

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.

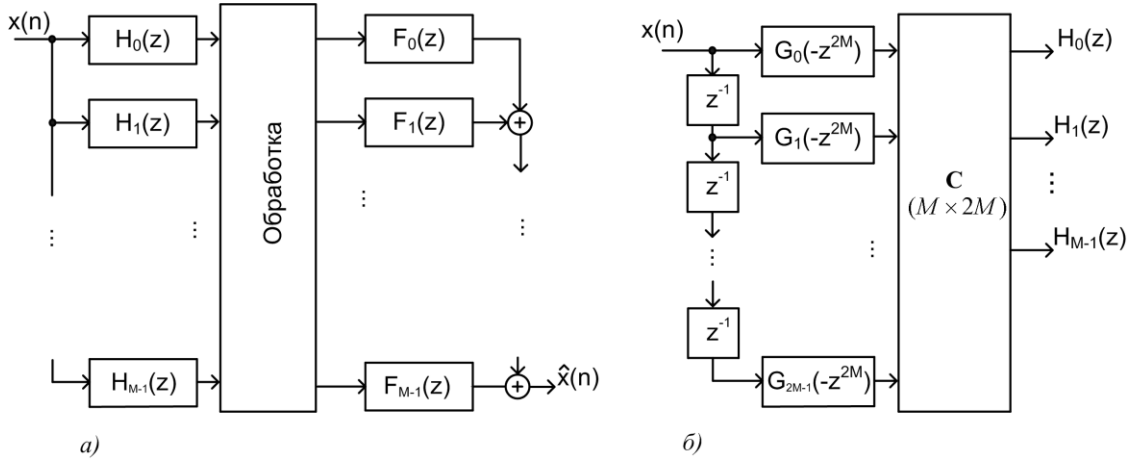


Рис. 1. Общая структура банка фильтров (а); эффективная реализация КМБФ (б)

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):

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

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:

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

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

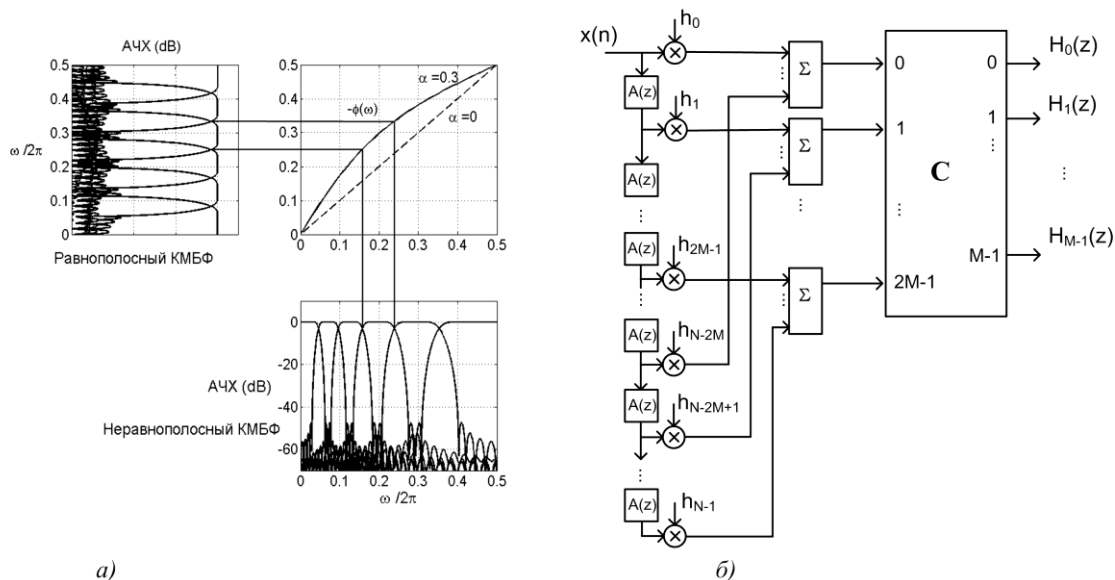


Рис. 2. Суть фазового преобразования (а); структура НКМБФ анализа (б)

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 ϕ_c соответствует значению параметра $a_{Bark}=0,3659$; график ошибки, который получается в этом случае, приведен на рис. 3,б. Минимальное значение функции ϕ_s соответствует значению параметра $a_{Bark}=0,3751$ (рис. 3,в).

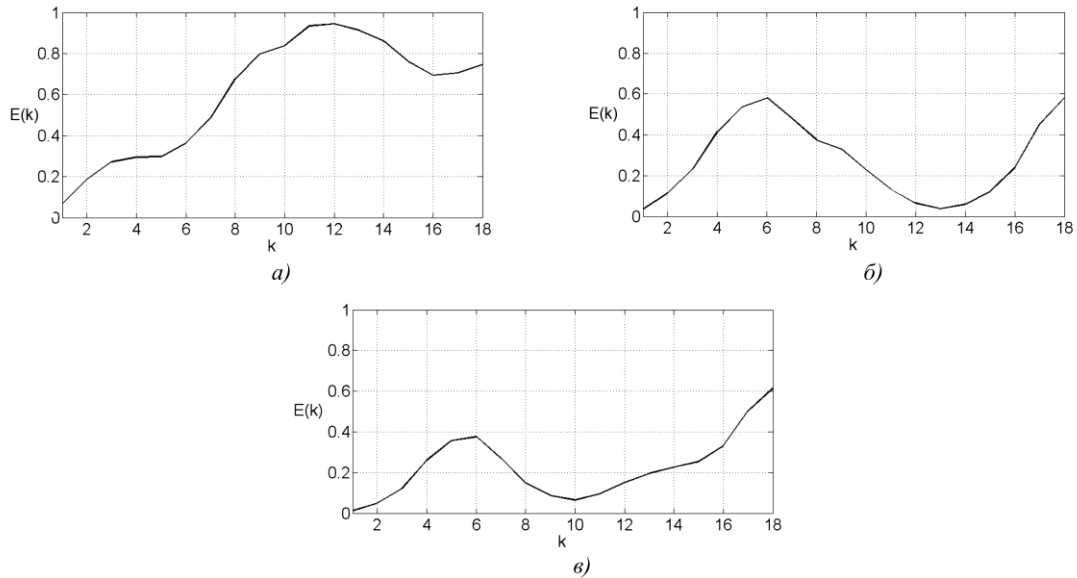


Рис. 3. График ошибки аппроксимации шкалы барков:
а — $a_{Bark}=0,4092$; *б* — $a_{Bark}=0,3659$; *в* — $a_{Bark}=0,3751$

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.

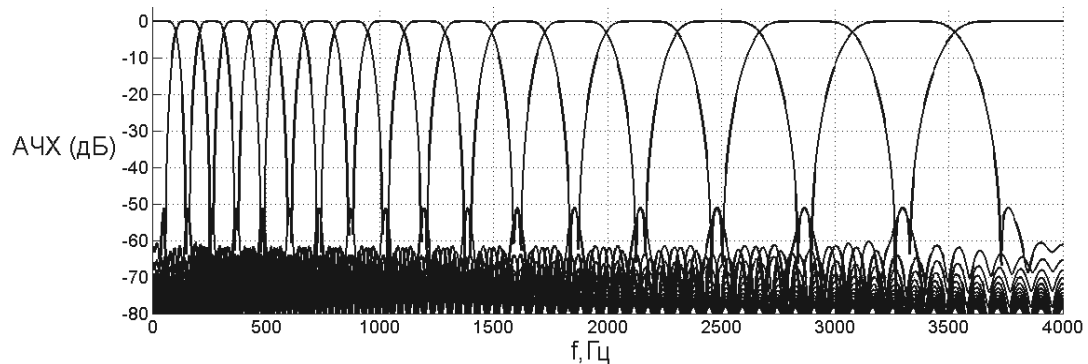


Рис. 4 АЧХ НКМБФ анализа, аппроксимирующего шкалу барков

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.

Заключение

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 4, 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 4. P. 697–708.