

М.И. ПОРХУН, М.И. ВАШКЕВИЧ
**ЭФФЕКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ГАММАТОН-ФИЛЬТРОВ НА
ОСНОВЕ НЕРАВНОПОЛОСНОГО
КОСИНУСНО-МОДУЛИРОВАННОГО БАНКА ФИЛЬТРОВ**

Порхун М.И., Вашкевич М.И. Эффективная реализация гамматон-фильтров на основе неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров.

Аннотация. В работе представлена эффективная реализация банка гамматон-фильтров (БГФ) на основе неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров (НКМБФ), использующего фазовое преобразование. Рассмотрены примеры практических задач, в которых применяется банк гамматон-фильтров, проанализированы его основные особенности и недостатки. Приведено описание равнополосного косинусно-модулированного банка фильтров, а также показан процесс синтеза НКМБФ из его равнополосного аналога при помощи фазового преобразования. Разработан оптимизационный метод проектирования фильтра-прототипа НКМБФ для аппроксимации частотных характеристик БГФ. В основе метода лежит мультипликативная модель импульсной характеристики фильтра-прототипа, использующая логистические сигмоидальные функции. Суть предлагаемого метода заключается в оптимизации фильтра-прототипа с целью минимизации среднеквадратичной ошибки между АЧХ БГФ и НКМБФ для каждого канала. Выполнена программная реализация на языке Python с использованием библиотеки PyTorch. Проведены экспериментальные исследования предложенного метода. Результаты экспериментов показали, что НКМБФ можно использовать для аппроксимации частотных характеристик БГФ, а результирующая АЧХ имеет монотонные спады за счёт использования логистических сигмоидальных функций. Проведён анализ зависимости результирующей ошибки аппроксимации частотных характеристик банка гамматон-фильтров от количества сигмоид, используемых для синтеза фильтра-прототипа НКМБФ на базе мультипликативной модели импульсной характеристики. Выполнен анализ вычислительной сложности НКМБФ, показано как зависит число операций сложения и умножения от длины импульсной характеристики фильтра-прототипа и числа каналов банка фильтров. Сделан вывод, что использование НКМБФ для реализации банка гамматон-фильтров позволяет существенно уменьшить вычислительные затраты на реализацию гамматон-фильтров по сравнению с прямой реализацией.

Ключевые слова: банк гамматон-фильтров, неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров, слуховые фильтры, полифазная реализация, фазовое преобразование, PyTorch.

1. Введение. Слуховая система человека представляет собой сложный, нелинейный и адаптивный анализатор звука. Одним из её наиболее важных принципов работы является частотная избирательность слуха, представляющая собой механизм, позволяющий человеку различать и отделять друг от друга частотные компоненты в звуковом сигнале [1]. Модели слухового восприятия описывают как частотную избирательность слуха, так и некоторые другие феномены. Подобные модели используются во многих практических задачах: кодировании

аудио [2], распознавании речи [3 – 5], распознавании диктора [6], верификации диктора [7], детектировании и локализации звуковых событий [8], при улучшении разборчивости речи с использованием информации о частоте основного тона [9], при моделировании слуховых патологий [10 – 12] и проектировании кохлеарных имплантов [13].

Общая структура модели слухового восприятия, используемая в задачах цифровой обработки сигналов показана на рисунке 1. Входной сигнал $x(n)$ раскладывается на M субполос при помощи банка слуховых фильтров. Далее, в зависимости от решаемой задачи, выполняется соответствующая субполосная обработка сигналов. В результате на выходе образуются информационные признаки, используемые для решения прикладных задач.

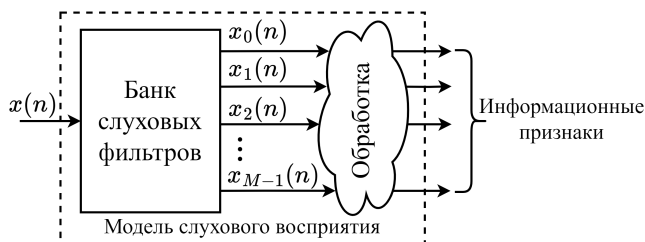


Рис. 1. Общая схема применения моделей слухового восприятия

Далее рассматривается несколько практических примеров использования моделей слухового восприятия. На рисунке 2 показана типовая схема аудиокодера, которая включает банк фильтров анализа, выполняющий декомпозицию сигнала на равнополосные частотные компоненты, которые затем квантуются и кодируются. Также важной частью аудиокодера является модель слухового восприятия (англ. *psychoacoustic model*), которая используется для определения слышимости частотных компонент сигнала. Выходные данные модели используются при квантовании субполосных компонент аудиосигнала для уменьшения объема передаваемой информации [2].

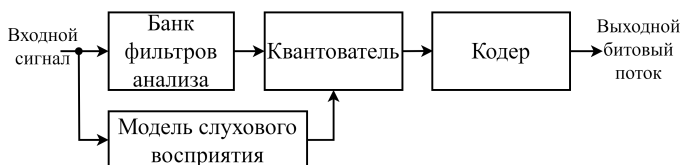


Рис. 2. Общая схема аудиокодера

В работе [9] модель слухового восприятия используется в системе улучшения разборчивости речи (рисунок 3) совместно с оценщиком частоты основного тона (F0). В процессе обработки центральные частоты слуховых фильтров выбираются кратными частоте основного тона, а субполосные сигналы после обработки суммируются для формирования широкополосного сигнала с повышенной разборчивостью. Следует заметить, что в схеме на рисунке 1 центральные полосы банка слуховых фильтров считаются фиксированными и заданными на этапе проектирования, а в схеме на рисунке 3 центральные полосы изменяются в процессе обработки поступающего сигнала и зависят от частоты основного тона.

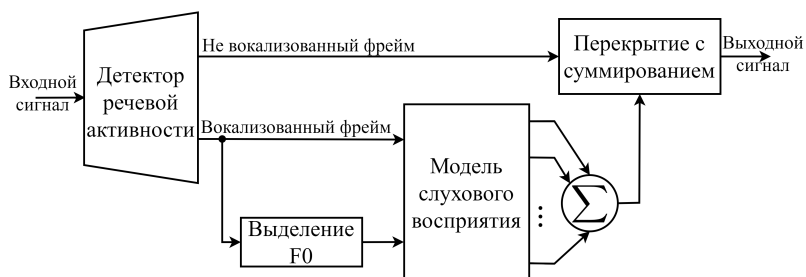


Рис. 3. Общая схема метода улучшения разборчивости речи из работы [9]

Особую роль модели слухового восприятия имеют при построении систем моделирования потери слуха. Такие системы используются на этапе разработки методов коррекции слуха [11]. При тестировании пожилых слабослышащих людей достаточно сложно выделить основную причину ухудшения разборчивости речи, которая может быть связана с работой периферического слуха, слухового нерва либо с нарушением когнитивных функций. Системы моделирования потери слуха частично позволяют решить данную проблему [10], поскольку они имитируют только дисфункции периферического слуха, такие как повышение абсолютного порога слышимости, эффект ухудшения частотной избирательности, феномен ускоренного нарастания громкости и др.

При моделировании потери слуха [10 – 12] модель слухового восприятия используется для разделения звукового сигнала на субполосы, согласованные с работой слуховой системы человека (рисунок 4). Настройка модели выполняется на основе аудиограммы конкретного (слабослышащего) человека. Для каждой субполосы выполняется частотно-зависимое ослабление в соответствии с данными аудиограммы.

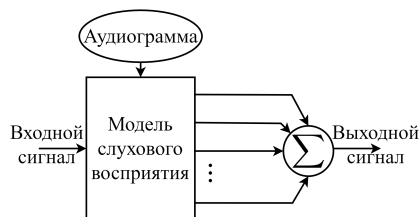


Рис. 4. Общая схема модели потери слуха

Таким образом, основу моделей слухового восприятия составляют частотно-временные методы анализа и синтеза звуковых сигналов, базирующиеся на принципах психоакустики. Общей идеей функционирования данных моделей является декомпозиция звукового сигнала на субполосы, ширина которых согласована с работой слуховой системы. В большинстве случаев для достижения данной цели используются слуховые (англ. *auditory filters*) фильтры. Наиболее часто используются банки гамматон- [14] и гаммачирп-фильтров [10, 15]. Данные фильтры моделируют работу базилярной мембраны улитки человеческого уха. Одной из особенностей использования таких фильтров в системах моделирования эффекта потери слуха является то, что они работают без децимации выходных сигналов, а число каналов в банке колеблется от в промежутке от 20 до 100 [8, 10, 11]. В связи с этим на практике возникает проблема высокой вычислительной сложности при реализации подобных моделей [3, 10]. В данной работе предлагается эффективная реализация гамматон-фильтров при помощи неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров (НКМБФ) [16]. Аппроксимация АЧХ гамматон-фильтров достигается за счёт оптимизации фильтра-прототипа НКМБФ. Помимо того, практическая реализация НКМБФ требует значительно меньше вычислительных ресурсов, чем прямая реализация банка гамматон-фильтров (БГФ).

2. Банк гамматон-фильтров (БГФ). БГФ представляет собой гребёнку гамматон-фильтров, каждый из которых связан с определенной характеристической частотой [17, 18]. Импульсная характеристика гамматон-фильтра с центральной частотой f_c описывается выражением:

$$g(t) = t^{(l-1)} \exp^{-2\pi b \text{ERB}(f_c)t} \cos(2\pi f_c t), t > 0, \quad (1)$$

где t – время, l – порядок фильтра, b – параметр, регулирующий ширину полосы фильтра, f_c – центральная частота фильтра,

$ERB(f_c)$ – эквивалентная прямоугольная полоса пропускания слухового фильтра. На практике часто используются значения параметров $l = 4$ и $b = 1.019$ [17].

Обычно центральные частоты f_c банка фильтров распределены равномерно относительно ERB-шкалы (англ. *equivalent rectangular bandwidth*). ERB-шкала подобна шкале критических полос слуха человека. Зная частоту f (в Гц) можно перейти к ERB-шкале используя выражение [19]:

$$ERB(f_c) = 24,673(0,004368f + 1). \quad (2)$$

При решении практических задач импульсную характеристику (1) гамматон-фильтров дискретизируют и ограничивают по времени умножением на прямоугольное окно [20]. Рассмотрим основные причины, препятствующие эффективной реализации БГФ:

1. Длинные импульсные характеристики. Из-за длительности импульсных характеристик требуются значительные вычислительные затраты для реализации фильтра [20]. Например, на рисунке 5 показаны импульсные характеристики (левая часть рисунка) и АЧХ гамматон-фильтров (в правой части рисунка) с центральными частотами $f_1 = 100$ Гц, $f_2 = 500$ Гц и $f_3 = 1000$ Гц.

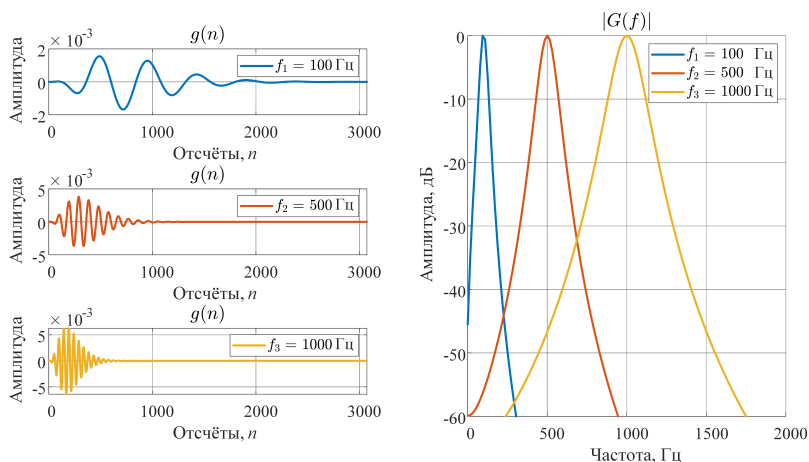


Рис. 5. Импульсные характеристики и АЧХ гамматон-фильтров с центральными частотами $f_1 = 100$ Гц, $f_2 = 500$ Гц и $f_3 = 1000$ Гц

Видно, что с уменьшением центральной частоты длина импульсной характеристики увеличивается. Так, если для $f_3 = 1000$ Гц эффективная длина импульсной характеристики составляет порядка 800 отсчётов, то для $f_1 = 100$ Гц эффективная длина приближается к 3000 отсчётов. Таким образом, прямая реализация КИХ-фильтра с низкой центральной частотой потребует значительных вычислительных ресурсов (около 3к МАС-операций на один входной отсчёт).

2. Требуемое количество фильтров. На практике, при использовании банка гамматон-фильтров число каналов может доходить до ста [10]. Этот факт с учётом длинных импульсных характеристик на низких частотах на порядок повышает вычислительные затраты на реализацию моделей, использующих гамматон-фильтры.

Таким образом, актуальна задача разработки эффективной реализации банка гамматон-фильтров. Целью настоящей работы является разработка эффективной реализации банка гамматон-фильтров. Одним из возможных вариантов решения данной задачи может быть использование НКМБФ, построенного на базе фазового преобразования [16, 23].

На рисунке 6 показаны АЧХ 20-канального БГФ ($|G_{\text{GFB}}(f)|$) и НКМБФ ($|G_{\text{WCMFB}}(f)|$). Центральные частоты банков фильтров одинаковы и выбраны в соответствии с психоакустической шкалой Барков. АЧХ каждого фильтра с соответствующей центральной частотой обозначена своим цветом. Видно, что частотные характеристики банков фильтров различны, соответственно прямая замена БГФ на НКМБФ не имеет смысла. Таким образом, в для достижения поставленной цели необходимо решить задачу аппроксимации АЧХ БГФ при помощи НКМБФ.

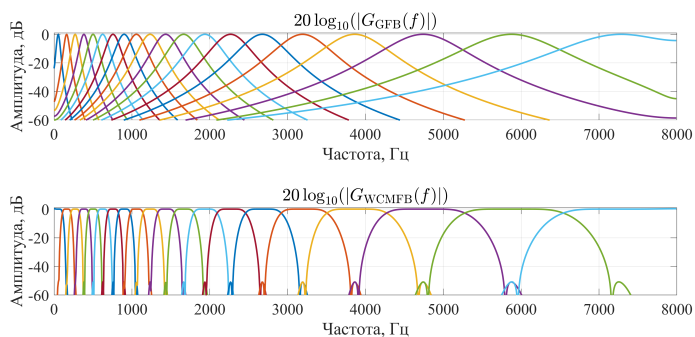


Рис. 6. АЧХ 20-канального БГФ ($|G_{\text{GFB}}(f)|$) и НКМБФ ($|G_{\text{WCMFB}}(f)|$)

3. Неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров. Косинусно-модулированный банк фильтров (КМБФ) образуется путём применения косинусной модуляции к фильтру-прототипу, представляющему собой КИХ-фильтр нижних частот $h(n)$ с линейной фазо-частотной характеристикой и частотой среза π/M , где M – количество каналов. Таким образом, синтез банка фильтров сводится к расчёту только одного фильтра-прототипа [21]. Импульсные характеристики M -канального КМБФ анализа $h_k(n)$ описываются выражением:

$$h_k(n) = 2h(n) \cos \left(\frac{\pi(k+0,5)}{M} \left(n - \frac{(N-1)}{2} \right) + \frac{(-1)^k \pi}{4} \right), \quad (3)$$

где $N = 2mM$ – порядок фильтра-прототипа, m – положительное число, $k = 0, \dots, M-1$ – номер канала, $n = 0, \dots, N-1$ – временной индекс, $h(n)$ – коэффициенты фильтра-прототипа.

Передачную функцию k -го фильтра анализа можно записать как

$$H_k(z) = a_k b_k H \left(z^{-1} W_{2M}^{(k+0,5)} \right) + \bar{a}_k \bar{b}_k H \left(z^{-1} W_{2M}^{-(k+0,5)} \right), \quad (4)$$

где $H(z)$ – передаточная функция фильтра-прототипа, $a_k = e^{j(-1)^k \pi/4}$, $W_M = e^{-j2\pi/M}$, $b_k = W_{2M}^{\frac{N-1}{2}(k+0,5)}$, а верхняя черта означает комплексное сопряжение.

НКМБФ образуется из равнополосного КМБФ путём применения фазового преобразования, суть которого заключается в замене элементов задержки в структуре фильтра на фазовые звенья $z^{-1} \rightarrow A(z)$ [16].

Воспользовавшись заменой $z^{-1} \rightarrow A(z)$, перепишем $H_k(z)$:

$$H_k(z) = a_k b_k H \left(A(z) W_{2M}^{(k+0,5)} \right) + \bar{a}_k \bar{b}_k H \left(A(z) W_{2M}^{-(k+0,5)} \right). \quad (5)$$

В данной работе рассматривается фазовое звено первого порядка:

$$A(z) = \frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} \quad |\alpha| \leq 1. \quad (6)$$

Амплитудно-частотная характеристика фазового звена определяется как:

$$A(e^{j\omega}) = e^{j\Theta_\alpha(\omega)}, \quad \Theta_\alpha(\omega) = \omega - 2 \arctan \left(\frac{\alpha \sin(\omega)}{\alpha \cos(\omega) - 1} \right), \quad (7)$$

где α – коэффициент фазового звена, а ω – нормированная круговая частота в рад/отсчет.

В результате замены элементов задержки в структуре равнополосного КМБФ на фазовые звенья происходит деформация (отображение) частотной оси $\omega \rightarrow \Theta_\alpha(\omega)$ (рисунок 7).

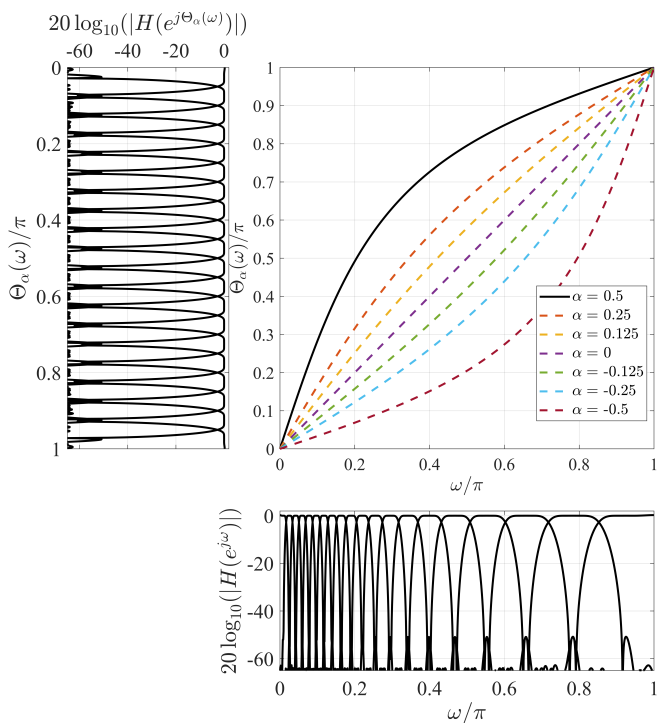


Рис. 7. НКМБФ на основе деформации частотной сетки

Степень деформации частот зависит только от параметра α . Следует отметить, что в результате преобразования банк фильтров

становится равномерным относительно деформированной оси частот $\Omega = \Theta_{\alpha}(\omega)$, однако относительно исходной оси частот ω он становится неравнополосным. В дальнейшем нас будут интересовать положение центральных полос неравнополосного банка фильтров ω_k^c . Чтобы их найти обозначим через Ω_k^c центральные частоты равнополосного банка фильтров, тогда центральные полосы неравнополосного банка фильтров можно найти как $\omega_k^c = \Theta_{\alpha}^{-1}(\Omega_k^c)$. Можно показать, что обратная функция Θ_{α}^{-1} равна $\Theta_{-\alpha}$ и, таким образом, выражение для центральных частот неравнополосного банка фильтров принимает вид:

$$\omega_k^c = \Theta_{-\alpha}(\Omega_k^c). \quad (8)$$

4. Полифазная структура НКМБФ. В работе [21] для эффективной реализации КМБФ предложено использовать полифазное представление фильтра-прототипа:

$$H(z) = \sum_{r=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = \sum_{q=0}^{2M-1} \sum_{r=0}^{m-1} h(q+2rM)z^{-(q+2rM)}. \quad (9)$$

Используя выражение (9) и методику, описанную в работе [21], можно применить данное выражение для эффективной реализации НКМБФ [22]:

$$H_k(z) = \sum_{q=0}^{2M-1} c_{k,q} \sum_{r=0}^{m-1} (-1)^r h(q+2rM) A^{(q+2rM)}(z), \quad (10)$$

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

Введём обозначение $g(q+2rM) = (-1)^r h(q+2rM)$.

На основании выражения (10) можно получить структуру НКМБФ анализа (рисунок 8). На рисунке 8 блок косинусной модуляции обозначен как $\mathbf{C} = [c_{k,l}]_{0 \leq k < M, 0 \leq l < 2M}$. В данном блоке выполняется умножение выходов полифазных компонент на матрицу косинусной модуляции $\mathbf{C}$. Выход $x_k(n)$ соответствует фильтру $H_k(z)$.

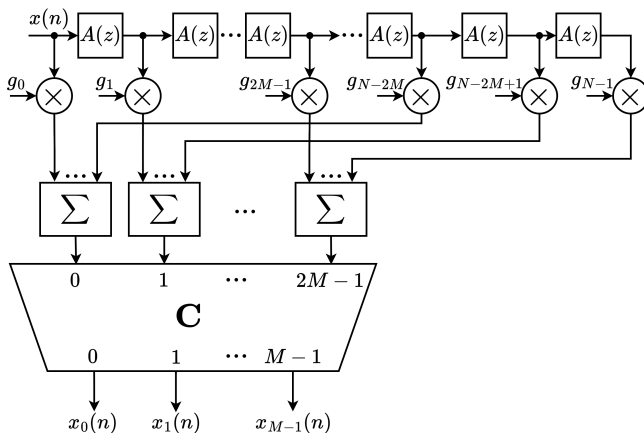


Рис. 8. Полифазная структура НКМБФ

5. Расчётные выражения. В данном разделе будет показано, как выразить зависимость частотных характеристик НКМБФ от коэффициентов фильтра-прототипа при помощи векторно-матричных операций. Данные выражения будут в дальнейшем использоваться при разработке метода оптимизации фильтра-прототипа.

Частотную характеристику КИХ-фильтра чётного порядка N с линейной фазо-частотной характеристикой можно записать в виде:

$$H(e^{j\omega}) = e^{-j(N-1)\omega/2} \mathbf{C}^T(\omega) \mathbf{h}, \quad (11)$$

где

$$\mathbf{C}(\omega) = \left[2 \cos\left(\frac{\omega}{2}\right) 2 \cos\left(\frac{3\omega}{2}\right) \dots 2 \cos\left(\frac{(N-1)\omega}{2}\right) \right]^T, \quad (12)$$

$$\mathbf{h} = \left[h\left(\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor\right) h\left(\left\lfloor \frac{N}{2} \right\rfloor + 1\right) \dots h(N-1) \right]^T, \quad (13)$$

где надстрочный знак T означает транспонирование, $[a]$ – операция округления числа a до ближайшего целого числа, которое меньше или равно a .

Используя (11) запишем выражение для расчёта частотной характеристики КМБФ:

$$H_k(e^{j\omega}) = a_k b_k e^{-j(N-1)\omega/2} \mathbf{C}^T(\omega) \mathbf{h} W_{2M}^{(k+0,5)} + \bar{a}_k \bar{b}_k e^{-j(N-1)\omega/2} \mathbf{C}^T(\omega) \mathbf{h} W_{2M}^{-(k+0,5)}. \quad (14)$$

Ранее было показано, что НКМБФ получается из КМБФ путём отображения частотной оси, следовательно его частотную характеристику можно записать в виде:

$$H_k(e^{j\omega}) = a_k b_k e^{-j(N-1)\Theta_\alpha(\omega)/2} \mathbf{C}^T(\Theta_\alpha(\omega)) \mathbf{h} W_{2M}^{(k+0,5)} + \bar{a}_k \bar{b}_k e^{-j(N-1)\Theta_\alpha(\omega)/2} \mathbf{C}^T(\Theta_\alpha(\omega)) \mathbf{h} W_{2M}^{-(k+0,5)}. \quad (15)$$

Выражение (15) можно использовать для создания процедуры оптимизации фильтра-прототипа НКМБФ для аппроксимации АЧХ БГФ. В данном случае настроечными параметрами будут коэффициенты фильтра-прототипа $\mathbf{h}$. Такой подход был ранее применен в работе [23].

При анализе вида АЧХ БГФ и НКМБФ (рисунок 6) можно заметить, что частотные характеристики гамматон-фильтров монотонно спадают относительно центральной частоты. В то же время АЧХ НКМБФ имеют колебания в полосе заграждения. Таким образом, для аппроксимации АЧХ БГФ с использованием НКМБФ необходимо обеспечить монотонность его частотных характеристик. Для достижения данной цели, в соответствии со свойством преобразования Фурье, импульсная характеристика фильтра-прототипа НКМБФ должна быть монотонна и не пересекать уровень нуля.

Для создания фильтра-прототипа НКМБФ предлагается использовать функцию логистического сигмоида, часто используемую в машинном обучении:

$$\sigma(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}. \quad (16)$$

Выбор данной функции обусловлен её монотонностью, а также отсутствием переходов через нуль. Также стоит заметить, что фактически требуется получить только половину реальной импульсной характеристики (выражение (13)), вторая половина образуется симметричным отображением. Таким образом, предлагается формировать половину фильтра-прототипа НКМБФ с использованием следующей мультипликативной модели:

$$p(t) = A \prod_{r=1}^R \sigma(k_r t + b_r), \quad t \geq 0, \quad A > 0. \quad (17)$$

Очевидно, что $p(t)$ является монотонно-убывающей функцией, поскольку она представляет собой произведение монотонно-убывающих логистических сигмоидов. В связи с тем, что $p(t)$ является непрерывной, то необходимо выполнить её дискретизацию согласно выражению:

$$p(n) = p(n\Delta T), \quad \Delta T = \frac{1}{f_p}, \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1. \quad (18)$$

где f_p – параметр дискретизации, определяющий расстояние между соседними отсчетами дискретизированной функции (в дальнейших примерах использовалось значение $f_p = 24$), $p(n)$ – половина импульсной характеристики фильтра прототипа:

$$\mathbf{h} = [p(0)p(1) \dots p(N/2 - 1)]^T. \quad (19)$$

На рисунке 9 показан пример обычного фильтра-прототипа $h_{orig}(n)$ с немонотонной импульсной характеристикой и фильтр, полученный с использованием мультипликативной сигмоидной функции – $h_{sigm}(n)$.

Можно заметить, что для $h_{orig}(n)$ частотная характеристика содержит множество нулей и немонотонна в полосе задерживания. В случае с использованием сигмоидной функции и импульсная, и частотная характеристики обладают свойством монотонности. Параметризация (17) будет использована в процессе оптимизации фильтра-прототипа при помощи метода градиентного спуска. Естественно, что градиент можно было бы вычислять непосредственно для каждого отсчета

импульсной характеристики (выражение (19)), однако в этом случае нельзя гарантировать монотонность результирующей импульсной характеристики. Кроме того, введенная параметризация (17) значительно уменьшает число оптимизируемых параметров.

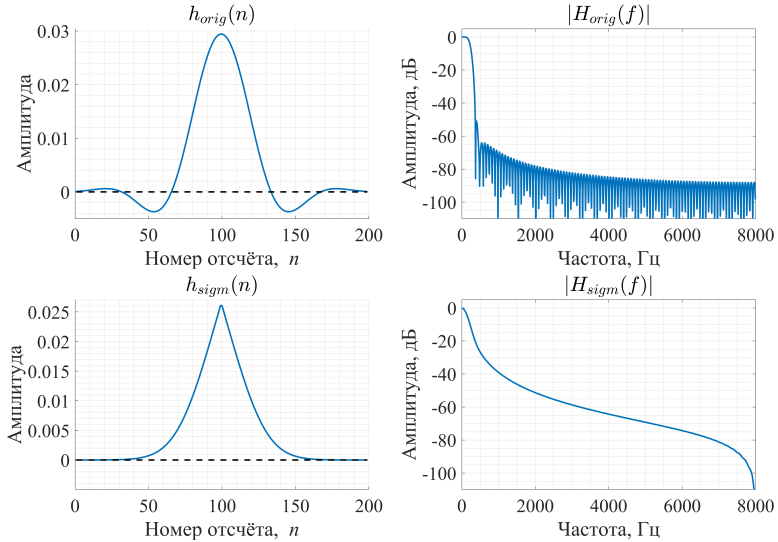


Рис. 9. Импульсные характеристики и АЧХ $h_{orig}(n)$ и $h_{sigm}(n)$

6. Оптимизация фильтра-прототипа. Оптимизация фильтра-прототипа НКМБФ основана на минимизации квадратичной ошибки (англ. *RSS* – *residual sum of squares*) между АЧХ БГФ $|H_k^g(e^{j\omega})|$ и НКМБФ $|H_k^c(e^{j\Theta(\omega)})|$ в каждом канале:

$$RSS = \sum_{\omega} \sum_{k=1}^{M-2} \left(|H_k^g(e^{j\omega})| - |H_k^c(e^{j\Theta(\omega)})| \right)^2. \quad (20)$$

При расчёте ошибки предлагается не учитывать первый ($k = 0$) и последний каналы ($k = M - 1$), поскольку у НКМБФ они соответствуют фильтру нижних и верхних частот, а у БГФ – полосовым фильтрам, что приводит к некорректной задаче аппроксимации полосового фильтра при помощи ФНЧ и ФВЧ, соответственно. Минимизация (20) выполняется

относительно параметров A , k_r , b_r мультипликативной сигмоидной функции фильтра-прототипа (17).

Общая схема предлагаемого метода расчёта фильтра-прототипа показана на рисунке 10.

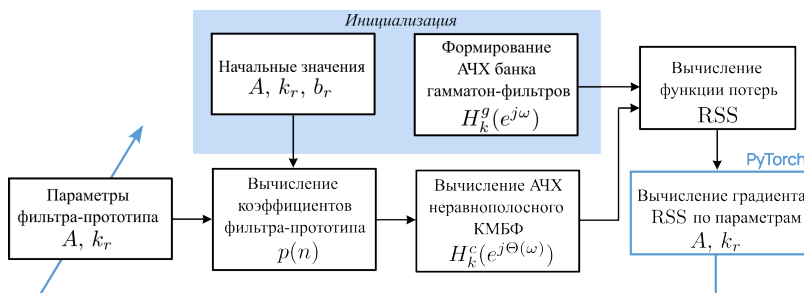


Рис. 10. Схема метода расчета фильтра-прототипа

На начальном этапе происходит формирование АЧХ банка гамма-фильтров $|H_k^g(e^{j\omega})|$. Далее выполняется инициализация параметров модели A , k_r , b_r функции (17) и вычисление коэффициентов фильтра-прототипа $p(n)$ (выражение (18)). Следующим шагом рассчитывается АЧХ НКМБФ $|H_k^c(e^{j\Theta(\omega)})|$ на основании текущих значений $p(n)$. Далее вычисляется значение функции ошибки RSS и последующая её минимизации средствами библиотеки PyTorch. Возможность автоматического дифференцирования PyTorch используется для вычисления градиента функции ошибки RSS по параметрам A , k_r сигмоидной функции. Стоит обратить внимание, что по параметру b_r значение градиента не вычислялось, данный параметр фиксировался в процессе инициализации. Минимизация функции ошибки RSS выполняется итеративно при помощи метода градиентного спуска.

Процесс инициализации выполнялся следующим образом. Начальное значение параметра A устанавливалось равным 0,08. Значения параметра k_r выбирались из диапазона $[-\frac{1}{4} \dots \frac{1}{4}]$ с шагом $1/2R$. Параметры b_r устанавливались равными 1,5.

Предложенный метод оптимизации фильтра-прототипа был реализован программно на языке Python.

7. Экспериментальные исследования. В качестве примера синтезировался 20-канальный банк фильтров, у которого центральные частоты выбирались в соответствии с психоакустической шкалой Барков. 20 критических полос (т.е. 20 Барков) занимают частотный диапазон от 0 до 6400 Гц, а без учёта первой и последней полосы, которые не

участвовали в процессе оптимизации фильтра-прототипа, итоговый частотный диапазон составил [100, 4400] Гц. Порядок фильтра-прототипа $N = 2mM = 2 \cdot 5 \cdot 20 = 200$, частота дискретизации $f_s = 16$ кГц, количество сигмоид R в модели фильтра-прототипа изменялось от 2 до 14 с шагом 2.

В процессе обучения для минимизации функции ошибки (20) использовался адаптивный метод градиентного спуска Adam [24], а также адаптивный метод Adadelata [25]. Вначале 100 эпох оптимизация выполнялась при помощи Adam, а следующие 50 эпох – при помощи Adadelata. Для оптимизатора Adam параметр скорости обучения задавался равным $\eta = 0,005$, а для Adadelata $\eta = 0,15$. Выбор двух разных оптимизаторов обусловлен тем, что Adam позволяет эффективно найти область с локальным минимумом функции ошибки, а Adadelata – позволяет выполнить «тонкую» настройку оптимизируемых параметров.

В результате проведения экспериментов были получены значения функции ошибки RSS для разного количества сигмоид R (таблица 1). Если обозначить через RSS_R значение ошибки, получаемое при использовании R сигмоид, то используя выражение

$$D_R = \frac{RSS_2 - RSS_R}{RSS_2} \times 100\%,$$

можно оценить в процентах снижение ошибки по отношению к «базовой» модели фильтра-прототипа на основе двух сигмоид. Полученные значения D_R приведены в таблице 1.

Таблица 1. Результаты экспериментального исследования

Число сигмоид R	2	4	6	8	10	12	14
RSS	6,297	6,120	6,101	6,093	6,086	6,082	6,079
D_R	–	2,81%	3,11%	3,24%	3,35%	3,41%	3,46%

Из таблицы 1 видно, что при увеличении количества сигмоид значение целевой функции ошибки RSS уменьшается. В то же время, после значения $R = 8$ ошибка уменьшается незначительно (менее 0,12% при увеличении числа сигмоид на два), поэтому в данном случае значение $R = 8$ можно считать рациональным.

На рисунке 11 показан график изменения функции ошибки RSS в зависимости количества используемых сигмоид R . Из рисунка видно, что после 90 эпох ошибка снижается, но незначительно.

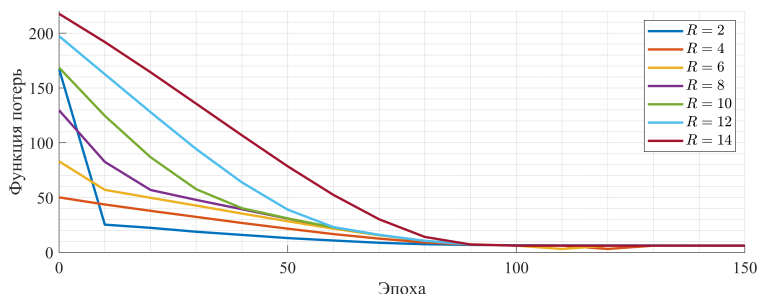
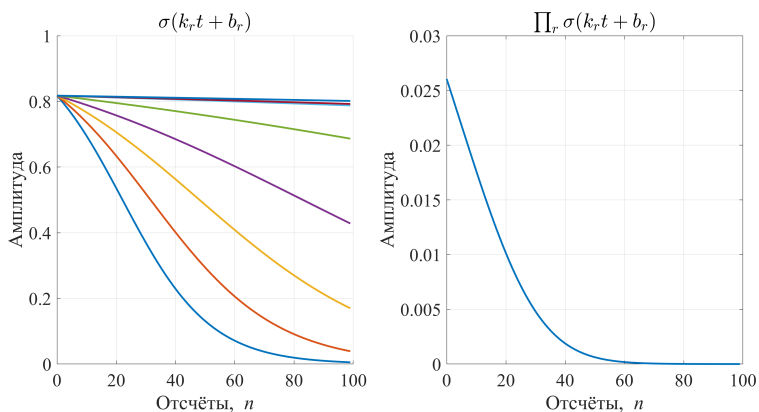


Рис. 11. Изменение функции ошибки

На рисунке 12 показан процесс «конструирования» фильтра-прототипа из сигмоид при $R = 8$. Из рисунка видно, что «нижние» 5 сигмоид вносят больший вклад в итоговую модель фильтра-прототипа, чем 3 сигмоиды, близкие к прямой форме на уровне около 0,8.

Рис. 12. Логистические сигмоиды и импульсная характеристика фильтра-прототипа при $R = 8$

Незначительное снижение значения ошибки RSS при $R > 8$ обусловлено тем, что при увеличении значения R новые сигмоиды после оптимизации целевых параметров становятся близкими к постоянным значениям и находятся довольно близко, а следовательно, вносят малый вклад в итоговый вид фильтра-прототипа.

Таким образом, рациональным количеством сигмоид для построения фильтра-прототипа является $R = 8$, при этом значение функции ошибки составляет $RSS = 6,093$.

В работе [23] проводилось схожее исследование по возможности аппроксимации АЧХ БГФ при помощи НКМБФ. В контексте данной задачи также выполнялась оптимизация фильтра-прототипа НКМБФ. При этом начальное приближение фильтра-прототипа синтезировалось классическим оконным методом. Для решения поставленной задачи минимизировалась функция ошибки (20). В работе [23] для минимизации (20) использовалась MATLAB-функция *fminunc*, в которой не учитывалась информация о градиенте функции ошибки. В качестве оптимизируемых параметров выступали непосредственно коэффициенты фильтра-прототипа. В результате были получены частотные характеристики НКМБ близкие по виду к БГФ (рисунок 13).

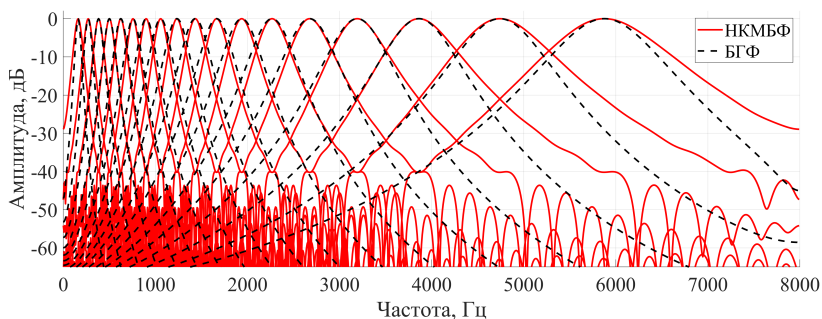


Рис. 13. АЧХ БГФ и оптимизированная по методу [23] АЧХ НКМБФ

Аппроксимация АЧХ БГФ полученная с использованием предложенного метода для $R = 8$ представлена на рисунке 14. Видно, что в результате оптимизации коэффициентов фильтра-прототипа АЧХ НКМБФ довольно близка к требуемой АЧХ БГФ. Для сравнения данного результата с предыдущим [23] (рисунок 13) вычислена функция ошибки (20). Для аппроксимации БГФ по методу [23] $RSS = 5.752$, а для предложенного метода $RSS = 6.093$. Это свидетельствует о том, что величина RSS в обоих случаях сопоставима. Однако по виду АЧХ можно сделать вывод, что предложенный метод позволяет получить аппроксимацию БГФ с монотонными спадами частотных характеристик. Фильтры, полученные по методу [23], имеют колебания в полосе ослабления на уровне -43 дБ, что является негативным фактором с точки зрения последующего использования банка фильтров для частотного анализа в моделях слухового восприятия.

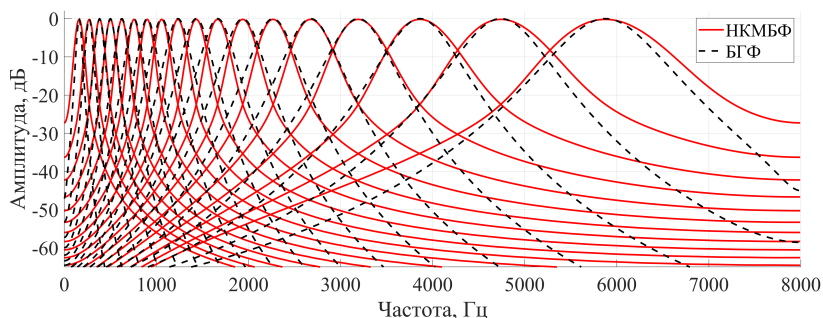


Рис. 14. АХЧ БГФ и оптимизированная АЧХ НКМБФ предложенным методом

На рисунке 15 показаны импульсные характеристики БГФ ($g(n)$) и полученного НКМБФ ($h(n)$) с центральными частотами $f_1 = 161$ Гц, $f_2 = 500$ Гц и $f_3 = 1057$ Гц. Из рисунка видно, что импульсные характеристики схожи по своему виду, однако у НКМБФ они сдвинуты во времени, что говорит о большей групповой задержке. Данная особенность может иметь значение в приложениях, которые ориентированы на обработку сигнала в реальном времени с низкой задержкой (например, в слуховых аппаратах).

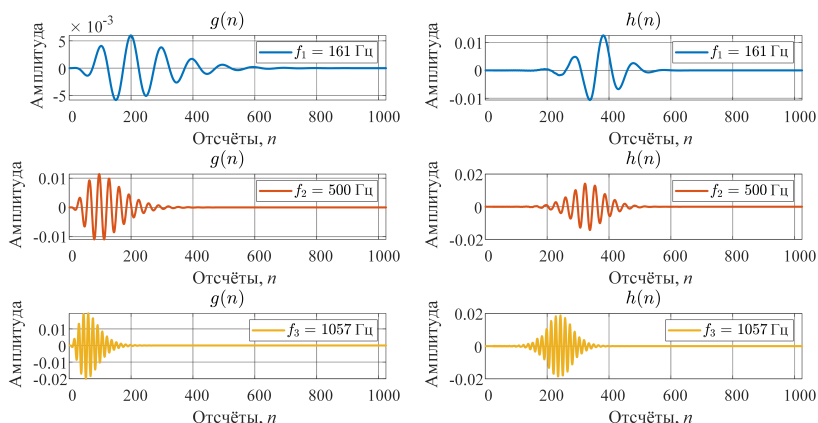


Рис. 15. Импульсные характеристики БГФ и полученного НКМБФ

8. Анализ вычислительной сложности. В работе [22] приведены расчёты вычислительной сложности реализации НКМБФ. Затраты по числу умножений и сложений при реализации НКМБФ показаны в таблице 2.

Таблица 2. Затраты на реализацию НКМБФ

Блок	Число сложений	Число умножений
Цепочка фазовых звеньев	$2(N - 1)$	$N - 1$
Полифазный фильтр-прототип	$N - 2M$	N
Блок модуляции	$\frac{1}{2} \log_2(M) + M$	$\frac{3}{2} \log_2(M) + 2M$
Всего	$3N - M + \frac{1}{2} \log_2(M) - 2$	$2N + \frac{3}{2} \log_2(M) + 2M - 1$

Для сравнения прямой реализации БГФ и НКМБФ проведён эксперимент. Для этого был синтезирован 100-канальный БГФ с центральными частотами в соответствии с психоакустической шкалой Барков, частота дискретизации $f_s = 16$ кГц. Теоретически импульсные характеристики БГФ бесконечны, однако при практической реализации они должны быть ограничены. Прямая реализация БГФ выполняется в виде набора КИХ-фильтров с различной длиной импульсной характеристики. С увеличением временного индекса n амплитудные значения импульсных характеристик гамматон-фильтра затухают и стремятся к нулю (рисунок 5). Ограничение импульсных характеристик БГФ выполнялось путём отбрасывания отсчётов с абсолютной амплитудой ниже уровня 10^{-7} . Суммарная длина импульсных характеристик БГФ после усечения составила 41100. Таким образом, для прямой реализации такого банка фильтров необходимо 41,1 тыс. МАС-операций.

Для сравнения вычислительной сложности, рассмотрим теперь затраты на реализацию 100-канального НКМБФ ($N = 2mM = 2 \cdot 5 \cdot 100 = 1000$). Подставляя значения N и M в расчётные выражения из таблицы 2 получим итоговые затраты на реализацию данного НКМБФ: 2209 операций умножения и 2901 сложений.

Таким образом, считая операцию умножения более «дорогостоящей» с вычислительной точки зрения, реализация НКМБФ в $41100/2209 = 18,6$ раз эффективнее, чем прямая реализация БГФ.

Также известен метод аппроксимации БГФ с использованием гребенки БИХ-фильтров, состоящих из каскада биквадратных звеньев [26]. Полноценное сравнение предложенной аппроксимации БГФ с методом, представленным в [26] выходит за рамки данного исследования. Тем не менее, можно отметить, что использование БИХ-фильтров особенно при реализации в арифметике с фиксированной запятой приводит к деградации частотных характеристик фильтров из-за ошибок квантования. Более того,

предлагаемый подход аппроксимации БГФ с использованием НКМБФ имеет преимущество в том отношении, что положение центральных частот гамматон-фильтров зависит от значения одного параметра α и может изменяться в процессе работы. Изменение центральных частот гамматон-фильтров при использовании метода [26] приведет к необходимости пересчета коэффициентов всех БИХ-фильтров в гребенке.

9. Заключение. В работе рассмотрена эффективная реализация БГФ при помощи НКМБФ. Предложен метод построения фильтра-прототипа для НКМБФ, новизна метода заключается в использовании мультипликативной сигмоидной функции, позволяющей аппроксимировать характеристики БГФ. Предложен способ оптимизации фильтра-прототипа за счёт минимизации функции ошибки между АЧХ БГФ и НКМБФ в каждом канале. Для проверки эффективности предложенного метода выполнена его программная реализация на Python с использованием библиотеки PyTorch. Результаты эксперимента показали, что полученные АЧХ достаточно точно аппроксимируют АЧХ БГФ. Помимо того, предложенный метод расчёта БГФ, в отличие от существующих подходов, позволяет получать монотонные спады частотных характеристик банка фильтров. Выполнен анализ вычислительной сложности реализации БГФ предложенным методом и в прямой форме. Расчёты показали, что предложенная реализация в 18,6 эффективнее с вычислительной точки зрения в случае, когда число каналов банка фильтров равно 100.

Литература

1. Lass N.J., Donai J.J. Hearing science fundamentals. San Diego: Plural Publishing. 2021. 355 p.
2. Herre J., Dick S. Psychoacoustic models for perceptual audio coding – A tutorial review // Applied Sciences. 2019. vol. 9. no. 14. DOI: 10.3390/app9142854.
3. Schilling A., Gerum R., Metzner C., Maier A., Krauss P. Intrinsic noise improves speech recognition in a computational model of the auditory pathway // Frontiers in Neurosciences. 2022. vol. 16. DOI: 10.3389/fnins.2022.908330.
4. Schadler M.R., Hulsmeier D., Warzybok A., Kollmeier B. Individual aided speech-recognition performance and predictions of benefit for listeners with impaired hearing employing FADE // Trends in Hearing. 2020. vol. 24. DOI: 10.1177/2331216520938929.
5. Luo Q. The improving effect of intelligent speech recognition System on english learning // Advances in Multimedia. 2022. DOI: 10.1155/2022/2910859.
6. Krobb A., Debyeche M., Selouani S. A. A novel hybrid feature method based on Caelen auditory model and gammatone filterbank for robust speaker recognition under noisy environment and speech coding distortion // Multimedia Tools and Applications. 2023. vol. 82. no. 11. pp. 16195–16212.
7. Krobb A., Debyeche M., Selouani S. A. Mixture linear prediction Gammatone Cepstral features for robust speaker verification under transmission channel noise // Multimedia Tools and Applications. 2020. vol. 79. pp. 18679–18693.

8. Jacome K.G.R., Grijalva F.L., Masiero B.S. Sound events localization and detection using bio-inspired gammatone filters and temporal convolutional neural networks // IEEE/ACM transactions on audio, speech, and language processing. 2023. vol. 31. pp. 2314–2324.
9. Queiroz A., Coelho R. F0-based gammatone filtering for intelligibility gain of acoustic noisy signals // IEEE Signal Processing Letters. 2021. vol. 28. pp. 1225–1229.
10. Irino T. Hearing Impairment Simulator Based on Auditory Excitation Pattern Playback: WHIS // IEEE Access. 2023. vol. 11. pp. 78419–78430.
11. Kates J.M., Arehart K.H. The hearing-aid speech perception index (HASPI) version 2 // Speech Communication. 2021. vol. 131. pp. 35–46.
12. Порхун М.И., Вашкевич М.И. Метод моделирования эффекта ухудшения частотного разрешения слуха у больных нейросенсорной тугоухостью // Информатика. 2021. Т. 18. № 3. С. 68–82. DOI: 10.37661/1816-0301-2021-18-3-68-82.
13. Islam R., Tarique M. Investigating the performance of gammatone filters and their applicability to design cochlear implant processing system // Designs. 2024. vol. 8. no. 1. DOI: 10.3390/designs8010016.
14. Mourgela A., Reiss J., Agus T.R. Investigation of a real-time hearing loss simulation for use in audio production // Audio Engineering Society Convention 149. 2020.
15. Nagae M., Irino T., Nisimura R., Kawahara H., Patterson R.D. Hearing impairment simulator based on compressive gammachirp filter // Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA'2014). 2014. DOI: 10.1109/APSIPA.2014.7041579.
16. Вашкевич М.И., Азаров И.С. Сравнение частотно-временных преобразований: Фурье-анализ, вейвлеты и банки фильтров на основе фазового преобразования // Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 13–26.
17. Patterson R.D., Nimmo-Smith I., Holdsworth J., Rice P. An efficient auditory filterbank based on the gammatone function // Meeting of the IOC Speech Group on Auditory Modelling at RSRE. 1987. vol. 2. no. 7.
18. Irino T., Patterson R.D. The gammachirp auditory filter and its application to speech perception // Acoustical Science and Technology. 2020. vol. 41. no. 1. pp. 99–107.
19. Wang D., Brown G. Computational Auditory Scene Analysis: Principles, Algorithms, and Applications. New Jersey: Wiley-IEEE Press. 2008. 395 p.
20. Feldbauer C., Kubin G., Kleijn W.B. Anthropomorphic Coding of Speech and Audio: A Model Inversion Approach // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. 2005. no. 9. pp. 1334–1349.
21. Koilpillai R.D., Vaidyanathan P.P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction // IEEE Trans. on Signal Processing. 1992. vol. 4. no. 4. pp. 770–783.
22. Вашкевич М.И., Петровский А.А. Неравнополосные банки фильтров для слуховых аппаратов: анализ алгоритмов, автоматизация проектирования // Автоматизация проектирования дискретных систем: материалы 7-й междунар. конф. (г. Минск, 16-17 ноября). 2010. С. 53–60.
23. Порхун М.И., Вашкевич М.И. Моделирование частотной характеристики банка гамматон-фильтров при помощи неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров // Цифровая обработка сигналов и её применение: труды 24-й междунар. конф. (г. Москва, 30 марта – 1 апреля). 2022. Т. 1. С. 53–57.
24. Kingma D.P., Ba J. Adam: A method for stochastic optimization // arXiv preprint. 2014. arXiv: 1412.6980. 15 p. URL: <https://arxiv.org/pdf/1412.6980.pdf> (дата обращения: 15.07.2024).

25. Zeiler M.D. ADADELTA: An adaptive learning rate method // arXiv preprint. 2012. arXiv:1212.5701. 6 p. URL: <https://arxiv.org/pdf/1212.5701> (дата обращения: 15.07.2024).
26. Malcolm S. An Efficient Implementation of the Patterson-Holdsworth Auditory Filter Bank // Apple Computer Technical Report. 1993. vol. 35. no. 8. 42 p.

Порхун Максим Игоревич — магистр технических наук, старший преподаватель, кафедра электронных вычислительных средств факультета компьютерных систем и сетей, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, алгоритмы обработки речевых сигналов для слуховых аппаратов, методы моделирования слуховых патологий, микропроцессорные средства управления и обработки сигналов. Число научных публикаций — 15. porhun@bsuir.by; улица П. Бровки, 6, 220013, Минск, Беларусь; р.т.: +375(17)293-8420.

Вашкевич Максим Иосифович — д-р техн. наук, профессор кафедры, кафедра электронных вычислительных средств факультета компьютерных систем и сетей, Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР). Область научных интересов: методы и алгоритмы акустического анализа голоса для выявления патологий, методы и алгоритмы обработки речевых сигналов для слуховых аппаратов, синтез быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов, аппаратная и программная реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов. Число научных публикаций — 85. vashkevich@bsuir.by; улица П. Бровки, 6, 220013, Минск, Беларусь; р.т.: +375(17)293-8478.

M.I. PORHUN , M.I. VASHKEVICH
**EFFICIENT IMPLEMENTATION OF GAMMATONE FILTERS
BASED ON WARPED COSINE MODULATED FILTER BANK**

Porhun M.I., Vashkevich M.I. Efficient implementation of gammatone filters based on warped cosine modulated filter bank.

Abstract. The paper presents an effective implementation of a gammatone filter bank (GFB) based on a warped cosine modulated filter bank (WCMFB) using an allpass transform. Examples of practical tasks in which a GFB is used are considered, and its main features and disadvantages are analyzed. A description of a uniform cosine-modulated filter bank is given, and the process of synthesis of a WCMFB using all-pass transform is shown. An optimization method for designing a WCMFB prototype filter to approximate the frequency characteristics of GFB has been developed. The method is based on a multiplicative model of the impulse response of the prototype filter using logistic sigmoid functions. The essence of the proposed method is to optimize the prototype filter in order to minimize the RMS error between the frequency response of the GFB and WCMFB for each channel. A software implementation in Python using the PyTorch library has been performed. Experimental studies of the proposed method have been carried out. The experimental results showed that the WCMFB can be used to approximate the frequency characteristics of the GFB, and the resulting frequency response has monotonic declines due to the use of logistic sigmoid functions. The resulting GFB frequency characteristics approximation error dependence on the number of sigmoids used in the prototype filter is analyzed. The analysis of the computational complexity of the WCMFB is performed, and it is shown how the number of addition and multiplication operations depends on the length of the impulse response of the prototype filter and the number of channels of the filter bank. It is concluded that the use of the WCMFB for the implementation of the GFB can significantly reduce the computational costs of implementing gammatone filters compared with direct implementation.

Keywords: gammatone filter bank, warped cosine modulated filter bank, auditory filters, polyphase implementation, all-pass transform, PyTorch.

References

1. Lass N.J., Donai J.J. Hearing science fundamentals. San Diego: Plural Publishing. 2021. 355 p.
2. Herre J., Dick S. Psychoacoustic models for perceptual audio coding – A tutorial review. Applied Sciences. 2019. vol. 9. no. 14. DOI: 10.3390/app9142854.
3. Schilling A., Gerum R., Metzner C., Maier A., Krauss P. Intrinsic noise improves speech recognition in a computational model of the auditory pathway. Frontiers in Neuroscience. 2022. vol. 16. DOI: 10.3389/fnins.2022.908330.
4. Schadler M.R., Hulsmeier D., Warzybok A., Kollmeier B. Individual aided speech-recognition performance and predictions of benefit for listeners with impaired hearing employing FADE. Trends in Hearing. 2020. vol. 24. DOI: 10.1177/2331216520938929.
5. Luo Q. The improving effect of intelligent speech recognition System on english learning. Advances in Multimedia. 2022. DOI: 10.1155/2022/2910859.
6. Krobba A., Debyeche M., Selouani S. A. A novel hybrid feature method based on Caelen auditory model and gammatone filterbank for robust speaker recognition under noisy environment and speech coding distortion. Multimedia Tools and Applications. 2023. vol. 82. no. 11. pp. 16195–16212.

7. Krobba A., Debyeche M., Selouani S. A. Mixture linear prediction Gammatone Cepstral features for robust speaker verification under transmission channel noise. *Multimedia Tools and Applications*. 2020. vol. 79. pp. 18679–18693.
8. Jacome K.G.R., Grijalva F.L., Masiero B.S. Sound events localization and detection using bio-inspired gammatone filters and temporal convolutional neural networks. *IEEE/ACM transactions on audio, speech, and language processing*. 2023. vol. 31. pp. 2314–2324.
9. Queiroz A., Coelho R. F0-based gammatone filtering for intelligibility gain of acoustic noisy signals. *IEEE Signal Processing Letters*. 2021. vol. 28. pp. 1225–1229.
10. Irino T. Hearing Impairment Simulator Based on Auditory Excitation Pattern Playback: WHIS. *IEEE Access*. 2023. vol. 11. pp. 78419–78430.
11. Kates J.M., Arehart K.H. The hearing-aid speech perception index (HASPI) version 2. *Speech Communication*. 2021. vol. 131. pp. 35–46.
12. Porhun M.I., Vashkevich M.I. [A method for simulation the effect of the reduced frequency resolution of the ear in patients with sensorineural hearing loss]. *Informatika – Informatics*. 2021. vol. 18. no. 3. pp. 68–82. (In Russ.).
13. Islam R., Tarique M. Investigating the performance of gammatone filters and their applicability to design cochlear implant processing system. *Designs*. 2024. vol. 8. no. 1. DOI: 10.3390/designs8010016.
14. Mourgela A., Reiss J., Agus T.R. Investigation of a real-time hearing loss simulation for use in audio production. *Audio Engineering Society Convention* 149. 2020.
15. Nagae M., Irino T., Nisimura R., Kawahara H., Patterson R.D. Hearing impairment simulator based on compressive gammachirp filter. *Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA'2014)*. 2014. DOI: 10.1109/APSIPA.2014.7041579.
16. Vashkevich M.I., Azarov I.S. [Comparison of time-frequency transforms: fourier analysis, wavelets and allpass transformed filter banks]. *Cifrovaja obrabotka signalov – Digital signal processing*. 2020. no. 2. pp. 13–26. (In Russ.).
17. Patterson R.D., Nimmo-Smith I., Holdsworth J., Rice P. An efficient auditory filterbank based on the gammatone function. *Meeting of the IOC Speech Group on Auditory Modelling at RSRE*. 1987. vol. 2. no. 7.
18. Irino T., Patterson R.D. The gammachirp auditory filter and its application to speech perception. *Acoustical Science and Technology*. 2020. vol. 41. no. 1. pp. 99–107.
19. Wang D., Brown G. *Computational Auditory Scene Analysis: Principles, Algorithms, and Applications*. New Jersey: Wiley-IEEE Press. 2008. 395 p.
20. Feldbauer C., Kubin G., Kleijn W.B. Anthropomorphic Coding of Speech and Audio: A Model Inversion Approach. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*. 2005. no. 9. pp. 1334–1349.
21. Koilpillai R.D., Vaidyanathan P.P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 1992. vol. 4. no. 4. pp. 770–783.
22. Vashkevich M.I., Petrovsky A.A. [Warped filter banks for hearing aids: algorithm analysis, design automation]. *Avtomatizacija proektirovaniya diskretnykh system: materialy 7-j mezhdunar. konf. [Automation of discrete system design: materials of the 7th international. conf.]*. Minsk, 2010. pp. 53–60. (In Russ.).
23. Porhun M.I., Vashkevich M.I. [Gammatone filter bank magnitude response approximation using non-uniform cosine-modulated filter bank]. *Cifrovaja obrabotka signalov i ejo primenenie: trudy 24-j mezhdunar. konf. [Digital signal processing and its applications: proceedings of the 24th int. conf.]*. Moscow, 2022. vol. 1. pp. 53–57. (In Russ.).
24. Kingma D.P., Ba J. Adam: A method for stochastic optimization. *arXiv preprint*. 2014. arXiv: 1412.6980. 15 p. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1412.6980.pdf> (accessed 15.07.2024).

25. Zeiler M.D. ADADELTA: An adaptive learning rate method. arXiv preprint. 2012. arXiv:1212.5701. 6 p. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1212.5701> (accessed обращения: 15.07.2024).
26. Malcolm S. An Efficient Implementation of the Patterson-Holdsworth Auditory Filter Bank. Apple Computer Technical Report. 1993. vol. 35. no. 8. 42 p.

Porhun Maxim — M.S., Senior lecturer, Electronic computing facilities department, faculty of computer systems and networks, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR). Research interests: digital signal processing, speech signal processing algorithms for hearing aids, hearing loss simulation methods, microprocessor control and signal processing tools. The number of publications — 15. porhun@bsuir.by; 6, P. Brovky St., 220013, Minsk, Belarus; office phone: +375(17)293-8420.

Vashkevich Maxim — Dr.Sci., Professor of the department, Electronic computing facilities department, faculty of computer systems and networks, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR). Research interests: methods and algorithms of digital signal processing, application of mathematics and computer science methods in medical diagnostics. The number of publications — 85. vashkevich@bsuir.by; 6, P. Brovky St., 220013, Minsk, Belarus; office phone: +375(17)293-8478.