

## МЕТОДЫ СИНТЕЗА ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА НА АКУСТИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТНЫХ ВОЛНАХ

В. С. САРДАРЯН, Л. М. ТАТИКЯН

В работе рассмотрены два метода синтеза полосового фильтра на акустических поверхностных волнах с использованием встречно-штыревых преобразователей, осажденных на пьезоэлектрическую подложку: асимптотический синтез и синтез на основе преобразования Фурье с усечением импульсного отклика. В обоих случаях получены аналитические формулы для передаточной характеристики. Для оценки качества приближения с заданной передаточной характеристикой приведены графики, построенные с использованием ЭВМ.

Одним из интересных применений акустических поверхностных волн является полосовой фильтр, который применяется в качестве телевизионного фильтра, в акустических корреляторах, в радарных устройствах обработки сигналов для сжатия импульсов и др.

Передаточную характеристику идеального полосового фильтра, сосредоточенного на нулевой частоте, можно представить в виде

$$H(f) = \begin{cases} \exp(-2 i \pi f t_0), & |f| \leq B/2 \\ 0, & |f| > B/2, \end{cases} \quad (1)$$

где  $t_0$  — постоянная групповой задержки,  $B$  — ширина полосы частот фильтра. Цель синтеза заключается в нахождении по заданной передаточной характеристике основных параметров решетки преобразователя, т. е. расположения, количества и длины штырей. Это может быть сделано двумя методами.

В первом методе (метод асимптотического синтеза [1]) наряду с передаточной характеристикой синтезируемого фильтра (1) задается огибающая импульсного отклика и отыскивается закон частотной модуляции импульсного отклика.

Допустим, что огибающая импульсного отклика является прямоугольной, т. е.

$$h(t) = \begin{cases} \sqrt{B/T}, & |t| \leq T/2 \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (2)$$

где  $T$  — длительность импульсного отклика.

На основании теоремы Парсеваля можно написать

$$B \int_{-T/2}^{T/2} \frac{dt}{T} = \int_{-B/2}^{B/2} df,$$

т. е.

$$f = B \frac{t}{T}. \quad (3)$$

Мгновенная фаза полученного сигнала изменяется по закону

$$\Phi(t) = 2\pi \int f dt = \pi \frac{B}{T} t^2 + \Phi_0, \quad (4)$$

где  $\Phi_0$  — начальная фаза.

Таким образом, мы получили, что передаточной характеристике идеального полосового фильтра (1) соответствует импульсный отклик с прямоугольной огибающей и линейным законом частотной модуляции высокочастотного заполнения (3). Очевидно, что в зависимости от длительности импульсного отклика частотный отклик будет в той или иной степени приближаться к заданному (1). Для оценки этого приближения произведем преобразование Фурье полученного импульсного отклика:

$$H_T(f) = \int_{-T/2}^{T/2} \sqrt{B/T} \exp\left(i\pi \frac{B}{T} t^2\right) \exp(-2i\pi ft) dt. \quad (5)$$

Воспользовавшись табличными интегралами [2], нетрудно выразить (5) через интегралы Френеля

$$|H_T(f)| = \sqrt{0,5} \left\{ \left( C \left[ \frac{\sqrt{\pi m}}{2} (1+p) \right] + C \left[ \frac{\sqrt{\pi m}}{2} (1-p) \right] \right)^2 + \left( S \left[ \frac{\sqrt{\pi m}}{2} (1+p) \right] + S \left[ \frac{\sqrt{\pi m}}{2} (1-p) \right] \right)^2 \right\}^{1/2}, \quad (6)$$

где  $m = BT$  — коэффициент сжатия,  $p = 2f/B$  — нормированная частота.

Графики функций (6) для некоторых значений коэффициента сжатия ( $m = 10, 125$ ;  $m = 60, 5$ ;  $m = 120, 125$ ) приведены в работе [3]. Из этих графиков видно, что с увеличением коэффициента сжатия  $m$  кривая спектра (6) приближается к заданному (1) с общей полосой частот, стремящейся к  $B$ . При этом улучшение происходит не за счет уменьшения отклонения френелевских пульсаций от единичного уровня, а вследствие уменьшения участков, в которых эти отклонения существенны.

Таким образом, для синтеза полосового фильтра с заданной полосой частот  $B$  необходимо выбирать длительность импульсного отклика из условия  $T = m/B > 120/B$ . Однако ясно, что с увеличением  $T$  будет увеличиваться также число штырей, требуемых для воспроизведения данного импульсного отклика. Следовательно, при выборе  $T$  необходимо идти на компромисс между улучшением приближения частотного отклика к заданному (1) и увеличением количества штырей в преобразователе.

На основании метода фазовой дискретизации [4] по найденному импульсному отклику можно определить все основные параметры встречно-

штыревого преобразователя. Как видно из закона модуляции (3) и огибающей (2), решетка встречно-штыревого преобразователя будет иметь неэквидистантное расположение штырей друг от друга, но одинаковое перекрытие.

Во втором методе заданной также является требуемая передаточная характеристика, сосредоточенная на нулевой частоте, и на основании преобразования Фурье ищется соответствующий ей импульсный отклик. Как мы заметили в первом методе, в полосе пропускания полосового фильтра получались пульсации, связанные со структурой интегралов Френеля. Для выяснения влияния пульсаций на частотную характеристику полосового фильтра рассмотрим передаточную характеристику, в полосе пропускания которой уже присутствуют гармонические пульсации,

$$H(f) = \begin{cases} \left(1 + b \cos \frac{2\pi n}{B} f\right) \exp(-2i\pi f t_0), & |f| \leq B/2 \\ 0, & |f| > B/2, \end{cases} \quad (7)$$

где  $n$  характеризует число пульсаций в полосе пропускания, а  $b$  — амплитуду пульсаций.

Совершив преобразование Фурье, из (7) получим

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp(2i\pi f t) df = \frac{\sin \pi B (t - t_0)}{\pi (t - t_0)} + \\ + \frac{b}{2} \frac{\sin \pi B (t - t_0 + n/B)}{\pi (t - t_0 + n/B)} + \frac{b}{2} \frac{\sin \pi B (t - t_0 - n/B)}{\pi (t - t_0 - n/B)}. \quad (8)$$

Из выражения (8) видно, что наличие в (7) косинусоидального слагаемого приводит к появлению в импульсном отклике двух слагаемых типа  $\sin x/x$  с амплитудой  $b/2$  и задержками соответственно  $-n/B$  и  $n/B$ . Нетрудно также заметить, что первое слагаемое в (8) является импульсным откликом идеального полосового фильтра ( $b=0$ ). Для воспроизведения (8) конечным числом штырей в преобразователе необходимо ограничить длительность импульсного отклика. Как и в первом методе, умножим импульсный отклик (8) на прямоугольное временное окно с шириной  $T$ .

Для оценки качества приближения частотного отклика, соответствующего финитному импульсному отклику с длительностью  $T$  и заданной передаточной характеристикой (7), совершим преобразование Фурье финитного отклика. Так как импульсный отклик (8) является четной функцией относительно  $\tau = t - t_0$ , то можно воспользоваться косинус-преобразованием Фурье от  $h(\tau)$

$$|H_T(f)| = \left| 2 \int_0^{T/2} h(\tau) \cos^2 2\pi f \tau d\tau \right| = \frac{1}{\pi} [\text{Si}(A) + \text{Si}(D)] + \\ + (-1)^n \frac{b}{2\pi} \{ \sin x [2C - \text{Ci}(X) - \text{Ci}(Z)] + \sin y [2C - \text{Ci}(Y) - \text{Ci}(K)] + \\ + \cos x [\text{Si}(X) - \text{Si}(Z)] + \cos y [\text{Si}(Y) - \text{Si}(K)] \}, \quad (9)$$

где  $\text{Si}(t)$  и  $\text{Ci}(t)$  — интегральные синус и косинус,  $C \approx 0,5772$  — постоянная Эйлера-Маскерони,

$$A = \pi \frac{T}{2} (B - 2f), \quad D = \pi \frac{T}{2} (B + 2f),$$

$$x = \pi \frac{n}{B} (B - 2f), \quad y = \pi \frac{n}{B} (B + 2f),$$

$$X = \pi (T/2 + n/B) (B - 2f), \quad Y = \pi (T/2 + n/B) (B + 2f),$$

$$Z = \pi (n/B - T/2) (B - 2f), \quad K = \pi (n/B - T/2) (B + 2f).$$

Учитывая, что интегральный косинус для отрицательных значений аргумента не определен, должны потребовать выполнения неравенств

$$f \leq B/2 \quad (10)$$

и

$$T/2 < n/B. \quad (11)$$

Из неравенства (11) вытекает условие выбора усечения импульсного отклика при заданных  $n$  и  $B$ . Из выражения (9) видно, что  $H_T(f)$  является четной функцией частоты, а первое слагаемое является частотным откликом идеального полосового фильтра ( $b=0$ ).

Произведя нормировку частоты в выражении (9), получим

$$|H_T(p)| = \left| \frac{1}{\pi} [\text{Si}(A) + \text{Si}(D)] + (-1)^n \frac{b}{2\pi} \{ \sin x [2C - \text{Ci}(X) - \text{Ci}(Z)] + \sin y [2C - \text{Ci}(Y) - \text{Ci}(K)] + \cos x [\text{Si}(X) - \text{Si}(Z)] + \cos y [\text{Si}(Y) - \text{Si}(K)] \} \right|. \quad (12)$$

На рис. 1—6 представлены графики функции  $|H_T(p)|$ . При этом для выяснения характера влияния пульсаций в (7) на характеристику по-

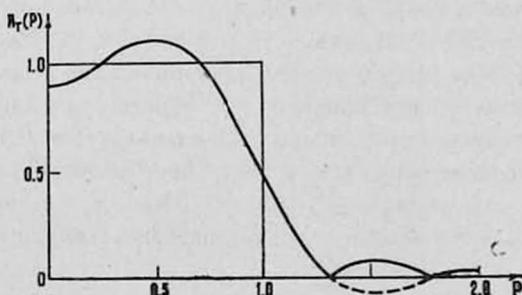


Рис. 1. Частотный отклик идеального полосового фильтра при длительности импульсного отклика  $T=4/B$ .

лосового фильтра частотные отклики идеального полосового фильтра (1) и полосового фильтра с одинаковыми пульсациями в полосе пропускания (7) показаны отдельно. На рис. 1 показан частотный отклик идеального поло-

сового фильтра с длительностью импульсного отклика  $T=4/B$ . Из этого рисунка видно, что в частотном отклике имеются пульсации, обусловленные осцилляционным характером интегрального синуса в выражении (12). При этом по мере удаления от начала координат пульсации вне полосы пропускания затухают. Из сравнения рис. 1 и 4 можно сделать вывод, что с увеличением длительности импульсного отклика увеличивается число пульсаций в полосе пропускания и запрета при одновременном уменьшении их амплитуды. В то же время увеличивается крутизна фронтов на краях полосы пропускания. Что же касается пульсаций вблизи краев полосы пропускания, то их нельзя уменьшить из-за явления Гиббса [5]. Величину выброса, близкого к краю полосы пропускания, можно уменьшить применением других, отличных от прямоугольной, весовых функций [6]. Однако необходимо заметить, что это уменьшение достигается за счет уменьшения крутизны фронтов.

На рис. 2, 3 представлены графики функции  $|H_T(p)|$  для  $T=4/B$  и соответственно  $b=0,1$  и  $b=0,2$ . Из сравнения рис. 1 и 2 следует, что фор-

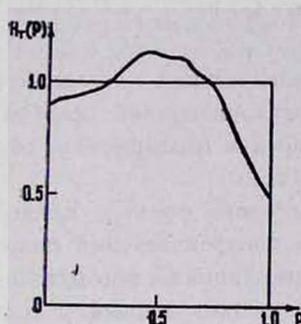


Рис. 2.

Рис. 2. Частотный отклик в полосе пропускания для (7) при  $T=4/B$  и  $b=0,1$ .

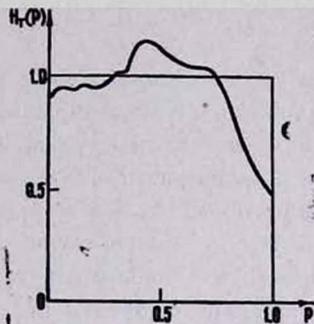


Рис. 3.

Рис. 3. Частотный отклик в полосе пропускания для (7) при  $T=4/B$  и  $b=0,2$ .

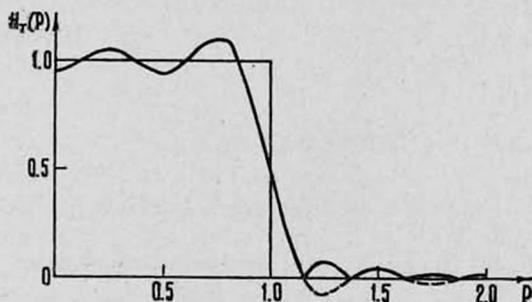


Рис. 4. Частотный отклик идеального полосового фильтра при длительности импульсного отклика  $T=8/B$ .

ма кривой частотного отклика при задании первоначальных пульсаций в полосе пропускания полосового фильтра почти не изменяется. При этом появляется некоторая изрезанность в частотном отклике фильтра (рис. 2). При увеличении первоначальных пульсаций до  $b=0,2$  (рис. 3) изрезанность увеличивается. Из сравнения рис. 2 и 3 видно, что изрезанность про-

является в большей мере до  $\rho=0,7$ , а далее форма кривой почти не изменяется (сравни рис. 5 и 6).

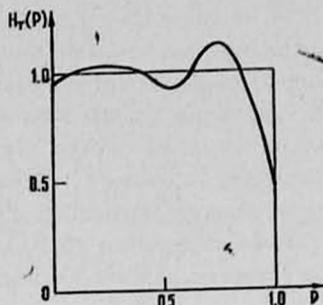


Рис. 5.

Рис. 5. Частотный отклик в полосе пропускания для (7) при  $T=8/B$  и  $b=0,1$ .

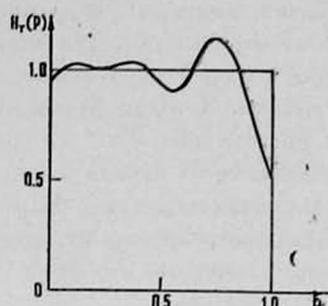


Рис. 6.

Рис. 6. Частотный отклик в полосе пропускания для (7) при  $T=8/B$  и  $b=0,2$ .

Как видно из выражения (8), для воспроизведения идеальной полосовой характеристики необходимо иметь встречно-штыревой преобразователь с эквидистантным расположением штырей и перекрытием, соответствующим закону изменения импульсного отклика.

Таким образом, оба метода синтеза полосового фильтра приводят к одним и тем же результатам. При этом для воспроизведения полосовой характеристики в первом случае требуется дисперсионный преобразователь с постоянным перекрытием [7], а во втором — аподизованный, с постоянным шагом [8].

Армянский педагогический  
институт  
Институт радиофизики  
и электроники АН АрмССР

Поступила 20.VIII.1975

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Д. Е. Вакман, Р. М. Седлекций. Вопросы синтеза радиолокационных сигналов, Изд. Советское радио, М., 1973.
2. И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. Физматгиз, М., 1962.
3. J. R. Klauder et al. Bell Syst. Tech. J., 39, 745 (1950); Зарубежная радиоэлектроника, № 1 (1961).
4. С. Atzeni, L. Masotti. IEEE Trans., MTT-21, 505 (1973).
5. A. Papoulls. The Fourier Integral and its Application, McGraw-Hill, New York, 1962.
6. Ю. И. Грибанов, В. Л. Мальков. Спектральный анализ случайных процессов, Изд. Энергия, М., 1974.
7. J. C. Worley. IEEE Trans., MTT-21, 302 (1973).
8. С. Atzeni, L. Masotti. Electronics Lett., 8, 485 (1972).

ԱԿՈՒՍՏԻԿ ՄԱԿԵՐԵՎՈՒՅԹԱՅԻՆ ԱԼԻՔՆԵՐԻ ՎՐԱ ՇԵՐՏԱՎՈՐ  
ՖԻԼՏՐԻ ՍԻՆԹԵԶՄԱՆ ՄԵԹՈԴՆԵՐԸ

Վ. Ս. ՍԱՐԴԱՐՅԱՆ, Լ. Մ. ԹԱԹԻԿՅԱՆ

Աշխատանքում քննարկված են ակուստիկ մակերևութային ալիքների վրա շերտավոր ֆիլտրի սինթեզման երկու մեթոդ՝ ասիմպտոտիկ սինթեզը և Ֆուրյեի ձևափոխումների վրա հիմնված սինթեզը: Այդ մեթոդների համար ստացված են փոխանցման բնութագրերի անալիտիկ րանաձևեր: Տրված փոխանցման բնութագրերով բերված են մոտավորության զնահատման համար էՉՄ-ով կառուցված գրաֆիկներ:

METHODS OF BANDPASS FILTER SYNTHESIS  
ON ACOUSTIC SURFACE WAVES

V. S. SARDARYAN, L. M. TATIKYAN

Two methods of bandpass filter synthesis on acoustic surface waves are described—the asymptotic and the Fourier transform based ones. Analytic expressions for the transfer characteristic for these methods are obtained. Computer plotted graphs are given.