

13. Zebulum R.S., Pacheco M.A., Vellasco M.M. Evolutionary Electronics: Automatic Design of Electronic Circuits and Systems by Genetic Algorithms. USA, CRC Press LLC, 2002.
14. Yang S. Logic synthesis and optimization benchmark user guide version 3.0, MCNC, 1991.
15. Gladkov L., Kureychik V., Kureychik V., Sorokoletov P. Bio-inspired methods in optimization. Moscow: Fizmatlit, 2009.
16. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Gusev N.Y., Semushina N.S. Integrated approach to the solution of computer-aided design problems, *Proceedings of the 4th International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry" (IITI'19). Advances in Intelligent Systems and Computing*. Springer, Cham, 2020, Vol. 1156, pp. 465-476.
17. Gladkov L.A., Gladkova N.V., Leiba S.N., Strakhov N.E. Development and research of the hybrid approach to the solution of optimization design problems, *Advances in Intelligent Systems and Computing. Vol. 875. International Conference on Intelligent Information Technologies for Industry IITI'18*. Springer Nature Switzerland AG, 2019, Vol. 2, pp. 246-257.
18. Gladkov L.A., Veselov G.E., Gladkova N.V. Development and research of algorithms for the synthesis of combinational logic circuits based on the evolutionary approach, *Lecture Notes in Networks and Systems. Vol. 776 "Proceedings of the 7th International Scientific Conference "Intelligent Information Technologies for Industry" (IITI'23)"*. Springer Nature Switzerland AG, 2023, Vol. 1, pp. 210-221.
19. Batyrshin I. etc. Fuzzy hybrid systems. Theory and practice. Moscow: Fizmatlit, 2007.
20. Borisov V., Kruglov V., Fedulov A. Nechetkie modeli i seti (Fuzzy models and networks). Moscow: Goryachaya liniya – Telekom, 2007.

Статью рекомендовала к опубликованию д.т.н., профессор Л.С. Лисицина.

Гладков Леонид Анатольевич – Южный федеральный университет; e-mail: lagladkov@sfedu.ru; г. Таганрог, Россия; кафедра САПР; профессор.

Гладкова Надежда Викторовна – e-mail: nvgladkova@sfedu.ru; кафедра САПР; старший преподаватель.

Gladkov Leonid Anatol'evich – Southern Federal University; e-mail: lagladkov@sfedu.ru; Taganrog, Russia; the department of CAD; professor.

Gladkova Nadezhda Viktorovna – e-mail: nvgladkova@sfedu.ru; the department of CAD; senior teacher.

УДК 621.396

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-34-44

Д.А. Гужва, К.О. Север, И.И. Турулин

8-ПОЛОСНЫЙ НЕОДНОРОДНЫЙ БАНК БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ДЛЯ СЛУХОВЫХ АППАРАТОВ

Рассмотрены рекурсивные фильтры с конечной импульсной характеристикой и банки фильтров. Банк фильтров – это массив полосовых фильтров. Блок фильтров анализа разделяет входной сигнал на несколько компонентов, причем каждый из подфильтров несет один частотный поддиапазон исходного сигнала. Напротив, блок фильтров синтеза объединяет выходные данные поддиапазонов для восстановления исходного входного сигнала. В большинстве приложений определенные частоты являются более важными, чем другие. Блоки фильтров могут изолировать различные частотные компоненты в сигнале. Таким образом, мы можем приложить больше усилий для обработки более важных компонентов и меньше усилий для обработки менее важных компонентов. Фильтры поддиапазонов могут комбинироваться с понижающей или повышающей дискретизацией для формирования банка многоскоростных фильтров. Банки фильтров широко используются для распознавания речи и улучшения качества речи. В настоящее время банки фильтров расширили свое применение до обработки видео и изображений. Кроме того, блоки фильтров

очень полезны в системах связи, включая цифровые приемники и передатчики, предварительное кодирование блоков фильтров для выравнивания каналов, дискретную многотонную модуляцию и слепое выравнивание каналов. Рассмотрено использование данных фильтров для слуховых аппаратов. Разработан 8-полосный неоднородный банк рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) с высокой вычислительной эффективностью для слуховых аппаратов. Также приведено сравнение вычислительной сложности (ВС) рекурсивного фильтра с конечной импульсной характеристикой (РКИХФ) с вычислительной сложностью нерекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой (НКИХФ).

Рекурсивный фильтр с конечной импульсной характеристикой; рекурсивный; фильтр; РКИХ; банк фильтров.

D.A. Guzhva, C.O. Sever, I.I. Turulin

8-BAND HETEROGENEOUS BANK OF FIR FILTERS WITH HIGH COMPUTATIONAL EFFICIENCY FOR HEARING AIDS

This article discusses recursive filters with finite impulse response and filter banks. The filter bank is an array of bandpass filters. The analysis filter block divides the input signal into several components, with each of the sub-filters carrying one frequency sub-band of the original signal. On the contrary, the synthesis filter block combines the output data of the sub-bands to restore the original input signal. In most applications, certain frequencies are more important than others. Filter blocks can isolate various frequency components in the signal. This way we can put more effort into processing more important components and less effort into processing less important components. Subband filters can be combined with step-down or step-up sampling to form a bank of multi-speed filters. Filter banks are widely used for speech recognition and speech quality improvement. Currently, filter banks have expanded their application to video and image processing. In addition, filter blocks are very useful in communication systems, including digital receivers and transmitters, pre-coding of filter blocks for channel alignment, discrete multi-tone modulation and blind channel alignment. The use of these filters for hearing aids is considered. An 8-band heterogeneous bank of recursive filters with finite impulse response (FIR) with high computational efficiency for hearing aids has been developed. The computational complexity (BC) of a recursive filter with a finite impulse response (RCIHF) is also compared with the computational complexity of non-recursive filters with a finite impulse response (NCIHF).

Recursive FIR filter; recursive; FIR; filter; filter bank.

Введение. Пороговые значения слуха, которые являются самыми тихими звуками, которые можно услышать, обычно представлены типичной аудиограммой с чистым тоном.

Человек с ослабленным слухом, как правило, обладает низкой чувствительностью к определенным частотам.

Основная задача слухового аппарата состоит в избирательном усилении звуков таким образом, чтобы обработанный звук (с учетом частотной характеристики слуха пользователя слухового аппарата) соответствовал аудиограмме человека [1, 2]. Для достижения этой цели идеальный слуховой аппарат должен регулировать уровень звука на произвольных частотах в пределах заданного частотного диапазона.

На практике это достигается разделением спектра входного сигнала на разные полосы частот блоком фильтров.

Усиления для каждого поддиапазона регулируются в соответствии с потребностями пользователя с нарушениями слуха, т.е. амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) блока фильтров должна выравнивать сквозную АЧХ, чтобы она соответствовала аудиограмме человека с нормальным слухом.

Для реализации блока фильтров в слуховых аппаратах обычно используются аналоговые и цифровые технологии. Аналоговые фильтры фильтруют напряжения, цифровые – числовые коды. Второй подход обеспечивает возможность программного управления, т.е. является очень гибким по отношению к потребностям людей с нарушениями слуха.

Результаты разработки унифицированных блоков цифровых фильтров для применения в слуховых аппаратах приведены [3, 13].

Обычно измерения уровня слышимости проводятся на частотах 250 Гц, 500 Гц, 1кГц, 2кГц, 4 кГц, 8 кГц вследствие чего при использовании одинаковых групп фильтров могут возникнуть трудности с согласованием аудиограммы на всех частотах.

Как КИХ-фильтры, так и БИХ-фильтры широко используются в слуховых аппаратах.

Слух более чувствителен к амплитуде, чем к фазе. Однако, когда выходные данные подфильтров в группе фильтров суммируются, фазовое искажение в каждом из подфильтров приводит к амплитудному искажению на выходе. Иными словами, если фазочастотная характеристика (ФЧХ) фильтров одинакова, то при параллельном соединении фильтров (входы объединены, выходы подключены к сумматору (вычитателю)), АЧХ фильтров суммируются (вычитаются).

В данной статье для выравнивания сквозной аудиограммы предлагается неоднородный блок рекурсивных КИХ-фильтров.

Рекурсивные КИХ-фильтры: определение и основные свойства. Рекурсивным КИХ-фильтром (РКИХФ) называется цифровой фильтр вида рис. 1 имеющий обратные связи в структурной схеме, но конечную КИХ [17–19].

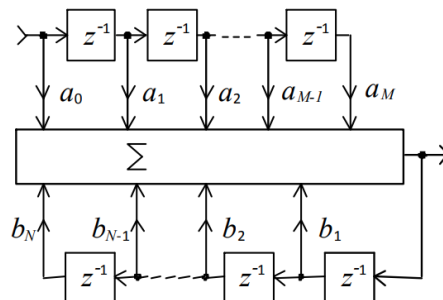


Рис. 1. Структура РКИХ

Математически это означает, что некоторые полюсы системной функции совпадают с некоторыми нулями этой функции, т.е. числитель может быть поделен на знаменатель без остатка. Фильтр также может быть описан линейным разностным уравнением (ЛРУ).

В цифровой обработке сигналов (ЦОС) РКИХФ занимают как бы промежуточное место между нерекурсивными КИХ фильтрами и рекурсивными БИХ-фильтрами: по способу построения они рекурсивны, т.е. имеют обратные связи, по длине КИХ – КИХ-фильтры. РКИХФ, как и нерекурсивные КИХ фильтры, могут иметь линейную ФЧХ, но при существенно меньших вычислительных затратах, чем у нерекурсивных фильтров.

Замечательным свойством РКИХФ в общем случае является независимость вычислительных затрат от длины КИХ (это имеет место при кусочно-полиномиальном представлении исходной КИХ или ее аппроксимации [4–6]).

РКИХФ имеют недостатки. Так, например, точные методы синтеза РКИХФ на основе интеграторов [2, 3, 6] требуют представления исходной КИХ в виде кусочно-полиномиальной комбинации (имеются в виду степенные полиномы).

Если исходная КИХ таковой не является, необходима ее кусочно-полиномиальная аппроксимация, что сопровождается погрешностью.

Кроме этого, необходимо точное выполнение операций в пределах РКИХФ на интеграторах, что требует квантования входного сигнала и коэффициентов РКИХФ.

Метод, предложенный в [6], позволяет синтезировать РКИХФ, если исходная КИХ или ее аппроксимация представлена в виде набора отрезков полиномов

$$g(n) = \sum_{r=1}^R g_r(n),$$

где $g_r(n)$ – отрезки в общем случае разных полиномов $Q_r(n)$ разной степени, т.е. $g_r(n) = Q_r(n)$ для $n_{r-} \leq n \leq n_{r+}$ и $g_r(n) = 0$ для прочих n ;

r – номер отрезка;

$n_{r-} \leq n_{r+}$ – соответственно левые и правые границы отрезков.

Обычно выбирается $n_{r+} = n_{r+1-}$, однако в общем случае допускается любое соотношение между n_{r+} и n_{j-} для произвольных r и j .

Поскольку рассматриваемые фильтры линейны, справедлив принцип суперпозиции. В связи с этим для простоты изложения и без потери общности рассмотрим один из полиномиальных отрезков

$$g_r(n) = h_p(n) = a_p n^p + a_{p-1} n^{p-1} + \dots + a_1 n + a_0 \text{ для } n_- \leq n \leq n_+,$$

иначе $h_p(n) = 0$.

Метод формулируется следующим образом.

1. Задается исходная КИХ или ее аппроксимация в виде одного или нескольких полиномиальных отрезков.

2. Путем последовательного дискретного дифференцирования (обратные конечные разности) исходной кусочно-полиномиальной КИХ по формуле

$$h_{i-1}(n) = h_i(n) - h_i(n-1)$$

для $i = p, p-1, \dots, 1, 0$ получается семейство продифференцированных КИХ $h_{p-1}(n), h_{p-2}(n), \dots, h_1(n), h_0(n), h_{-1}(n)$. Каждое вычисление обратных конечных разностей (дискретное дифференцирование) приводит к уменьшению степени каждого из отрезков полиномов на единицу. Так, например, $h_0(n)$ имеет нулевую степень (линейная комбинация дискретных прямоугольных импульсов и единичных импульсов), $h_{-1}(n)$ есть линейная комбинация только единичных импульсов. Процесс вычисления разностей можно прекратить также после получения КИХ $h_q(n)$, для которой легко строится (или известен) сигнальный граф фильтра.

3. Искомый РКИХФ получается каскадным подключением $(p-q)$ накапливающих сумматоров к выходу фильтра с КИХ $h_q(n)$, т.е. число накапливающих сумматоров равно числу вычислений обратных конечных разностей (дискретных дифференцирований).

Подчеркнем, что накапливающие сумматоры (дискретные интеграторы) подключаются каскадно, причем к выходу фильтра с КИХ $h_q(n)$. Для идеальных линейных фильтров с постоянными коэффициентами интеграторы могут подключаться как до, так и после фильтра с КИХ $h_q(n)$, поскольку от перемены мест операндов свертки результат не меняется. Однако реальные фильтры имеют ограниченную разрядную сетку. Поэтому при наличии постоянной составляющей в сиг-

нале на входе интегратора она будет накапливаться (интегрироваться), и через некоторое время содержимое сумматора выйдет за пределы разрядной сетки, если интегратор включен первым. Если же все интеграторы подключены после фильтра с КИХ $h_q(n)$, то постоянной составляющей на входах интеграторов не будет. Это связано с тем, что фильтр с КИХ $h_q(n)$ содержит дискретный дифференциатор $(p-q)$ порядка, в результате чего на входе каждого из $(p-q)$ интеграторов постоянная составляющая будет отсутствовать.

Заметим, что после каждого вычисления обратных конечных разностей (дискретного дифференцирования) длина полученного отрезка КИХ увеличивается на единицу справа.

После $p+1$ дифференцирований получается КИХ $h_{-1}(n)$ с $2(p+1)$ ненулевыми отсчетами ($p+1$ дискрет слева и $p+1$ – справа) [6].

Следует отметить, что для обеспечения конечности КИХ, а в общем случае и устойчивости РКИХФ, необходимо точное выполнение операций в пределах РКИХФ (локального или глобального). Масштабирование с округлением или усечением сигналов можно делать только до и после (на входе или на выходе) РКИХФ. Легче всего добиться точности операций в РКИХФ, если $h_q(n)$, $h_{q+1}(n)$, ..., $h_p(n)$, а также входной сигнал – целые числа. Для дробных чисел операции будут выполняться точно, если значения перечисленных КИХ и входной сигнал кратны b^{-k} , где k – целое положительное число, b – основание системы счисления процессора. Для обеспечения точности операций округлять коэффициенты можно в общем случае только в исходных полиномах (до вычисления конечных разностей). Требуемая точность округления определяется, например, исходя из допустимой погрешности воспроизведения амплитудно-частотной характеристики. Необходима также проверка на отсутствие переполнения разрядной сетки процессора при любых значениях квантованного входного сигнала.

Требование к точности выполнения операций внутри РКИХФ означает, что сам метод не имеет погрешности, т.е. КИХ реализуются точно. Если искомому КИХ нельзя представить в виде исходных полиномов, возникает погрешность аппроксимации КИХ полиномом на дискретном множестве точек.

Сравнение вычислительной сложности (ВС) РКИХФ с вычислительной сложностью нерекурсивных КИХ-фильтров (НКИХФ). Как уже говорилось, для получения РКИХФ его исходная КИХ дискретно дифференцируется $p+1$ раз, т.е. выполняется вычисление конечных разностей. В результате получается КИХ $h_{-1}(n)$, которая содержит в общем случае более $2(p+1)$ ненулевых отсчетов (реально может быть меньше) [6]. Очевидно, что ВС реализации такой КИХ составляют $2(p+1)$ умножений и $2(p+1) - 1$ сложений. Для восстановления исходной КИХ к выходу этого НКИХФ подключается $p+1$ дискретных интеграторов, которые требуют еще $p+1$ сложений. Итого, РКИХФ с КИХ в виде одного отрезка полинома степени p требует $2(p+1)$ умножений и $2(p+1) - 1 + (p+1) = 3p+2$ сложений. При кусочно-полиномиальной аппроксимации КИХ, если стыки N отрезков полиномов расположены вплотную, соседние $(p+1)$ отсчетов в НКИХФ накладываются друг на друга, и ВС составят $2(p+1) + N(p+1) = (2+N)(p+1)$ умножений плюс $(2+N)(p+1) - 1 + (p+1) = 3p+N$ сложений (блок интеграторов один).

Таким образом, ВС РКИХФ не зависит от длины КИХ.

Для НКИХФ с КИХ длины M вычислительная сложность составляет [5, 7] M умножений и M сложений.

Методы синтеза на основе интегрирующих звеньев не требуют точности выполнения операций, но исходная ИХ воспроизводится с погрешностью, которая выражается в виде соответствующих амплитудной и фазовой погрешностей [6, 22, 23]. Однако фазовая погрешность несоизмеримо меньше, чем у любого рекурсивного

БИХ-фильтра [14–16], синтезированного традиционными методами 1. Такие фильтры названы рекурсивными фильтрами с квазиконечной импульсной характеристикой (квази-РКИХФ) из-за наличия малой остаточной БИХ.

Метод реализации РКИХФ с заданной огибающей и заполнением имеет недостаток, выражающийся в скачкообразном изменении амплитуды при переходе к очередной копии заполняющей функции [20, 21, 24].

Определенным недостатком является и то, что длина блоков задержки у РКИХФ такая же, как и у нерекурсивных КИХ-фильтров, т. е. гораздо больше, чем у рекурсивных БИХ-фильтров, однако число отводов невелико.

Структурная схема 8-полосного неоднородного банка РКИХ-фильтров с высокой вычислительной эффективностью. Известно [7], что КИХ-фильтр обладает линейной фазовой характеристикой, если его коэффициенты симметричны. Такие свойства наиболее востребованы при проектировании слуховых аппаратов из-за необходимости произвольной регулировки амплитуды в различных диапазонах частот [14] – для суммирования/вычитания АЧХ при параллельном соединении фильтров.

Недостатком нерекурсивного КИХ-фильтра является относительно высокая вычислительная сложность из-за использования большого количества умножений и сложений.

Чтобы уменьшить сложность фильтра, в предлагаемом наборе неоднородных рекурсивных КИХ-фильтров используются два простых полуполосных фильтра, $H(z)$ и $F_m(z)$, в качестве прототипов, а поддиапазоны спроектированы с симметрией в точке средней частоты, как показано на рис. 2 и 3, соответственно. Стоит обратить внимание, что на рис. 1 самые правые фильтры в каждой ветви обеспечивают пару выходных сигналов, например, $P_1(z)$ и $P_8(z)$, $P_2(z)$ и $P_7(z)$ и т.д.

Это взаимодополняющие выходные пары, как показано на рис. 3. $F_{mc}(z)$ является дополнением к исходному фильтру $F_m(z)$ и формируется по формуле (1).

$$F_{mc}(z) = z^{-\frac{N_f-1}{2}} - F_m(z). \quad (1)$$

где N_f – длина КИХ для фильтра $F_m(z)$. Аппаратные затраты на получение дополнительного выходного сигнала сводятся к минимуму, поскольку требуемые задержки могут быть получены с помощью исходного фильтра, как показано на рис. 4.

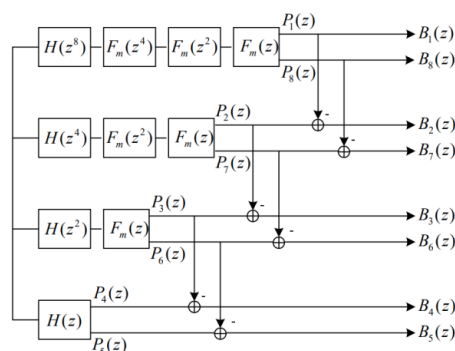


Рис. 2. Структурная схема неоднородного банка КИХ-фильтров

Выходные сигналы поддиапазонов обозначаются как $B_i(z)$, $i = 1, \dots, 8$, как показано на рис. 1, где $B_1(z)$ до $B_4(z)$ формируются выходами от $P_1(z)$ до $P_4(z)$ от исходного фильтра $F_m(z)$, и $B_5(z)$ до $B_8(z)$ основаны на дополнительных выходах $P_5(z)$ до $P_8(z)$ от $F_m(z)$. Чтобы достичь желаемой частотной характеристики и из-

бежать задержки, зависящей от частоты [13], к каждой ветви следует добавить ведущие задержки, за исключением верхней, чтобы гарантировать, что все ветви имеют одинаковый фазовый сдвиг для суммирования /вычитания АЧХ в фазе при параллельном соединении.

Чтобы понять, как создаются поддиапазоны от $B_1(z)$ до $B_8(z)$, будет проиллюстрировано формирование двух средних полос, $B_4(z)$ и $B_5(z)$. Сначала формируется прототип полуполосного фильтра $H(z)$. Его выходной сигнал определен как $P_4(z)$, а дополнительный выходной сигнал определен как $P_5(z)$, как показано на рис. 3,а. Далее создаются две полосы пропускания на низких и высоких частотах с использованием $H(z^2)$, т.е. интерполяции $H(z)$ в 2 раза, как показано на рис. 3,б.

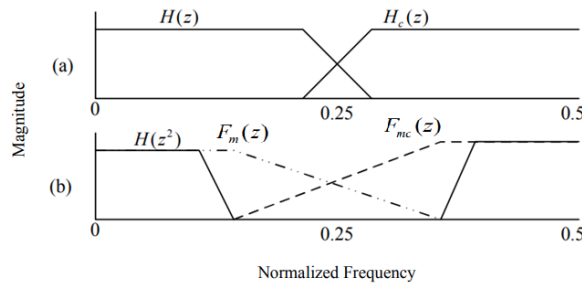


Рис. 3. Частотная характеристика 8-полосного неоднородного банка КИХ-фильтров

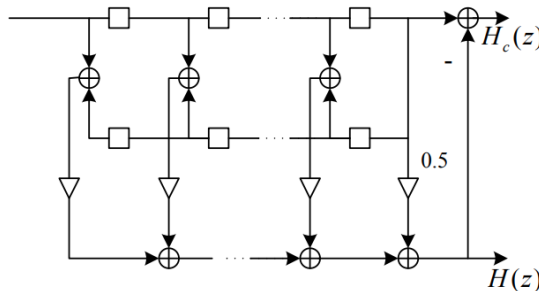


Рис. 4. Пара дополнительных фильтров с разделением задержки

Маскирующий фильтр $F_m(z)$ подавляет (в идеале – обнуляет) полосу пропускания на высокой частоте, как показано на рис. 3,б. $P_3(z)$, образуется, когда $F_m(z)$ соединяется с $H(z^2)$. Аналогично, $P_6(z)$, является результатом соединения $H(z^2)$ с $F_{mc}(z)$. Средние полосы $B_4(z)$ и $B_5(z)$ формируются путем вычитания $P_3(z)$, из $P_4(z)$, и $P_6(z)$, из $P_5(z)$, соответственно. Передаточная функция z-преобразования для нижних 4-х диапазонов может быть записана в виде

$$B_i(z) = \begin{cases} P_1(z) & i = 1 \\ P_i(z) - P_{i-1}(z) & i = 2,3,4' \end{cases} \quad (2)$$

где $P_i(z)$ определяется как

$$P_i(z) = \begin{cases} H(z^{2^{4-i}}) \prod_{k=1}^{4-i} F_m(z^{2^{k-1}}) & i = 1,2,3 \\ H(z) & i = 4 \end{cases} \quad (3)$$

Для более высоких 4 диапазонов передаточная функция z -преобразования задается формулой

$$B_i(z) = \begin{cases} P_i(z) & i = 8 \\ P_i(z) - P_{i+1}(z) & i = 5,6,7 \end{cases} \quad (4)$$

где $P_i(z)$ определяется как

$$P_i(z) = \begin{cases} H(z^{2^{i-5}}) F_{mc}(z) \prod_{k=2}^{i-5} F_m(z^{2^{k-1}}) & i = 7,8; \\ H(z^2) F_{mc}(z) & i = 6; \\ H_c(z) & i = 5. \end{cases} \quad (5)$$

Для реализации 8-полосного блока фильтров требуется 10 подфильтров. Однако множители могут быть распределены между интерполированными $H(z)$ и $F_m(z)$. Одна из предлагаемых реализаций интерполированного значения $H(z)$ приведена на рис. 5, где множители распределены между $H(z)$, $H(z^2)$, $H(z^4)$ и $H(z^8)$. Маскировка частотной характеристики достигается за счет многократного использования $F_m(z)$.

На рис. 6 показан пример реализации $F_m(z^2)F_m(z)$, где T – фиксатор, используемый для сохранения предыдущего сигнала для следующего цикла, а множители распределяются между $F_m(z^2)$ и $F_m(z)$.

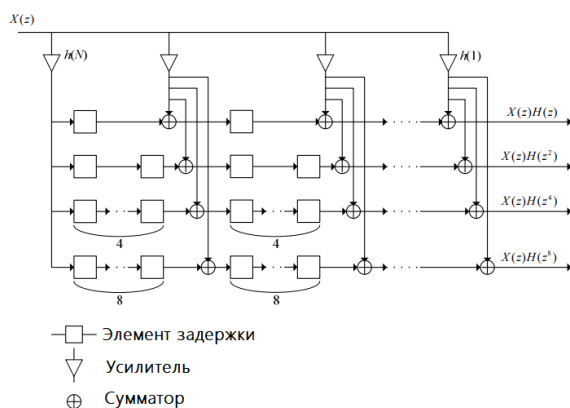


Рис. 5. Совместное использование множителей между $H(z)$, $H(z^2)$, $H(z^4)$ и $H(z^8)$

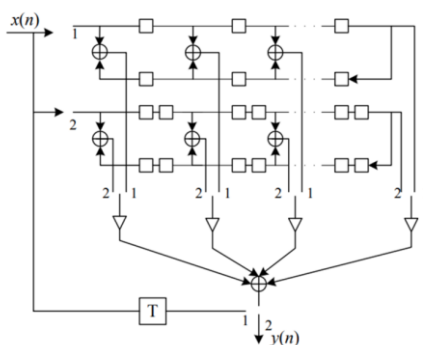


Рис. 6. Пример реализации $F_m(z^2)F_m(z)$

Выводы. В этой статье был разработан 8-полосный неоднородный банк РКИХ-фильтров с высокой вычислительной эффективностью для слуховых аппаратов.

Достигнуто соответствие между аудиограммами и выходными данными банка фильтров за счет неравномерного распределения частотных диапазонов.

Производительность блока фильтров повышается за счет оптимального процесса распределения усиления, который помогает свести к минимуму ошибку наименьших квадратов между объективной аудиограммой и амплитудно-частотной характеристикой банка фильтров.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Рабинер Р., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978.
2. *Турулин И.И.* Метод проектирования цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой с заданными огибающей и заполнением // Известия вузов. Электроника. – 1999. – № 1–2.
3. *Турулин И.И.* Расчет и применение быстродействующих цифровых рекурсивных фильтров с конечной импульсной характеристикой: монография / под общ. ред. Л.К. Самойлова. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1999.
4. Цифровые фильтры в радиосвязи и радиотехнике / под ред. Л.М. Гольденберга. – М.: Радио и связь, 1982.
5. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Связь, 1978.
6. *Турулин И.И.* Основы теории рекурсивных КИХ-фильтров. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016.
7. *Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н.* Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990.
8. *Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L.* Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters // Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst. – 2001.
9. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993.
10. *Рудаков П.И., Сафонов В.И.* Обработка сигналов и изображений. MATLAB 5.x. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2000.
11. Уровни слышимости. – <https://digitalmusicacademy.ru/lesson-hearing-curve>.
12. *Верич Ю.Б.* Методика синтеза узкополосных КИХ-фильтров в системе. РАН. – 2001. – № 155.
13. *Витязев В.В., Витязев С.В.* Методы синтеза узкополосного адаптивного КИХ-фильтра на основе многоскоростной обработки // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 4. – С. 15-20.
14. *Bell A.E. and Carletta J.E.* Multiplierless filter Bank design: structures that improve both hardware and image compression performance // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. – June 2006. – Vol. 16, Issue 6.
15. Адаптивные фильтры / под ред. К.Ф.Н. Коузана и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988.
16. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993.
17. *Vaidyanathan P.P.* Multirate Systems and Filter Banks Prentice Hall. Englewood Cliffs NJ 1993.
18. *Зайцев А.А.* Методы построения банков цифровых фильтров: тематический обзор // Цифровая обработка сигналов. – 2003. – № 1.
19. *Витязев В.В., Зайцев А.А.* Основы многоскоростной обработки сигналов: учеб. пособие. Ч. 1 и Ч. 2. – Рязань: РГРТУ, 2005.
20. *Линович А.Ю., Витязев В.В.* Субполосная адаптивная фильтрация в задачах обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. – 2004. – № 4. – С. 41-48.
21. *Линович А.Ю.* Применение методов частотно временной декомпозиции при решении задач обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. – 2005. – № 3.
22. *Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В.* Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 3.

23. Кузнецов Е.П. Методы и алгоритмы адаптивной эхо-компенсации: сравнительный анализ эффективности применения // Цифровая обработка сигналов. – 2007.
24. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989.

REFERENCES

1. Rabiner R., Gould B. Teoriya i primeneniye tsifrovoy obrabotki signalov [Theory and application of digital signal processing]. Moscow: Mir, 1978.
2. Turulin I.I. Metod proektirovaniya tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy s zadannymi ogibayushchey i zapolnieniem [Method for designing digital recursive filters with a finite impulse response with a given envelope and filling], *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Izvestiya vuzov. Electronics], 1999, No. 1–2.
3. Turulin I.I. Raschet i primeneniye bystrodeystvuyushchikh tsifrovyykh rekursivnykh fil'trov s konechnoy impul'snoy kharakteristikoy: monografiya [Calculation and application of high-speed digital recursive filters with finite impulse response: monograph], ed. by L.K. Samoylova. Taganrog: Izd-vo TRTU, 1999.
4. Tsifrovye fil'try v radiosvyazi i radiotekhnike [Digital filters in radio communications and radio engineering], ed. by L.M. Gol'denberga. Moscow: Radio i svyaz', 1982.
5. Oppengeym A.V., Shafer R.V. Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow: Svyaz', 1978.
6. Turulin I.I. Osnovy teorii rekursivnykh KIKh-fil'trov [Fundamentals of the theory of recursive FIR filters]. Taganrog: Izd-vo YuFU, 2016.
7. Gol'denberg L.M., Matyushkin B.D., Polyak M.N. Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1990.
8. Gustafsson O., Johansson H., and Wanhammar L. Narrow-band and wideband single filter frequency masking FIR filters, *Proc. of IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, 2001.
9. Vityazev V.V. Tsifrovaya chastotnaya selektsiya signalov [Digital frequency selection of signals]. Moscow: Radio i svyaz'. 1993.
10. Rudakov P.I., Safonov V.I. Obrabotka signalov i izobrazheniy. MATLAB 5.x [Signal and image processing. MATLAB 5.x]. Moscow: DIALOG-MIFI, 2000.
11. Urovni slyshimosti [Hearing levels]. Available at: <https://digitalmusicacademy.ru/lesson-hearing-curve>.
12. Verich Yu.B. Metodika sinteza uzkopolosnykh KIKh-fil'trov v sisteme [Method for synthesizing narrow-band FIR filters in the system]. RAS, 2001, No. 155.
13. Vityazev V.V. Vityazev S.V. Metody sinteza uzkopolosnogo adaptivnogo KIKh-fil'tra na osnove mnogoskorostnoy obrabotki [Methods for the synthesis of a narrow-band adaptive FIR filter based on multi-rate processing], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2007, No. 4, pp. 15-20.
14. Bell A.E. and Carletta J.E. Multiplierless filter Bank design: structures that improve both hardware and image compression performance, *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, June 2006, Vol. 16, Issue 6.
15. Adaptivnye fil'try [Adaptive filters], ed. by K.F.N. Kouena i P.M. Granta. Moscow: Mir, 1988.
16. Vityazev V.V. Tsifrovaya chastotnaya selektsiya signalov [Digital frequency selection of signals]. Moscow: Radio i svyaz', 1993.
17. Vaidyanathan P.P. Multirate Systems and Filter Banks Prentice Hall. Englewood Cliffs NJ 1993.
18. Zaytsev A.A. Metody postroeniya bankov tsifrovyykh fil'trov: tematicheskiy obzor [Methods for constructing digital filter banks: a thematic review], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2003, No. 1.
19. Vityazev V.V. Zaytsev A.A. Osnovy mnogoskorostnoy obrabotki signalov: ucheb. posobie [Fundamentals of multi-rate signal processing: tutorial]. Part 1 and Part 2. Ryazan': RGRU, 2005.
20. Linovich A.Yu., Vityazev V.V. Subpolosnaya adaptivnaya fil'tratsiya v zadachakh obratnogo modelirovaniya [Subband adaptive filtering in inverse modeling problems], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2004, No. 4, pp. 41-48.
21. Linovich A.Yu. Primeneniye metodov chastotno vremennoy dekompozitsii pri reshenii zadach obratnogo modelirovaniya [Application of time-frequency decomposition methods in solving inverse modeling problems], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2005, No. 3.

22. Vityazev V.V., Kolod'ko G.N., Vityazev S.V. Sposoby i algoritmy formirovaniya radiolokatsionnogo izobrazheniya v rezhime doplerovskogo obuzheniya lucha [Methods and algorithms for forming a radar image in the Doppler beam narrowing mode], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2006, No. 3.
23. Kuznetsov E.P. Metody i algoritmy adaptivnoy ekho-kompensatsii: sravnitel'nyy analiz effektivnosti primeneniya [Methods and algorithms for adaptive echo compensation: comparative analysis of application effectiveness], *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], 2007.
24. Uidrou B., Stirnz S. Adaptivnaya obrabotka signalov [Adaptive signal processing]. Moscow: Radio i svyaz', 1989.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.В. Боженюк.

Гужва Дмитрий Александрович – Южный федеральный университет; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; г. Таганрог, Россия; тел.: 89054571975; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Север Константин Олегович – e-mail: remales@mail.ru; тел.: 89885467923; кафедра теоретических основ радиотехники; аспирант.

Турулин Игорь Ильич – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; тел.: 88634371638; кафедра теоретических основ радиотехники; д.т.н.; профессор.

Guzhva Dmitry Alexandrovich – Southern Federal University; e-mail: aleksandrovich777@inbox.com; Taganrog, Russia; phone: +79054571975; the department of the theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Sever Konstantin Olegovich – e-mail: remales@mail.ru; phone: +79885467923; the department of theoretical foundations of radio engineering; post-graduate student.

Turulin Igor Ilyich – e-mail: iiturulin@sfedu.ru; phone: +78634371638; the department of theoretical foundations of radio engineering; dr. of eng. sc.; professor.

УДК 004.032

DOI 10.18522/2311-3103-2023-6-44-57

С.М. Гушанский, В.С. Потапов

ХАРАКТЕРИСТИКА КВАНТОВЫХ СХЕМ С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ КОНФИГУРАЦИЯМИ КУБИТОВ

Статья представляет собой исследование нового подхода к систематическому анализу и классификации квантовых схем на основе функциональной конфигурации кубитов. Статья подробно рассматривает роль элементарных вентилей в изменении элементов вектора состояния и выделяет важность функциональных конфигураций кубитов в коллективной модификации квантовых состояний. Основные аспекты, рассмотренные в статье, включают характеристику квантовых схем с функциональными конфигурациями кубитов, анализ воздействия элементарных вентилей на состояние квантового вектора и определение количества возможных типов функциональных конфигураций. Результаты исследования могут иметь важное значение для оптимизации квантовых схем и улучшения понимания их общих свойств. Функциональная конфигурация кубита – это математическая структура, которая может коллективно классифицировать свойства и поведение квантовых схем. Разработка квантовых алгоритмов с эффективными квантовыми схемами была центральной частью квантовых вычислений, в которых за последние 30 лет произошёл огромный прогресс как в теоретическом, так и в экспериментальном плане. Статья представляет собой вклад в область квантовых вычислений, предоставляя систематический подход к классификации и анализу квантовых схем на основе их функциональных конфигураций кубитов. Квантовые алгоритмы представляют собой инновационный класс алгоритмов, основанных на принципах квантовой механики, и использующих кубиты вме-