

Д.А. Гужва, К.О. Север, А.А. Морозов

АНАЛИЗ УПРАВЛЯЕМОСТИ НЕКОТОРЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Рассмотрены фильтры с конечной импульсной характеристикой и банки фильтров. Рассмотрено использование данных фильтров для слуховых аппаратов. Рассмотрены способы компенсации потери слуха и способы повышения громкости с помощью широкополосного усиления. Приведена схема метода цифровой обработки сигналов с использованием банка фильтров, а также методика синтеза интерполяционных фильтров с малой вычислительной сложностью. Также рассмотрено применение системы MATLAB для синтеза узкополосных нерекурсивных КИХ-фильтров, их процедура проектирования, методика и примеры. Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и банки фильтров обладают определенными свойствами, которые гарантируют стабильность. Поэтому они популярны во многих приложениях, таких как системы связи, обработка аудиосигналов, биомедицинские инструменты и так далее. К сожалению, из-за большей длины волны стоимость реализации КИХ-фильтра обычно выше, чем фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), отвечающий тем же требованиям. Хорошо известно, что длина КИХ-фильтра обратно пропорциональна его переходной полосе пропускания. Поэтому недостаток становится острым, когда данный фильтр имеет узкую полосу перехода. Основная цель - рассмотреть эффективные с вычислительной точки зрения методы проектирования КИХ-фильтров и банков фильтров. Метод маскирования (FRM) приводит к значительной экономии количества множителей. Затем рассматривается 16-полосный блок цифровых КИХ-фильтров с неравномерным разнесением и низкой групповой задержкой. Общая задержка значительно снижена в результате новой структуры фильтра, которая снижает коэффициент интерполяции для фильтров-прототипов. Маскирующий фильтр может быть фильтром с интерполированной конечной импульсной характеристикой (ИКИХ), который способствует снижению сложности.

Рекурсивный КИХ-фильтр; БИХ-фильтр; MCL; HT; UCL; SRT; банк фильтров; МЧХ; ИКИХ.

D.A. Guzhva, K.O. Sever, A.A. Morozov

ANALYSIS OF THE CONTROLLABILITY OF SOME DIGITAL FILTERS WITH A FINITE IMPULSE RESPONSE

This overview article covers finite impulse response filters and filter banks. The use of these filters for hearing aids is considered. Ways to compensate for hearing loss and ways to increase loudness using broadband amplification are considered. A schematic diagram of a method for digital signal processing using a bank of filters, as well as a technique for synthesizing interpolation filters with low computational complexity, is presented. Also, the application of the MATLAB system for the synthesis of narrow-band non-recursive FIR filters, their design procedure, methodology and examples are considered. Finite Impulse Response (FIR) filters and filter banks have specific properties that guarantee stability. Therefore, they are popular in many applications such as communication systems, audio signal processing, biomedical instruments, and so on. Unfortunately, due to the longer wavelength, the cost of implementing an FIR filter is usually not higher than an infinite impulse response (IIR) filter that meets the same requirements. It is well known that the length of an FIR filter is inversely proportional to its transition bandwidth. Therefore, the disadvantage becomes acute when a given filter has a narrow transition band. The main goal is to consider computationally efficient methods for designing FIR filters and filter banks. The masking method (FRM) results in significant savings in the number of multipliers. Next, a 16-band, low group delay, non-equal-spacing digital FIR filter bank is considered. Overall latency is significantly reduced as a result of a new filter structure that reduces the interpolation factor for prototype filters. Masking filter may be an interpolated finite impulse response (IFIR) filter that helps reduce complexity.

Recursive FIR filter; IIR filter; MCL; HT; UCL; SRT; filter bank; MFC; IFIR.

Введение. Фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) могут иметь линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ), проходящую через ноль системы координат, которая обеспечивается при симметричной КИХ.

Поэтому они популярны во многих приложениях, таких как системы связи, обработка аудиосигналов, биомедицинская аппаратура и т.д.

К сожалению, из-за большей длины КИХ стоимость реализации СБИС фильтра для КИХ-фильтров, как правило, выше, чем у фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) примерно с такими же характеристиками не считая того, что у БИХ-фильтров ФЧХ принципиально нелинейна (максимально линейна у фильтров Бесселя).

Известно, что длина КИХ фильтра нижних частот (ФНЧ) обратно пропорциональна его полосе пропускания (для ФНЧ – частоте среза). Поэтому вычислительная сложность алгоритма фильтрации велика, когда фильтр узкополосен.

Цель работы – проанализировать и разработать методы, алгоритмы и структуры, обладающие малой вычислительной сложностью КИХ-фильтрации на примере фильтров для слуховых аппаратов.

Постановка задачи: рассматриваются особенности реализации слуховых аппаратов; анализируются методы проектирования эффективных по вычислительной сложности КИХ-фильтров, в частности, возможность применения банка фильтров для снижения вычислительных затрат. Рассматривается возможность применения методики синтеза узкополосных КИХ-фильтров на основе двухкаскадной структуры, при помощи пакета Signal Processing Toolbox системы MATLAB. Приводятся результаты расчета фильтров.

Использования банков фильтров в цифровом слуховом аппарате. Аудиометрические данные, используемые для описания производительности слухового аппарата включают порог слуха (НТ), уровень наиболее комфортной громкости (MCL) и уровень неудобной громкости (UCL).

MCL – это уровень интенсивности речи, который наиболее громкий. Для большинства людей с нормальным слухом речь наиболее комфортна на 40–50 дБ выше порога распознавания речи (SRT) [1].

Отношение UCL к НТ известен как динамический диапазон, который устанавливает ограничение на максимальную мощность слуховых аппаратов.

Один из способов компенсировать потерю слуха – повысить громкость речи с помощью широкополосного усиления.

На рис. 1 показан эффект усиления речи на 20 дБ.

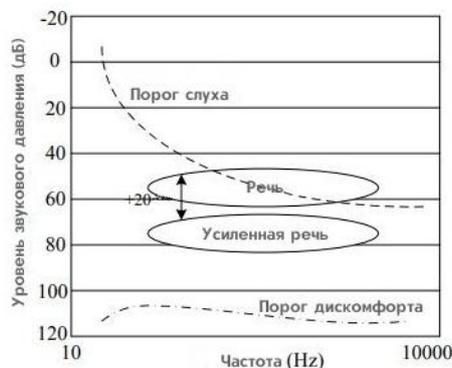


Рис. 1. Эффект усиления речи на 20 дБ

Перед усилением в высокочастотном диапазоне интенсивность речи меньше порогов слышимости, что означает, что речь в этом диапазоне не может быть услышана [2].

После усиления на 20 дБ можно услышать всю речь. В этом случае интенсивность усиленной речи меньше порога дискомфорта.

Однако иногда метод широкополосного усиления вызывает проблемы. На рис. 2, интенсивность некоторых звуков речи больше, чем пороги дискомфорта после усиления, потому что усиление применяется ко всей частоте.

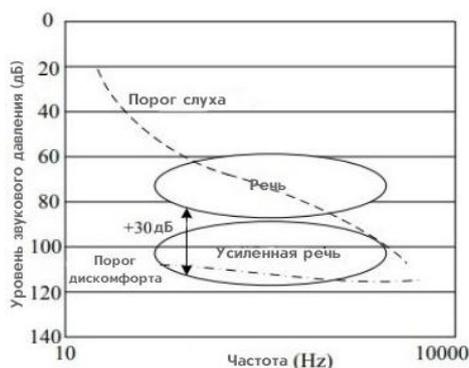


Рис. 2. Проблемы метода широкополосного усиления

Одним из способов решения этой проблемы является использование алгоритма на основе банка фильтров.

Весь диапазон частот разделен на несколько поддиапазонов, и каждый поддиапазон имеет свой собственный коэффициент усиления. Метод, основанный на банке фильтров, позволяет избежать того, чтобы низкочастотные звуки превышали пороговые значения дискомфорта, как показано на рис. 3 [3, 4].

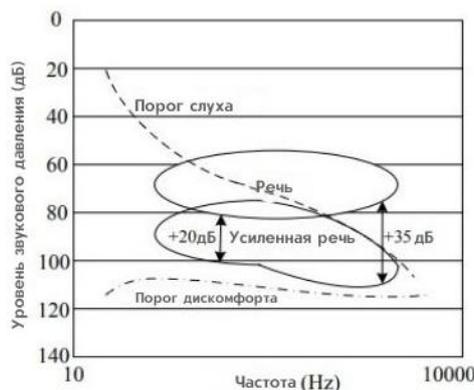


Рис. 3. Использование разных коэффициентов усиления для разных диапазонов

Алгоритм, основанный на банке фильтров, позволяет легко регулировать усиление речи [5].

В пределах рассматриваемого речевого спектра регулировка полностью программируется и способна обеспечить комфорт пациентов.

Структурная схема устройства цифровой обработки сигналов с использованием банка фильтров приведена на рис. 4 [6].

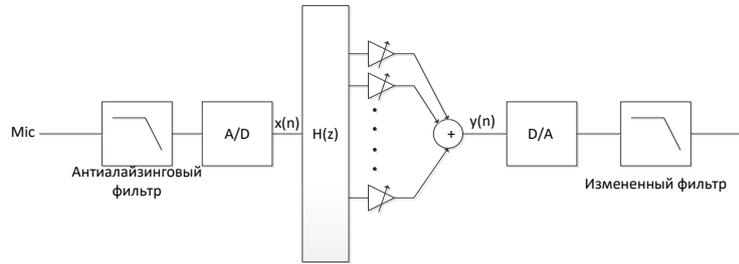


Рис. 4. Структурная схема устройства цифровой обработки сигналов с использованием банка фильтров приведена

Вычислительная сложность цифровых КИХ-фильтров увеличивается с уменьшением полосы пропускания ФНЧ (частоты его среза), поскольку длина КИХ в общем случае обратно пропорциональна частоте среза. Для снижения вычислительной сложности алгоритма фильтра применяется интерполяция, т.е. каскадное соединение фильтров, в простейшем случае двух [7]. Первый фильтр имеет длинную, но прореженную КИХ с относительно небольшим числом ненулевых отсчетов (коэффициентов). Достоинством его является высокая крутизна переходной полосы АЧХ и ее узость, недостатком – многополосность (из-за вторичной дискретизации при прореживании КИХ получается вторичная периодичность АЧХ). Второй каскад – интерполяционный фильтр, который как бы заполняет (при свёртке КИХ обоих фильтров) нули КИХ первого фильтра промежуточными отсчетами без лишних операций. В частотной области получается перемножение АЧХ, в результате чего получается узкополосный фильтр с крутой переходной полосой и отсутствием паразитных полос. При этом вычислительная сложность (пропорциональна суммарному числу ненулевых коэффициентов фильтра в целом) оказывается гораздо меньше, чем при прямой реализации цифрового ФНЧ. Если ФНЧ реализовать в виде рекурсивного КИХ-фильтра [8], то фильтр может иметь малую вычислительную сложность без применения интерполяции. Если рекурсивный КИХ-фильтр реализовать на звеньях с прямоугольной КИХ, то легко обеспечить управляемость фильтра изменением длины блоков задержки, определяющей длину КИХ, а значит, частоту среза [9]. В [10] рассмотрены управляемые рекурсивные БИХ-фильтры.

Конструкция КИХ-фильтра с малой вычислительной сложностью, основанная на подходе маскирования частотной характеристики. Метод маскирования частотной характеристики [16] – эффективный способ создания фильтров с произвольной полосой пропускания.

Частотная характеристика фильтра МЧХ (маскировка частотной характеристики) с нулевой фазой может быть записана как

$$H(\omega) = G(\omega)H_{ma}(\omega) + [1 - G(\omega)]H_{mc}(\omega), \quad (1)$$

где $H_{ma}(\omega)$ и $H_{mc}(\omega)$ – частотная характеристика маскирующих фильтров, длины которых должны быть как нечетными, так и четными.

$G(\omega)$ – частотная характеристика фильтра, формирующего границу полосы [11–13].

Для обычного МЧХ $G(\omega) = H_a(M\omega)$.

Это означает, что вместо того, чтобы разрабатывать резкий фильтр $H(z)$ с полосой перехода ΔB , напрямую, создается фильтр $H_a(z)$ с полосой перехода $M \Delta B$, который затем интерполируется с коэффициентом M .

Нежелательные полосы пропускания удаляются двумя маскирующими фильтрами. $H_{ma}(z)$ и $H_{mc}(z)$.

Общий фильтр $H(z)$ получается путем объединения выходных сигналов двух маскирующих фильтров.

Роль $G(z)$ – формирование желаемой переходной полосы.

Интерполированный фильтр $H_a(z^M)$ хорошо подходит для реализации $G(z)$ [14–20].

Однако для $G(z)$ необязательно иметь периодические полосы пропускания и полосы задерживания, пока он выполняет роль формирования границы полосы.

Уменьшение сложности схемы МЧХ рассмотрено в [21–23].

В этой статье рассмотрена структура, которая может еще больше снизить сложность фильтров МЧХ.

Основная идея состоит в том, чтобы использовать метод частотной маскировки с одним фильтром [24, 25] для разработки $G(z)$.

Структура фильтра. Структура фильтра представлена на рис. 5. На первый взгляд структура выглядит как двухступенчатый фильтр МЧХ. Тем не менее, это не так.

Для двухступенчатого фильтра МЧХ P должно быть равно Q , тогда как в этой структуре P и Q могут не совпадать.

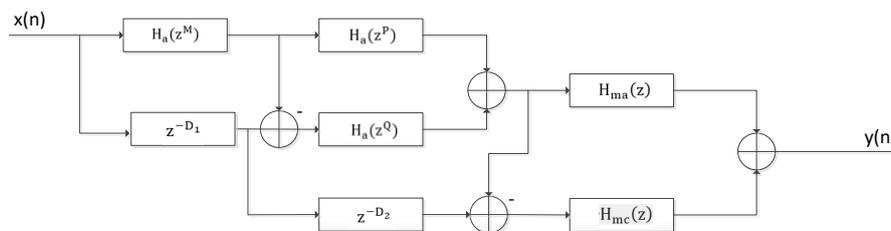


Рис. 5. Предлагаемая структура синтеза

Согласно рис. 5, частотная характеристика фильтра, формирующего границу полосы $G(z)$, при нулевой фазе может быть задана формулой (2)

$$z^{-D_2} G(\omega) = H_a(M\omega)H_a(P\omega) + [1 - H_a(M\omega)]H_a(Q\omega), \quad (2)$$

Параметры, которые необходимо определить, следующие.

1) Границы полосы пропускания и полосы задерживания θ_a и φ_a прототипа фильтра $H_a(z)$.

2) Коэффициенты интерполяции M , P и Q .

3) Границы полосы пропускания и полосы задерживания, ω_{pma} и ω_{sma} , маскирующего фильтра $H_{ma}(z)$.

4) Границы полосы пропускания и полосы задерживания, ω_{pmc} и ω_{smc} , маскирующего фильтра $H_{mc}(z)$.

Как и в оригинальной схеме МЧХ, существует два разных варианта проектирования, то есть случай А и случай В.

В схеме случая А одна из переходных полос $H_a(z^M)$ образует переходную полосу всего фильтра.

В случае варианта В дополнение $H_a(z^M)$ образует переходную полосу всего фильтра.

Следует отметить, что иногда вместо $H_a(z^P)$ и $H_a(z^Q)$ используются их дополнения.

Частотная характеристика $G(z)$ не является периодической.

Кроме того, можно оценить, что P и Q не могут быть очень большими числами, поскольку большие P и Q приводят к маленьким d_1 и d_2 , что приводит к большим длинам $H_{ma}(z)$ и $H_{mc}(z)$.

Процедура проектирования. Предположим, что края полосы пропускания и полосы задерживания всего фильтра $H(z)$ равны ω_p и ω_s соответственно.

Края полосы пропускания и полосы задерживания прототипа фильтра $H_a(z)$, θ_a и φ_a могут быть найдены с помощью следующих уравнений [16].

Для случая А,

$$m = \left\lceil \frac{\omega_p M}{2\pi} \right\rceil, \quad (3)$$

$$\theta_a = [\omega_p M - 2m\pi], \quad (4)$$

$$\varphi_a = [\omega_s M - 2m\pi], \quad (5)$$

Для случая В,

$$m = \left\lfloor \frac{\omega_s M}{2\pi} \right\rfloor, \quad (6)$$

$$\theta_a = [2m\pi - \omega_s M], \quad (7)$$

$$\varphi_a = [2m\pi - \omega_p M], \quad (8)$$

где M – коэффициент интерполяции; $[\omega_p M - 2m\pi]$ – наибольшее целое число, меньшее $\omega_p M - 2m\pi$, а; $[2m\pi - \omega_s M]$ – наименьшее целое число, превышающее $\omega_s M - 2m\pi$.

Только одно из двух множеств удовлетворяет условию $0 < \theta_a < \varphi_a < \pi$.

Применение системы MATLAB для синтеза узкополосных нерекурсивных КИХ-фильтров. В ряде задач цифровой обработки сигналов требуются фильтры с линейной фазо-частотной характеристикой (ФЧХ). К таким задачам относятся корреляционная обработка, формирование диаграмм направленности антенн, обработка изображений и др. Устойчивые БИХ-фильтры имеют принципиально нелинейную ФЧХ, поэтому в перечисленных областях обычно используются нерекурсивные фильтры [26]. В случае малой неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и малой ширины ее переходной полосы длина конечной импульсной характеристики (КИХ) оказывается значительной, что ведет к большому числу операций на отсчет сигнала. В [27] рассмотрена методика проектирования, которая обладает высокой эффективностью при реализации узкополосных фильтров, основанная на процессах децимации и интерполяции отсчетов выходного сигнала. Однако этой методике свойственен ряд недостатков связанных с появлением шума децимации и погрешности интерполяции. Более того, процесс децимации ИХ фильтра синтезированной в системе MATLAB не целесообразен еще и потому, что каждая дискрета ИХ оптимизирована. В связи с чем, при децимации ИХ наблюдается рост неравномерности АЧХ. В [28] предлагается другая методика синтеза узкополосных КИХ-фильтров на основе двухкаскадной и многокаскадной структур цифровых гребенчатых фильтров. Хотя многокаскадная реализация имеет большую степень эффективности, по сравнению с двухкаскадной реализацией, неравномерность АЧХ в полосе пропускания, при такой структуре, пропорциональна числу каскадов, что не всегда приемлемо. Поэтому в тех случаях, где есть запас по быстродействию, целесообразно воспользоваться двухкаскад-

ной структурой, которая наряду с высокой эффективностью по сравнению с некаскадной реализацией НЧ-фильтра, позволяет не только исключить погрешности дедимации и интерполяции, но и существенно уменьшить уровень дисперсии собственного шума.

Методика. Рассмотрим метод проектирования узкополосных КИХ-фильтров с помощью пакета Signal Processing Toolbox системы MATLAB [29], основанный на двухкаскадной реализации [28]. Метод рассчитан на проектирование фильтров низких частот (ФНЧ) с малой (относительно частоты дискретизации f_d) граничной частотой полосы пропускания. Расчет фильтра состоит из нескольких этапов.

1. Задаются параметры исходного фильтра: относительные граничные частоты пропускания (f_p) и заграждения (f_s), соответствующие им уровни АЧХ $H(f_p)$ и $H(f_s)$, а также характер неравномерности АЧХ (максимально плоская или с равноволновыми пульсациями). При этом считается, что АЧХ идеального фильтра в полосе пропускания равна единице.

2. По известным относительным частотам рассчитывается коэффициент L в первом приближении по формуле:

$$L \approx \frac{1}{f_s + f_p + \sqrt{f_s - f_p}}$$

3. Рассчитываются коэффициенты структуры первого ФНЧ (ФНЧ₁) для параметров:

$$f_{p1} = f_p \cdot L; f_{s1} = f_s \cdot L; H_1(f_{p1}) = \sqrt{H(f_p)}; H_2(f_{s1}) = H(f_s).$$

4. Аналогичным образом рассчитываются коэффициенты структуры второго ФНЧ (ФНЧ₂) для параметров:

$$f_{p2} = f_p; f_{s2} = 1/L - f_s; H_2(f_{p2}) = \sqrt{H(f_p)}; H_2(f_{s2}) = H(f_s).$$

5. Искомый фильтр получается каскадным соединением ФНЧ₁ и ФНЧ₂. В ФНЧ₁ все задержки увеличиваются в L раз, т. е. разностное уравнение преобразованного ФНЧ₁ будет:

$$y_n = \sum_{m=0}^{M-1} a_m \cdot x_{n-mL},$$

где M – порядок (длина КИХ) исходного ФНЧ₁, a_m – его коэффициенты, x_n – входной, y_n – выходной сигналы.

Полученный фильтр имеет примерно $M_1 + M_2$ сложений и умножений на отсчет сигнала, где M_1 – порядок ФНЧ₁, M_2 – порядок ФНЧ₂. Выигрыш по числу операций на отсчет сигнала в сравнении с традиционным нерекурсивным фильтром будет примерно в $M / (M_1 + M_2)$ раз, где M – порядок ФНЧ, реализованного по некаскадной структуре.

В результате увеличения длины конечной импульсной характеристики ФНЧ₁ его АЧХ сжимается по оси частот в L раз, в результате чего фильтр становится гребенчатым (рис. 7). Полученный фильтр при $0 \leq f / f_d \leq 0.5$ имеет L полос пропускания при четном L и $L - 1$ – при нечетном. При этом крутизна АЧХ в переходной полосе будет такой же, как и у исходного фильтра. АЧХ ФНЧ₂ имеет меньшую крутизну в переходной полосе, но его АЧХ не является гребенчатой (рис.8) при $0 \leq f / f_d \leq 0.5$. Таким образом ФНЧ₁ обеспечивает нужную крутизну АЧХ при в L раз меньшем числе операций по сравнению с традиционной реализацией, а ФНЧ₂ подавляет дополнительные полосы при невысокой крутизне пере-

ходной полосы, а значит и небольшом числе операций. В результате каскадного соединения ФНЧ₁ и ФНЧ₂ их АЧХ перемножаются, и получается АЧХ фильтра нижних частот с крутым спадом в переходной полосе (рис. 9).

Дополнительно отметим, что так как, собственный шум на выходе двухкаскадной структуры будет определяться в основном составляющей выходного каскада, то в качестве такового целесообразней использовать ФНЧ₁.

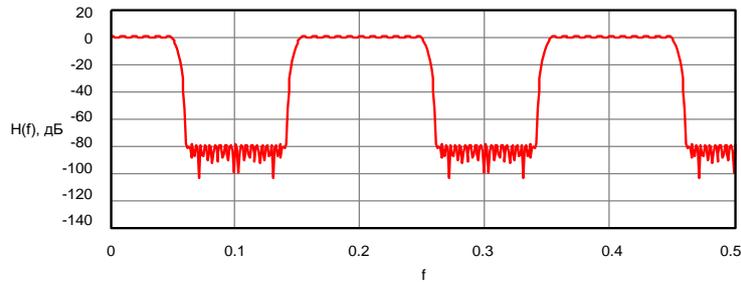


Рис. 7. АЧХ ФНЧ₁, полученного в результате увеличения всех задержек структуры фильтра в L раз

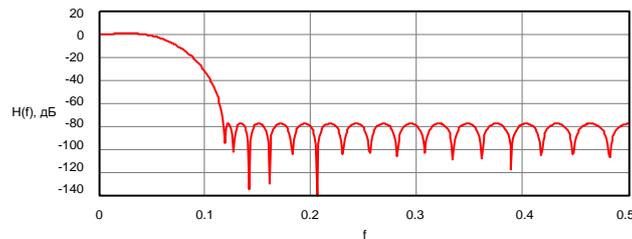


Рис. 8. АЧХ ФНЧ₂, с относительно небольшой крутизной в переходной полосе

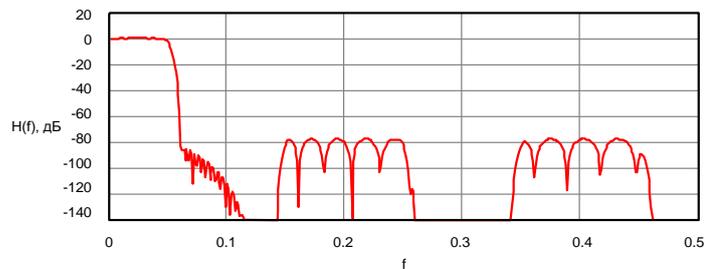


Рис. 9. АЧХ фильтра, полученного в результате каскадного включения ФНЧ₁ и ФНЧ₂

Уровень АЧХ на границе полосы пропускания искомого фильтра будет равен $H_1(f_{p1}) \cdot H_2(f_{p2}) = \sqrt{H(f_p)} \cdot \sqrt{H(f_p)} = H(f_p)$, т.е. будет соответствовать заданному уровню.

Примеры. С помощью данной методики были рассчитаны фильтры со следующими параметрами:

- 1) $f_p = 0,02$; $f_s = 0,04$; $H(f_p) = -1$ дБ; $H(f_s) = -80$ дБ, $M = 253$.
- 2) $f_p = 0,01$; $f_s = 0,02$; $H(f_p) = -1$ дБ; $H(f_s) = -80$ дБ, $M = 506$.
- 3) $f_p = 0,01$; $f_s = 0,015$; $H(f_p) = -1$ дБ; $H(f_s) = -80$ дБ, $M = 1012$.

В случае применения предлагаемой методики выигрыш по числу операций в сравнении с традиционным нерекурсивным фильтром составил:

- ◆ в первом случае в $k_1 = 2,91$ раза;
- ◆ во втором случае в $k_2 = 4,34$ раза;
- ◆ в третьем случае в $k_3 = 6$ раз.

Заключение. Стоимость цифровых КИХ фильтров увеличивается с уменьшением полосы пропускания ФНЧ (частоты его среза). Основными идеями этих методов являются интерполяция и перемножение АЧХ.

Полученный фильтр имеет сильно прореженные коэффициенты, что в сумме с коэффициентами интерполирующего фильтра дает низкую вычислительную сложность, гораздо меньшую, чем при прямой реализации цифрового ФНЧ. Перемножение АЧХ подавляет паразитные полосы, порождаемые прореживанием КИХ (децимацией). Также в данной статье предложена структурная схема КИХ фильтра с МЧХ, а также процедура проектирования.

Метод проектирования узкополосных КИХ-фильтров в системе MATLAB, позволяет существенно упростить процесс синтеза двухкаскадной структуры цифровых фильтров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Wei Y. and Lian Y.* A Computationally Efficient Non-Uniform Digital Filter Bank for Hearing Aid // IEEE International Workshop on Biomedical Circuits and Systems. – Dec. 2004. – P. S1.3.INV-17-20.
2. *Hamida A.B.* Implication of new technologies in deafness healthcare: deafness rehabilitation using prospective design of hearing aid systems // IEEE International Symposium on Technology and Society. – Sept. 2000. – P. 85-90.
3. *McAllister H.G., Black N.D., Waterman N. and Li M.* Audiogram matching using frequency sampling filters // Proceedings of the 16th IEEE Annual International Conference on Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers. – Nov. 1994. – Vol. 1. – P. 249-250.
4. *Витязев В.В.* Методы цифровой частотной селекции и оптимальное проектирование полосовых фильтров на процессорах обработки сигналов: дисс. ... д-ра техн. наук: 06.12.1996. – Рязань, 1994. – 340 с.
5. *Onat E., Ahmadi M., Jullien G.A. and Miller W.C.* Optimized delay characteristics for a hearing instrument filter bank // Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems. – Aug. 2000. – Vol. 3. – P. 1074-1077.
6. *Турулин И.И.* Основы теории рекурсивных КИХ-фильтров: монография. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 264 с.
7. *Турулин И.И., Верич Ю.Б.* Применение системы MATLAB для синтеза узкополосных нерекурсивных фильтров // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 3. – С. 44-45.
8. *Бородянский И.М., Турулин И.И.* Применение рекурсивных КИХ-фильтров для подавления помех при автоматическом контроле сопротивления изоляции // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 10. – С. 99-110.
9. *Верич Ю.Б.* Методика синтеза узкополосных КИХ-фильтров в системе // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2004. – № 2 (37). – С. 134-136.
10. *Турулин И.И.* Управляемые цифровые фильтры: монография. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 308 с.
11. *Rosenbaum L., Lowenborg P. and Johansson M.* Cosine and sine modulated FIR filter banks utilizing the frequency-response masking approach // IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – May 2003. – Vol. 3. – P. 882-885.
12. *Ching-Shun Lin, Yong Ching Lim, Bregovic R. and Saramaki T.* Frequency response masking based design of two-channel FIR filterbanks with rational sampling factors and reduced implementation complexity // Proceedings of the 4th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis. – Sept. 2005. – P. 121-126,

13. *Lee Jun Wei and Lim Y.C.* Designing the fast filter bank with a minimum complexity criterion // *IEEE Seventh International Symposium on Signal Processing and Its Applications*. – July 2003. – Vol. 2. – P. 279-282.
14. *Lim Y.C. and Jun Wei Lee.* Matrix formulation: fast filter bank // *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – May 2004. – Vol. 5. – P. 133-136.
15. *Esteban D. and Galand C.* Application of quadrature mirror filters to split band voice coding schemes // *IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. – May 1977. – P. 191-195.
16. *Krishna A.V. and Hari K.V.S.* Filter Bank precoding for FIR equalization in high-rate MIMO communications // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – May 2006. – Vol. 54, Issue 5. – P. 1645-1652.
17. *Jalil A.M., Amindavar H. and Almasganj F.* Subband blind equalization using wavelet filter banks // *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*. – May 2005. – Vol. 6. – P. 5730-5733.
18. *Onat E., Ahmadi M., Jullien G.A. and Miller W.C.* Optimized delay characteristics for a hearing instrument filter bank // *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*. – Aug. 2000. – Vol. 3. – P. 1074-1077.
19. *Wei Y. and Lian Y.* A Computationally Efficient Non-Uniform Digital Filter Bank for Hearing Aid // *IEEE International Workshop on Biomedical Circuits and Systems*. – Dec. 2004. – P. S1.3.INV-17-20.
20. *Lim Y.C.* A digital filter bank for digital audio systems // *IEEE Transactions on Circuits and Systems*. – Aug 1986. – Vol. 3. – P. 848-849.
21. *Robert E. Sandlin.* Text book of hearing aid amplification. – Singular Publishing Group, 2000.
22. *Kaplan T., Cruz-Albrecht J., Mokhtari M., Matthews D., Jensen J. and Chang M.F.* 1.3-GHz IF digitizer using a 4th-order continuous-time bandpass modulator // *IEEE Proc. Custom Int.Circ. Conference*. – Sept. 2003. – P. 127-130.
23. *Chandrasekaan R., Lian Y. and Rana R.S.* A High-Speed Low-Power D Flip-Flop // *The 6th International Conference on ASIC (2005)*. – Oct. 2005. – Vol. 1. – P. 82-85.
24. *Gustafsson O., Johansson H. and Wanhammar L.* Design and efficient implementation of high-speed narrow-band recursive digital filters using single filter frequency masking techniques // *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.* – May 2000. – Vol. 3. – P. 359-362.
25. *Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L.* Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters // *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.* – May 2001. – Vol. 2. – P. 181-184.
26. *Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.
27. *Крошьер Р.Е., Рабинер Л.Р.* Интерполяция и децимация цифровых сигналов. Методический обзор // *ТИИЭР*. – 1981. – Т. 69, № 3. – С. 14-49.
28. *Волков В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 238 с.
29. *Рудаков П.И., Сафонов В.И.* Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000. – 416 с.

REFERENCES

1. *Wei Y. and Lian Y.* A Computationally Efficient Non-Uniform Digital Filter Bank for Hearing Aid, *IEEE International Workshop on Biomedical Circuits and Systems*, Dec. 2004, pp. S1.3.INV-17-20.
2. *Hamida A.B.* Implication of new technologies in deafness healthcare: deafness rehabilitation using prospective design of hearing aid systems, *IEEE International Symposium on Technology and Society*, Sept. 2000, pp. 85-90.
3. *McAllister H.G., Black N.D., Waterman N. and Li M.* Audiogram matching using frequency sampling filters, *Proceedings of the 16th IEEE Annual International Conference on Engineering Advances: New Opportunities for Biomedical Engineers*, Nov. 1994, Vol. 1, pp. 249-250.
4. *Vityazev V.V.* Metody tsifrovoy chastotnoy selektsii i optimal'noe proektirovanie polosovyykh fil'trov na protsessorakh obrabotki signalov: diss. ... d-ra tekhn. nauk [Methods of digital frequency selection and optimal design of bandpass filters on signal processing processors: dr. of eng. sc. diss.]: 06.12.1996. Ryazan', 1994, 340 p.

5. Onat E., Ahmadi M., Jullien G.A. and Miller W.C. Optimized delay characteristics for a hearing instrument filter bank, *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Aug. 2000, Vol. 3, pp. 1074-1077.
6. Turulin I.I. Osnovy teorii rekursivnykh KIKH-fil'trov: monografiya [Fundamentals of the theory of recursive FIR filters: monograph]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016, 264 p.
7. Turulin I.I., Verich Yu.B. Primenenie sistemy MATLAB dlya sinteza uzkopolosnykh nerekursivnykh fil'trov [Application of the MATLAB system for the synthesis of narrow-band non-recursive filters], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2003, No. 3, pp. 44-45.
8. Borodyanskiy I.M., Turulin I.I. Primenenie rekursivnykh KIKh-fil'trov dlya podavleniya pomekh pri avtomaticheskom kontrole soprotivleniya izolyatsii [The use of recursive FIR filters for noise suppression during automatic control of insulation resistance], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2016, No. 10, pp. 99-110.
9. Verich Yu.B. Metodika sinteza uzkopolosnykh KIKh-fil'trov v sisteme [The method of synthesizing narrow-band QUI-filters in the system], *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie nauki* [Izvestiya SFedU. Engineering Sciences], 2004, No. 2 (37), pp. 134-136.
10. Turulin I.I. Upravlyaemye tsifrovye fil'try: monografiya [Controlled digital filters: a monograph]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016, 308 p.
11. Rosenbaum L., Lowenborg P. and Johansson M. Cosine and sine modulated FIR filter banks utilizing the frequency-response masking approach, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2003, Vol. 3, pp. 882-885.
12. Ching-Shun Lin, Yong Ching Lim, Bregovic R. and Saramaki T. Frequency response masking based design of two-channel FIR filterbanks with rational sampling factors and reduced implementation complexity, *Proceedings of the 4th International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis*, Sept. 2005, pp. 121-126.
13. Lee Jun Wei and Lim Y.C. Designing the fast filter bank with a minimum complexity criterion, *IEEE Seventh International Symposium on Signal Processing and Its Applications*, July 2003, Vol. 2, pp. 279-282.
14. Lim Y.C. and Jun Wei Lee. Matrix formulation: fast filter bank, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, May 2004, Vol. 5, pp. 133-136.
15. Esteban D. and Galand C. Application of quadrature mirror filters to split band voice coding schemes, *IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, May 1977, pp. 191-195.
16. Krishna A.V. and Hari K.V.S. Filter Bank precoding for FIR equalization in high-rate MIMO communications, *IEEE Transactions on Signal Processing*, May 2006, Vol. 54, Issue 5, pp. 1645-1652.
17. Jalil A.M., Amindavar H. and Almasganj F. Subband blind equalization using wavelet filter banks, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2005, Vol. 6, pp. 5730-5733.
18. Onat E., Ahmadi M., Jullien G.A. and Miller W.C. Optimized delay characteristics for a hearing instrument filter bank, *Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Aug. 2000, Vol. 3, pp. 1074-1077.
19. Wei Y. and Lian Y. A Computationally Efficient Non-Uniform Digital Filter Bank for Hearing Aid, *IEEE International Workshop on Biomedical Circuits and Systems*, Dec. 2004, pp. S1.3.INV-17-20.
20. Lim Y.C. A digital filter bank for digital audio systems, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Aug 1986, Vol. 3, pp. 848-849.
21. Robert E. Sandlin. Text book of hearing aid amplification. Singular Publishing Group, 2000.
22. Kaplan T., Cruz-Albrecht J., Mokhtari M., Matthews D., Jensen J. and Chang M.F. 1.3-GHz IF digitizer using a 4th-order continuous-time bandpass modulator, *IEEE Proc. Custom Int.Circ. Conference*, Sept. 2003, pp. 127-130.
23. Chandrasekaan R., Lian Y. and Rana R.S. A High-Speed Low-Power D Flip-Flop, *The 6th International Conference on ASIC (2005)*, Oct. 2005, Vol. 1, pp. 82-85.
24. Gustafsson O., Johansson H. and Wanhammar L. Design and efficient implementation of high-speed narrow-band recursive digital filters using single filter frequency masking techniques, *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, May 2000, Vol. 3, pp. 359-362.
25. Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L. Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters, *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, May 2001, Vol. 2, pp. 181-184.

26. *Gol'denberg L.M., Matyushkin B.D., Polyak M.N.* Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1990, 256 p.
27. *Krosh'er R.E., Rabiner L.R.* Interpolyatsiya i detsimatsiya tsifrovykh signalov. Metodicheskiy obzor [Interpolation and decimation of digital signals. Methodical review], *TIER* [ТИЕР], 1981, Vol. 69, No. 3, pp. 14-49.
28. *Volkov V.V.* Tsifrovaya chastotnaya selektsiya signalov [Digital frequency selection of signals]. Moscow: Radio i svyaz', 1993, 238 p.
29. *Rudakov P.I., Safonov V.I.* Obrabotka signalov i izobrazheniy. MATLAB 5.x [Signal and image processing. MATLAB 5.x]. Moscow: DIALOG-MIFI, 2000, 416 p.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. А.В. Максимов

Гужва Дмитрий Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; г. Таганрог, Россия; тел.: +79054571975; аспирант.

Север Константин Олегович – e-mail: remales@mail.ru; тел.: +79885467923; аспирант.

Морозов Андрей Алексеевич – e-mail: morozov@sfedu.ru; тел.: +79034538971; аспирант.

Guzhva Dmitriy Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; Taganrog, Russia; phone: +79054571975; graduate student.

Sever Constantine Olegovich – e-mail: remales@mail.ru; phone: +79885467923; graduate student.

Morozov Andrey Alekseevich – e-mail: morozov@sfedu.ru; phone: +79034538971; graduate student.