

СИНТЕЗ УЗКОПОЛОСНОГО ФИЛЬТРА НА АКУСТИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛНАХ

В. С. САРДАРЯН, Л. М. ТАТИКЯН

Рассматривается синтез узкополосного фильтра с заданной передаточной характеристикой, приведен расчет структуры преобразователя, представляющего собой встречно-штыревую систему электродов на поверхности пьезоэлектрической пластины.

Произведем синтез фильтра, имеющего передаточную характеристику вида

$$S(f) = K/K_{\max} = \exp[-b|f - f_0|], \quad (1)$$

где f_0 — центральная частота, b — коэффициент, показывающий скорость нарастания ($f < f_0$) и спада ($f > f_0$) экспоненты, K — коэффициент передачи фильтра.

Синтезировать фильтр — означает определить такую конфигурацию электродов преобразователя, которая воспроизводила бы в частотной области заданную передаточную характеристику (1).

Известно, что функция аподизации (перекрывания) электродов во встречно-штыревом преобразователе определяется импульсным откликом, для получения которого необходимо взять обратное преобразование Фурье от заданного частотного отклика (1). Взяв преобразование Фурье от (1), получим импульсный отклик, соответствующий данному частотному отклику, т. е.

$$S(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-b|f - f_0|] \exp(2i\pi ft) df = \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp(2i\pi f_0 t), \quad (2)$$

где $|S(t)| = \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2}$ есть амплитудная функция, $\varphi(t) = 2\pi f_0 t$ — фазовая функция.

На основании метода фазовой дискретизации [1—3] расставим штыри преобразователя на поверхности пьезоэлектрической пластины в точках, которые соответствуют временам, где фаза сигнала (2) кратна π :

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t_n = \pi n, \quad t_n = \frac{n}{2f_0}. \quad (3)$$

Тогда соответствующие значения сигнала в этих точках будут равны

$$S(t_n) = (-1)^n \frac{2b}{b^2 + \left(\frac{\pi n}{f_0}\right)^2}, \quad (4)$$

где n — целое число.

Так как импульсный отклик фильтра (2) определен на всей временной оси, то для его реализации конечным числом штырей необходимо ограничить этот отклик. Для этого умножим импульсный отклик (2) на прямоугольное временное окно вида

$$W(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T/2 \\ 0, & |t| > T/2. \end{cases} \quad (5)$$

Тогда получим следующий финитный импульсный отклик:

$$S_T(t) = \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp(2i\pi f_0 t), \quad |t| \leq T/2, \quad (6)$$

$$S(t) = 0, \quad |t| > T/2.$$

Очевидно, что данному финитному импульсному отклику будет соответствовать уже другой частотный отклик, который будет более или менее приближаться к заданному отклику (1) в зависимости от ширины временного окна T . Известно, что для получения хорошей оценки пика частотного отклика ширина частот спектрального окна должна быть того же порядка, что и ширина полосы частот частотного отклика. Ширина полосы частот частотного отклика (1) на уровне половинной мощности будет равна

$$B = 2|f - f_0| = -2 \ln 0,5/b. \quad (7)$$

Приравнивая это значение ширине полосы частот прямоугольного временного окна, равного $1/T$, с помощью коэффициента пропорциональности α , получим

$$1/T = -\alpha 2 \ln 0,5/b. \quad (8)$$

Количество штырей для воспроизведения финитного импульсного отклика (6) будет равно

$$N = 2f_0 T. \quad (9)$$

Длина штырей в преобразователе должна быть пропорциональна «весовым» коэффициентам

$$a_n = \frac{|S(t_n)|}{f_0}, \quad (10)$$

где

$$|S(t_n)| = \frac{2b}{b^2 + \left(\frac{\pi n}{f_0}\right)^2}.$$

Расстояние между соседними штырями в преобразователе будет равно длине, пробегаемой поверхностной волной за время между соседними выборками, т. е.

$$d = v(t_n - t_{n-1}) = v/2f_0, \quad (11)$$

где v — скорость поверхностной волны.

Таким образом, мы определили все основные параметры входного преобразователя. Выходной преобразователь можно сделать широкополосным

так, что форму частотного отклика будет определять входной преобразователь. На рис. 1 представлена схема синтезированного фильтра.

Определим теперь частотный отклик фильтра, соответствующий финитному импульсному отклику (6), воспроизводимый встречно-штыревым преобразователем с количеством штырей N , с длинами, пропорциональными a_n , и расстоянием d между ними.

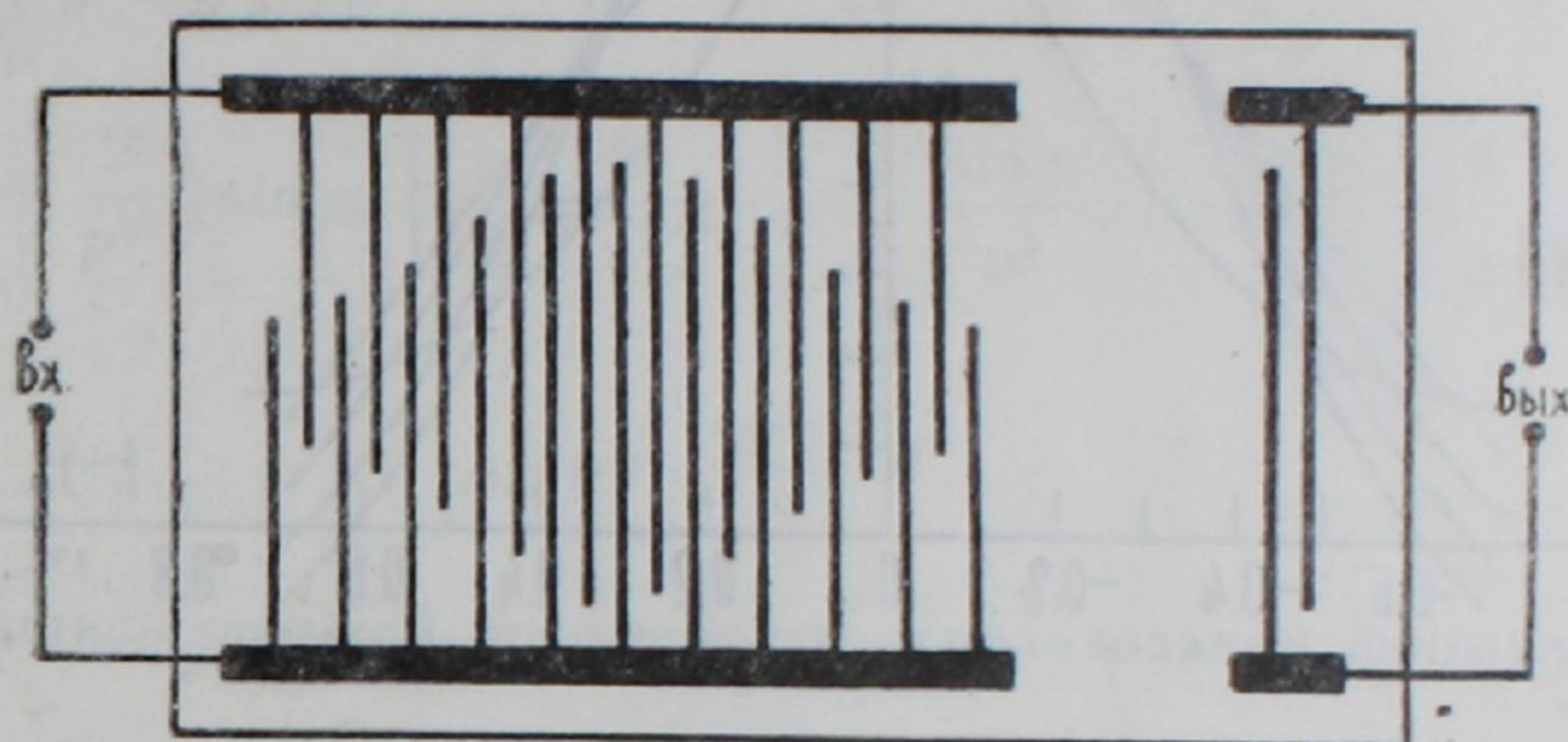


Рис. 1. Схема синтезированного фильтра.

Взяв преобразование Фурье от (6), получим

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp(i\omega_0 t) \exp(-i\omega t) dt = \\ & = \int_{-T/2}^{T/2} \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp[i(\omega_0 - \omega)t] dt. \end{aligned}$$

Значение интеграла можно вычислить, воспользовавшись приближенной формулой Филона для сильно осциллирующих функций [4],

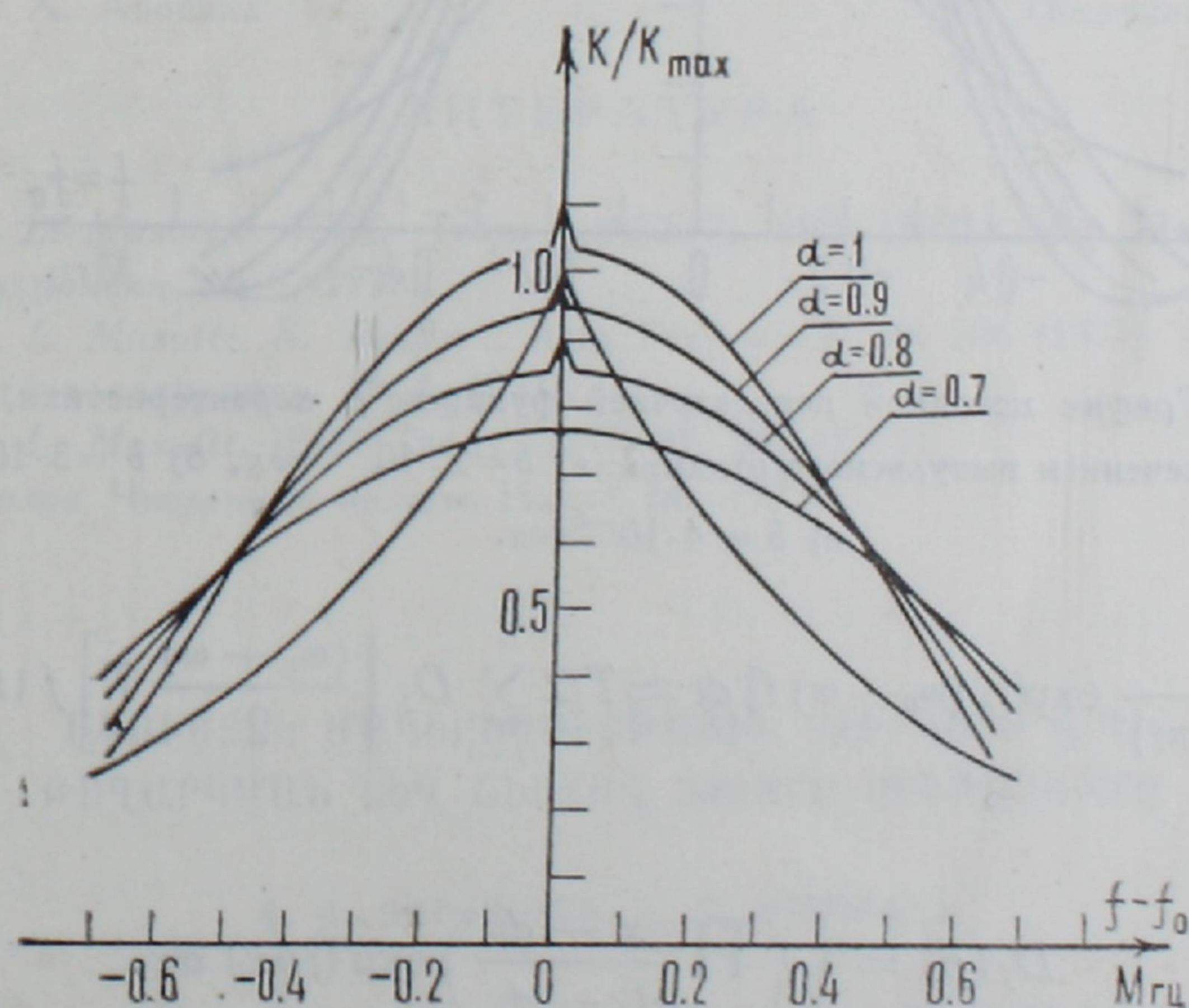


Рис. 2а.

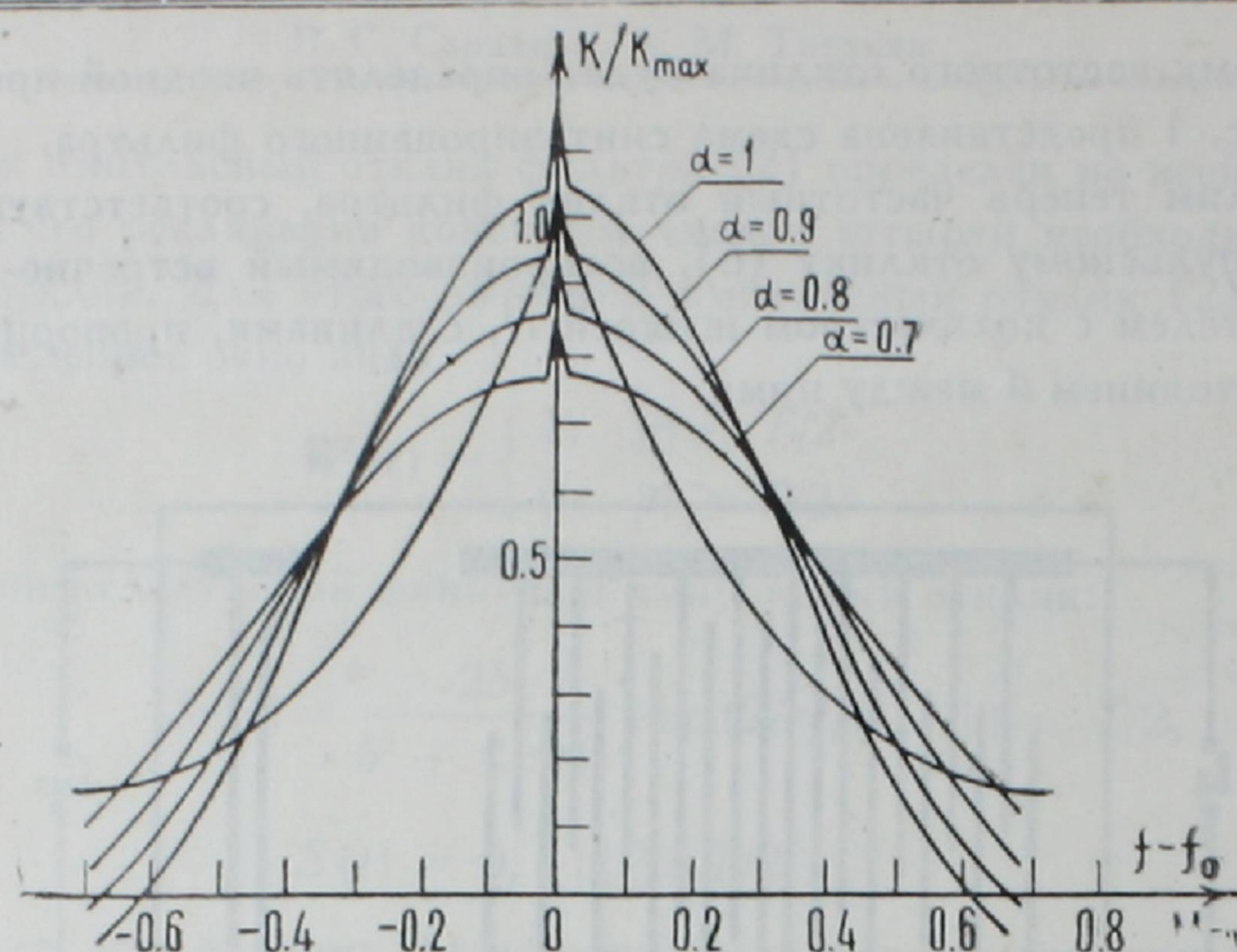


Рис. 26.

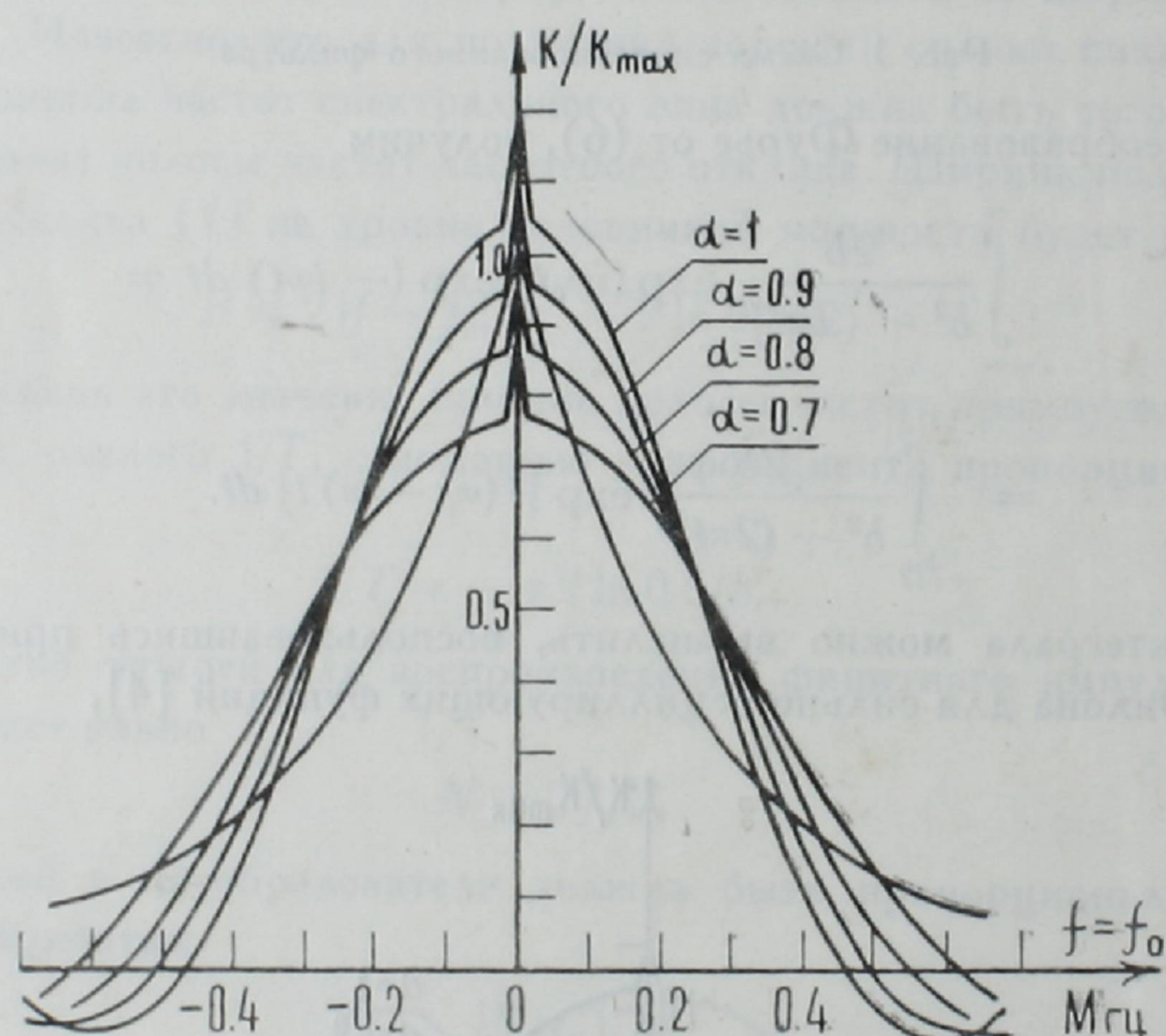


Рис. 2в.

Рис. 2. График исходной передаточной функции и характеристики, полученные усечением импульсного отклика: а) $b = 2 \cdot 10^{-6}$ сек, б) $b = 3 \cdot 10^{-6}$ сек, в) $b = 4 \cdot 10^{-6}$ сек.

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp[i(\omega_0 - \omega)t] dt \approx T/2 \sum_{j=1}^3 D_j \left[\frac{(\omega_0 - \omega)}{2} T \right] f(t_j), \quad (12)$$

где

$$D_j(p) = \int_{-1}^1 \left(\prod_{k+j} \frac{x - d_k}{d_j - d_k} \right) \exp(ipx) dx,$$

$$d_1 = -1, \quad d_2 = 0, \quad d_3 = 1.$$

Производя соответствующие вычисления, получим

$$\int_{-T/2}^{T/2} \frac{2b}{b^2 + (2\pi t)^2} \exp[i(\omega_0 - \omega)t] dt \approx T/2 \left\{ \left[\frac{2}{p^2} \cos p + \left(\frac{1}{p} - \frac{2}{p^3} \right) \sin p \right] \frac{4b}{b^2 + \pi^2 T^2} + \left(\frac{\sin p}{p^3} - \frac{\cos p}{p^2} \right) \frac{8}{b} \right\}, \quad (13)$$

где

$$p = \frac{\omega_0 - \omega}{2} T.$$

Воспользовавшись оценкой погрешности использования формулы Филона, получим

$$|R| \leq 5 \cdot 10^{-5}.$$

На рис. 2а, б и в показаны графики функции (13), вычисленные на ЭВМ «Раздан-3» при различных значениях b . С целью выяснения оптимального коэффициента пропорциональности α в формуле (8) вычисления производились для каждого b при различных значениях α , т. е. при различных значениях ширины временного окна, и сравнивались с (1).

Как видно из графиков для данного b при изменении α форма кривых существенно не изменяется. Оптимальным значением α в смысле приближения к функции (1) является значение $\alpha = 0,9$.

Институт радиопизики и электроники АН АрмССР
Армянский педагогический институт им. Х. Абовяна

Поступила 20.XII.1974

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Atzeni, L. Masotti. IEEE Trans., AES-7, 662 (1971) (пер. Зарубежная радиоэлектроника, № 8, 1972).
2. С. Atzeni, L. Masotti, E. Teodori. Alta Frequenza, 40, 506 (1971) (пер. Зарубежная радиоэлектроника, № 2, 1973).
3. С. Atzeni, L. Masotti. IEEE Trans., MTT-21, 505 (1973).
4. Н. С. Бахвалов. Численные методы, Наука, М., 1973.

ԱԿՈՒՍՏԻԿ ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԱՅԻՆ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ՎՐԱ
ԹՈՂԱՐԿՄԱՆ ՆԵՂ ՇԵՐՏՈՎ ՖԻԼՏՐԻ ՍԻՆԹԵԶՈՒՄԸ

Վ. Ս. ՍԱՐԴԱՐՅԱՆ, Լ. Մ. ԹԱԹԻԿՅԱՆ

Դիտարկվում է տրված փոխանցման բնութագրով ակուստիկ մակերևութային ալիքների վրա թողարկման նեղ շերտով ֆիլտրի սինթեզումը: Բերված է ձևափոխիչի կառուցվածքի հաշվարկը, որն իրենից ներկայացնում է պիեզաէլեկտրական թիթեղի մակերևութի վրա հանդիսացող արձակային էլեկտրոդների համակարգ:

THE SYNTHESIS OF NARROW-BAND ACOUSTIC SURFACE WAVE FILTER

V. S. SARDARYAN, L. M. TATIKYAN

The synthesis of narrow-band filter with a definite transmission characteristic is considered and the structure of the converter, being a counter-pin electrode system on the surface of piezoelectric plate, is calculated.