

УДК 534.284.001.66

*В. С. ОРЛОВ, В. С. БОНДАРЕНКО, Л. В. ОРЛОВА,
В. И. РЕЧИЦКИЙ*

КОНСТРУИРОВАНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ФИЛЬТРОВ ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН НА ОСНОВЕ ВСТРЕЧНО-ШТЫРЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПРОРЕЖИВАНИЕМ ЭЛЕКТРОДОВ

Рассматриваются методы расчета частотных и временных характеристик встречно-штыревых преобразователей с прореживанием электродов. Предлагаются конструкции фильтров поверхностных акустических волн, позволяющих реализовать полосы пропускания менее (0,5—1) %.

Частотные и временные характеристики одиночных секций ВШП с прореживанием электродов

Реализация фильтров поверхностных акустических волн (ПАВ), имеющих узкие полосы пропускания $\Delta f_3/f_0$, равные (0,1—0,5) % и менее, наталкивается на серьезные трудности, главной из которых является наличие многократных отражений ПАВ от многоэлектродных структур встречно-штыревых преобразователей (ВШП), приводящих к существенным искажениям частотных и временных характеристик фильтров [1].

Наиболее простым конструктивным методом уменьшения искажений этих характеристик из-за отражений ПАВ в узкополосных фильтрах является использование секционированных ВШП с прореживанием электродов.

Под прореживанием электродов будем понимать только периодическое удаление одинаковых их групп (секций) из преобразователя. Если период, протяженность и амплитуда оставляемых секций, а также число, перекрытие, шаг, ширина или другой параметр электродов в оставляемых секциях изменяются по какому-либо закону, отличающемуся от ранее принятого для исходного ВШП, то уже имеет место взвешивание электродов, которое следует рассматривать отдельно.

В общем случае импульсная характеристика секционированного ВШП без учета ее дискретизации может быть представлена в виде последовательности модулированных видеоимпульсов $h_m(t - t_m)$, сдвинутых относительно друг друга на период прореживания T_p (рис. 1), то есть

$$h_p(t) = \sum_{m=1}^M h_m(t - t_m), \quad (1)$$

где $h_m(t - t_m)$ — функция, описывающая импульсную характеристику секции (оставляемой группы из N_i пар нерасщепленных электродов) с длительностью T_i ; m — номер секции; M — число секций; $t_m = m \cdot T_p$.

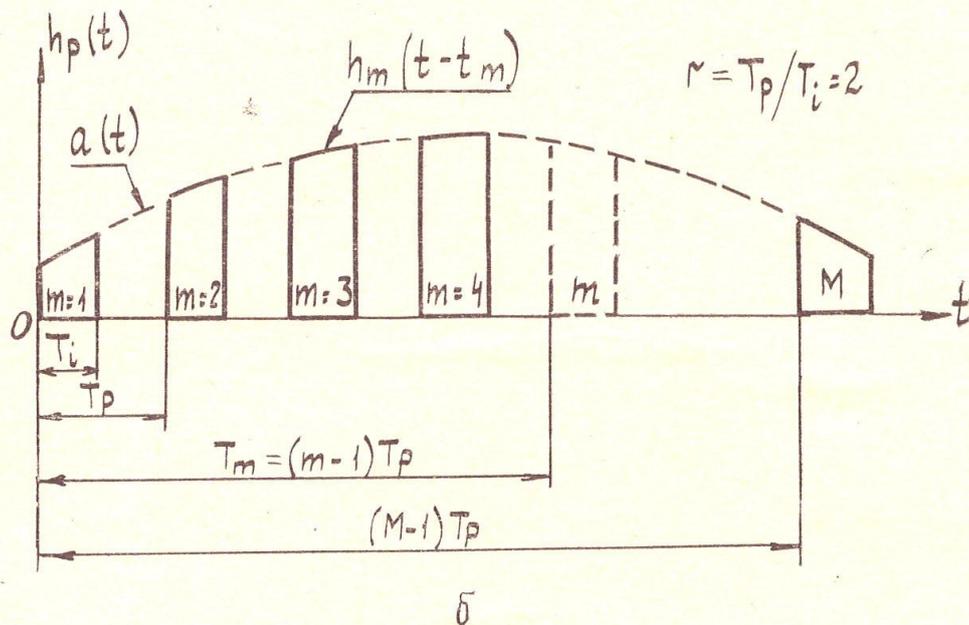
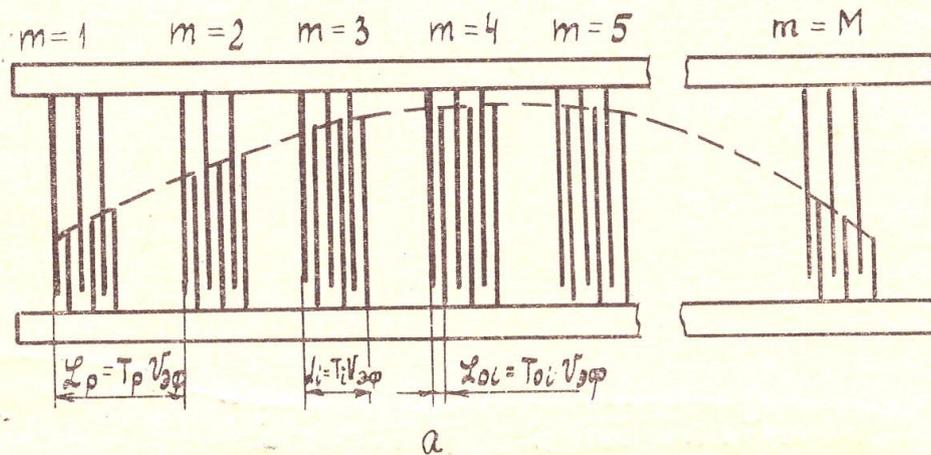


Рис. 1. Секционированный ВШП: а — конструкция, б — импульсная характеристика

Параметр $r = T_p/T_i$ по аналогии с импульсной модуляцией сигналов [2] будем называть скважностью прореживания.

В частном случае секционированного эквидистантного преобразователя с перекрытием электродов, изменяющимся по закону $a(t)$, его импульсная характеристика будет

$$h_p(t) = \sum_{m=1}^M a(t) h_{HM}(t - t_m), \quad (2)$$

где

$$h_{HM}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_i \\ 0, & T_i \leq t \leq T_p \end{cases}$$

— периодическая последовательность импульсных откликов немодулированных секций.

В соответствии с линейными свойствами преобразования Фурье [2] передаточная функция ВШП с прореживанием электродов представляет собой свертку передаточной функции $H_a(i\omega)$ несекционированного ВШП и спектра модулирующей функции секций и равна векторной сумме спектров отдельных секций, повторяющихся с частотой прореживания $f_p = 1/T_p$ (рис. 2), то есть

$$H_p(i\omega) = \sum_{m=1}^M A_m(\omega) \exp[i\theta_m(\omega)], \quad (3)$$

где $A_m(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) m -й сек-

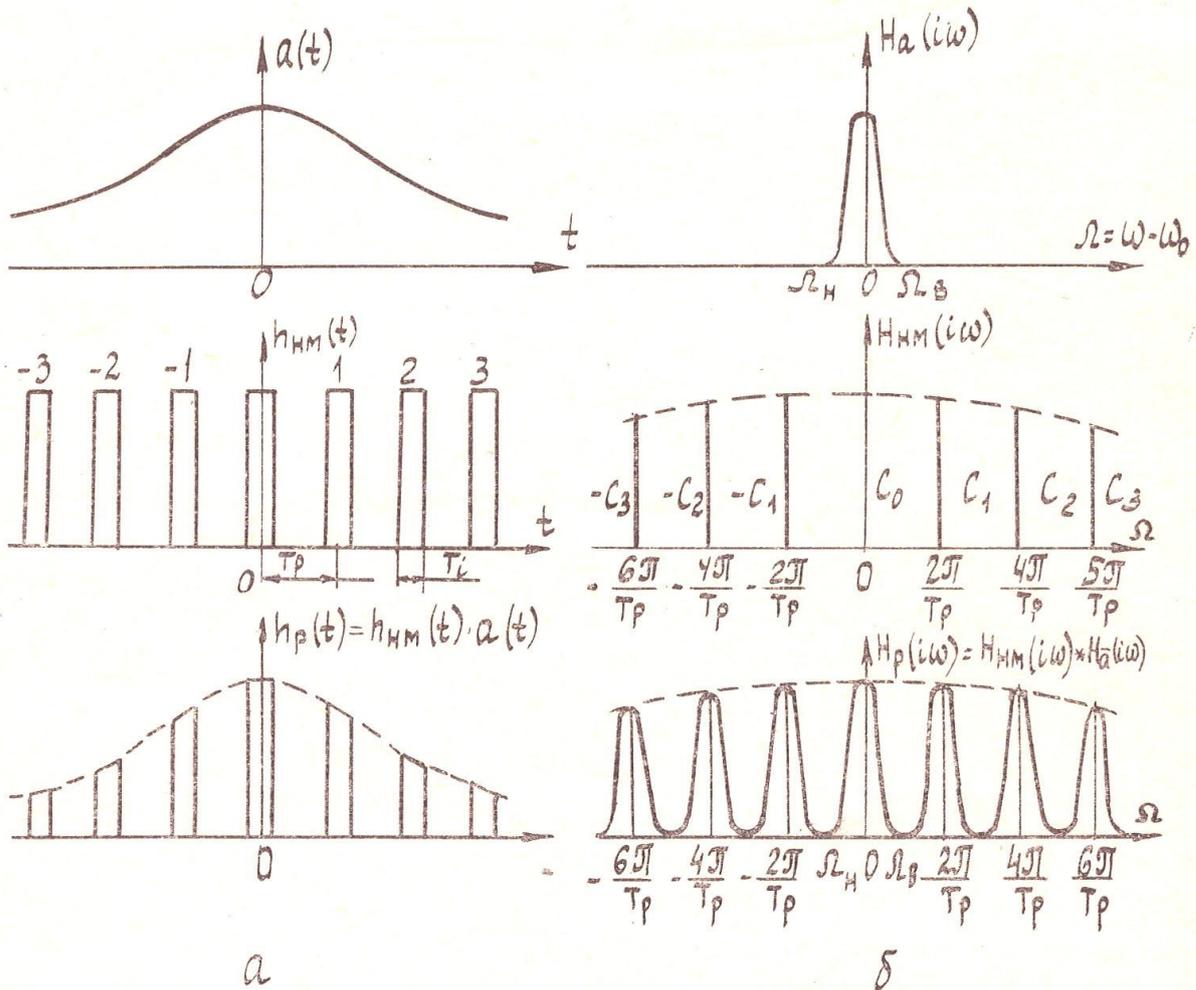


Рис. 2. Импульсная характеристика и передаточная функция секционированного ВШП: а — временная область, б — частотная область

ции, $\theta_m(\omega)$ — полная фаза m -й секции. В случае произвольного относительно друг друга расположения секций и электродов в каждой секции полная фаза m -й секции будет

$$\theta_m(\omega) = \theta_{mp}(\omega) + \theta_{mn}(\omega), \quad (4)$$

где начальная фаза $\theta_{mp}(\omega)$ обусловлена изменением периода прореживания T_p (шага секций $L_p = v_{эф} T_p$), а $\theta_{mn}(\omega)$ — изменением фазы внутри секции, то есть периодом $T_{oi} = 1/f_s$ или шагом $L_{oi} = v_{эф} T_{oi}$

расположения электродов в секции (рис. 3). Здесь $v_{эф}$ — эффективная скорость ПАВ. Естественно, начало отсчета для сдвигов фаз $\theta_{mp}(\omega)$ и $\theta_{mn}(\omega)$ должно быть общим.

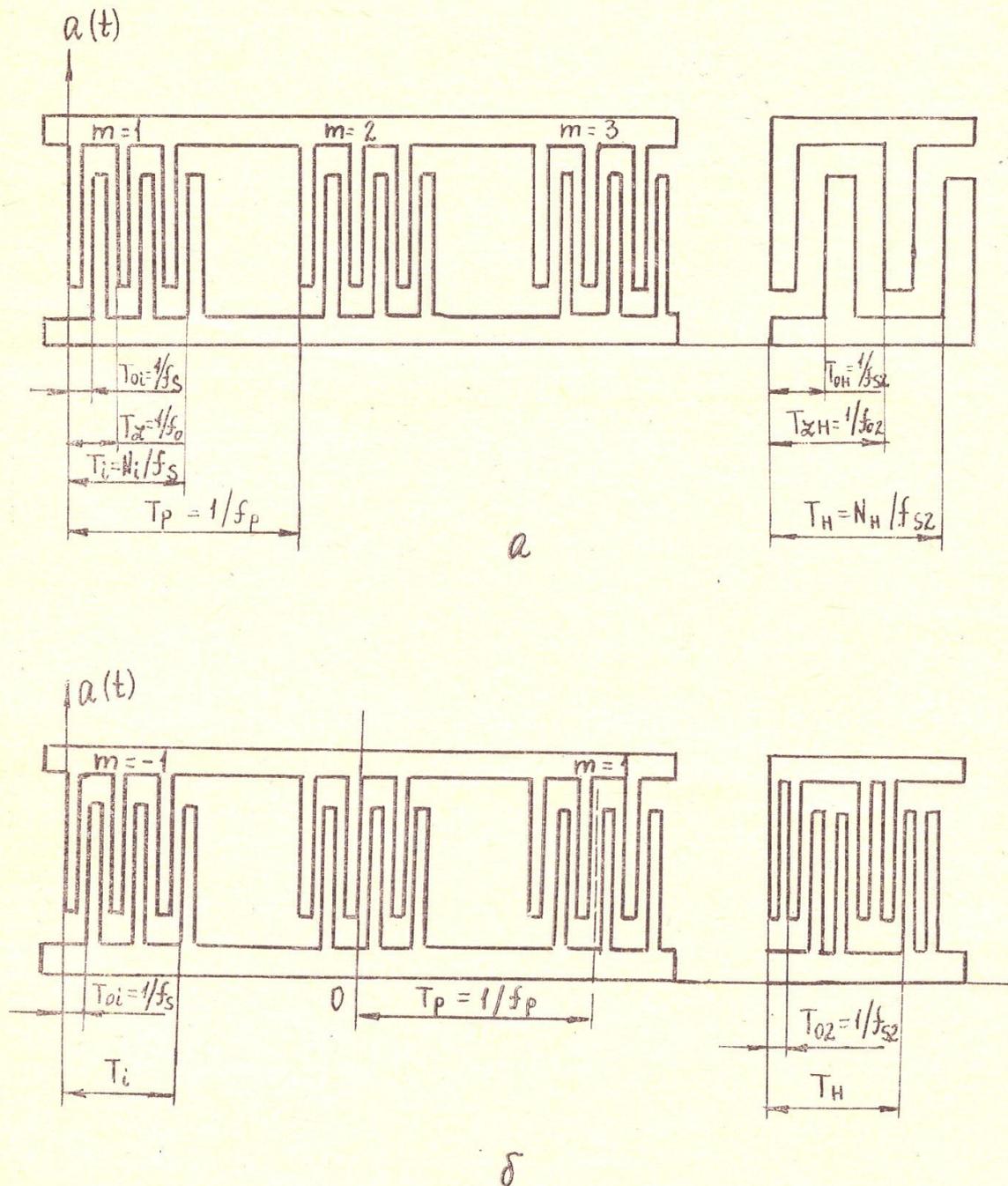


Рис. 3. Представление преобразователей во временной области: а — отсчет от края первого электрода, б — отсчет от середины ВШП

При периодическом прореживании электродов эквидистантного ВШП относительный сдвиг фазы его секций на средней частоте ω_0 кратен π , поэтому и начальная фаза m -й секции в уравнении (4)

$$\theta_{mp}(\omega_0) = \omega_0 T_m = \omega_0 (m - 1) T_p = \pi (m - 1) N_p N_i, \quad (5)$$

где $T_m = (m - 1) T_{oi} N_i r$ — временная координата края m -й секции при отсчете от края ВШП, $N_p = N_i r$ — число пар нерасщепленных электродов, приходящихся на период секционирования L_D (рис. 1).

При изменении периода T_p прореживания электродов ВШП на величину ΔT_p , то есть при смещении секций на расстояние $\Delta d_p = \Delta T_p v_{эф}$, фазовый сдвиг секции из-за прореживания также изменится и будет составлять в случае отсчета фазы от края секции (рис. 3,а)

$$\theta_{mp}(\omega) = \omega T_m = \omega [(m-1) T_p \pm \Delta T_p] \quad (6)$$

и в случае отсчета от центра (рис. 3,б)

$$\theta_{mp}(\omega) = \omega [(m-1) T_p \pm \Delta T_p - T_i/2]. \quad (7)$$

Знак $+$ или $-$ в формулах (6) и (7) выбирается в зависимости от того, вправо или влево смещается секция от своего исходного положения.

Рассмотрим теперь АЧХ одиночной неаподизованной секции с эквидистантным расположением электродов. Без учета дискретизации импульсной характеристики уравнение для передаточной функции $H_{mn}(i\omega)$ секции аналогично уравнению для спектральной плотности видеоимпульса длительностью T_i [2]. В случае отсчета от края секции ($0 \leq t \leq T_i$) это уравнение для широкой полосы частот $0 \leq \Omega \leq \Omega_N$, где $\Omega = \omega - \omega_0$, $\Omega_N = \omega_N - \omega_0$, ω_N — частота Найквиста, принимает вид

$$H_{mn}(i\Omega) = \frac{1}{i\Omega} (1 - \exp(-i\Omega T_i)) = \frac{2}{\Omega} \sin \frac{\Omega T_i}{2} \exp(-i\Omega T_i/2). \quad (8)$$

Из (8) следует, что в этом случае АЧХ секции равна $A_m(\Omega) = \left| \frac{2}{\Omega} \sin \frac{\Omega T_i}{2} \right|$, а составляющая ее ФЧХ, обусловленная взаимным расположением электродов, имеет вид

$$\theta_{mn}(\Omega) = \frac{\Omega T_i}{2} + (k-1)\pi \quad (9)$$

для $\frac{2\pi}{T_i}(k-1) \leq \Omega \leq \frac{2\pi}{T_i}(k+1)$, где $k = 1, 2, 3, \dots, \Omega_N/T_i$.

При начале отсчета от центра неаподизованной секции ($-T_i/2 \leq t \leq T_i/2$) ее передаточная функция

$$H_{mn}(i\omega) = \frac{2}{j\Omega} (\exp(i\Omega T_i/2) - \exp(-i\Omega T_i/2)) = \frac{2}{\Omega} \sin \frac{\Omega T_i}{2}.$$

Откуда АЧХ равна

$$A_m(\Omega) = \left| \frac{2}{\Omega} \sin \frac{\Omega T_i}{2} \right|, \quad (10)$$

а ФЧХ

$$\begin{aligned} \theta_{mn}(\Omega) &= (k-1)\pi \quad \text{для } (k-1)2\pi/T_i \leq \Omega \leq k2\pi/T_i; \\ \theta_{mn}(\Omega) &= (1-k)\pi \quad \text{для } k2\pi/T_i \leq \Omega \leq -(k-1)2\pi/T_i, \end{aligned} \quad (11)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, \Omega_N/2\pi T_i$.

Таким образом, АЧХ одиночной неаподизованной секции имеет один и тот же вид, независимо от начала отсчета, а составляющая $\theta_{mn}(\Omega)$ ее ФЧХ является линейно-ломанной при $0 \leq t < T_i$ и ступенчатой при $-T_i/2 \leq t \leq T_i/2$.

При использовании модели δ -источников [3] импульсная характеристика преобразователя с учетом дискретизации представляется последовательностью δ -импульсов, расположенных в центрах электродов. Поэтому передаточная функция аподизованной эквидистантной секции, симметричной относительно центра отсчета ($-T_i/2 < t_n < T_i/2$), в соответствии со свойствами ВШП с линейной фазой [4, 5] и при учете (11) принимает вид

$$H_{mn}(i\omega) = \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{N_i} (-1)^n \gamma_n \cos(\omega n T_{0i}) \right] \exp[-i(k-1)\pi] \quad (12)$$

для нечетного числа электродов в секции $A_i = 2N_i + 1$ и

$$H_{mn}(i\omega) = \left\{ i 2 \sum_{n=1}^{N_i} (-1)^n \gamma_n \sin[\omega(n-0,5)T_{0i}] \right\} \exp\left\{ -i \left[(k-1)\pi + \frac{(\omega - \omega_0)}{2} \right] \right\} \quad (13)$$

для четного числа электродов $A_i = 2N_i$. Здесь $k=1, 2, 3, \dots, \omega_N - \omega_0/T_i$; γ_n и γ_n — коэффициенты импульсных характеристик секций; $T_{0i} = 1/f_s$ — интервал дискретизации последних. Для неаподизованной секции $\gamma_n = \gamma_n = 1, 0$; при переменном перекрытии электродов γ_n и γ_n изменяются по заданному закону.

Для случая же начала отсчета фазы от левого края аподизованной эквидистантной секции ($0 \leq t_n \leq T_i$) в зависимости от симметрии импульсной характеристики получают шесть возможных вариантов построения секций, определяющих действительный, мнимый или комплексный характер ее передаточной функции (табл. 1) [4, 5].

В проведенном здесь анализе работы секционированного ВШП не учитывались, по крайней мере, два важных обстоятельства: взаимодействие электродов в преобразователе между собой и частотная зависимость интенсивности излучения пары электродов, являющейся элементарной секцией.

Действительно, удаление электродов из преобразователя при его прореживании нарушает сложившуюся картину распределения электрического поля. В результате амплитуды δ -источников, соответствующих крайним электродам в секциях, изменяются [6]. Для приближенных расчетов можно воспользоваться приведенными в табл. 2 корректирующими множителями расчетных амплитуд δ -источников и коэффициентов импульсной характеристики α_n, \dots, μ_n , соответствующих крайним электродам в секции при различном сочетании числа электродов в секции и пропуске их [6].

Частотную же зависимость интенсивности излучения пары электродов легко учесть, поскольку АЧХ элементарной секции при равной ширине электрода и зазора, то есть при $d_n = b_n/L_n = 0,5$ и $L_n = \lambda_0/2$, будет [7]

$$A_{эл}(\omega) = \left| 1 - \exp(i\omega) \frac{L_n}{v_{эф}} \right|^2.$$

Передаточные функции и импульсные характеристики эквидистантных ВШП с линейной и нелинейной фазой

Вариант построения ВШП	Передаточная функция преобразователя		Коэффициенты импульсной характеристики
	Вид	Характер	
$A_i = 2N_i + 1$	$H(i\omega) = \exp(-i\omega N_i T_{oi}) \sum_{n=0}^{N_i} \gamma_n \cos(\omega n T_{oi}) = D(\omega) \exp(-i\omega N T_{oi})$	Четная и действительная	$\gamma_0 = h(N_i T_{oi}), \gamma_n = 2h[(N_i - n) T_{oi}],$ $n = 1, 2, 3, \dots, N_i, N_i = (A_i - 1)/2$
$A_i = 2N_i$	$H(i\omega) = \exp[-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi}] \sum_{n=1}^{N_i} x_n \cos[\omega(n - 0,5) T_{oi}] = D(\omega) \times$ $\times \exp[-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi}]$	Нечетная и действительная	$x_n = 2h[(N_i - n) T_{oi}],$ $n = 1, 2, 3, \dots, N_i, N_i = A_i/2$
$A_i = 2N_i + 1$	$H(i\omega) = \exp(-i\omega N_i T_{oi}) \exp i(\pi/2) \sum_{n=1}^{N_i} \nu_n \sin(\omega - n T_{oi}) = D(\omega) i \times$ $\times \exp(-i\omega N_i T_{oi})$	Нечетная и мнимая	$\nu_n = 2h[(N_i - n) T_{oi}], h(N_i T_{oi}) = 0,$ $n = 1, 2, 3, \dots, N_i, N_i = (A_i - 1)/2$
$A_i = 2N_i$	$H(i\omega) = \exp[-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi}] \exp(i\pi/2) \sum_{n=0}^{N_i} \nu_n \sin[\omega(n - 0,5) T_{oi}] =$ $= D(\omega) - \exp(-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi})$	Четная и мнимая	$\nu_n = 2h[(N_i - n) T_{oi}],$ $n = 1, 2, 3, \dots, N_i, N_i = A_i/2$
$A_i = 2N_i + 1$	$H(i\omega) = 2 \exp[-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi}] \left\{ \sum_{n=0}^{N_i} \alpha_n \cos[\omega(n - N_i - 0,5) T_{oi}] + i \sum_{n=0}^{N_i-1} \beta_n \times \right.$ $\times \sin[\omega(n - N_i - 0,5) T_{oi}] \left. \right\} = 2 \exp[-i\omega(N_i - 0,5) T_{oi}] [R(\omega) + iJ(\omega)]$	Комплексная	$\alpha_n + \beta_n = (-1)^n h(n T_{oi}),$ $\alpha_n - \beta_n = (-1)^n h[(A_i - 1 - n) T_{oi}],$ $n = 0, 1, 2, \dots, (A_i - 1)$
$A_i = 2N_i$	$H(i\omega) = 2 \exp(-i\omega N_i T_{oi}) \left\{ \alpha_{N_i-0,5} + 2 \left[\sum_{n=0}^{N_i-1} \alpha_n \cos[\omega(n - T_{oi})] - \right. \right.$ $\left. - i \sum_{n=0}^{N_i-1} \beta_n \sin[\omega(n - N_i) T_{oi}] \right\} = \exp(-i\omega N_i T_{oi}) [R(\omega) + iJ(\omega)]$	Комплексная	$\alpha_n + \beta_n = (-1)^n h(n T_{oi})$ $\alpha_n - \beta_n = (-1)^n h[(A_i - 1 - n) T_{oi}]$ $n = 0, 1, 2, \dots, N_i$

В результате для $d_n = 0,5$

$$A_{эл}(\omega) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) \quad (14)$$

и четные гармоники излучения ВШП уничтожаются. Поэтому в урав-

Таблица 2

Учет взаимодействия электродов в секциях ВШП с прореживанием при работе на первой гармонике

Вид электродов	Сочетание электродов в секции	Скважность прореживания r	Множители для амплитуд α_i, A_i крайних δ -источников
Нерасщепленные	111	1,0	1,000
	110	1,5	0,665
	100	3,0	0,754
	000	более 3	0,6 2
Расщепленные	111	1,0	1,000
	110	1,	0,702
	100	3,0	0,704
	000	более 3	0,714

Здесь 1 означает электрод, 0—его пропуск

нение (3) для расчета передаточных функций секций следует ввести множитель $A_{эл}(\omega)$, и тогда для ВШП с прореживанием электродов при $d_n = 0,5$ получим

$$H_p(i\omega) = \sum_{m=1}^M A_m(\omega) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{f}{f_0}\right) \exp\{-i[\theta_{mn}(\omega) + \theta_{mp}(\omega)]\}. \quad (15)$$

Расчет частотной зависимости $A_{эл}(\omega)$ для различных d_n при работе на высших гармониках более сложен и может быть выполнен на базе работы [8].

Дополнительная неточность расчета характеристик секции в широком диапазоне частот вызвана тем, что при описании импульсной характеристики ВШП последовательностью δ -импульсов от источников, расположенных в центрах электродов, не учитывается отсутствие третьей гармоники при $d_n = 0,5$. Более точное описание работы ВШП дает модель с двумя δ -источниками, расположенными на краях каждого электрода [7].

Передаточные свойства секционированных ВШП в широкой полосе частот

Для неаподизованного эквидистантного ВШП, состоящего из M одинаковых секций, симметричных относительно своих центров, получаем $\theta_{mn}(\omega) = 2\pi$ и уравнение (3) по аналогии с уравнением для

спектра периодической последовательности прямоугольных импульсов [2] упрощается до следующего:

$$\begin{aligned}
 H_{\text{нр}}(i\Omega) &= A_m(\Omega) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Omega}{\Omega_0}\right) [1 + \exp(-i\Omega T_p) + \exp(-i2\Omega T_p) + \\
 &+ \exp[-i(m-1)\Omega T_p] + \dots + \exp[-i(M-1)\Omega T_p]] = \\
 &= A_m(\Omega) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Omega}{\Omega_0}\right) \sum_{m=1}^M \exp[-i(m-1)\Omega T_p], \quad (16)
 \end{aligned}$$

где $A_m(\Omega)$ — АЧХ одиночной секции, $\Omega = \omega - \omega_0$.

На частотах, отвечающих условию $\Omega_k = k2\pi/T_p = k2\pi f_p$, где $k=1, 2, 3, \dots$ — целое число, каждое слагаемое в квадратных скобках равно единице и, следовательно, без учета частотной зависимости излучения электродов передаточная функция имеет вид

$$H_{\text{нр}}\left(k \frac{2\pi}{T_p}\right) = M A_m\left(k \frac{2\pi}{T_p}\right).$$

Таким образом, на частотах $\Omega_k = k2\pi/T_p$, то есть на частотах $f_k = f_0 \pm k/T_p = f_0 \pm kf_p$, в передаточной функции ВШП с прореживанием электродов появляются ангармонические спектральные составляющие, амплитуда которых в M раз больше амплитуды составляющей одной секции. Это объясняется тем, что спектральные составляющие различных секций на этих частотах складываются со сдвигами фаз, кратными 2π .

На частотах же $\Omega_p = 1/M 2\pi/T_p$, то есть на частотах $f_p = f_0 \pm p/T_i = f_0(1 \pm p/N_i)$, где $p=1, 2, 3, \dots$, а также на некоторых частотах, при которых сумма векторов $\exp(-ikT_p)$ или частотная зависимость излучения электродов $A_{\text{эл}}(\Omega) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Omega}{\Omega_0}\right)$ обращается в нуль, передаточная функция ВШП (16) равна нулю. При промежуточных значениях частот $H_{\text{нр}}(i\Omega)$ определяется как векторная сумма спектров отдельных секций.

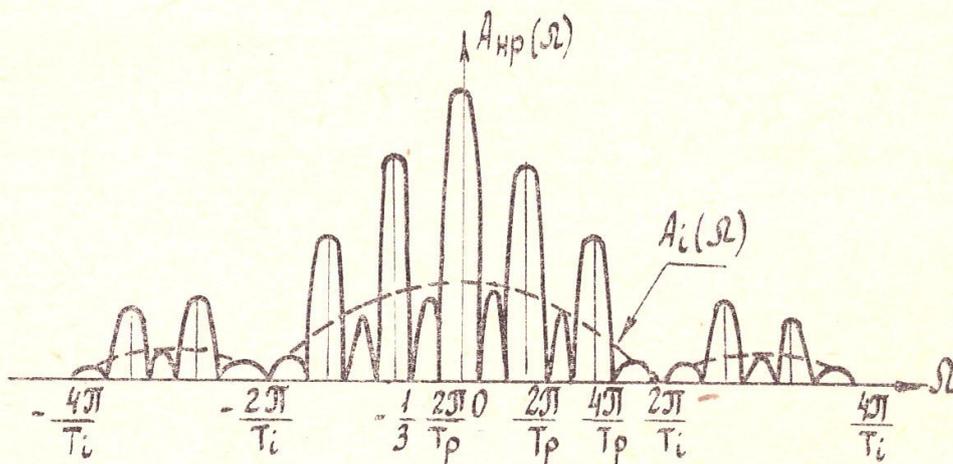


Рис. 4. АЧХ неаподизованного секционированного ВШП при $M=3$ $r=3$

На рис. 4 в качестве иллюстрации изображена АЧХ ВШП из трех секций при скважности прореживания $r = T_p/T_i = 3$.

В качестве примера рассмотрим расчет неаподизованного ВШП с прореживанием электродов. Используя для АЧХ одиночной неаподизованной секции аппроксимацию, справедливую в полосе частот $\Delta f/f_0 \approx (20-30)\%$, то есть

$$A_m(\omega) \approx \frac{\sin N_i \pi (f - f_0)/f_0}{N_i \pi (f - f_0)/f_0} = \frac{\sin x_i}{x_i}, \quad (17)$$

где N_i — число пар нерасщепленных электродов в секции, получим приближенное уравнение для передаточной функции неаподизованного ВШП с прореживанием электродов при отсчете от левого края первого электрода (рис. 3,а)

$$H_{\text{нр}}(i\omega) \approx \frac{\sin x_i}{x_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \left\{ \sum_{m=1}^M \cos\left[\pi \frac{(f-f_0)}{f_0} (m-1) N_i r\right] - i \sum_{m=1}^M \sin\left[\pi \left(\frac{f-f_0}{f_0}\right) (m-1) N_i r\right] \right\} = \frac{\sin x_i}{x_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \{c_m - i s_m\},$$

где $r = \frac{T_p}{T_i} = \frac{N_p}{N_i}$, N_p — число пар электродов, приходящихся на период прореживания. Отсюда АЧХ неаподизованного секционированного преобразователя равна

$$A_{\text{нр}}(\omega) = \frac{\sin x_i}{x_i} \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \{c_m^2 - s_m^2\}^{1/2}, \quad (18)$$

а его ФЧХ

$$\theta_{\text{нр}}(\omega) = -\frac{180^\circ}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{s_m}{c_m}. \quad (19)$$

При отсчете фазы от середины ВШП (рис. 3,б) выражение для его передаточной функции изменяется и принимает вид

$$H_{\text{нр}}(i\omega) \approx 2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \frac{\sin x_i}{x_i} \left\{ \sum_{(M-1)/2}^{M-1} \cos\left[\pi \left(\frac{f-f_0}{f_0}\right) \left(m - \frac{M-1}{2}\right) N_i r\right] - i \sum_{(M-1)/2}^{M-1} \sin\left[\pi \left(\frac{f-f_0}{f_0}\right) \left(m - \frac{M-1}{2}\right) N_i r\right] \right\}. \quad (20)$$

Соответственно (20) изменяются и уравнения для АЧХ и ФЧХ ВШП.

Более точные вычисления частотных характеристик как неаподизованного, так и аподизованного секционированного ВШП при учете частотной зависимости излучения электродов и их взаимодействия ведутся в следующей последовательности. Сначала находится АЧХ каждой секции для нечетного числа электродов ($A_i = 2N_i + 1$)

$$A_m(\omega) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{N_i} (-1)^n \gamma_n \cos(2\omega n T_{0i}) \right\}$$

и для четного числа электродов $A_i = 2N_i$

$$A_m(\omega) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \left\{ 2 \sum_{n=1}^{N_i} (-1)^n \gamma_n \sin[2\omega(n-0,5) T_{0i}] \right\},$$

здесь T_{0i} — интервал дискретизации импульсной характеристики, равный $T_{0i} = 1/2f_0$ для нерасщепленных электродов и $T_{0i} = 1/4 f_0$ — для расщепленных. Для неаподизованного ВШП $\gamma_{1,2, \dots, (N_i-1)} = \gamma_{1,2, \dots, (N_i-1)} = 1, 0$, а множители для коэффициентов $\gamma_{N_i} = \gamma_{N_i}$ и выбираются из табл. 2. Для аподизованного ВШП γ_n и γ_n находятся в результате синтеза по заданным частотным характеристикам [4, 5, 7], а значения γ_{ni} и γ_{Ni} умножаются на корректирующие коэффициенты из табл. 2 в зависимости от скважности r прореживания электродов.

Далее определяется составляющая ФЧХ секции, обусловленная прореживанием электродов (при отсчете от центра секции) и не зависящая от ее аподизации

$$\theta_{mp}(\omega) = 2\omega[(m-1)T_p \pm \Delta T_p] = 2\omega \left\{ (m-1) \frac{N_i}{2f_0} \left[1 + \frac{v_{эф}}{v_s} (r-1) \pm \Delta T_p \right] \right\},$$

где v_s — скорость ПАВ на свободной поверхности. Определяется составляющая ФЧХ неаподизованной или симметричной аподизованной секции, обусловленная взаимным положением и перекрытием электродов в ней, при отсчете от центра симметричной секции

$$\theta_{mn}(\omega) = (k-n)\pi \text{ для } (k-1) \frac{1}{T_i} \leq \left(\frac{\omega - \omega_0}{2\pi} \right) \leq (k+1) \frac{1}{T_i},$$

$k = 1, 2, 3, \dots, f_N/T_i$.

Для несимметричной аподизованной секции

$$\theta_{mn}(\omega) = - \frac{180^\circ}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}[H_m(i\omega)]}{\operatorname{Re}[H_m(i\omega)]} = \frac{180^\circ}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}(\omega)}{\operatorname{Re}(\omega)}.$$

Далее находится полная фаза каждой секции

$$\theta_m(\omega) = \theta_{mn}(\omega) + \theta_{mp}(\omega)$$

и вычисляются действительная и мнимая составляющие передаточной функции секционированного ВШП (аподизованного или неаподизованного)

$$\operatorname{Re}_p(\omega) = \sum_{m=1}^M A_m(\omega) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \cos \theta_m(\omega);$$

$$\operatorname{Im}_p(\omega) = \sum_{m=1}^M A_m(\omega) \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right) \sin \theta_m(\omega).$$

Затем определяется АЧХ секционированного ВШП

$$A_p(\omega) = [Re_p^2(\omega) + Im_p^2(\omega)]^{1/2}. \quad (21)$$

После этого находится полная ФЧХ секционированного ВШП

$$\theta_p(\omega) = -\frac{180^\circ}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{Im_p(\omega)}{Re_p(\omega)}. \quad (22)$$

Уравнения (21) и (22) полностью определяют частотные свойства ВШП с прореживанием электродов.

Конструирование узкополосных фильтров ПАВ на основе секционированных ВШП

Секционированные ВШП можно использовать для построения узкополосных фильтров ПАВ с гребенчатыми частотными характеристиками. В этом случае целесообразно использовать структуру фильтра с полосозадающим ВШП1, имеющим прореживание электродов, и вторым широкополосным преобразователем. Частота акустического синхронизма совпадает со средней частотой фильтра. В соответствии с уравнением (3) передаточная функция такого фильтра $H(i\omega) = H_{ap}(i\omega)H_n^*(i\omega)\exp(-i\omega l/v_s)$, где l — расстояние между центрами ВШП, будет иметь ряд узкополосных ангармонических откликов, определяемых прореживанием электродов ВШП1.

Однако на практике чаще требуются фильтры с единственной полосой пропускания.

На рис. 5 изображена структурная схема узкополосного фильтра с секционированным полосозадающим ВШП1, для выделения ангармонических составляющих в АЧХ $A_p(f)$ которого используется широкополосный ВШП2. В простейшем случае каждая секция ВШП1 может быть образована только одной парой электродов. Шаг L_2 электродов ВШП2 и шаг L_1 электродов ВШП1 выполнены неодинаковыми, то есть $L_1 > L_2$ или $L_1 < L_2$. Пространственный же период L_p секций полосозадающего ВШП1 кратен отношению произведения шагов L_1 и L_2 электродов в полосозадающем ВШП1 и широкополосном ВШП2 к разности этих шагов, то есть

$$L_p = k \frac{L_1 L_2}{L_1 - L_2}, \text{ если } L_1 > L_2,$$

или

$$L_p = k \frac{L_1 L_2}{L_2 - L_1}, \text{ если } L_2 < L_1,$$

где k — целое число; $L_1 = v_{эф}/2f_{01}$, $L_2 = v_{эф}/2f_{02}$, f_{01} и f_{02} — частоты синхронизма ВШП.

При выполнении условия $L_p = k L_1 L_2 / (L_1 - L_2)$, то есть при $L_1 > L_2$, максимум $A_n(f)$ широкополосного ВШП2 совпадает с ангармоническим откликом k на высокой частоте $f_k = f_{01} + k f_p$ (рис. 5, б), а при условии $L_p = k L_1 L_2 / (L_2 - L_1)$, то есть при $L_1 < L_2$, — с ангармоническим откликом k на низкой частоте $f_k = f_{01} - k f_p$ (рис. 5, а).

Как в первом ($L_1 > L_2$), так и во втором ($L_1 < L_2$) случаях все ангармонические отклики, кроме отклика на частоте f_k , значительно ослабляются. Поэтому в результирующей АЧХ фильтра $A(f) = A_p(f) A_H(f)$ присутствует только один требуемый отклик на частоте $f_k = f_{01} \pm k f_p = f_{02}$.

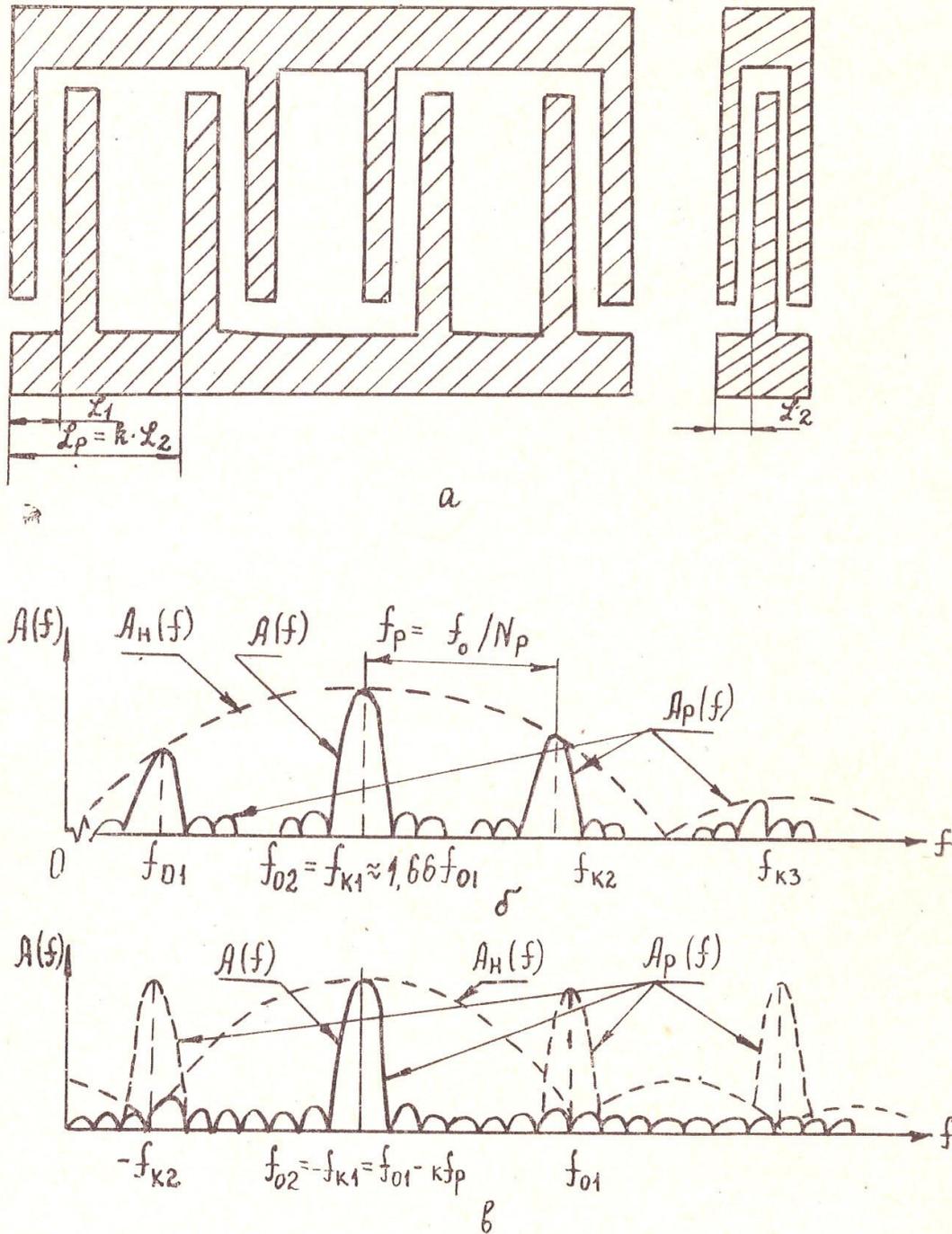


Рис 5. Узкополосный фильтр с одним секционированным ВШП1: а — конструкция, б — АЧХ преобразователей и фильтра в целом при $L_1 > L_2$ и $f_{02} = f_{K1}$, в — АЧХ преобразователей и фильтра в целом при $L_1 < L_2$ и $f_{03} = -f_{K1}$

При использовании в каждой секции ВШП1 только одной пары электродов и в случае минимально возможного пространственного периода секций $L_p = 1,5 L_1$ ближайшие ангармонические отклики в его АЧХ $A_p(f)$ располагаются на частотах $f_k \approx 1,66 f_{01}$ и $f_k \approx 0,33 f_{01}$. Выделяя эти отклики с помощью ВШП2, можно, по крайней мере, в 1,66 раза

расширить вверх или вниз рабочий диапазон частот фильтра, не изменяя при этом шага электродов полосозадающего ВШП1.

Выполнение же широкополосного ВШП2, содержащего малое число электродов с шагом L_2 , даже существенно меньшим шага L_1 полосозадающего ВШП1, то есть реализация высокочастотного фильтра, не вызывает особых технологических затруднений. При шаге же $L_2 \gg L_p$,

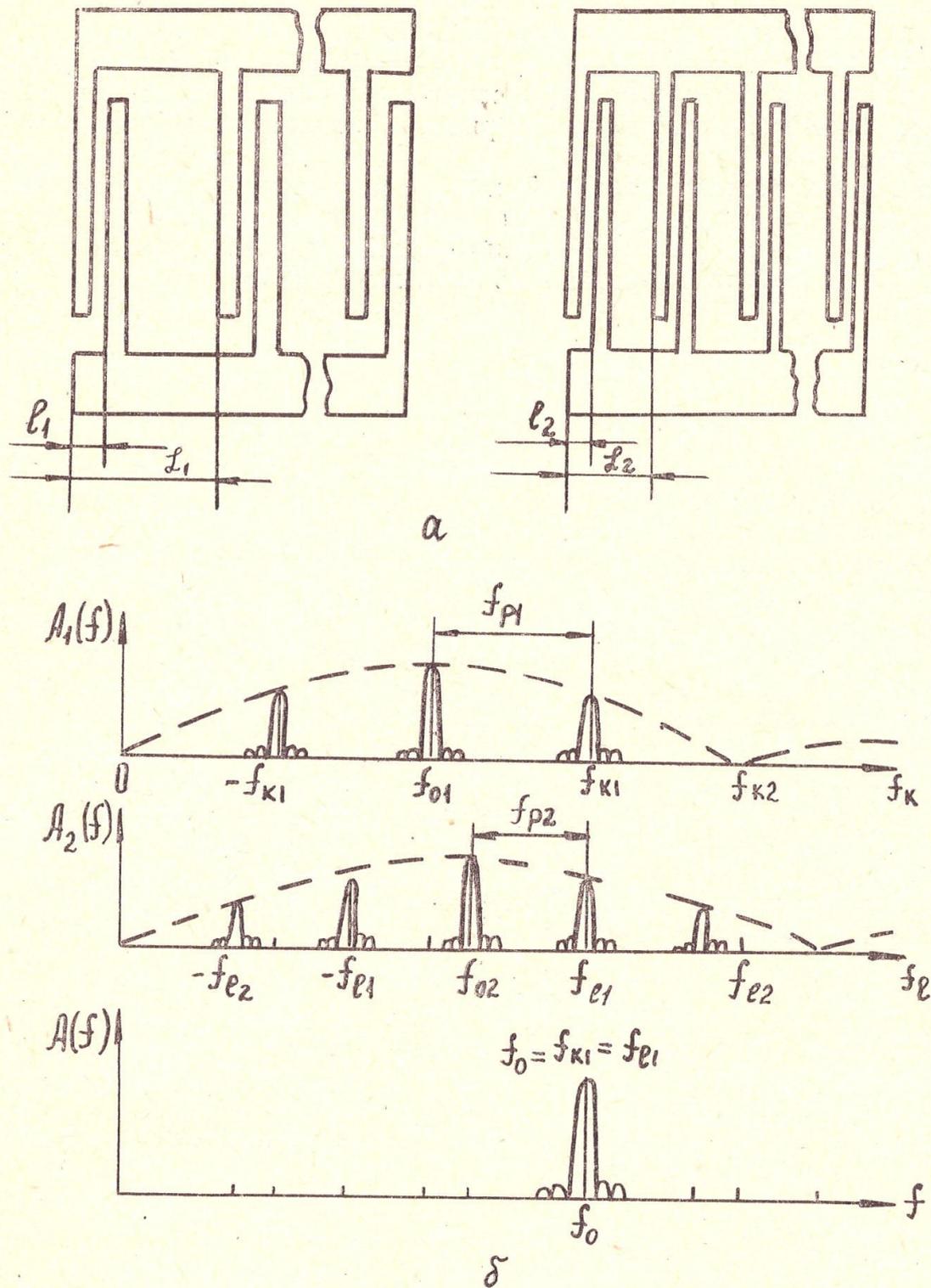


Рис. 6. Узкополосный фильтр ПАВ с двумя секционированными ВШП при различных частотах акустического синхронизма: а — конструкция, б — АЧХ преобразователей и фильтра в целом

то есть при работе фильтра на низких частотах, протяженность широкополосного ВШП2 невелика и не приводит к увеличению габаритов фильтра.

При необходимости ненужные ангармонические отклики в АЧХ можно дополнительно подавить путем использования согласующих цепей или полностью уничтожить при совмещении нулей АЧХ $A_n(f)$ широкополосного ВШП2 с их средними частотами.

Таким образом, описанная конструкция фильтра с узкой полосой пропускания $\Delta f_3/f_0 = (0,5-2,0)\%$ имеет расширенный рабочий диапазон частот и более технологична благодаря использованию высокочастотных или низкочастотных ангармонических откликов в АЧХ создающего секционированного ВШП1.

Еще более узкие полосы до $\Delta f_3/f_0 = (0,1-0,2)\%$ можно реализовать, используя в фильтре два секционированных ВШП1 и ВШП2. В этом случае возможны два варианта конструкций узкополосных фильтров.

В первом из них средние частоты обоих секционированных ВШП (или шаги электродов) выбраны одинаковыми (рис. 6,а), то есть $f_{01}=f_{02}$ и $L_1=L_2$, а пространственные периоды секций кратны целому числу длин волн и находятся из соотношения [9]

$$\frac{L_{p1}}{L_{p2}} = \frac{f_{p1}}{f_{p2}} = \frac{T_{p1}}{T_{p2}} = \frac{k}{l}, \quad (23)$$

при выполнении которого ангармоническая составляющая в АЧХ $A_n(f)$ ВШП1 на частоте $f_k = f_{01} \pm k f_{p1}$ совпадает с ангармонической составляющей в АЧХ $A_{p2}(f)$ ВШП2 на частоте $f_l = f_{02} \pm l f_{p2}$, а в результирующей АЧХ фильтра присутствует только одна полоса пропускания на частоте $f_0 = f_k = f_l$ (рис. 6,б).

В работе [9] описаны узкополосные фильтры рассмотренной конструкции, имеющие средние частоты 102,376 и 112,7 МГц при соответствующих полосах пропускания 50 и 42 кГц и подавлении побочных ангармонических откликов АЧХ на 26 и 23 дБ.

Во втором варианте конструкции узкополосного фильтра шаги L_1, L_2 электродов обоих секционированных преобразователей ВШП1 и ВШП2 выполнены уже неодинаковыми (см. рис. 6), то есть $L_1 > L_2$ или $L_1 < L_2$, а пространственные периоды секций L_{p1} для ВШП1 и L_{p2} для ВШП2 кратны целым числам длин волн λ_1 и λ_2 , соответствующих частотам f_{01} и f_{02} акустического синхронизма ВШП1 и ВШП2, и определяются из соотношения

$$\frac{L_{p1}}{L_{p2}} = \frac{L_{n1}}{2l} \left(\frac{1}{L_1} - \frac{1}{L_2} \right) + \frac{k}{l}, \quad (24)$$

где k и l — целые числа.

Как видно из уравнения (3), АЧХ секционированных ВШП1 и ВШП2 соответственно будут

$$A_1(f) = \left| \sum_{k=1}^K A_k(f) \exp[i\theta_k(f)] \right|;$$

$$A_2(f) = \left| \sum_{l=1}^L A_l(f) \exp[i\theta_l(f)] \right|,$$

где K и L — число секций в ВШП. Ангармонические отклики в АЧХ ВШП располагаются как ниже, так и выше их частот акустического синхронизма $f_{01} = v_{\text{эф}}/2 L_1$ и $f_{02} = v_{\text{эф}}/2 L_2$. При выборе шагов электродов $L_1 \neq L_2$ и определении пространственных периодов секций L_{p1} и L_{p2} из соотношения (24) в АЧХ преобразователей совпадают между собой лишь ангармонические отклики за номерами k и l , расположенные на заранее установленной средней частоте фильтра $f_0 = f_k = f_{01} \pm k f_{p1} = f_l = f_{p2} \pm l f_{p2}$. Как в случае $L_1 > L_2$, так и в случае $L_1 < L_2$ все несовпадающие ангармонические отклики значительно ослабляются и в результирующей АЧХ фильтра $A(f) = A_1(f) \cdot A_2(f)$ присутствует только одна требуемая составляющая на средней частоте фильтра $f_0 = f_k = f_l$ (рис. 6, б)

Как и в выше описанной структуре фильтра с широкополосным и полосозадающим ВШП, в рассмотренных конструкциях узкополосного фильтра с двумя полосозадающими ВШП1 возможно расширение рабочего диапазона частот за счет использования низкочастотных или высокочастотных ангармоник.

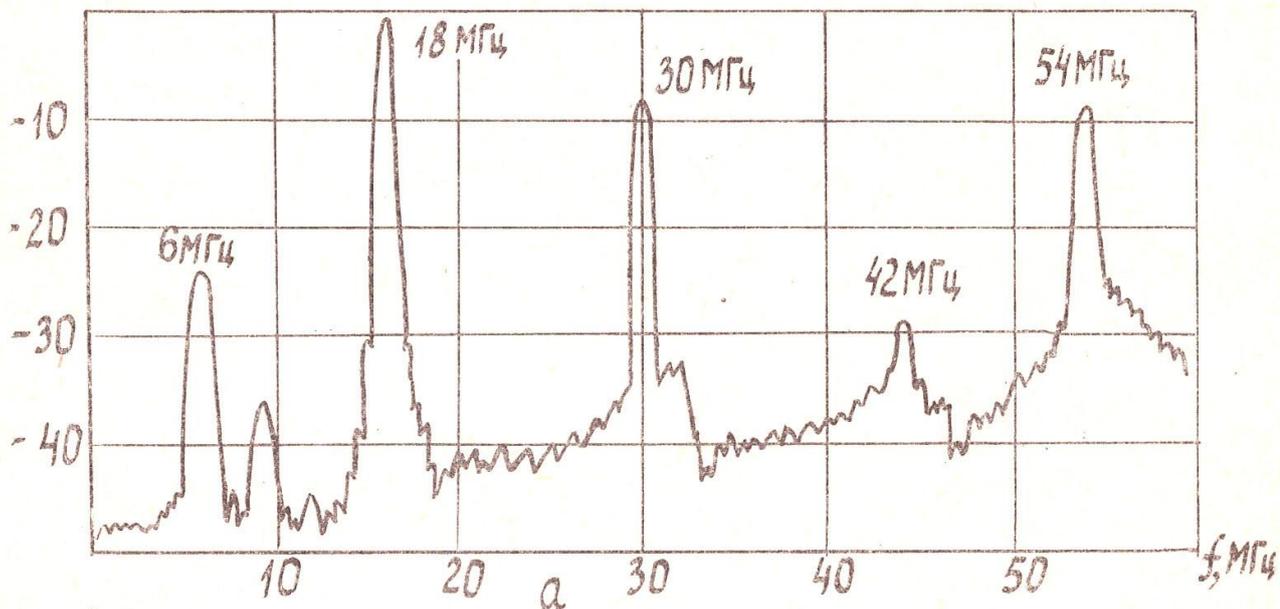
Приведенные рекомендации и расчеты проверялись экспериментально. На рис. 7,а показана АЧХ фильтра, состоящего из неаподизованного полосозадающего ВШП1 с прореживанием электродов и неаподизованного широкополосного ВШП2. Секционированный ВШП1 имеет среднюю частоту $f_{01} = 18$ МГц, число секций $M = 13$, число пар электродов в секции $N_i = 1,0$ и число пар электродов на период прореживания $N_p = 1,5$. Широкополосный ВШП2 имеет $f_{02} = 20$ МГц и содержит число пар электродов $N_n = 1,5$. В экспериментальной АЧХ фильтра наблюдается ряд ангармонических откликов, расположенных с периодом, равным частоте прореживания $f_p = f_0/N_p = 12$ МГц. Отклик на частоте 42 МГц ослаблен, так как вблизи него на частоте 46,5 МГц располагается нуль АЧХ ВШП2. Все отклики имеют одинаковую ширину по уровню -3 дБ, равную $\Delta f_3 \approx 0,887 f_0/M N_i = 0,63$ МГц.

На рис. 7,б представлена АЧХ фильтра с полосозадающим ВШП1, имеющим $f_{01} = 18$ МГц, $M = 13$, $N_i = 1,0$, $N_p = 1,5$. Для выделения первого высокочастотного ангармонического отклика в его АЧХ использовался широкополосный ВШП2 со средней частотой $f_{02} = 30$ МГц и $N_n = 6,0$. Поскольку нули АЧХ ВШП2 располагаются на частотах 20 и 40 МГц, отклики ВШП1 на частотах 18 и 42 МГц ослаблены незначительно. Ширина всех откликов по уровню -3 дБ составляют $\Delta f_3 = 0,61$ МГц.

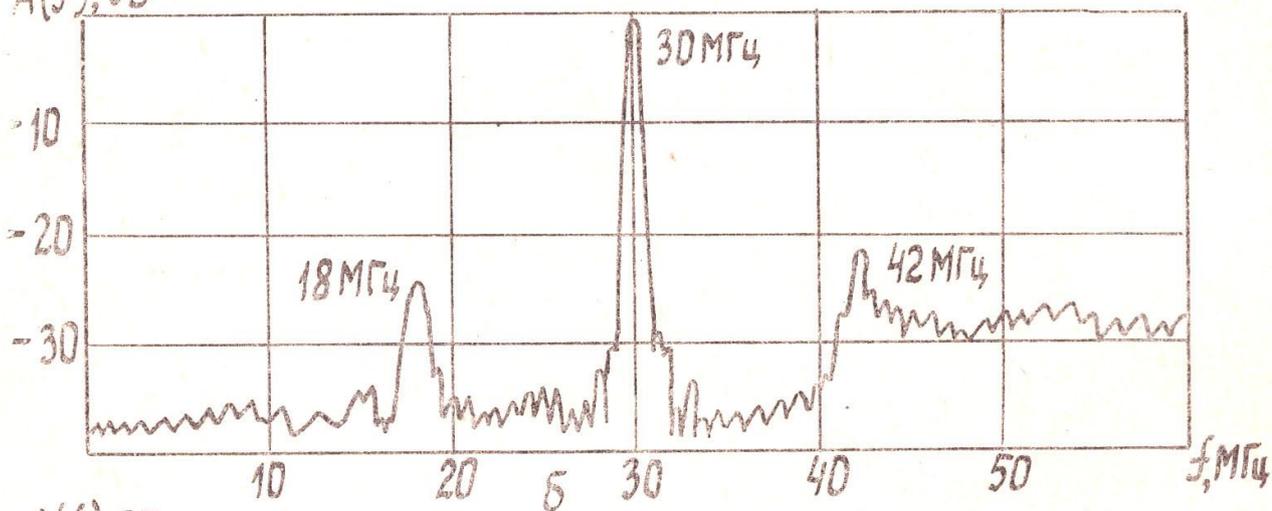
На рис. 7,в показана АЧХ узкополосного фильтра с двумя неаподизованными, полосозадающими ВШП1 и ВШП2 с прореживанием электродов, у которых на частоте 30 МГц совпадают первые высокочастотные отклики. Полосозадающий ВШП1 имеет $f_{01} = 22,5$ МГц, $M_1 = 11$, $N_{i1} = 1,0$ и $N_{p1} = 3,0$. Полосозадающий ВШП2 со средней частотой $f_{02} = 20$ МГц содержит $M_2 = 11$, $N_{i2} = 1,0$, $N_{p2} = 2,0$. Поскольку нули в АЧХ одного ВШП не везде совпали с максимумами в АЧХ другого,

то отклики на частотах 20 и 22,5 МГц ослаблены незначительно. Ширина отклика по уровню -3 дБ на частоте 30 МГц составляет $\Delta f_3 = 0,58$ МГц.

$A(f), \text{дБ}$



$A(f), \text{дБ}$



$A(f), \text{дБ}$

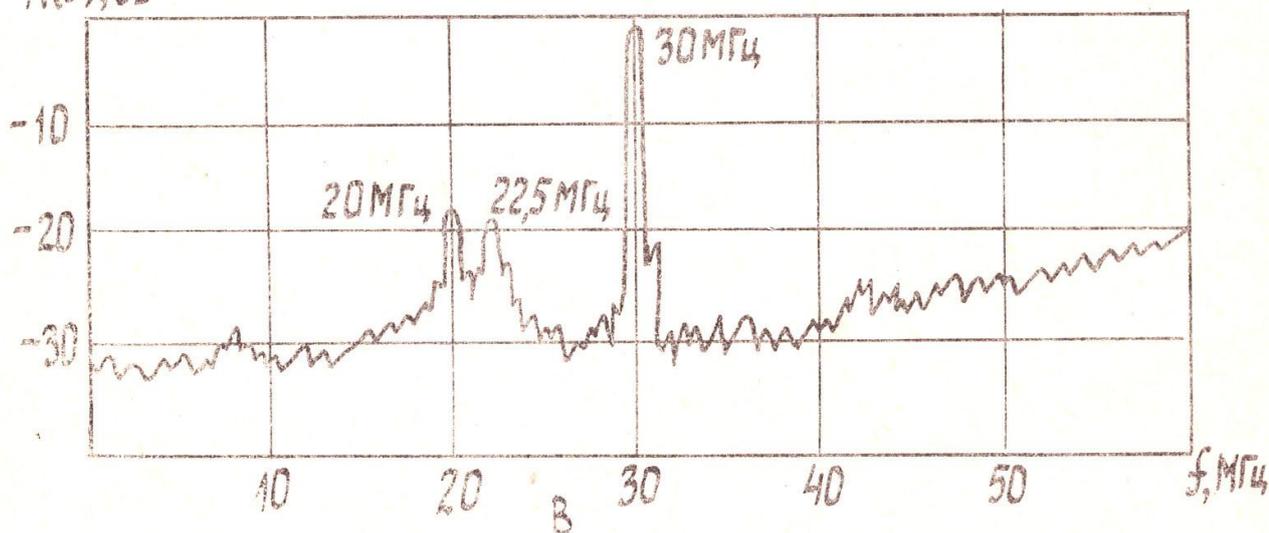


Рис. 7. Экспериментальная АЧХ фильтров различной структуры: а — секционированный ВШП1 и широкополосный ВШП2; б — секционированный ВШП1 и широкополосный ВШП2; в — секционированный ВШП1 и секционированный ВШП2

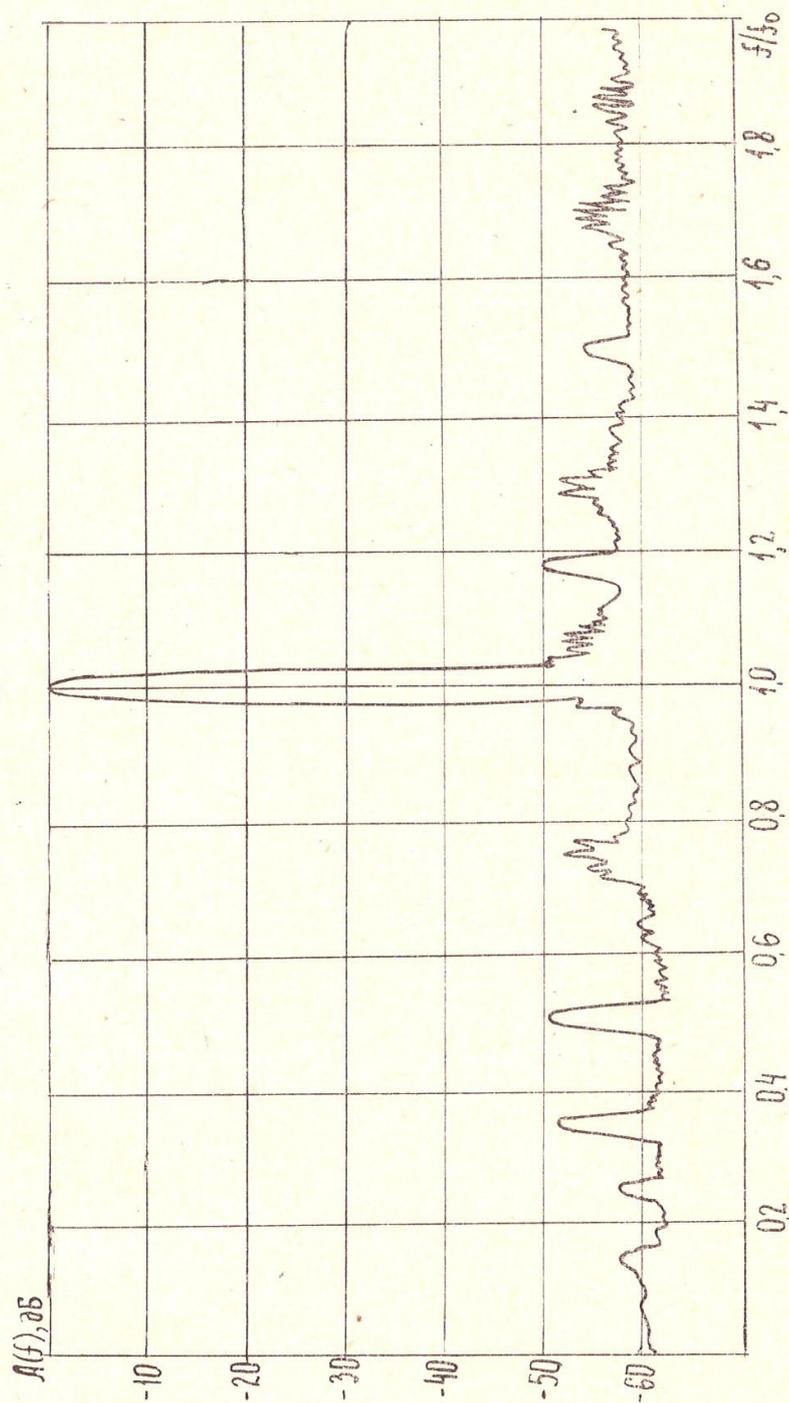


Рис. 8. Экспериментальные АЧХ фильтра с подавлением ангармонических откликов

Во всех описанных фильтрах согласующие цепи не использовались и вносимое затухание фильтров составляло —(55—60) дБ при нагрузке 75 Ом.

На рис. 8 приведена АЧХ фильтра, в котором использовался аподизованный секционированный ВШП1, имеющий $M=23$ секции при числе пар расщепленных электродов в секции $N_i=8$ и числе пар расщепленных электродов на период секционирования $N_p=16$, а также широкополосный неаподизованный ВШП2, содержащий $N_n=69$ пар расщепленных электродов. Частоты синхронизма обоих ВШП были одинаковыми и соотношения между N_i , N_p и N_n выбирались, исходя из приведенных ранее условий подавления ангармонических откликов, включая первый, в АЧХ полосозадающего ВШП1. Как видно из рис. 8, выполнение этих условий в совокупности с использованием согласующих цепей (последовательная индуктивность на входе и дифференциальный трансформатор на выходе) позволило получить затухание в полосе заграждения фильтра более 50 дБ. Уровень сигнала тройного прохождения, определяемого многократными отражениями от электродов, снизился на 9 дБ по сравнению с фильтром, в котором использовался несекционированный ВШП1, и составил —48 дБ относительно основного сигнала.

Выводы

1. Прореживание электродов в ВШП является эффективным средством уменьшения многократных отражений ПАВ.

2. Передаточная функция ВШП с прореживанием электродов является векторной суммой спектров отдельных секций, повторяющихся с частотой прореживания f_p как ниже, так и выше частоты акустического синхронизма f_0 преобразователя. Ширина каждого ангармонического отклика определяется числом электродов полосозадающего ВШП, а расстояние между этими откликами — периодом прореживания.

3. С целью реализации гребенчатой АЧХ следует использовать фильтр с одним широкополосным и другим полосозадающим ВШП или же два одинаковых полосозадающих ВШП.

4. Подавить ненужные ангармонические отклики (кроме первого) в АЧХ полосозадающего ВШП можно, совмещая с их частотами нули АЧХ отдельных секций. Первый низкочастотный или высокочастотный отклик ослабляется в результате совмещения с ними нулей второго ВШП фильтра.

5. Выделяя нужные ангармонические отклики в АЧХ полосозадающего ВШП с помощью другого широкополосного или полосозадающего ВШП, можно расширить достижимые нижние и верхние границы рабочего диапазона частот по крайней мере в 1,66 раза без увеличения габаритов или усложнения технологии изготовления фильтра.

ЛИТЕРАТУРА

1. Орлов В. С., Бондарько В. С., Орлова Л. В., Науменко Н. Ф., Речицкий В. И. Анализ влияния многократных отражений и сигналов тройного прохождения на выходные параметры фильтров ПАВ.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 1981, вып. 14, с. 52—64.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1971.
3. Танкрилл Р., Холланд М. Фильтры на акустических поверхностных волнах.— ТИИЭР, 1971, т. 59, № 3, с. 62—79.