

УДК 534.284

Н. Ф. НАУМЕНКО, В. С. ОРЛОВ, В. С. БОНДАРЕНКО

**КОМПЕНСАЦИЯ ДИФРАКЦИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ  
ПРОЕКТИРОВАНИИ ФИЛЬТРОВ ПОВЕРХНОСТНЫХ  
АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН С ВЫСОКОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТЬЮ**

Достижение потенциально возможных характеристик устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ), в том числе и фильтров ПАВ, невозможно без учета вторичных эффектов, среди которых одним из наиболее важных является дифракция этих волн. Дифракция в фильтрах ПАВ начинает проявляться в частотной области с уровня  $-(35 \div 40)$  дБ относительно полосы пропускания и приводит в первую очередь к ухудшению избирательности фильтра: «заплыvанию» нулей АЧХ, повышению уровня ее боковых лепестков на 15—20 дБ и т. д. Кроме того, дифракция вызывает увеличение неравномерности АЧХ в полосе пропускания до 1—2 дБ и пульсации фазочастотной характеристики (ФЧХ) до 10—15° на краях этой полосы. Во временной области следствием дифракционных искажений является нарушение симметрии импульсной характеристики фильтра, затягивание переходных процессов и т. д. [1, 2].

Дифракционные искажения частотных и временных характеристик фильтра существенно зависят от свойств материала подложки и могут быть сведены к минимуму путем оптимального выбора материала и среза монокристалла [3]. Однако подложка должна иметь не только минимальную дифракционную расходимость, но и удовлетворять ряду других, не менее важных требований, в частности обеспечивать высокую температурную стабильность акустических характеристик, заданное значение коэффициента электромеханической связи, низкий уровень возбуждения паразитных объемных акустических волн (ОАВ) и т. д. Поэтому при выборе материала подложки для конкретного фильтра ПАВ руководствуются, как правило, одним из перечисленных требований, наиболее существенным для реализации его заданных параметров. Остальные эффекты, в том числе и дифракцию, можно минимизировать с помощью специальных конструктивных или расчетно-аналитических методов.

Поскольку не существует конструкций преобразователей, полностью свободных от влияния дифракции ПАВ, то расчетно-аналитические методы компенсации дифракционных искажений имеют большое значение.

В настоящей работе влияние дифракции ПАВ на АЧХ фильтра рассматривалось на примере традиционной для него структуры, образованной аподизованным встречно-штыревым преобразователем

(ВШП) 1 и неаподизованным ВШП 2. Для подложки фильтра использовался «параболический» [3] материал, например кварц ST-среза, обладающий термостабильными свойствами.

Для уменьшения влияния дифракции на частотные характеристики фильтра применялся расчетно-аналитический метод компенсации дифракционных искажений на центральной частоте, основанный на результатах работы [4]. Использовался конкретный алгоритм, реализующий этот метод для фильтров как с симметричными, так и несимметричными АЧХ.

Как известно, метод компенсации дифракционных искажений состоит в коррекции весовых коэффициентов  $a_n$  ( $n=1, 2, \dots, A$ , где  $A$  — число пар электродов) аподизованного ВШП 1, определяемых амплитудой импульсной характеристики преобразователя в соответствующие моменты времени  $t_n$  (амплитудная коррекция), а также в изменении временных отсчетов  $t_n$  (фазовая коррекция).

Для определенности будем считать излучающим неаподизованный ВШП 2, хотя все выводы, сделанные для него, будут справедливы и для случая, когда излучающим является аподизованный ВШП 1. Амплитуда и фаза акустического сигнала, принятого  $n$ -й парой электродов ВШП 1, с учетом дифракции определяются координатами данной пары  $Y_{1n}$  и  $Y_{2n}$  по оси  $Y$ , или границами области ее перекрытия (см. рис.1), а также координатой пары электродов по оси  $Z$ . Так как каждый из электродов ВШП 1 участвует в формировании двух линейных приемников сигнала, то одна из координат всегда является общей для двух соседних пар электродов. Таким образом, коррекция  $t_n$  и  $a_n$  должна осуществляться одновременно с расчетом координат  $Y_{1n}$  и  $Y_{2n}$ , что особенно важно при проектировании фильтров ПАВ с несимметричными АЧХ, например фильтров для телевизионных приемников.

В этом случае синфазная  $h_c(t_n)$  и ортогональная  $h_s(t_n)$  составляющие импульсной характеристики  $h(t_n)$  могут быть реализованы в структуре со сдвоенными электродами, сдвинутыми друг относительно друга на  $\lambda/4$ , где  $\lambda$  — длина волны на средней частоте  $f_0$  [5]. Из рис. 1 для этого случая видно, что  $(k+1)$ -й электрод, расположенный снизу, является пассивным при формировании  $h_c(t_n)$  и активным при формировании  $h_s(t_n)$ . Очевидно, что области малых перекрытий для электродных пар, реализующих ортогональную составляющую импульсной характеристики, могут быть полностью расположены на периферии пучка ПАВ, где профиль волны испытывает наибольшие искажения. Предлагаемый алгоритм позволяет учесть смещение линейного приемника сигнала относительно центральной оси пучка ПАВ, излучаемого неаподизованным ВШП 2.

Исходными данными для расчета являются чередующиеся коэффициенты  $a_c(n)$  и  $a_s(n)$ , соответствующие синфазной  $h_c(t_n)$  и ортогональной  $h_s(t_n)$  составляющим нормированной импульсной характеристики  $h(t_n)$  аподизованного ВШП 1, полученной по модели  $\delta$ -источников [3, 5], средняя частота фильтра  $f_0$ , апертуры  $W_a$  аподизованного ВШП 1 и  $W_n$  неаподизованного ВШП 2. Кроме того, используются следующие характеристики материала подложки и структуры: фазовая скорость  $v_f$ , коэффициент электромеханической связи  $k_s$  параметр анизотропии  $\gamma$ , число электродов  $A_a$  и  $A_n$  соответственно в ВШП 1 и ВШП 2. Для фильтра с симметричной АЧХ и линейной или нулевой ФЧХ ортогональная составляющая  $h_s(t_n)$  импульсной характеристики отсутствует и  $a_s(n) \equiv 0$ .

Коррекция топологии аподизованного ВШП 1 осуществлялась последовательно влево ( $k = -1, -2, \dots, -(A-1)$ ) и вправо ( $k = 1, 2, \dots, (A-1)$ ) от центральной пары электродов, для которой перекрытие  $W_a = |Y_{2_0} - Y_{1_0}|$  и координата по оси  $Z$  остаются неизменными.

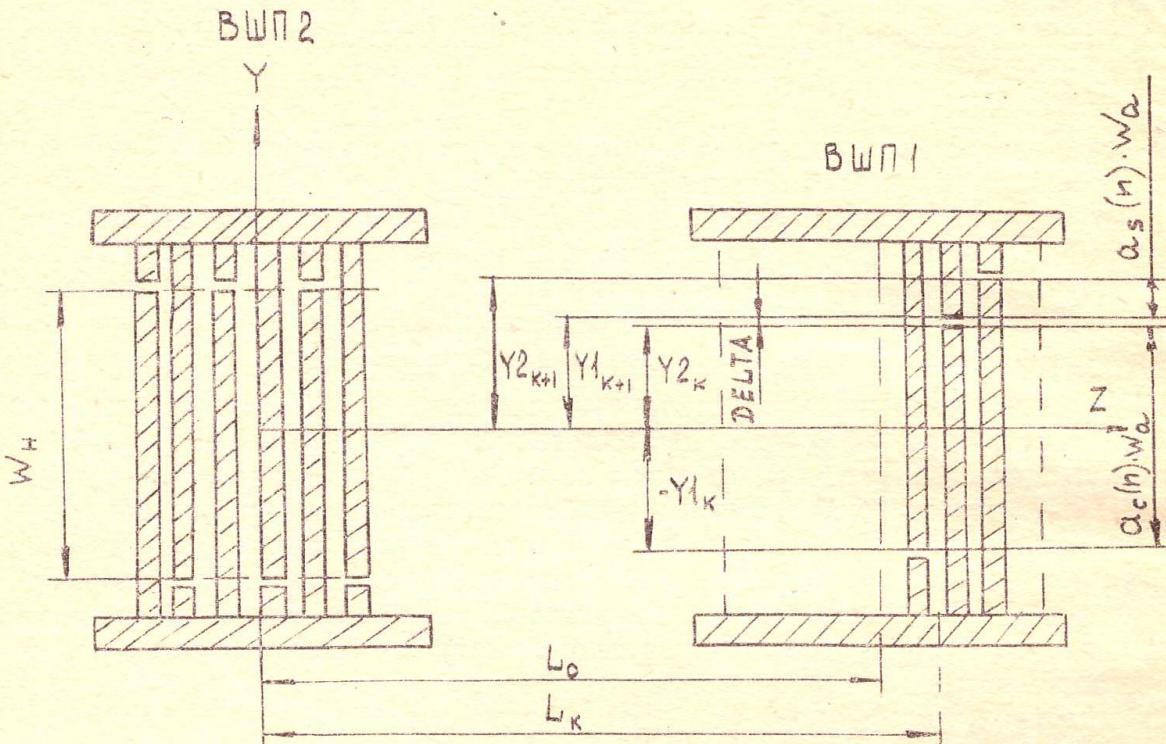


Рис. 1. К определению весовых координат  $Y_1$  и  $Y_2$  электродов аподизированного ВШП

Расчет топологии аподизированного ВШП 1 с одновременной компенсацией дифракции ведется для каждой пары электродов в приводимой ниже последовательности.

Сначала определяется расстояние  $L_k$  от центра неаподизированного ВШП 2 до  $k$ -й пары электродов ВШП 1

$$L_k = L_0 + k \lambda / 4 + \lambda / 8 \operatorname{sign}(k),$$

где  $L_0$  — расстояние между центрами преобразователей.

Вычисляются координаты  $Y_{1_k}$  и  $Y_{2_k}$  по оси  $Y$  для этой пары (см. рис. 1)

$$Y_{1_k} = Y_{2_{k-1}} + I \cdot \Delta\text{ELTA};$$

$$Y_{2_k} = Y_{1_k} + h_k W_a,$$

где  $h_k$  — чередующиеся через один весовые коэффициенты  $a_c(a)$  и  $a_s(n)$  ( $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(A_a - 1)/2$ );  $I = (-1)^n$ ;  $\Delta\text{ELTA}$  — расстояние между пассивной и активной частями электродов.

Координаты определяются относительно центральной оси пучка, которая совпадает с осью  $Z$ .

Коррекция топологии аподизованного ВШП 1 осуществлялась последовательно влево ( $k = -1, -2, \dots, -(A - 1)$ ) и вправо ( $k = 1, 2, \dots, (A - 1)$ ) от центральной пары электродов, для которой перекрытие  $W_a = |Y_{2_0} - Y_{1_0}|$  и координата по оси  $Z$  остаются неизменными.

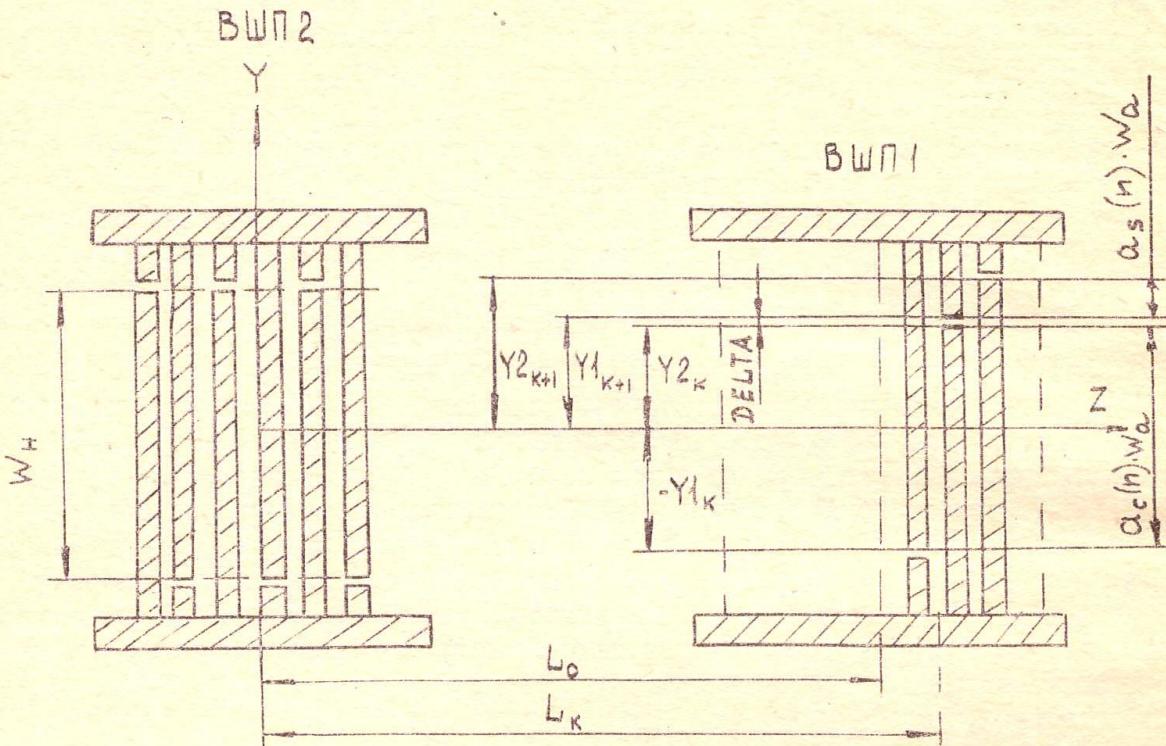


Рис. 1. К определению весовых координат  $Y_1$  и  $Y_2$  электродов аподизированного ВШП

Расчет топологии аподизированного ВШП 1 с одновременной компенсацией дифракции ведется для каждой пары электродов в приводимой ниже последовательности.

Сначала определяется расстояние  $L_k$  от центра неаподизированного ВШП 2 до  $k$ -й пары электродов ВШП 1

$$L_k = L_0 + k\lambda/4 + \lambda/8 \operatorname{sign}(k),$$

где  $L_0$  — расстояние между центрами преобразователей.

Вычисляются координаты  $Y_{1_k}$  и  $Y_{2_k}$  по оси  $Y$  для этой пары (см. рис. 1)

$$Y_{1_k} = Y_{2_{k-1}} + I \cdot \text{DELTA};$$

$$Y_{2_k} = Y_{1_k} + h_k W_a,$$

где  $h_k$  — чередующиеся через один весовые коэффициенты  $a_c(a)$  и  $a_s(n)$  ( $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(A_a - 1)/2$ );  $I = (-1)^n$ ;  $\text{DELTA}$  — расстояние между пассивной и активной частями электродов.

Координаты определяются относительно центральной оси пучка, которая совпадает с осью  $Z$ .

Находится комплексная амплитуда сигнала, детектируемого  $k$ -й парой электродов, с учетом дифракции

$$\dot{U}_k^d = \alpha [E(-\psi_2) - E(-\psi_1) - E(-\theta_2) + E(-\theta_1)],$$

где

$$E(y) = \frac{1}{V^{2\pi}} \int_0^y \frac{dx}{Vx} \int_0^x \frac{\exp(it)}{Vt} dt$$

— интеграл Френеля второго порядка, который может быть вычислен с помощью полиномов [6];

$$\psi_{1,2} = (Y_{1,2} + W_h/2)/(\lambda \alpha);$$

$$\theta_{1,2} = (Y_{1,2} - W_h/2)/(\lambda \alpha);$$

$$\alpha = (|1 + \gamma| L_k \lambda)^{1/2} / (V^\pi W_h).$$

Находят амплитуда  $u_k^d$  и фаза  $\varphi_k^d$  сигнала  $\dot{U}_k^d$ . Весовой коэффициент  $h_k^d$  с учетом дифракции определяется с помощью нормировки полученной амплитуды по формуле

$$h_k = u_k^d / u_{\max}^d,$$

где  $u_{\max}^d$  — максимальная амплитуда. Фаза сигнала с максимальной амплитудой принимается нулевой.

Если  $h_k^d \neq h_k$ , то за счет коррекции  $Y_{2k}$  изменяется амплитуда сигнала. Его фаза должна быть равной  $\pi \cdot n$  для электродных пар, реализующих синфазные  $a_c(n)$  коэффициенты импульсной характеристики, и  $\pi \cdot (n+1/2)$  — для реализующих ортогональные коэффициенты. Это достигается изменением расстояний  $L_k$ .

Процесс корректировки  $L_k$  и  $Y_{2k}$  для каждой пары электродов прекращается при получении заданных значений амплитуды и фазы сигнала с приемлемой точностью либо в том случае, если дальнейшие итерации не приводят к улучшению результата. Затем переходят к следующей паре электродов.

Эффективность описанной методики компенсации дифракционных искажений проверялась на примере фильтра ПАВ, имеющего подложку из термостабильного кварца *ST*-среза. Параметр анизотропии, характеризующий величину дифракционных искажений для этого среза, равен  $\gamma=0,378$  [3].

Аподизованный ВШП 1 содержал  $A_a=151$  электрод, а неаподизованный ВШП 2 —  $A_h=27$  электродов. Электроды обоих преобразователей выполнялись сдвоенными для уменьшения уровня сигналов многократного отражения от них. Апертуры преобразователей выбирались равными  $W_a=W_h=6,0$  мм, а расстояние между ближними краями ВШП 1 и ВШП 2 составило 5 мм.

На рис. 2 представлены АЧХ фильтра, топология которого корректировалась по приведенному алгоритму. Из рис. 2,а видно, что вследствие дифракционных искажений расчетный уровень боковых лепестков изменился с  $-76$  до  $-58$  дБ, то есть вырос на 18 дБ, а экспериментальный — до  $-62$  дБ в низкочастотной области и до  $-53$  дБ в высокочастотной области, то есть на 20—25 дБ отличается от резуль-

татов, полученных по модели  $\delta$ -источников без учета дифракции. Компенсация дифракционных искажений с применением «параболическо-

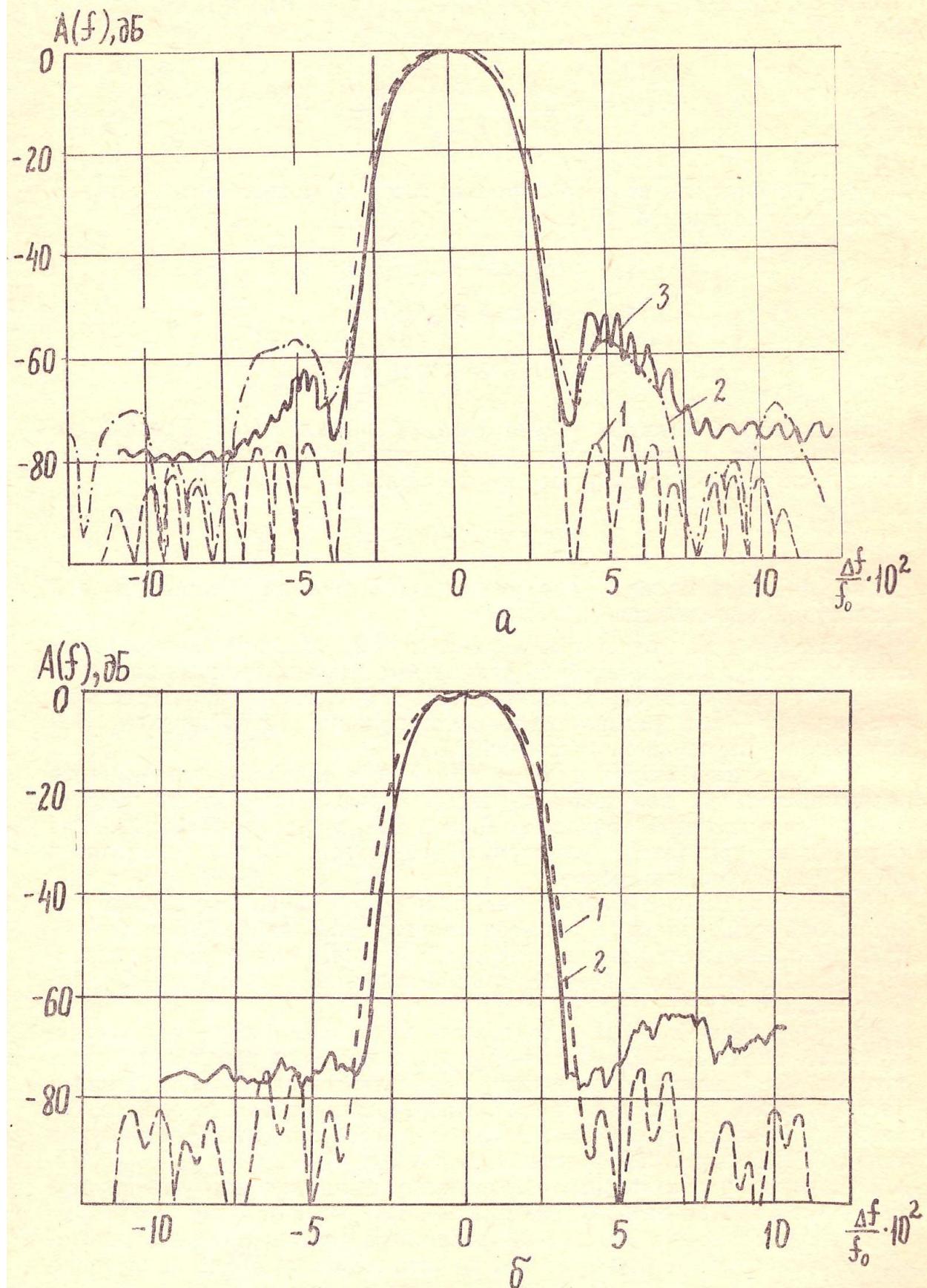


Рис. 2. Расчетные и экспериментальные АЧХ фильтра: а — без компенсации дифракции: 1 — без учета дифракции (расчет); 2 — с учетом дифракции (расчет); 3 — экспериментальная АЧХ; б — с компенсацией дифракции: 1 — расчет; 2 — эксперимент

го» приближения для зависимости скорости ПАВ от направления ее распространения позволила уменьшить эту разницу до 5—8 дБ (рис. 2,а), что говорит о приемлемости указанного приближения для используемого материала подложки.

В результате применения только амплитудной коррекции топологии путем изменения длины электродов аподизированного ВШП 1 по рассмотренной методике удалось уменьшить уровень боковых лепестков до —72 дБ в низкочастотной области и до —64 дБ в высокочастотной области (рис. 2,б), что приемлемо для большинства реальных устройств. При этом расчетные и экспериментальные результаты практически совпали в низкочастотной области и отличаются на 9—10 дБ в высокочастотной. Последнее связано с возбуждением и распространением вблизи поверхности подложки паразитной медленной сдвиговой ОАВ на частоте  $1,05 f_0$ . Паразитные полосы пропускания наблюдались также на частотах  $1,6 f_0$  и  $1,8 f_0$ , что обусловлено соответственно возбуждением быстрой сдвиговой и продольной мод ОАВ.

Время расчета топологии и компенсации дифракционных искажений при использовании полиномов для вычисления интегралов Френеля сократилось в 40—50 раз по сравнению с прямым численным интегрированием [6] и при заданной погрешности результатов  $\varepsilon = |h_k^d - h_k| < 0,001$  составило для ЭВМ БЭСМ-6 около 1 мин.

Однако рассмотренная методика не позволяет добиться полной компенсации дифракционных искажений АЧХ, так как коррекция амплитуды и фазы сигнала ведется только на одной частоте и не учитывается ненулевая протяженность излучающего ВШП 2. Кроме того, осуществление фазовой коррекции путем изменения положения электродов хотя и возможно по рассмотренной методике, но связано с рядом технологических трудностей, особенно для высоких частот. Существенную ошибку в расчет топологии фильтра может внести «непарabolичность» материала подложки для ПАВ.

Таким образом, описанная методика рекомендуется для проектирования фильтров ПАВ с затуханием в полосе заграждения около 60—65 дБ, что удовлетворяет реальным требованиям в подавляющем большинстве случаев.

При необходимости дальнейшего повышения избирательности фильтров ПАВ можно использовать метод компенсации дифракционных искажений в широкой полосе частот [7]. Для «непарabolических» материалов профиль пучка ПАВ можно вычислять с помощью точного численного метода углового спектра плоских волн [2] или с применением функций Грина [8]. Однако при этом резко возрастает стоимость проектирования фильтров из-за увеличения в несколько раз затрат машинного времени.

## Выводы

1. Предложена методика расчета топологии аподизированного ВШП с симметричной и несимметричной АЧХ.
2. Описан алгоритм расчета и компенсации дифракционных искажений в фильтре ПАВ. Алгоритм использует параболическое приближение зависимости скорости ПАВ от направления ее распространения для расчета профиля ПАВ и позволяет компенсировать дифракционные искажения путем амплитудной и фазовой коррекции топологии аподизированных ВШП, обладающих как симметричной, так и несимметричной АЧХ.

3. Применение предложенного алгоритма обеспечивает подавление боковых лепестков в АЧХ фильтра до —(60—65) дБ при приемлемых затратах машинного времени, что удовлетворяет большинству практических случаев.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Адхамов А. А., Шкляр А. Н., Бондаренко В. С., Слуцкий А. М., Орлов В. С. Дифракционные эффекты при распространении поверхностных акустических волн в кристаллических подложках из  $\text{LiNbO}_3$ . — Физика твердого тела, 1981. т. 23, № 6, с. 1689—1693.
2. Бондаренко В. С., Редкобородый Ю. П., Орлов В. С. Влияние дифракции поверхностных акустических волн на характеристики акустоэлектронных устройств.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1977, вып. 11, с. 160—165.
3. Фильтры на поверхностных акустических волнах. Расчет, технология и применение. Под ред. Мэттьюза Г. М.: Мир, 1981.
4. Szabo T. L. Slobodnick A. J. H. Diffraction Compensation in Periodic, Apodized Filters—IEEE Trans. Sonics Ultrason. 1974, v. 21, №2, p. 114—119.
5. Орлов В. С., Бондаренко В. С. и др. Фильтры поверхностных акустических волн для телевизионных приемников.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ, 1978, вып. 8, с. 119—129.
6. Repetto D. A Numerical Technique for SAW Diffraction Simulation—IEEE Trans Microwave Theory Techn., 1978 v. 26, p. 288—294.
7. Savage E. V. Mattheei G. L. Compensation for Diffraction in SAW Filters 1979 Ultrason. Symp. Proc., New Orlean, p. 527—532.
8. Rahn J. P. Diffraction Effects from very Narrow surface Wave Transducers—IEEE Trans. Sonics Ultrason, v. 25, № 1, p. 55—57.

Статья поступила в редакцию 14 января 1982 г.