

УДК 621.372.54 : 534

*В. С. ОРЛОВ, В. С. БОНДАРЕНКО, В. И. РЕЧИЦКИЙ,  
Л. В. ОРЛОВА, Н. Ф. НАУМЕНКО*

**АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МНОГОКРАТНЫХ ОТРАЖЕНИЙ  
И СИГНАЛОВ ТРОЙНОГО ПРОХОЖДЕНИЯ НА ВЫХОДНЫЕ  
ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ  
ВОЛН**

Выводятся уравнения для расчета передаточной функции фильтров поверхностных акустических волн с учетом многократных отражений, обусловленных масс-электрической нагрузкой и обратным пьезоэффектом. Анализируется влияние сигналов многократного прохождения на частотные характеристики таких фильтров.

Благодаря своим высоким электрическим и эксплуатационным параметрам фильтры поверхностных акустических волн (ПАВ) уже нашли применение в технике связи [1], телевидении [2] и т. д. Однако широкое использование фильтров ПАВ в современных радиотехнических системах, например радиолокационных, сдерживается в ряде случаев из-за сравнительно высокого уровня ложных сигналов [3], достигающего в лучших образцах фильтров лишь величины  $a_{le} = -(40 \div 45)$  дБ [1], а также пульсаций амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик, составляющих соответственно  $\delta a = \pm(0,1 \div 0,5)$  дБ и  $\delta\varphi = \pm(0,5 \div 2)$ ° [1].

Причиной возникновения ложных сигналов и ухудшения частотных характеристик фильтров является ряд эффектов второго порядка, возникающих при возбуждении и распространении ПАВ в пьезоэлектриках.

Большинство эффектов второго порядка, влияющих на характеристики фильтров, можно разделить на четыре группы. Эффекты первой группы обусловлены в основном свойствами материала звукопровода. К этой группе относятся генерация паразитных объемных акустических волн, дифракция ПАВ, многократные их отражения от краев электродов и дисперсия, краевые эффекты, взаимодействие соседних электродов между собой.

Эффекты второй группы зависят главным образом от конструкции встречно-штыревых преобразователей (ВШП), звукопровода и фильтра в целом. Это сигналы многократного прохождения, отражения от краев звукопроводов, фазовые искажения из-за разности скоростей ПАВ в центральной и периферийных областях ВШП, паразитные электростатические и электромагнитные связи входных и выходных ВШП, влияние цепей согласования.

К эффектам третьей группы относятся искажения характеристик фильтров, связанные с ошибками их изготовления: погрешностью ори-

ентации ВШП и звукопроводов относительно друг друга и кристаллографических осей, неточностью геометрических размеров электродов, разбросом физических свойств металлических покрытий и др.

Эффекты четвертой группы обусловлены влиянием на работу фильтров внешних дестабилизирующих факторов: температуры, давления, влаги, радиации и т. д.

Наибольшее влияние на выходные параметры фильтров ПАВ, особенно узкополосных, оказывают эффекты первой и второй группы [5], а среди них — многократные отражения и сигналы многократного прохождения. Поэтому в настоящей работе анализируются искажения частотных и временных характеристик фильтров, обусловленные наличием этих эффектов.

Звукопровод является линией передачи с акустическим сопротивлением  $Z_f$ , а наличие электродов ВШП на его поверхности изменяет акустическое сопротивление линии до величины  $Z_e$ , образуя неоднородности на пути распространения ПАВ и вызывая ее частичное отражение. Неоднородности возникают вследствие двух причин: массовой нагрузки и короткого замыкания электрических полей электродами на поверхности звукопровода. Коэффициент отражения от каждой кромки электрода вследствие масс-электрической нагрузки имеет вид [4]

$$\Psi_m = \left( \frac{g - 1}{g + 1} \right)^2, \quad (1)$$

где

$$g = Z_f/Z_e \approx 1 + \frac{1}{2} k_s^2 - \gamma_g \cdot \tau_g \cdot \omega / V_f;$$

$V_f$  — скорость ПАВ на свободной поверхности;

$k_s$  — коэффициент электромеханической связи;

$\gamma_g$  — коэффициент дисперсии ПАВ под металлической пленкой толщиной  $\tau_g$ ;

$\omega$  — текущая частота.

Отражения вследствие масс-электрической нагрузки определяются только свойствами материалов звукопровода и электродов ВШП, а не режимом нагрузки ВШП. Из зависимости, показанной на рис. 1, видно, что, например, при использовании в качестве материала для электродов серебра коэффициент отражения  $\Psi_m$  резко возрастает с увеличением толщины  $\tau_g$  электродов даже для звукопроводов из кварца. Это обстоятельство обусловлено высокими дисперсионными свойствами серебряного покрытия; при использовании в качестве материала для электродов алюминия отражения значительно меньше.

Другой причиной многократных отражений от электродов является обратный пьезоэффект, так как при поступлении ПАВ на электродах ВШП возникает электрическое напряжение, приводящее к генерации вторичной волны, в свою очередь наводящей напряжение на электродах и т. д. При этом регенерированная волна распространяется в прямом и обратном направлениях. Отражения вследствие обратного пьезоэффекта подробно рассмотрены в работе [5] на основе анализа распределения электрических полей в ВШП, который приводит к весьма сложным зависимостям. Используя результаты этой работы, удалось получить простое выражение для коэффициента отражений вследствие обратного пьезоэффекта в виде

$$\Psi_n \approx \frac{\pi}{2} k_s^2 r(d_n), \quad (2)$$

где

$$r(d_n) = \frac{1}{2} \left\{ \left[ \cos \left( \pi \frac{d_n}{2} \right) \right]^2 - \exp [-9d_n(1 - 0,6d_n)] \right\};$$

$d_n = b_n/L_n$  — отношение ширины электрода к полупериоду ВШП.

Отражения вследствие обратного пьезоэфекта достигают своего максимального значения при  $d_n = 0,2 \div 0,3$  независимо от используемого

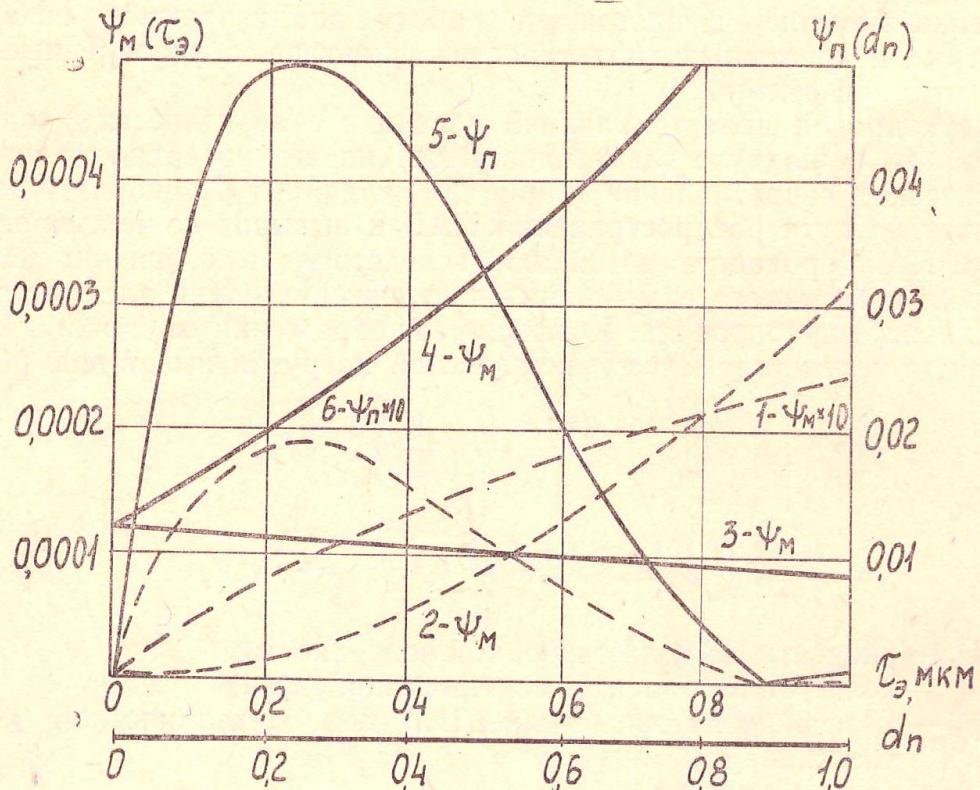


Рис. 1. Зависимость коэффициентов отражения от толщины  $t_3$ , металлического покрытия и соотношения  $d_n$  электрод-полупериод ВШП:  
 1 —  $\text{SiO}_2-\text{Al}$ ; 2 —  $\text{SiO}_2-\text{Ag}$ ; 3 —  $\text{LiNbO}_3-\text{Al}$ ; 4 —  $\text{LiNbO}_3-\text{Ag}$ ;  
 5 —  $\text{LiNbO}_3-\text{Ag}$ ,  $d_n = 0,5$ ; 6 —  $\text{SiO}_2-\text{Al}$ ,  $d_n = 0,5$ .

пьезоэлектрика (рис. 2). В результате суммарный коэффициент отражений от кромки будет  $\Phi_c = \Psi_m + \Psi_n$ , причем обычно  $\Psi_n \gg \Psi_m$ .

Волна  $e^{-i\omega t}$ , идущая в прямом направлении  $x$ , попадает на ближний край  $n$ -го электрода и образует отраженную волну, которую можно

представить в виде:  $-\Psi_c \cdot e^{i\frac{\omega}{V_3}(x_n - b_n)} \cdot e^{-i\frac{\omega}{V_3}(x - x_n) - i\omega t}$ , где  $x_n = V_3 \cdot t_n$ . Поскольку  $\Psi_c \ll 1$ , то большая часть волны доходит до второго края электрода и возникает вторая отраженная волна, представляющая в

виде:  $+ \Psi_c \cdot e^{i\frac{\omega}{V_3}(x_n + b_n)} \cdot e^{-i\frac{\omega}{V_3}(x - x_n) - i\omega t}$ . Рассматривая  $n$ -й электрод как единый отражающий центр, расположенный в точке  $x = x_n$ , получаем суммарную отраженную от него волну:  $i\Psi_c \cos \left( \frac{\omega}{V_3} x_n \right) \times$

$\times \sin \left( \frac{\omega}{V_3} \cdot b_n \right) e^{i\omega t} = i\Psi_n e^{i\omega t}$ . Аналогичные выражения можно получить

и для волны, излучаемой в обратном направлении —  $x$ . На рис. 2 показаны зависимости полного коэффициента отражения  $\psi_n$  от соотношения электрод/полупериод и частоты. Максимальное значение  $\psi_n$  достигается при  $d_n = 0,35 \div 0,45$ . На частоте синхронизма ( $f/f_0 = 1$ ) отражения максимальны при  $d_n = 0,5$  и равны нулю при  $d_n = 0,25$ .

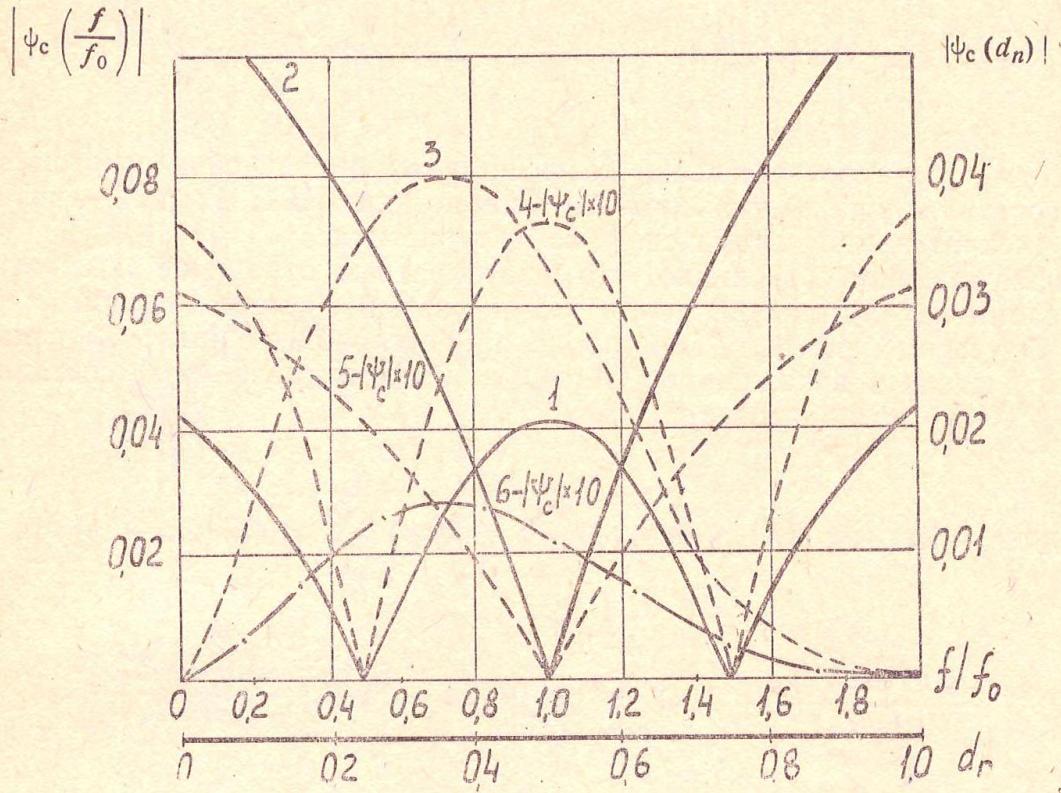


Рис. 2. Зависимость суммарного коэффициента отражения  $\psi_c$  от  $d_n$  и частоты  $|ψ_c(f/f_0)|$ : 1 —  $\text{LiNbO}_3$ ,  $d_n = 0,5$ ; 2 —  $\text{LiNbO}_3$ ,  $d_n = 0,25$ ; 3 —  $\text{SiO}_2$ ,  $d_n = 0,5$ ; 4 —  $\text{SiO}_2$ ,  $d_n = 0,25$ ; 5 —  $\text{LiNbO}_3$ ,  $f/f_0 = 1$ ; 6 —  $\text{SiO}_2$ ,  $f/f_0 = 1$ .

Таким образом, волна, излучаемая аподизованным ВШП в прямом направлении, равна сумме всех прямых волн, излучаемых каждым  $n$ -м электродом, плюс сумма прямых волн, отраженных от последующих  $A-1-n$  электродов, и плюс сумма обратных волн, отраженных от предыдущих  $n-1$  электродов, то есть

$$A(x_n) = a_n \left\{ e^{i \frac{\omega}{V_s}} + i \psi_n \left[ \sum_{m=0}^{n-1} e^{i \frac{\omega}{V_s} (x_n - 2x_m)} + \sum_{l=1}^{A-1-n} e^{-i \frac{\omega}{V_s} (x_n - 2x_l)} \right] \right\}, \quad (3)$$

где  $a_n$  — коэффициенты импульсной характеристики ВШП [2].

При выводе уравнения (3) полагалось, что расхождения пучка ПАВ при ее распространении и отражении не происходит и полный коэффициент отражения  $\psi_n$  одинаков по всей длине электродов.

Представляя передаточную функцию эквидистантного ВШП как сумму действительной  $R(\omega)$  и мнимой  $J(\omega)$  частей, получим с учетом многократных отражений выражение для нее

$$H(i\omega)_M = \sum_{n=1}^{A-1} a_n \left\{ \cos(\omega n T_0) - \psi_n \sum_{m=0}^{n-1} \sin[\omega T_0(n-2m)] + \right.$$

$$\begin{aligned}
 & + \psi_n \sum_{l=n}^{A-1} \sin [\omega T_0 (n - 2l)] \Big\} + i \sum_{n=1}^{A-1} \beta_n \left\{ \sin (\omega n T_0) - \right. \\
 & \left. - \psi_n \sum_{m=0}^{n-1} \cos [\omega T_0 (n - 2m)] + \psi_n \sum_{l=n}^{A-1} \cos [\omega T_0 (n - 2l)] \right\}, \quad (4)
 \end{aligned}$$

где  $\alpha_n, \beta_n$  — соответственно коэффициенты синфазной и ортогональной составляющих импульсной характеристики ВШП [2];  $T_0$  — интервал дискретизации импульсной характеристики.

Из уравнения (4) видно, что многократные отражения вызывают пульсации как амплитуды  $A(\omega)$ , так и фазы  $\theta(\omega)$  передаточной функции. С учетом, что  $\psi_n \ll 1$ , и проделав несложные преобразования, можно выделить искаженную  $\delta A(\omega)_n$  и неискаженную  $A(\omega)$  составляющие АЧХ преобразователя

$$\begin{aligned}
 A(\omega)_n = A(\omega) + \delta A(\omega)_n \approx A(\omega) - \psi_n \left\{ R(\omega) \sum_{n=1}^{A-1} \sin [\omega (2n - 1)] \times \right. \\
 \times \frac{\sin (\omega n T_0)}{\sin (\omega T_0)} + I(\omega) \sum_{n=1}^{A-1} \cos [\omega (2n - 1) T_0] \frac{\sin (\omega n T_0)}{\sin (\omega T_0)}. \quad (5)
 \end{aligned}$$

Многократные отражения приводят к пульсациям АЧХ в полосе пропускания до  $\delta a = 6$  дБ, заплыvанию нулей АЧХ и увеличению ее некоторых боковых лепестков, затягиванию переходных процессов и появлению паразитных временных откликов, причем последние существенно искажают боковые лепестки импульсной характеристики преобразователя. Это видно из рис. 3, на котором показаны АЧХ и огибающая импульсной характеристики телевизионного фильтра со звукопроводом из ниобата лития и двумя идентичными ВШП, содержащими по  $A = 80$  электродов из пленки серебра толщиной  $\tau_s = 5000 \text{ \AA}$ . Одним из простых средств уменьшения многократных отражений является короткое замыкание пассивных электродов ВШП (рис. 3, б, пунктир) и использование расщепленных электродов (рис. 3, б, штрих-пунктир), что соответствует  $d_n = 0,25$ . Однако при расщепленных электродах отражения уничтожаются только на резонансной частоте  $\omega_0$ , на других же частотах отражения резко возрастают, что указывает на недостаточную эффективность использования расщепленных электродов.

Методом, эффективным в широкой полосе частот, является, очевидно, проектирование фильтров ПАВ с пульсациями передаточной функции, противофазными ее пульсациям из-за отражений.

В результате отражений от краев электродов и несогласованности фильтра с внешними нагрузками возникают волны, отраженные от ВШП и многократно проходящие между ними. Величина отражений, обусловленных взаимодействием сигнала с электрической нагрузкой, в ряде случаев превышает многократные отражения от электродов, даже при использовании в качестве материала звукопровода слабых пьезоэлектриков, а наибольшие искажения характеристик фильтров ПАВ вызывают сигналы тройного прохождения, отраженные сначала

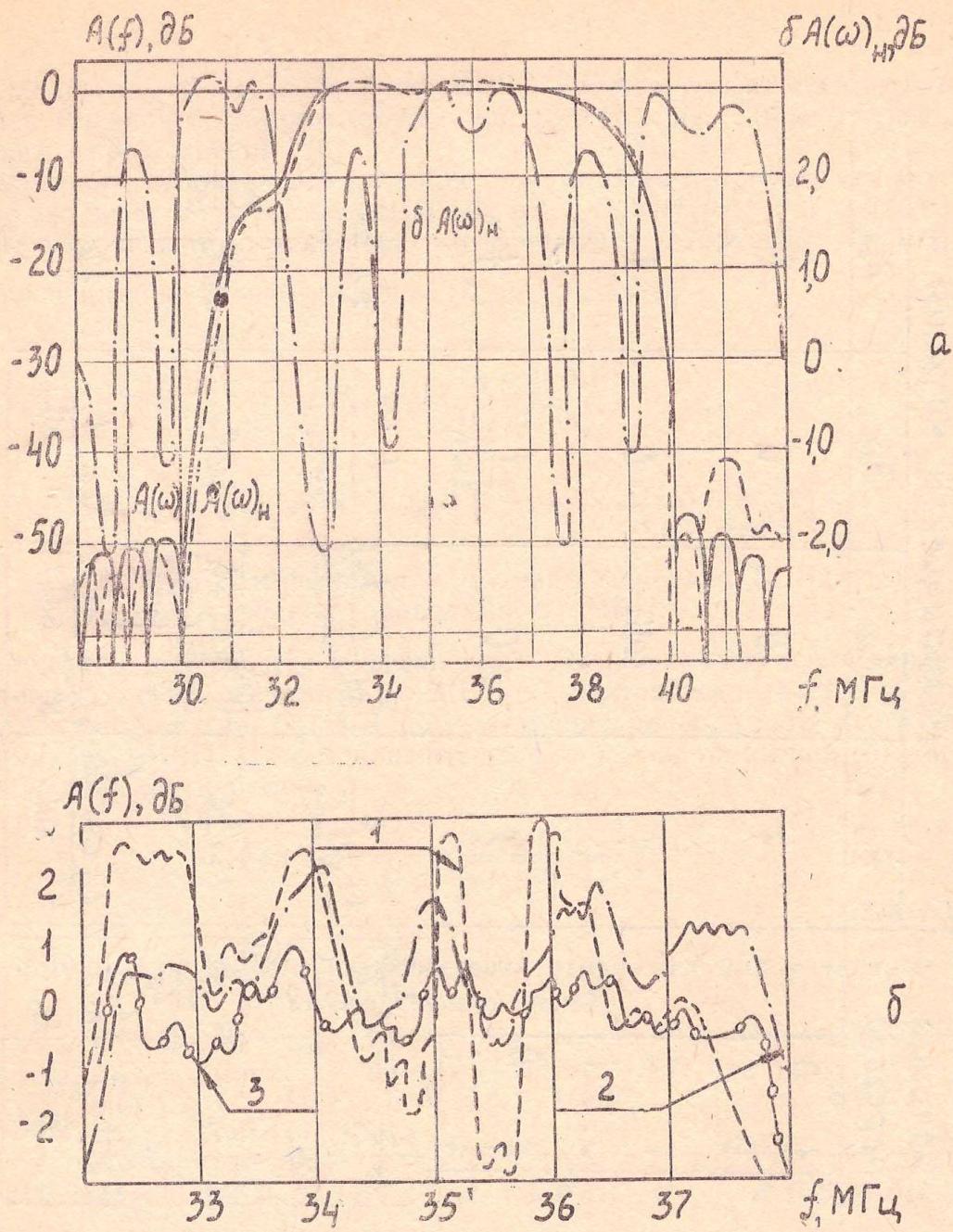


Рис. 3. Частотные и временные характеристики фильтра с учетом многочленных отражений: а — расчетные искаженная  $A(\omega)_d$  и неискаженная  $A(\omega)$  АЧХ; б — экспериментальная АЧХ в полосе пропускания; в — экспериментальная импульсная характеристика; 1 — электроды одиночные пассивные не заземлены; 2 — электроды одиночные пассивные заземлены; 3 — электроды расщепленные пассивные заземлены.

Таблица 1

Согласующая цепь	Матрица перехода	Коэффициенты матрицы		
		$A_{11}$	$A_{12}$	$A_{21}$
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	1	0	0
	$\begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	1	$i\omega L$	-1
	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	1	$i\omega L$	1
	$\begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Z} \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix}$	1	0	$\frac{1}{i\omega L}$
	$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \cdot Z_3 \\ Z_1 \cdot Z_2 & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\omega^2 L_1 C_1}$	$i[\omega L_2 \frac{1}{\omega C_1} - \frac{\omega_2}{\omega_1 C_1}]$	$\frac{1}{i\omega L_1}$
	$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \cdot Z_3 \\ Z_1 \cdot Z_2 & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{bmatrix}$	$1 + \frac{C_2}{C_1}$	$i[\omega L_1 \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_1 C_2} + \frac{C_2 \omega_1}{C_1 \omega_2} \frac{C_1 \cdot \omega_2}{C_1 \cdot C_3}]$	$i\omega C_2$
	$\begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 \cdot Z_3 \\ Z_1 \cdot Z_2 & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{bmatrix}$	$1 + \frac{1}{K} \left( 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right)$	$\frac{1}{K} \left( \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) + \frac{1}{K} \left( \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right)$	$\pm K \cdot \frac{1}{i\omega L_2}$
	$\begin{bmatrix} 1 & Z_1 \\ Z_1 & 1 \end{bmatrix}$	$\pm K \cdot \frac{1}{Z_2}$	$\pm K$	$\pm K$

от выходного, а затем от входного ВШП. Уровень других сигналов, например пятикратного прохождения, составляет менее 0,37% от сигнала тройного прохождения [6].

Пренебрегая отражением от краев электродов и приняв, что активная проводимость излучения ВШП  $G_a(\omega) = G_0 2 |H(i\omega)|^2 = G_0 2 A(\omega)$  [7], можно получить выражение для коэффициента отражения от ВШП, нагруженного на сопротивление  $R_h = \frac{1}{G_h}$ , в виде

$$T_t(\omega) = \frac{G_0}{G_h} \frac{A^2(\omega)}{\Pi(\omega)}, \quad (6)$$

где

$$G_0 = G_a(\omega_0); \quad \Pi(\omega) = R_h \left[ Y_{\text{вых}}(\omega) + \frac{A_{11} + A_{21} R_h}{A_{12} + A_{22} R_h} \right];$$

$A_{ij}$  — коэффициенты матрицы передачи ВШП (табл. 1);  
 $Y_{\text{вых}}(\omega)$  — полная проводимость ВШП;

Формулы для расчёта коэффициента  $\Pi(\omega)$  в случае использования простейших цепей согласования ВШП и электрической нагрузки приведены в табл. 2, где  $B_a(\omega)$  и  $C_t$  — активная проводимость и статическая емкость ВШП. На резонансной частоте  $\omega = \omega_0$  уравнение (6) упрощается до следующего:

$$T_t(\omega_0) = \rho_0 \frac{A^2(\omega_0)}{\sqrt{a_t^2(\omega) + b_t^2(\omega)}} e^{i\gamma(\omega_0)}, \quad (7)$$

Таблица 2.

#### Формулы для расчета коэффициента отражения для различных согласующих цепей

Вид согласующей цепи	$\Pi(\omega)$	$a_t(\omega)$	$b_t(\omega)$
Без согласования	$1 + R_g \{ G_a(\omega) + j[\omega C_t + B_a(\omega)] \}$	$1 + R_g G_a(\omega)$	$R_g [\omega C_t + B_a(\omega)]$
Последовательная индуктивность	$R_g \{ G_a(\omega) + j[\omega C_t + B_a(\omega)] \} + \frac{1}{R_g + j\omega L}$	$R_g \left[ G_a(\omega) + \frac{R_g}{R_g^2 + (\omega L)^2} \right]$	$R_g \left[ B_a(\omega) + \omega C_t - \frac{\omega L}{R_g^2 + (\omega L)^2} \right]$
Параллельная индуктивность	$1 + R_g [Y_{\text{вых}}(\omega) + j\omega L]$	$1 + R_g G_a(\omega)$	$R_g \left[ B_a(\omega) + \omega C_t - \frac{1}{\omega L} \right]$

причем  $\rho_0 = G_0/G_h$ ,  $\gamma(\omega_0) = \arctg b_t(\omega_0)/a_t(\omega_0)$ , а коэффициенты  $a_t(\omega)$ ,  $b_t(\omega)$  так же, как и коэффициент  $\Pi(\omega)$ , рассчитываются по формулам табл. 2.

Проанализируем влияние сигналов тройного прохождения на частотные характеристики фильтра ПАВ, состоящего из двух ВШП.

Обозначив коэффициенты отражения от преобразователей с передаточными функциями  $H_1(i\omega)$  и  $H_2(i\omega)$  как  $T_1(\omega) \exp[i\nu_1(\omega)]$  и  $T_2(\omega) \exp[i\nu_2(\omega)]$ , получим, что сигнал, принятый выходным ВШП, после отражения и тройного прохождения будет

$$U_{\text{отр}}(\omega) = |H_1(i\omega)| \exp \{-i[\Theta_1(\omega) + \omega \tau_n]\} [1 + T_t \exp(-2\omega \tau_n + 2\nu_t)],$$

где  $T_t = T_1(\omega) T_2(\omega)$  — коэффициент подавления сигнала тройного прохождения;  $\nu_t = \nu_1(\omega) + \nu_2(\omega)$  — набег фазы после двукратного отражения сигнала;  $\tau_n$  — время прохождения ПАВ между двумя ВШП.

Передаточная функция фильтра с учетом сигналов тройного прохождения принимает вид

$$H_t(i\omega) = A_1(\omega) A_2(\omega) \sqrt{1 + 2T_t \cos(\nu_t - \omega t_n)} \exp i[\Theta_1(\omega) - \Theta_2(\omega) - \omega \tau_n + \psi_{\text{отр}}(\omega)], \quad (8)$$

где

$$\psi_{\text{отр}}(\omega) = \arctg \frac{T_t \sin 2(\nu_t - \omega \tau_n)}{1 + T_t \cos 2(\nu_t - \omega \tau_n)}.$$

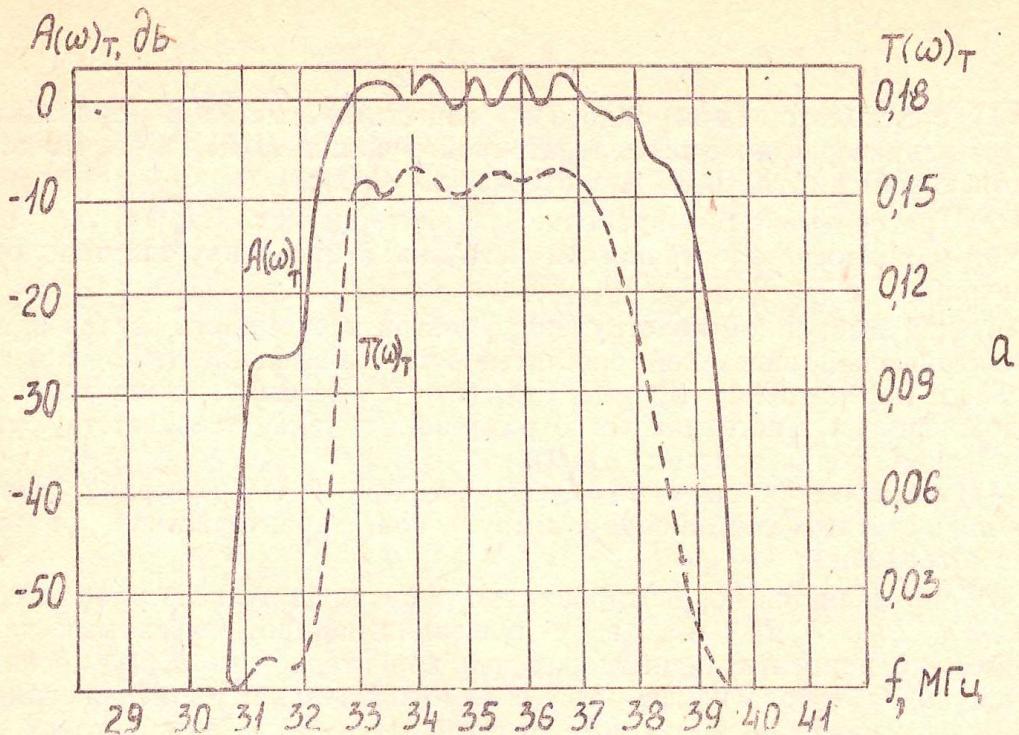
Выделив в уравнении (8) аргумент и проведя дифференцирование по частоте, после несложных преобразований получим частотную зависимость нормированного группового времени запаздывания (ГВЗ) в виде

$$\tau_{\text{гоп}}(\omega) = \frac{\tau(\omega)}{\tau_n} \approx \frac{2T_t [\cos 2(\nu_t - \omega \tau_n)] - T_t}{1 - 2T_t \cos(\nu_t - \omega \tau_n) + T_t^2}.$$

Частота пульсаций ГВЗ равна  $1/2\tau_n$ , а амплитуда этих пульсаций в экстремальных точках составляет  $\Delta\tau(\omega)/\tau_n = 4T_t(1 - T_t^2)$  [7].

На рис. 4,а представлены коэффициент отражения  $T_t(\omega)$  и АЧХ  $A_1(\omega)$  для одного из двух идентичных аподизованных ВШП фильтра, имеющих  $f_0 = 35$  МГц,  $\Delta f_3 = 5,6$  МГц,  $C_t = 30,3$  пФ и  $G_0 = 0,257 \cdot 10^{-2}$  См, при согласовании с электрической нагрузкой  $R_h = R_g = 75$  Ом последовательной индуктивностью  $L = 0,71$  мкГн. Отражения максимальны в полосе пропускания фильтра ПАВ, что приводит к значительным искажениям частотных характеристик фильтра: пульсации АЧХ возросли до  $\pm(1,5-1,8)$  дБ, а пульсации ГВЗ составили  $\pm 300$  нс (рис. 4,б, в). Во временной области сигналы тройного прохождения вызывают появление паразитных откликов с задержкой  $\tau_{\text{стп}} = 3\tau_n$  и затуханием  $a_{\text{стп}} \approx 2a_{\text{вн}}$ , где  $a_{\text{вн}}$  — вносимое затухание ВШП на средней частоте [7].

При необходимости одновременной оценки уровней сигналов тройного прохождения и многократных отражений от электродов в уравнение (8) подставляются значения  $A_1(\omega)$  и  $A_2(\omega)$  с учетом многократных отражений из выражений (4) или (5). На рис. 4,б показана расчетная АЧХ  $A_{\text{нт}}(\omega)$ , искаженная влиянием обоих эффектов. Наличие многократных отражений вызвало появление мелких пульсаций АЧХ с частотой  $f_{\text{но}} \approx 1/3\tau_n$ , при этом результаты расчетов  $A_{\text{нт}}(\omega)$  с учетом обоих эффектов, представленные на рис. 4,б, еще лучше совпадают с результатами эксперимента. Для компенсации искажений, вызванных отражениями, следует, очевидно, реализовывать АЧХ и ГВЗ с пульсациями, противофазными пульсациям из-за отражений.



Проектирование фильтра в этом случае может осуществляться по следующей методике:

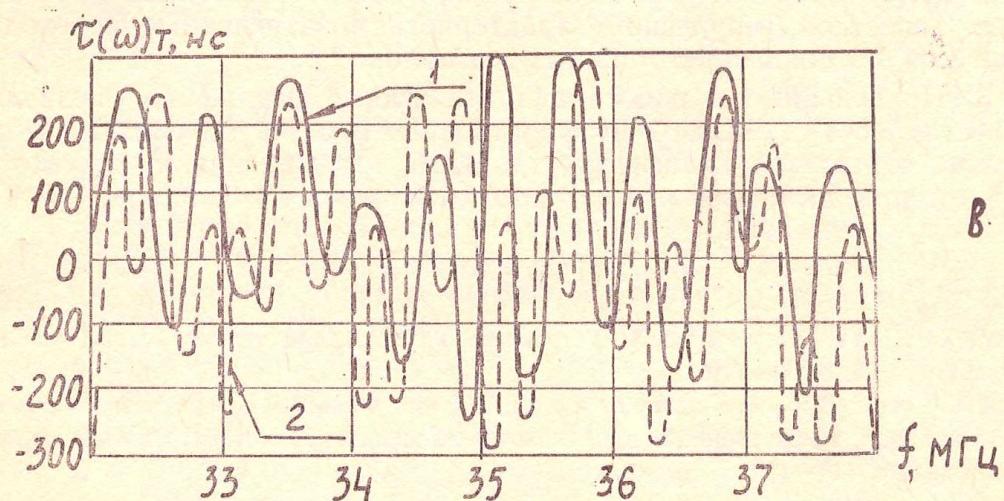
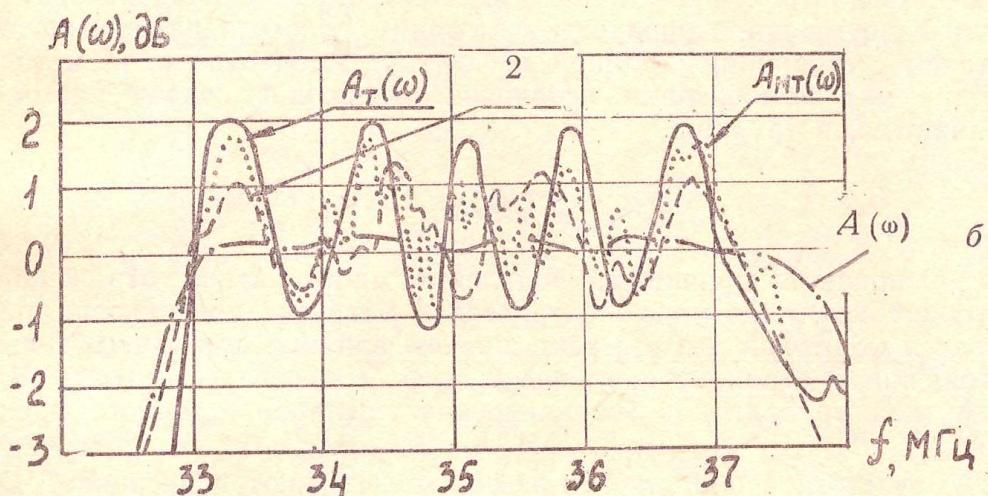


Рис. 4. Частотные характеристики фильтров с учетом сигналов тройного прохождения: а — АЧХ в широкой полосе частот; б — АЧХ в полосе пропускания; в — ГВЗ в полосе пропускания; 1 — теоретическая; 2 — экспериментальная

1) с использованием одного из известных методов проводятся синтез характеристической передаточной функции  $H(i\omega)$  и расчет соответствующей импульсной характеристики  $h(t)$ ;

2) рассчитываются рабочие характеристики  $H_p(i\omega)$  и  $h_p(t)$  с учетом режимов электрической нагрузки и проектируется топология фильтра;

3) для выбранной конструкции фильтра и схемы его согласования с электрической нагрузкой рассчитываются коэффициенты отражения  $\psi_n$ ,  $T_t$  и передаточная функция  $H_{nt}(i\omega)$  с учетом сигналов тройного прохождения и многократных отражений, а также соответствующая импульсная характеристика  $h_{nt}(t)$ ;

4) вычисляется разность  $\Delta h_{nt}(t) = h_{nt}(t) - h_p(t)$ , которая соответствует частотным искажениям импульсной характеристики фильтра из-за отражений;

5) определяется корректированная рабочая импульсная характеристика  $h_{pk}(t) = h_p(t) + \Delta h_{nt}(t)$  с пульсациями, противофазными искажениями; по корректированной рабочей характеристике  $h_{pk}(t)$  проектируется новая топология фильтра с компенсированными искажениями.

Если искажения, вызванные отражениями, так велики, что их невозможно компенсировать по рассмотренной методике, необходимо изменить конструкцию ВШП или фильтра в целом.

Примерами конструкций с низким уровнем отраженных сигналов являются фильтр с прореживанием электродов в преобразователях, фильтр с двумя широкополосными и одним полосозадающим преобразователем с половинной длиной [8] и т. д. Рассмотренная методика пригодна для компенсации искажений, вызванных отражениями и в указанных конструкциях.

## Выводы

1. Основными причинами появления многократных отражений от электродов являются масс-электрическая нагрузка поверхности звуко провода и обратный пьезоэффект, причем влияние последнего сильнее. Многократные отражения от электродов и несогласованность ВШП с нагрузкой приводят к возникновению сигналов тройного прохождения.

2. В частотной области эти эффекты вызывают пульсации АЧХ и ФЧХ в полосе пропускания, рост боковых лепестков и «заплыивание» нулей АЧХ; во временной же области приводят к искажению формы боковых лепестков импульсной характеристики, затягиванию переходных процессов и появлению ложных сигналов.

3. Приведенные в работе аналитические выражения позволяют провести расчет АЧХ и ФЧХ фильтров ПАВ с учетом влияния многократных отражений и сигналов тройного прохождения, а рассмотренная методика дает возможность компенсировать это влияние.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Хейс М., Хартман Х. Устройства на ПАВ для техники связи.—ТИИЭР, 1976, т. 64, № 5, с. 98—119.
2. 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.

3. Бондаренко В. С., Крутов А. П., Басовский Н. И. Динамический диапазон и исследование возможности уменьшения уровня ложных сигналов в ультраакустических устройствах.—«Вопросы радиоэлектроники», сер. ОТ, 1975, вып. 6, с. 25—35.
4. Каринский С. С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. М., «Сов. Радио», 1975.
5. Emstage P. Description of Interdigital Transducers.—„J. Appl. Physics“, 1972, v. 44, p. 4486—4489.
6. Бондаренко В. С., Крылов Л. Н., Муратов Е. С., Орлов В. С. Особенности работы узкополосных фильтров ПАВ в различных режимах нагрузки.—«Вопросы радиоэлектроники», сер. ОТ, 1976, вып. 7, с. 71—77.
7. Hartmann C. S., Bell L. T., Rozenfeld R. C., Impulse Model Design of Acoustic Surface Wave Filters. — „IEEE Trans. Sonics Ultrason.“, 1973, v. SU—20, № 2, p. 80 — 93.
8. Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. М., «Сов. радио», 1980.

*Статья поступила в редакцию 15 декабря 1980 г.*