

## ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 004.383.3

## НЕРАВНОПОЛОСНЫЙ КОСИНУСНО-МОДУЛИРОВАННЫЙ БАНК ФИЛЬТРОВ ДЛЯ АППРОКСИМАЦИИ ШКАЛЫ БАРКОВ

М.И. ВАШКЕВИЧ, А.А. ПЕТРОВСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 27 февраля 2009

Рассматриваются практические аспекты использования неравнополосных косинусно-модулированных банков фильтров (НКМБФ) для аппроксимации шкалы барков. Особое внимание уделяется минимизации ошибки аппроксимации шкалы барков за счет точного определения коэффициента фазового преобразования.

*Ключевые слова:* неравнополосный банк фильтров, психоакустика, шкала барков.

### Введение

В настоящее время при построении систем обработки речевых сигналов и звука широко применяются методы, основанные на принципах психоакустики [1–5]. В частности, используется такой результат исследований в области психоакустики, как критические частотные полосы [2]. Критической частотной полосой называется диапазон частот, внутри которого маскирующее отношение сигнал/шум остается постоянным. Использование критических частотных полос позволяет проектировать системы обработки речи, согласованные со слуховой системой человека. Как правило, в таких системах анализ и обработка спектра сигнала проводится в частотной шкале барков [1]. Эта шкала определена так, что критические частотные полосы слуховой системы человека имеют ширину в один барк. В работе [6] было показано, что НКМБФ позволяет с большой точностью аппроксимировать психоакустические шкалы. В данной статье рассматриваются вопросы, связанные с применением НКМБФ для аппроксимации шкалы барков. Кроме того в работе производится минимизация ошибки аппроксимации шкалы барков с использованием различных критериев оптимизации.

### Косинусно-модулированный банк фильтров

Общая структура банка фильтра приведена на рис. 1,а. Через  $H_0(z), H_1(z) \dots H_{M-1}(z)$  обозначен банк фильтров анализа, а через  $F_0(z), F_1(z) \dots F_{M-1}(z)$  банк фильтров синтеза. В данной статье рассматривается банк фильтров, получаемый путем косинусной модуляции импульсной характеристики фильтра-прототипа  $h(n)$ . Фильтр-прототип является фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и линейной фазово-частотной характеристикой (ФЧХ) — в этом случае система анализ/синтез также обладает линейной ФЧХ.

Как было показано в [7], в случае  $M$ -канального косинусно-модулированного банка фильтров (КМБФ) импульсные характеристики банков анализа и синтеза записываются следующим образом ( $k=0 \dots M-1$ ):

$$h_k(n) = 2h(n) \cdot \cos \left( (2k+1) \frac{\pi}{2M} \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^k \frac{\pi}{4} \right), \quad (1)$$

$$f_k(n) = 2h(n) \cdot \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right), \quad (2)$$

где  $N$  — порядок фильтра прототипа. Так же на порядок фильтра прототипа накладывается ограничение  $N=2mM$ , где  $m$  — это произвольное положительное целое число, а  $M$  — это число каналов в банке фильтров.

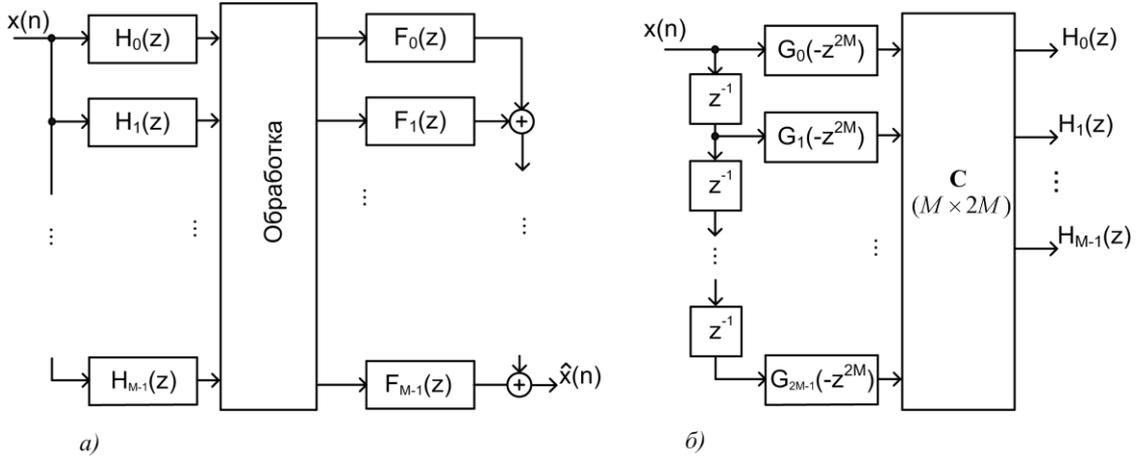


Рис. 1. Общая структура банка фильтров (а); эффективная реализация КМБФ (б)

В работе [7] рассматривается эффективная реализация КМБФ, в основе которой лежит полифазное представление фильтра-прототипа:

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cdot z^{-n} = \sum_{q=0}^{2M-1} \sum_{p=0}^{m-1} h(q+2pM) z^{-(q+2pM)} = \sum_{q=0}^{2M-1} z^{-q} G_q(z^{2M}). \quad (3)$$

Введем следующее обозначение:

$$c_{k,l} = 2 \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(l - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right). \quad (4)$$

Далее, используя периодичность функции косинус, получаем следующее тождество:

$$c_{k,(l+2pM)} = (-1)^p c_{k,l}. \quad (5)$$

Выражение для эффективной реализации косинусно-модулированного банка фильтра получается путем подстановки выражения (1) в (3):

$$H_k(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h_k(n) \cdot z^{-n} = \sum_{q=0}^{2mM-1} h_k(n) c_{k,n} \cdot z^{-n} = \sum_{q=0}^{2M-1} \sum_{p=0}^{m-1} h(q+2pM) c_{k,(q+2pM)} z^{-(q+2pM)}. \quad (6)$$

После чего, применяя упрощение (5) к (6), получаем:

$$H_k(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} z^{-q} c_{k,q} \sum_{p=0}^m (-1)^p h(q+2pM) z^{-2pM} = \sum_{q=0}^{2M-1} c_{k,q} z^{-q} G_q(-z^{2M}). \quad (7)$$

Формула (7) лежит в основе эффективной реализации КМБФ, изображенной на рис. 1, б. Через  $C=[c_{kl}]$  здесь обозначен блок косинусной модуляции (4).

### Неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров

В основе неравнополосных банков фильтров лежит идея фазового преобразования (all-pass transform) [8], которое используется для получения неравномерного частотного разрешения дискретных сигналов. Неравнополосный банк фильтров, получаемый путем простой замены элементов задержки в полифазных компонентах на фазовые фильтры, был предложен в работе [9].

Рассмотрим передаточную функцию  $A(z)$  стабильного каузального фазового звена:

$$A(z) = \frac{z^{-1} - a}{1 - az^{-1}}, \quad |a| < 1. \quad (8)$$

Ограничимся рассмотрением случаев, когда параметр  $a$  принимает действительные значения. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фазового звена равна

$$A(e^{j\omega}) = e^{jq_p(\omega)}, \quad (9)$$

где

$$\varphi_p(\omega) = -\omega + 2\arctg\left(\frac{a \sin \omega}{a \cos \omega - 1}\right). \quad (10)$$

Таким образом, замена элемента  $z^{-1}$  на фазовое звено приводит к отображению частотной оси  $\omega \rightarrow \varphi_p(\omega)$ . Производя замену  $z^{-1} \rightarrow A(z)$  в выражении (7) получаем передаточную функцию неравнополосного косинусно-модулированного фильтров (НКМБФ):

$$H_k^n(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} c_{k,q} A(z)^q \cdot G_q(-A(z)^{-2M}). \quad (11)$$

Подставляя выражение (9) в (7), получаем АЧХ НКМБФ:

$$H_k^n(e^{j\omega}) = \sum_{q=0}^{2M-1} c_{k,q} e^{-jq\varphi_p(\omega)} G_q(-e^{j2M\varphi_p(\omega)}). \quad (12)$$

Суть фазового преобразования в получении НКМБФ поясняется на рис. 2,а.

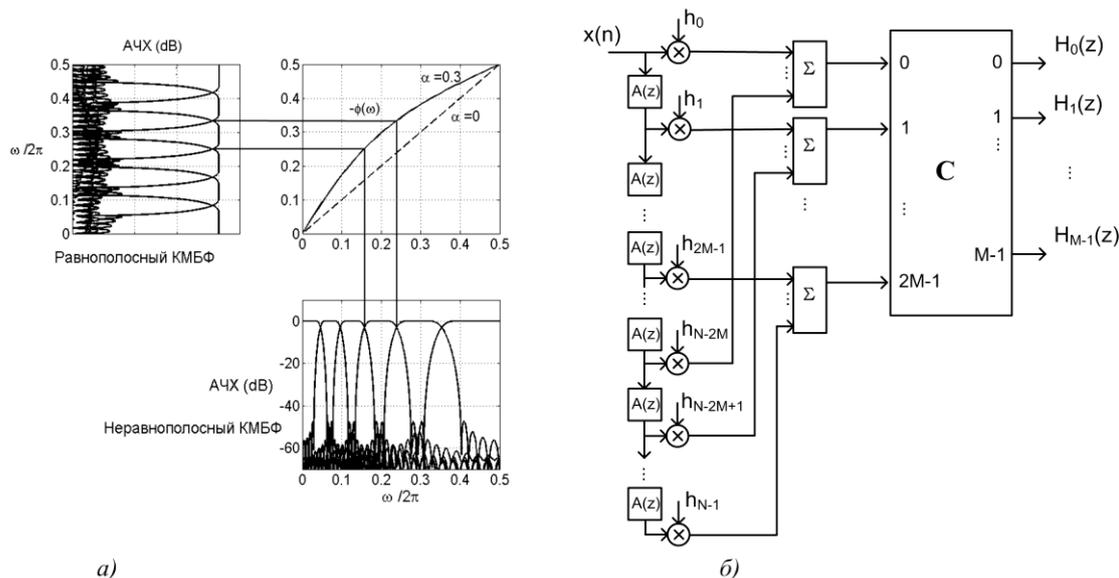


Рис. 2. Суть фазового преобразования (а); структура НКМБФ анализа (б)

На основании выражения (11) структура неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров анализа выглядит следующим образом (рис. 2,б).

Впервые неравнополосный вариант косинусно-модулированного банка фильтров был предложен в [6] для того, чтобы избежать комплексных канальных сигналов, которые получаются при использовании неравнополосных ДПФ-модулированных банков фильтров [10].

### Использование НКМБФ для аппроксимации шкалы барков

В таблице приведено соответствие шкалы барков и частотных полос в герцах.

Шкала барков отражает тот факт, что частотная избирательность слуховой системы человека намного лучше в области низких частот и ухудшается с увеличением частоты. Как упо-

миналось ранее, в настоящее время принципы психоакустики находят большое применение в обработке речевых сигналов и звука. Поэтому важной задачей является построение систем, позволяющих производить декомпозицию входного сигнала в соответствии со шкалой барков. Одним из возможных вариантов решения этой задачи является использование НКМБФ.

В работе [11] была исследована возможность отображения шкалы герц в шкалу барков при помощи фазового преобразования. При этом есть всего лишь один параметр, который дает возможность управлять данным отображением — это коэффициент  $a$  в выражении (8). Для того, чтобы получить отображение в шкалу барков, необходимо правильно выбрать параметр  $a$ . В [11] предлагается следующая формула для вычисления параметра  $a$  в зависимости от частоты дискретизации сигнала  $f_s$ :

$$a_{Bark}(f_s) = 0,1957 - 1,048 \left[ \frac{2}{\pi} \arctg\left(0,07212 \frac{f_s}{1000}\right) \right]^{1/2}. \quad (13)$$

**Шкала барков**

Номер барков	Частотный диапазон, Гц	Номер барка	Частотный диапазон, Гц
1	0–100	13	1720–2000
2	100–200	14	2000–2320
3	200–300	15	2320–2700
4	300–400	16	2700–3150
5	400–510	17	3150–3700
6	510–630	18	3700–4400
7	630–770	19	4400–5300
8	770–920	20	5300–6400
9	920–1080	21	6400–7700
10	1080–1270	22	7700–9500
11	1270–1480	23	9500–12000
12	1480–1720	24	12000–15500

Как известно, в современных сетях телекоммуникаций при передаче речевых сигналов используется частота дискретизации  $f_s=8$  кГц. Такая частота дискретизации соответствует ширине полосы 0–4000 Гц, в которую укладывается 18 критических полос (таблица), поэтому рассмотрим вопрос построения 18-канального банка фильтров. Подставляя значение  $f_s=8$  кГц в (13), получаем значение  $a_{Bark}=0,4092$ .

Введем следующее выражение для вычисления ошибки аппроксимации  $k$ -й критической частотной полосы:

$$E(k) = \frac{|b_{k-1} - c_{k-1}| + |b_k - c_k|}{|b_k - b_{k-1}|}, \quad k=1,2,\dots,18, \quad (14)$$

где  $b_{k-1}$  и  $b_k$  — это границы  $k$ -й критической частотной полосы (в герцах) и  $c_{k-1}$  и  $c_k$  — это значения границ полос банка фильтров, получаемого при заданном значении параметра  $a_{Bark}$ . Выражение (14) позволяет оценить относительную погрешность аппроксимации  $k$ -ой критической частотной полосы. В (14)  $|b_{k-1} - c_{k-1}|$  — это ошибка аппроксимации нижней границы  $k$ -й полосы, а  $|b_k - c_k|$  — погрешность аппроксимации верхней границы  $k$ -й полосы барков. Эти ошибки суммируются, и берется их отношение к ширине  $k$ -й полосы. Для случая  $a_{Bark}=0,4092$  график ошибки приведен на рис. 3,а.

Критерий минимизации ошибки аппроксимации шкалы барков в чебышевском смысле представляется как

$$\phi_c = \max_{a_{Bark}} E(k), \quad (15)$$

а в среднеквадратичном смысле

$$\phi_s = \left( \frac{1}{18} \sum_{k=1}^{18} (E(k) - \bar{E})^2 \right), \quad \bar{E} = \left( \frac{1}{18} \sum_{k=1}^{18} E(k) \right). \quad (16)$$

Единственный параметр, который может изменяться — это коэффициент  $a_{Bark}$ . Для нахождения оптимального значения коэффициента  $a_{Bark} \in [0; 1]$  может быть использован любой метод одномерного поиска (метод чисел Фибоначчи, метод золотого сечения и др.). Минимальное значение функции  $\phi_c$  соответствует значению параметра  $a_{Bark}=0,3659$ ; график ошибки, который получается в этом случае, приведен на рис. 3,б. Минимальное значение функции  $\phi_s$  соответствует значению параметра  $a_{Bark}=0,3751$  (рис. 3,в).

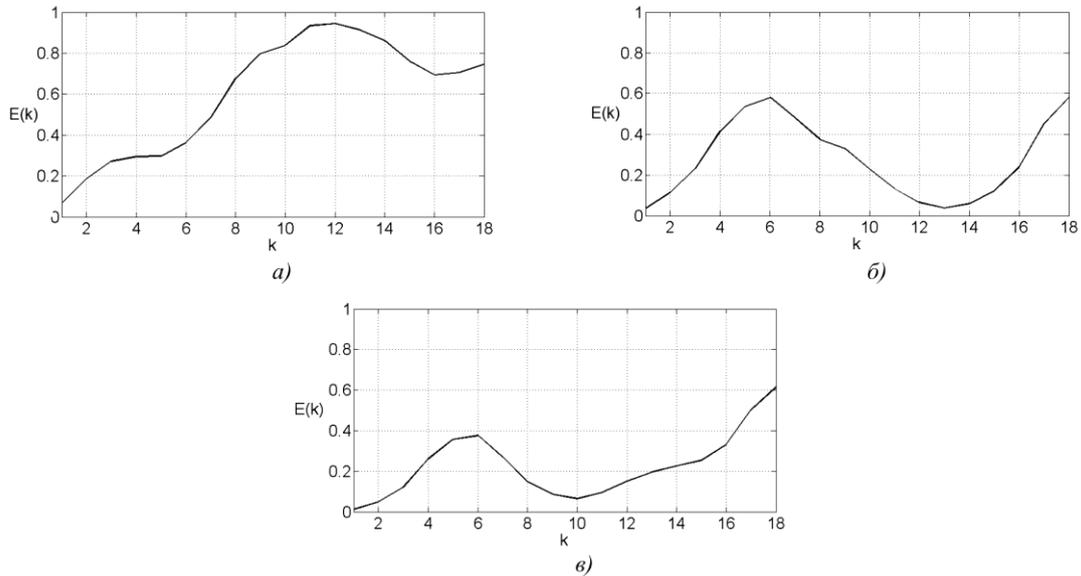


Рис. 3. График ошибки аппроксимации шкалы барков:  
*а* —  $a_{Bark}=0,4092$ ; *б* —  $a_{Bark}=0,3659$ ; *в* —  $a_{Bark}=0,3751$

На рис. 4 показан график АЧХ 18-канального НКМБФ ( $a_{Bark}=0,3659$ ). Данный банк фильтров пригоден для использования в различных мультимедиа приложениях, таких как кодирование и распознавание речи, эхо- и шумоподавление и т.д.

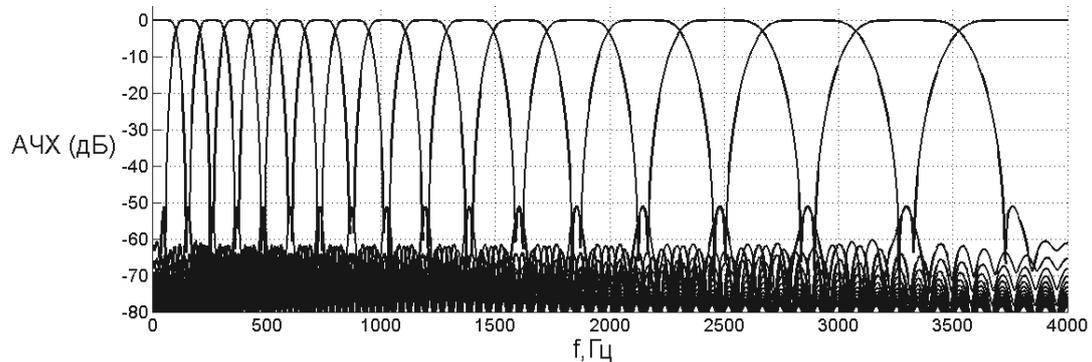


Рис. 4 АЧХ НКМБФ анализа, аппроксимирующего шкалу барков

Приведенный метод минимизации ошибки аппроксимации шкалы барков может быть применен для произвольной частоты дискретизации входного сигнала ( $f_s$ ). Оптимальное значение коэффициента фазового преобразования  $a_{Bark}$  в чебышевском или среднеквадратичном смысле находится путем минимизации выражений (15) и (16) соответственно.

## Заклучение

В статье даются сведения из теории проектирования неравнополосных банков фильтров, и рассматривается способ аппроксимации шкалы барков при помощи неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров. Приводится метод минимизации ошибки аппроксимации критических частотных полос в чебышевском или среднеквадратичном смысле за счет точного выбора коэффициента  $a_{Bark}$  фазового преобразования. Показан пример расчета 18-канального НКМБФ, для частоты дискретизации  $f_s=8$  кГц.

## NONUNIFORM COSINE-MODULATED FILTER BANK FOR BARK SCALE APPROXIMATION

M.I. VASHKEVICH, A.A. PETROVSKY

### Abstract

Practical aspects of using nonuniform cosine-modulated filter banks (NCMFB) for bark scale approximation are considered. Particular attention to minimization error of bark scale approximation by careful evaluation coefficient of allpass transform is given.

### Литература

1. Zwicker E., Fastl H. Psychoacoustics: Facts and Models. New York: Springer, 1990.
2. Johnston J.D. // IEEE J. Selected Area in Comm. 1988. Vol. 6. P. 314–323.
3. Parfieniuk M., Petrovsky A. // Proc. ICASSP. Vol. 4. May 2004, Montreal, Canada. P. 185–188.
4. Лившиц М.З., Парфенюк М., Петровский А.А. // VII Междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение". Тр. РНТОРЭС им. А.С. Попова. М., 2005. С. 187–191.
5. Лихачев Д.С. // Изв. Белорусской инженерной акад. 2005. № 1(19)/2. С. 177–180.
6. Parfieniuk M., Petrovsky A. // Automatic Control and Computer Sciences, 2004. Vol. 38, N 4, P. 44–52.
7. Koipillai D. Vaidyanathan P.P. // IEEE Trans. on Signal Processing. 1992. Vol. 40, N 40, P. 770–783.
8. Oppenheim A., Johnson D., Streiglitz K. // Proc. of IEEE. 1971. Vol. 59, N 2. P. 299–301.
9. Vary P. // Proc. European Signal Processing Conf. 1980. P. 41–42.
10. Galijasevic E., Kliewer J. // The Proc. of IEEE Digital Signal Processing Workshop'2000, Hunt, TX, USA, 2000. P. 1–6.
11. Smith III, Abel J.S. // IEEE Trans. On Speech and Audio Processing. 1999. Vol. 7, N 40. P. 697–708.