодоления локальных оптимумов структуры, далеких от глобального, форма «окна» периодически меняется: оно может состоять из одной или двух частей, движущихся параллельно или навстречу друг другу. Процесс завершается, если за полный проход «окна» не было улучшений частотного отклика.

Описанный алгоритм может анализировать частотный отклик не только синтезируемого ВШП, а и всего фильтра в целом, т. е. при синтезе возможен учет характеристики второго преобразователя, что особенно важно, когда фильтр состоит из двух неаподизованных ВШП.

2. Оптимизация неэквидистантных неаподизованных ВШП. Оптимизированная вышеописанным способом периодическая электродная структура может использоваться в качестве начальной для второго этапа оптимизации. На втором этапе оптимизации нарушается периодичность структуры и для каждого электрода определяется место его наилучшего расположения.

Принимая во внимание тот факт, что амплитуды ПАВ-источников, локализованных между электродами с одинаковой полярностью, равны нулю, выражение (1) можно записать в более простом виде:

$$H(q) = 2 \sum_{m=1}^M (-1)^m \sin(qx_m), \quad (1a)$$

здесь $q = 2\pi f / v$ – нормализованная частота, M – число ПАВ-источников (с ненулевыми амплитудами) на половине ВШП.

Для любого набора из M точек, связывающих частоту с величиной частотного отклика, можно записать следующую нелинейную систему уравнений:

$$H(q_j) = 2 \sum_{m=1}^M (-1)^m \sin(q_j x_m), \quad j=1, \dots, M. \quad (2)$$

В принципе, набор уравнений (2) позволяет определить вектор источников $\{x_m\}$, дающий решение задачи оптимизации. Однако в силу нелинейности задачи и большого числа варьируемых параметров (от нескольких десятков до полутора тысяч и более) оптимальный набор $\{x_m\}$ не может быть получен простым лобовым решением (2). Нами предлагается метод, который сводит решение нелинейной системы (2) к некоему итерационному процессу, на каждой стадии которого решается новая устойчивая система линейных уравнений. Рассмотрим этот подход более детально.

При произвольном малом отклонении координат $\{\delta x_m\}$ в векторе расположения ПАВ-источников частотный отклик (2) получит следующее приращение:

$$\delta H(q_j) = \sum_{m=1}^M (-1)^m q_j \cos(q_j x_m) \delta x_m, \quad j=1, \dots, M, \quad (3)$$

т. е. в гипотетическом случае малой разницы между начальным и конечным частотными откликами можно, в принципе, удовлетворить требованиям технического задания в M точках по выбору (M совпадает с числом ПАВ-источников в полуструктуре ВШП) путем решения линейной системы (3). Однако подобное численное решение возможно, если число уравнений (3) (а значит, и количество ПАВ-источников) не очень велико, не более 25–30. В противном случае система становится плохо обусловленной, поскольку ее определитель пополяется практически равновеликими членами, а решение неустойчивым. Как показали анализ и проверка, решение системы (3) при $M \sim 25$ сильно меняется при слабом изменении элементов матрицы. Здесь мы приходим к выводу, что проблема устойчивости решения становится основной проблемой в задачах оптимизации с большим числом параметров.

Для преодоления этой проблемы мы предлагаем ввести известную процедуру накопления [6] и вместо решения уравнений (3) в M точках рассматривать необходимую добавку $\delta H(q_j)$ как $\sum_{m=1}^M (-1)^m q_j \cos(q_j x_m) \delta x_m$,

$j=1, \dots, J$, уже на большом наборе точек J . Набор J , достаточно произвольный, включает в себя те специфические участки амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), которые оговорены техническим заданием на форму частотного отклика. Рассмотрим следующий функционал:

$$F(\delta x_1, \dots, \delta x_M) = \sum_{j=1}^J \left| \sum_{m=1}^M (-1)^m q_j \cos(q_j x_m) \delta x_m - \delta H(q_j) \right|^2, \quad (4)$$

где $J > M$, обычно $J \sim 1000-2000$. Согласно требованию методики наименьших квадратов, экстремум функционала определяется условием

$$\partial F(\delta x_1, \dots, \delta x_M) / \partial (\delta x_m) = 0, \quad m=1, \dots, M, \quad (5)$$

что приводит к следующей $M \times M$ -системе линейных уравнений по отношению к неизвестному вектору $\{\delta x_m\}$:

$$\sum_{m=1}^M \left(\sum_{j=1}^J A_{jm} A_{jk} \right) \delta x_m = \sum_{j=1}^J (\epsilon_j A_{jk}), \quad k=1, \dots, M, \quad (6a)$$

$$A_{jm} = (-1)^m \{ q_j \cos(q_j x_m) - q_{\max} \cos(q_{\max} x_m) H(q_j) / H(q_{\max}) \} / H(q_{\max}). \quad (6b)$$

Величина $\bar{H}(q_j) / H(q_{\max})$ – нормализованный на свое максимальное значение частотный отклик, $\epsilon_j = \delta H(q_j) / H(q_{\max})$ – невязка частотного отклика в точке q_j . Вектор $\{\delta x_m\}$ может быть найден из решения системы линейных уравнений (6a). Следовательно, в случае малой разности $\Delta H = H'(q) - H(q)$ между стартовым $H(q)$ и требуемым $H'(q)$ частотными откликами можно определить новые координаты ПАВ-источников $\{x'_m\} = \{x_m\} + \{\delta x_m\}$, такие, что на частотном отклике в точках J они будут обеспечивать минимальное отклонение от $H'(q)$. Если же разность ΔH большая, она может быть представлена суммой маленьких кусочков δH и приближение к целевой функции $H'(q)$ осуществляется за соответствующее число «малых» этапов. Причем на каждом этапе строится новая линейная система уравнений (6a) с использованием результатов достижений предыдущего этапа ($\{x_m\}$ и $H(q)$), и, таким образом, имеет место непрерывный итерационный процесс.

Как видно, система уравнений (6a) симметрична и, кроме того, обладает еще одной важной особенностью, свойственной методу накопления, – положительно-определенной матрицей. В нашем случае это обстоятельство означает численную устойчивость решения линейной системы [7]. Используя симметрию матрицы, можно вдвое повысить быстродействие вычислений на стадии решения (6a). Для этого мы применили модифицированную идею Холецкого [8] в LU-разложении матриц, реализованную нами без привлечения затратной машинной операции по извлечению квадратного корня.

Наконец мы столкнулись с еще одним, по-видимому, общим для задач многопараметрической оптимизации фундаментальным ограничением – машинной точностью представления числа. При расчете с удвоенной точностью системы (6a) увеличение количества ПАВ-источников оказалось возможным только до $M \sim 35$. Это ограничение было преодолено с помощью следующего оригинального приема: система ПАВ-источников разбивалась на подсистемы по 10–30 источников, для каждой из которых уравнения (6a) решаются точно. Выделение подсистем достаточно произвольно, мы использовали следующий вариант: s -я подсистема содержит источники с номерами $s, S + s, 2S + s, \dots, M - S + s$, где S – число источников в каждой подсистеме. Полное число подсистем включает все M источников.

Таким образом, с использованием простой аналитической модели представления частотного отклика и идеи накопления методики наименьших квадратов был построен итерационный процесс оптимизации второго этапа. Решение нелинейной системы (2) с большим числом уравнений сведено к

многократному решению линейных подсистем с матрицами меньшего ранга. В результате для расчета ПАВ-фильтров с 400 и 2500 электродами на "Pentium MMX-225" требуется около 10–15 мин и 3–4 ч соответственно.

3. Уточненная электростатическая модель ВШП. Простая аналитическая модель δ -источников во многих случаях оправдывает себя. При разработке новых фильтров, однако, немаловажным может оказаться более строгое моделирование ВШП, позволяющее, как нам представляется, сократить число дорогостоящих промежуточных конструктивов, отказавшись от их изготовления.

Моделирование фазочастотных характеристик полосовых фильтров, взвешенных прореживанием электродов встречно-штыревых преобразователей, основано на вычислении смешанных матриц рассеяния в электростатическом приближении при каждом значении частоты с помощью метода, рассмотренного в работе [9]. Элементы этих матриц являются функциями компонент Фурье поверхностной плотности заряда ВШП $\sigma_n(q)$, где $q = = 2\pi f/v$, f и v – частота и скорость ПАВ, n – порядковый номер электрода. Существуют различные методы вычисления $\sigma_n(x)$ в случае, если количество электродов не превосходит 20 [10–12]. Но ВШП узкополосных фильтров могут содержать сотни электродов, и в этом случае ни один из упомянутых выше методов не позволяет решить рассматриваемую проблему. В данной работе представлен трехступенчатый вычислительный процесс нахождения $\sigma_n(q)$. Эта процедура имеет хорошую точность и приемлемое время вычисления на персональном компьютере. Первый шаг представляет собой точное решение задачи для системы из N электродов при $N \leq 50$ на фиксированной частоте. Далее это решение используется для нахождения $\sigma_n(q)$ при $N \cong 1000$ на фиксированной частоте. На заключительном этапе искомая функция определяется во всей интересующей частотной области.

Решение электростатической задачи для N электродов может быть получено на основе идей работы [12]. Вычисления основаны на формуле Келдыша – Седова для поверхностной плотности заряда, формуле Гаусса для численного интегрирования и разложения функций в ряды по полиномам Чебышева. Из-за неполноты формул, приведенных в [12], и неустойчивости данного алгоритма при $N \geq 14$ в определенных комбинациях полярностей электродов ниже приводится полное описание применяемого нами алгоритма. Область его устойчивости существенно увеличена с помощью изменения масштаба координат.

Уравнения для электростатического потенциала в системе N бесконечно длинных, идеально проводящих и невесомых параллельных электродов, расположенных на поверхности анизотропного диэлектрического полупространства без пьезоэффекта, представлены в работах [9, 11]. Пусть ось X_1 декартовой системы координат будет направлена по нормали к поверхности полупространства, а ось X_3 – параллельно его поверхности и перпендикулярно электродам. Электростатический потенциал $\varphi(x_1, x_3)$ удовлетворяет уравнению Лапласа:

$$\epsilon_{11} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_1^2} + 2\epsilon_{13} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_1 \partial x_3} + \epsilon_{33} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_3^2} = 0 \quad \text{при } x_1 > 0, \quad (7)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_1^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_3^2} = 0 \quad \text{при } x_1 < 0 \quad (8)$$

и граничным условиям на поверхности полупространства:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \varphi}{\partial x_3}(0, x_3) = 0 \quad \text{при } x_3 \in (a_k, b_k), \quad D_3(0, x_3) = 0 \quad \text{при } x_3 \notin (a_k, b_k), \\ \varphi(0, x_3) = \varphi_k \quad \text{при } x_3 \in (a_k, b_k), \end{aligned} \quad (9)$$

где a_k и b_k – координаты левого и правого углов k -го электрода, φ_k – электростатический потенциал k -го электрода, $D_3 = -\varepsilon_{3n} \frac{\partial \varphi}{\partial x_n}$ при $x_1 > 0$, $D_3 = -\varepsilon_0 \frac{\partial \varphi}{\partial x_3}$ при $x_1 < 0$, ε_{mn} – тензор диэлектрической проницаемости полупространства, ε_0 – тензор диэлектрической проницаемости вакуума.

Общее решение уравнений (7), (8), удовлетворяющее условиям (9), представлено в работе [11]. На комплексной плоскости z , где $x_3 = \text{Re}(z)$, оно имеет следующий вид:

$$\sigma(x_3) = (-1)^{N-k} \varepsilon_0 (\varepsilon_p + 1) F(x_3) \sum_{m=0}^{N-2} \gamma_m x_3^m, \quad x_3 \in (a_k, b_k), \quad k=1, 2, \dots, N, \quad (10)$$

$$\varphi(x_3) = (-1)^{N-k} \int_{-\infty}^{x_3} F(x_3) \sum_{m=0}^{N-2} \gamma_m x_3^m dx_3, \quad x_3 \in (b_k, a_{k+1}), \quad k=1, 2, \dots, N-1, \quad (11)$$

где $F(x) = \prod_{n=1}^N [(x - a_n)(x - b_n)]^{-1/2}$; $\varepsilon_p = (\varepsilon_{11}\varepsilon_{33} - \varepsilon_{13}^2)^{1/2}$; $\sigma(x_3)$ – поверхностная плотность заряда, γ_m – постоянные, которые должны быть определены из условий (9).

Для того чтобы сделать функцию под интегралом (11) однозначной, необходимо провести разрезы в комплексной плоскости между парами особых точек (a_k, b_k) и выбрать определенный путь интегрирования. После выполнения данных операций и комбинирования выражений (9) и (11) получаем систему линейных уравнений:

$$\sum_{m=0}^{N-2} A_{km} \gamma_m = \varphi_{k+1} - \varphi_k, \quad (12)$$

$$A_{km} = (-1)^{N-k} \int_{b_k}^{a_{k+1}} x_3^m dx_3 / \sqrt{\prod_{n=1}^N (x_3 - a_n)(x_3 - b_n)}. \quad (13)$$

Определенный интеграл в (13) может быть вычислен с помощью формулы Гаусса [13]:

$$\int_a^b \frac{f(x) dx}{\sqrt{(x-a)(b-x)}} \approx \frac{\pi}{M} \sum_{k=1}^M f \left[\frac{a+b}{2} + \frac{b-a}{2} \cos \left(\pi \frac{2k-1}{2M} \right) \right]. \quad (14)$$

При заданных значениях φ_k система линейных уравнений (12) решается с помощью алгоритма LU-разложения матрицы A_{km} . Выражение (10) позволяет вычислять поверхностную плотность заряда на электродах ВШП при заданных γ_m .

Компонента фурье-функции $\sigma(x_3)$ определяется здесь следующим образом:

$$\sigma(q) = \int \exp(-jqx) \sigma(x) dx. \quad (15)$$

Подставляя выражение (4) в (9), получаем

$$\sigma_n(q) = (-1)^{(N+1-n)} \varepsilon_0 (\varepsilon_p + 1) \sum_{m=0}^{N-2} \gamma_m \int_{a_n}^{b_n} \frac{\exp(-jqx) \chi_{nm}(x) dx}{\sqrt{(x-a_n)(b_n-x)}}, \quad (16)$$

$$\chi_{nm}(x) = x^m / \sqrt{\prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N |(x-a_k)(x-b_k)|},$$

где $\sigma_n(q)$ – преобразование Фурье поверхностной плотности заряда n -го электрода. С помощью замены переменной x в выражении (16) на переменную $y = (x - c_n)/\delta_n$, где $c_n = (a_n + b_n)/2$, $\delta_n = (b_n - a_n)/2$, c_n и δ_n – координата центра n -го электрода и половина его ширины соответственно, преобразуем область интегрирования (a_n, b_n) в интервал $-1 < y < 1$. Представим функцию $\chi_{nm}(y)$ в виде $M_1 + 1$ члена разложения по полиномам Чебышева $T_k(y)$:

$$\chi_{nm}(y) = \sum_{k=0}^{M_1} D_{nmk} T_k(y), \quad D_{nmk} = \frac{2}{\pi C_k} \int_{-1}^{+1} \frac{\chi_{nm}(y) T_k(y) dy}{\sqrt{1-y^2}},$$

где $C_k = 1$, если $k = 0$, $C_k = 2$ при $k > 0$. Используя формулу (14), получаем

$$D_{nmk} = \frac{C_k}{M_1 + 1} \sum_{i=1}^{M_1+1} \chi_{nm} \left[c_n + \delta_n \cos \left(\pi \frac{2i-1}{2(M_1+1)} \right) \right] \cos \left[k\pi \frac{2i-1}{2(M_1+1)} \right]. \quad (17)$$

Вычисляя интеграл в выражении (16), окончательно имеем:

$$\sigma_n(q) = \pi \varepsilon_0 (\varepsilon_p + 1) \exp(-jc_n q) \sum_{m=0}^{N-2} \gamma_m \sum_{k=0}^{M_1} (-1)^k j^k D_{nmk} J_k(\delta_n q), \quad (18)$$

где $J_k(p)$ – функция Бесселя.

Формулы (12), (13), (16)–(18) дают возможность найти численно плотность заряда и его компоненты Фурье для каждого электрода ВШП на диэлектрическом звукопроводе. В случае пьезоактивных звукопроводов, как показано в [14], в (18) необходимо использование эффективной диэлектрической проницаемости при постоянном напряжении. Рассчитанные с помощью представленного алгоритма статические емкости пары электродов ВШП с единичной апертурой для подложек Y -, Z -среза ниобата лития и ST -, X -среза

кварца равны $4,5 \cdot 10^{-10}$ и $4,84 \cdot 10^{-11}$ Ф/м соответственно. Эти величины находятся в хорошем согласии с известными данными [9].

С помощью изменения масштаба координат удается увеличить область стабильности алгоритма до $N \leq 51$, но при $N \geq 25$ время вычисления заметно возрастает. По этой причине прямое применение данной части общего алгоритма в системах, состоящих из нескольких сотен электродов, при $N \gg 25$ неэффективно. Для преодоления этого ограничения вычисление $\sigma_n(q)$ выполняется с учетом полярности подключения только N_1 ближайших электродов с каждой стороны от заданного, где $N_1 \leq 16$. Это второй шаг предлагаемой вычислительной процедуры. Практически мы используем $N_1 = 7$ для быстрого вычисления и $N_1 = 10$ для более медленного, но более точного вычисления $\sigma_n(q)$. Параметры M и M_1 в выражениях (14) и (17) выбираются равными 4 и 3 соответственно, если коэффициент металлизации электродной структуры не отклоняется значительно от величины 0,5.

На третьем этапе производится вычисление $\sigma_n(q)$ во всем интересующем диапазоне частот. Для того чтобы избежать решения электростатической задачи в каждой частотной точке, функция $\sigma_n(q)$ определяется лишь при пяти частотах $f_1 = f_{00} - \delta f_{00}$, $f_2 = f_{00} - \delta f_{00}/2$, $f_3 = f_{00}$, $f_4 = f_{00} + \delta f_{00}/2$, $f_5 = f_{00} + \delta f_{00}$, где f_{00} и δf_{00} являются базовой частотой и базовой полосой частот соответственно. Полученные величины используются для определения коэффициентов a_{nm} в разложении

$$\sigma_n(p) = a_{n0} + a_{n1}(f - f_{00}) + a_{n2}(f - f_{00})^2 + a_{n3}(f - f_{00})^3 + a_{n4}(f - f_{00})^4, \quad (19)$$

где $f_{00} - \delta f_{00} \leq f \leq f_{00} + \delta f_{00}$. Данные коэффициенты являются решениями системы линейных уравнений

$$\sigma_n(f_m) = \sum_{k=0}^4 a_{nk}(f_m - f_{00})^k, \quad m=1,2,\dots,5. \quad (20)$$

Легко показать, что эти решения имеют следующий вид:

$$a_{n0} = \sigma_n(f_3), \quad a_{n1} = (8\sigma_{n42} - \sigma_{n51})/(6\delta f_{00}), \quad (21)$$

$$a_{n2} = (16s_{n42} - s_{n51})/(6\delta f_{00}^2), \quad a_{n3} = 2(\sigma_{n51} - 2\sigma_{n42})/(3\delta f_{00}^3),$$

где $\sigma_{n42} = \sigma_n(f_4) - \sigma_n(f_2)$, $\sigma_{n51} = \sigma_n(f_5) - \sigma_n(f_1)$, $s_{n42} = \sigma_n(f_4) + \sigma_n(f_2) - 2\sigma_n(f_3)$, $s_{n51} = \sigma_n(f_5) + \sigma_n(f_1) - 2\sigma_n(f_3)$.

Величины a_{nm} и разложение (19) используются для быстрого определения $\sigma_n(q)$ в диапазоне частот. Численные эксперименты показывают, что разумные значения f_{00} и δf_{00} связаны соотношением $\delta f_{00}/f_{00} \approx 0,3-0,5$. В случае необходимости вычисления в более широком частотном диапазоне $\sigma_n(q)$ должен быть разбит на поддиапазоны с различными значениями f_{00} и δf_{00} , удовлетворяющими предыдущему соотношению.

Данная электростатическая модель, учитывающая перераспределение зарядов на электродах ВШП, дает лучшее согласие его передаточной характеристики с экспериментально измеряемой, чем традиционная модель δ -ис-

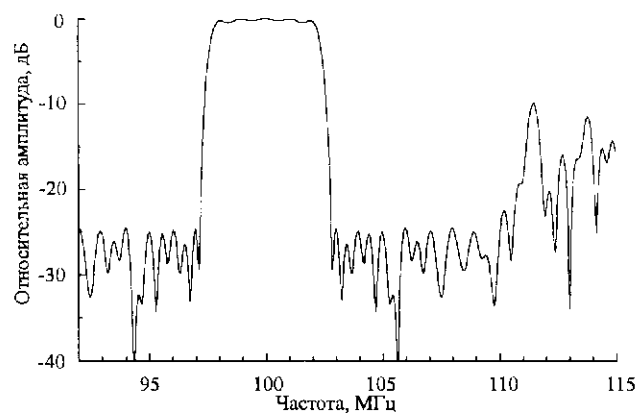


Рис. 2. Расчетный отклик ВШП, содержащего 401 электрод: полоса пропускания 4,7 %

точников. Она позволила нам сократить число промежуточных дорогостоящих фотошаблонов при проектировании и оптимизации ПАВ-фильтров.

4. Результаты. В этом разделе представлены результаты синтеза встречно-штыревых преобразователей и фильтров на ПАВ без применения аподизации (описано выше).

4.1. Эквидистантные структуры. На рис. 2 представлен пример частотного отклика отдельного ВШП, взвешенного заданием полярностей электродов. Несмотря на отсутствие аподизации, синтезирована хорошая форма частотного отклика вблизи полосы пропускания, хотя уровень дальних лепестков довольно высок.

В более узкополосном фильтре (рис. 3) удалось подавить дальние лепестки, несмотря на отсутствие аподизации в обоих ВШП. Благодаря тому что структура входного преобразователя оптимизировалась с учетом частотного отклика выходного ВШП, алгоритм добился максимального внеполосного подавления, совместив максимумы одного отклика с минимумами другого.

4.2. Неэквидистантные структуры. Как упоминалось выше, в начале процедуры проектирования ПАВ-фильтра синтезируются эквидистантные ВШП, взвешенные заданием полярностей электродов, которые являются отправной точкой для последующего процесса оптимизации положений элект-

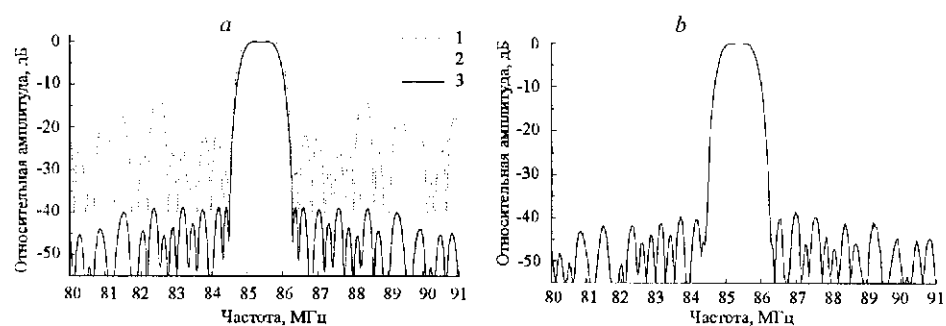


Рис. 3. Расчетный (а) и экспериментальный (б) частотные отклики фильтра, содержащего два неаподизованных ВШП длиной: 1–537 электродов, 2–122 электрода: полоса пропускания 1,2 %

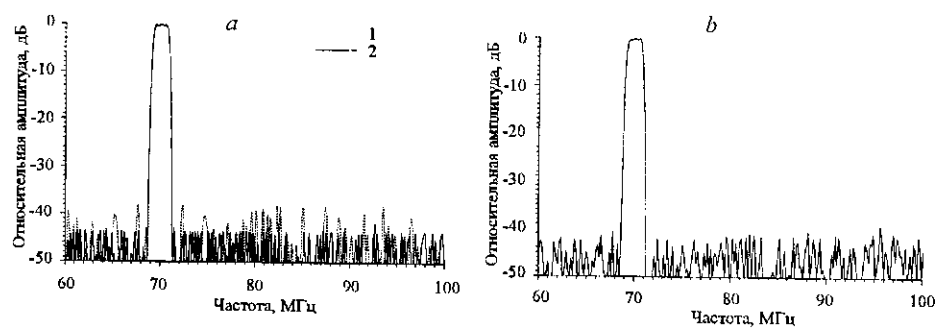


Рис. 4. Расчетный (а) и экспериментальный (б) частотные отклики ПАВ-фильтра с полосой пропускания 2,5 %: 1 – эквидистантные ВШП, 2 – неэквидистантные ВШП

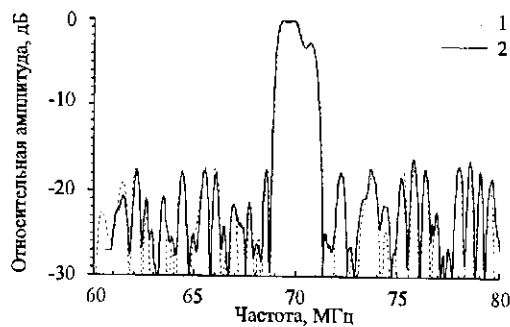


Рис. 5. Несимметричный отклик неэквидистантного неаподизованного ВШП: 1 – расчетный, 2 – экспериментальный

родов. На рис. 4, а видно, как использование неэквидистантности позволяет улучшить избирательность фильтра, оба ВШП которого без аподизации.

Использование неэквидистантных структур позволяет проектировать устройства и с более сложной формой частотного отклика (рис. 5).

Заключение. Разработаны два оригинальных оптимизационных алгоритма и уточненная модель ПАВ-источников, предназначенные для проектирования радиочастотных фильтров на поверхностных акустических волнах. Оба алгоритма оптимизируют структуры встречно-штыревых преобразователей ПАВ с постоянной длиной электродов. Первый алгоритм формирует симметричные частотные отклики эквидистантных ВШП, оптимизируя распределение полярностей электродов. Вторым алгоритмом на базе результатов работы первого синтезируются неэквидистантные ВШП, оптимизируя положение электродов. Это позволяет улучшать частотную избирательность преобразователей и формировать частотные отклики произвольной формы.

Первоначальный синтез осуществляется на базе простой модели δ -источников ПАВ, для последующего уточнения структуры неэквидистантных преобразователей используется предложенная более точная модель, учитывающая перераспределение зарядов на электродах.

При разработке широкополосных (полоса $\geq 1\%$) ПАВ-фильтров заявленные алгоритмы более эффективны, чем известные аналоги.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hartmann C. S.** Weighting interdigital surface wave transducers by selective withdrawal of electrodes // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1973. P. 423.
2. **Laker K. R., Cohen E., Szabo T. L., Pustaver J. A.** Computer-aided design of withdrawal-weighted SAW bandpass filters // IEEE Trans. 1978. CAS-25, N 5. P. 242.
3. **Танкрилл Р., Холланд М.** Фильтры на поверхностных акустических волнах // ТИИЭР. 1971. 59, № 3. С. 62.
4. **Бауск Е. В.** Оптимизация широкополосных преобразователей поверхностных акустических волн, взвешиваемых селективным удалением электродов // Радиотехника и электроника. 2000. 45, № 8. С. 1020.
5. **Bausk E. V.** Two types of uniform-beam-profile IDTs in broadband SAW filters // Proc. of 4th Intern. Symp. on Surface Waves in Solid and Layered Structures (ISSWAS-4). St. Petersburg, 1998.
6. **McCracken D. D., Dorn W. S.** Numerical methods and FORTRAN programming with application in engineering and science. New York – London – Sydney: John Wiley and Sons, Inc., 1965.
7. **Wilkinson J. H., Reinsch C.** Handbook for automatic computation. V. IV: Linear Algebra. Heidelberg – New York – Berlin: Springer-Verlag, 1971.
8. **Pissanetzky S.** Space matrix technology. London: Academic Press, Inc., 1984.
9. **Morgan D. P.** Surface-Wave Devices for Signal Processing. Amsterdam – Oxford – New York – Tokyo: ELSEVIER, 1985.
10. **Hartmann C. S., Secrets B. G.** End effects in interdigital surface wave transducers // IEEE Ultrason. Symp. 1972. P. 413.
11. **Горышник Л. Л., Кондратьев С. Н.** Возбуждение поверхностной электроакустической волны электродными преобразователями // Радиотехника и электроника. 1974. 19, № 8. С. 1719.
12. **Степура С. Г. и др.** Вычисление электрических параметров преобразователя поверхностных акустических волн // Электрон. техника. Сер. 10, Микроэлектронные известия. 1981. Вып. 5, № 5. С. 52.
13. **Крылов В. И.** Приближенное вычисление интегралов. М.: Наука, 1967.
14. **Ingebrigtsen K. A.** Surface waves in piezoelectrics // Journ. Appl. Phys. 1969. 40. P. 2681.

*Институт физики полупроводников СО РАН,
E-mail: bausk@thermo.isp.nsc.ru*

*Поступила в редакцию
20 ноября 2000 г.*