

УДК 004.383.3

**М.И. Вашкевич, И.С. Азаров, А.А. Петровский****ПОДАВЛЕНИЕ ЭФФЕКТА АКУСТИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ  
В СЛУХОВЫХ АППАРАТАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ  
НЕРАВНОПОЛОСНОГО БАНКА ФИЛЬТРОВ**

*Предлагается метод подавления эффекта акустической обратной связи, возникающего в слуховых аппаратах. Метод основан на применении адаптивной фильтрации в частотных полосах сигнала. Отличительной особенностью предлагаемого метода является то, что при его использовании не возникает дополнительной задержки в прямом пути распространения сигнала. За счет выполнения декомпозиции сигнала на неравнополосные частотные составляющие метод обеспечивает более высокую скорость сходимости и более высокий уровень ослабления сигнала обратной связи по сравнению с широкополосной адаптивной фильтрацией.*

**Введение**

Цифровые слуховые аппараты позволяют повысить разборчивость речи для людей с нарушением слуха за счет усиления полезного сигнала. Однако утечка сигнала из динамика слухового аппарата в микрофон, называемая акустической обратной связью (АОС), значительно ограничивает максимальный коэффициент усиления, который может быть использован в слуховом аппарате, при условии сохранения его устойчивости. АОС вызывает эффект завывания и значительно ухудшает качество звука, когда коэффициент усиления близок к максимальному. В ряде случаев максимального усиления недостаточно, чтобы компенсировать потерю слуха.

Для уменьшения влияния АОС предложено несколько методов, использующих адаптивные алгоритмы. Наибольшее распространение в практических реализациях слуховых аппаратов получили адаптивные алгоритмы на основе метода наименьших средних квадратов благодаря их простоте и малой вычислительной сложности [1]. Тем не менее эти алгоритмы не всегда позволяют обеспечить достаточную устойчивость для широкополосного сигнала. Эффективным способом устранения данного недостатка является использование в системе подавления эффекта АОС банка фильтров. При помощи банка фильтров сигнал может быть расщеплен на субполосные составляющие, и процесс адаптации может выполняться отдельно в каждой субполосе. За счет этого достигается большая устойчивость системы, а также увеличивается скорость сходимости адаптивного алгоритма. Дополнительным преимуществом такого подхода является возможность уменьшения порядка адаптивных фильтров и сокращение вычислительной сложности за счет децимации субполосных сигналов.

В работе [2] предлагается выполнять субполосную декомпозицию сигнала с помощью банка фильтров WOLA (weighed overlap-add) для улучшения производительности системы подавления эффекта АОС (рис. 1). На схеме индексы  $n$  и  $m$  используются для обозначения временных отсчетов исходного (широкополосного) сигнала и отсчетов субполосных сигналов соответственно. Для обозначения векторных величин на схеме используются жирные линии. Изменяющаяся во времени функция  $\mathbf{G}(m)$  решает задачи компенсации потери слуха, подавления шума и компрессии динамического диапазона. Коэффициент  $g_c$  применяется для общего усиления выходного уровня звука, он может изменяться пользователем слухового аппарата посредством регулятора громкости.

Недостатком данного подхода является то, что банк фильтров вносит ощутимую задержку (порядка 16 мс) в прямой путь распространения сигнала между микрофоном и динамиком. Это нежелательно по нескольким причинам. Во-первых, при задержке более 10 мс возникает эффект гребенчатого фильтра (comb filter effect) [3], который воспринимается человеческим ухом как эхо и является результатом того, что звук, обработанный слуховым аппаратом, накладывается в

среднем ухе на необработанный звук. Во-вторых, собственный голос говорящего достигает улитки внутреннего уха посредством костной звукопроводимости и через отверстие в слуховом аппарате с минимальной задержкой, где взаимодействует с задержанным и усиленным сигналом от слухового аппарата, что вызывает эффект окрашивания звука (coloration effect) [4].

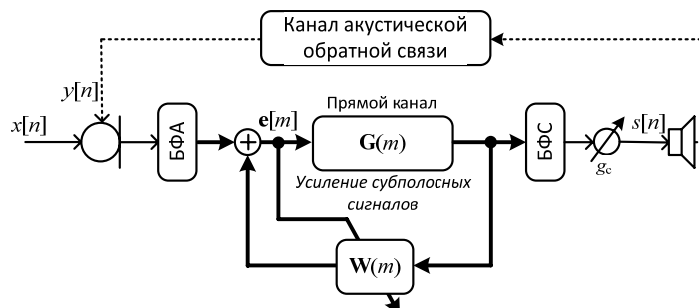


Рис. 1. Схема подавления АОС с использованием банка фильтров (БФА – банк фильтров анализа, БФС – банк фильтров синтеза)

Отсутствие дополнительной задержки в прямом пути можно обеспечить за счет параллельного включения системы подавления эффекта АОС (рис. 2). Однако данная система не позволяет выполнять адаптивную фильтрацию в субполосах сигнала  $s[n]$ , поскольку в этом случае в сигнал компенсации  $\hat{y}[n]$  будет внесена задержка, обусловленная банками анализа/синтеза.

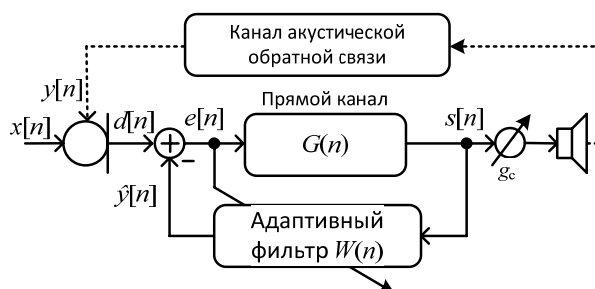


Рис. 2. Система подавления АОС, не вносящая задержки в прямой путь распространения сигнала

В настоящей работе предлагается метод субполосного подавления эффекта АОС, который не вносит дополнительной задержки в прямой путь распространения сигнала в слуховом аппарате. Работа опирается на последние результаты в области адаптивной фильтрации, которые показывают, что неравнополосные адаптивные структуры в ряде случаев превосходят равнополосные по таким параметрам, как скорость сходимости и/или модельная ошибка, благодаря их повышенной гибкости [5]. В отличие от [2] для субполосной декомпозиции сигнала в работе используется передискретизированный неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров (КМБФ) [6].

## 1. Субполосное подавление эффекта акустической обратной связи

### 1.1. Устранение задержки банков фильтров анализа/синтеза

Основная идея предлагаемого подхода заключается в том, чтобы устранить задержку, вносимую в компенсирующий сигнал  $\hat{y}[n]$  банками фильтров, за счет добавления в адаптивный фильтр функции предсказания. Данный подход оправдан, поскольку эффект АОС приводит к появлению периодической помехи на определенной частоте, а, как известно, детерминированные (периодические) сигналы предсказываются с высокой точностью.

Рассмотрим алгоритм адаптивной фильтрации на основе метода наименьших средних квадратов. Пусть  $S(z)$  – это  $z$ -образ входного сигнала, а  $D(z)$  –  $z$ -образ обучающего сигнала, появляющегося на выходе линейной системы с передаточной функцией  $W(z)$ , тогда в результате работы адаптивного алгоритма находится оценка передаточной функции  $\hat{W}(z)$ . Если задержать входной сигнал на  $r$  отсчетов, то оцениваемая система будет выполнять функцию линейного предсказания на  $r$  отсчетов, а оценка передаточной функции примет вид  $z^r \hat{W}(z)$ . Допустим, что банк фильтров синтеза вносит задержку в компенсирующий сигнал, равную  $r$  отсчетам, тогда входной и обучающий сигналы можно синхронизировать, используя фильтр с передаточной функцией  $z^r \hat{W}(z)$  (рис. 3).

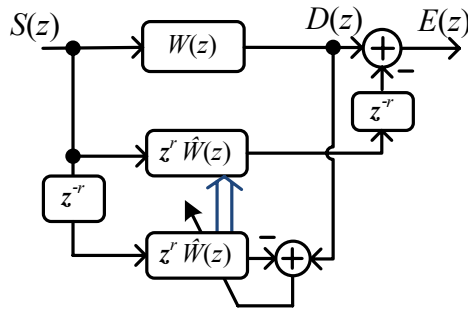


Рис. 3. Устранение задержки при помощи адаптивной фильтрации (широкой стрелкой показана операция копирования коэффициентов адаптивного фильтра)

Используя изложенный выше принцип устранения задержки, предложим следующую схему субполосного подавления эффекта АОС (рис. 4).

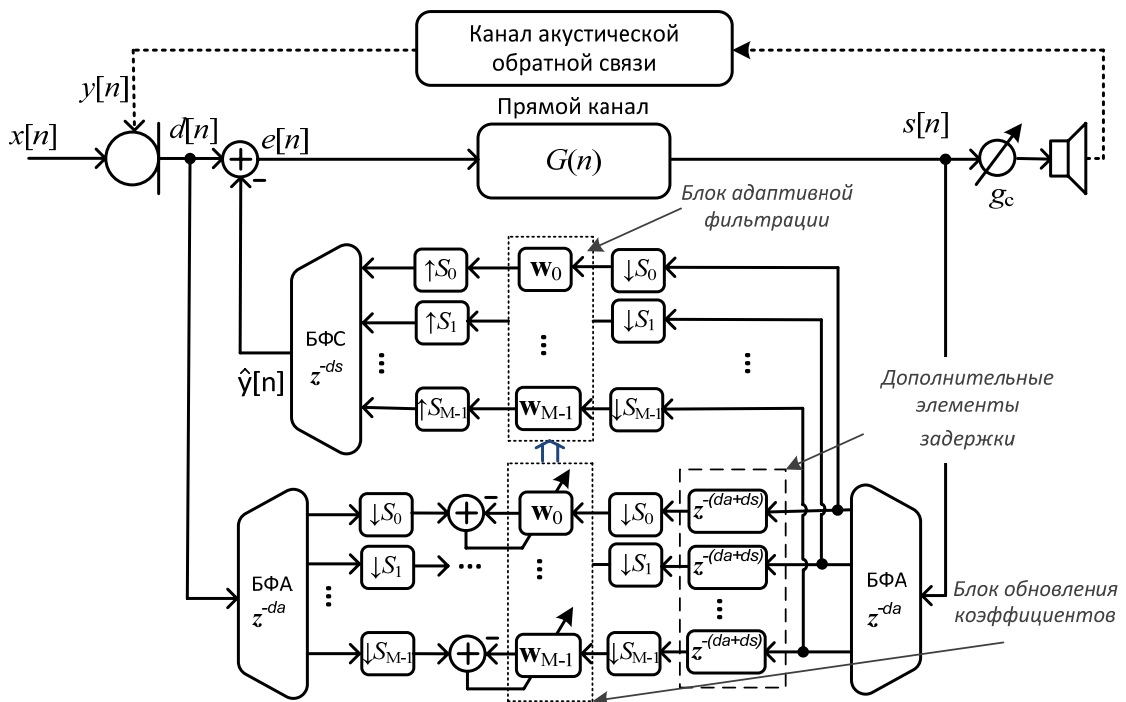


Рис. 4. Схема субполосного подавления акустической обратной связи на основе неравнополосного КМБФ

При помощи банков фильтров анализа выполняется расщепление сигналов  $d[n]$  и  $s[n]$  на  $M$  спектральных компонент. Поскольку спектры сигналов внутри каналов занимают более узкие полосы частот, выполняется переход на более низкую частоту дискретизации. В банке фильтров синтеза исходная частота дискретизации восстанавливается. В каждом канале банка фильтров оценивается свой вектор коэффициентов адаптивного фильтра (на схеме соответствующие векторы обозначены  $\mathbf{w}_0, \dots, \mathbf{w}_{M-1}$ ). Банки фильтров вносят следующие задержки:  $da$  – задержка в банке фильтров анализа;  $ds$  – задержка в банке фильтров синтеза. С помощью изложенного выше принципа для синхронизации желаемого сигнала  $d[n]$  с входным  $s[n]$  применяются дополнительные элементы задержки.

### 1.2. Адаптивная фильтрация субполосных сигналов

Особенность алгоритма адаптивной фильтрации, используемого в системе подавления эффекта АОС, заключается в том, что обновление коэффициентов фильтров и сама фильтрация происходят раздельно: в блоке обновления коэффициентов и блоке адаптивной фильтрации. В каждом канале оценивается свой набор коэффициентов адаптивного фильтра. Процедура оценки одинакова для всех каналов и отличается лишь значениями параметров, таких как порядок фильтра, коэффициент потерь и шаг адаптации. В блоке обновления коэффициентов используется стандартный алгоритм наименьших квадратов (для упрощения записи индекс номера канала опущен):

1. Каждому коэффициенту фильтра  $w[l]$ ,  $l = 0, 1, \dots, L-1$ , присваивается нулевое значение,  $L$  – порядок адаптивного фильтра.

2. Вычисляется выходной отсчет фильтра:  $\hat{y}[m] = \sum_{l=0}^{L-1} w[l]s[m-l]$ , где  $m$  – номер текущего отсчета входного сигнала,  $s[m]$  – входной сигнал.

3. Вычисляется оценка ошибки:  $e[m] = d[m] - \hat{y}[m]$ , где  $d[m]$  – желаемый сигнал.

4. Обновляются весовые коэффициенты:  $w[l] = \delta w[l] + 2\mu e[m]x[m-l]$ , где  $0 < \delta < 1$  – коэффициент потерь. Параметр  $\mu$  представляет собой шаг адаптации алгоритма. Увеличивается номер текущего отсчета:  $m = m + 1$ . Алгоритм переходит к шагу 2.

В блоке адаптивной фильтрации выполняется только второй шаг алгоритма, а коэффициенты  $w[l]$  копируются из блока обновления коэффициентов.

На рис. 5 показаны сигнал на входе слухового аппарата и выходные сигналы широкополосной и субполосной систем подавления эффекта АОС. Из приведенных графиков можно сделать вывод, что субполосная система имеет более высокую скорость сходимости и нежелательные осцилляции в выходном сигнале значительно меньше, чем в случае использования широкополосной системы подавления эффекта АОС.

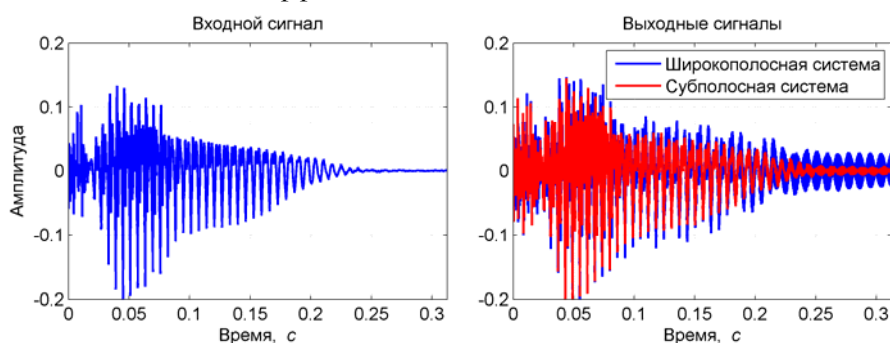


Рис. 5. Качественное сравнение широкополосной и субполосной систем подавления эффекта АОС

### 1.3. Неравнополосный косинусно-модулированный банк фильтров

В системе подавления эффекта АОС используется неравнополосный банк фильтров, ширина полос которого адаптирована к разрешающей способности слухового восприятия. Исходя из того, что слуховая система человека более чувствительна к изменениям сигнала в области

нижних частот, банк фильтров должен обладать следующим свойством: ширина полос пропускания должна возрастать с увеличением частоты.

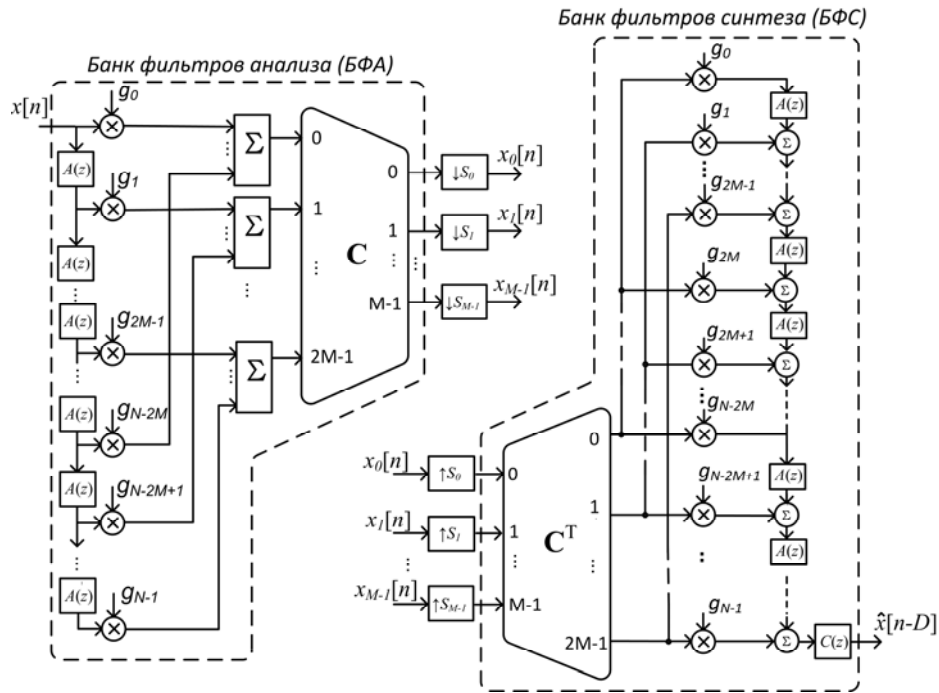


Рис. 6. Полифазная реализация неравнополосного КМБФ

В предложенной системе используется неравнополосный КМБФ [6], поскольку он обладает необходимой конфигурацией полос (рис. 7, а). Основой данного банка служит равнополосный КМБФ, импульсные характеристики фильтров анализа ( $h_k[n]$ ) и синтеза ( $f_k[n]$ ) которого получаются за счет косинусной модуляции фильтра-прототипа:

$$h_k[n] = 2h[n] \cos \left( \frac{\pi(k+1/2)}{M} \left( n - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^k \frac{\pi}{4} \right);$$

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

где  $N$  – порядок фильтра-прототипа;  $k = 0, \dots, M-1$  – номер канала;  $n = 0, \dots, N-1$ ;  $h[n]$  – коэффициенты фильтра-прототипа. Важной особенностью КМБФ является то, что для него разработаны эффективные схемы реализации, основанные на полифазном представлении фильтра-прототипа [7]. Для получения неравнополосной версии КМБФ необходимо выполнить замену всех элементов задержки в его полифазной структуре на фазовые звенья:

$$z^{-1} \rightarrow A(z). \quad (1)$$

В настоящей работе применялись фазовые звенья первого порядка с действительными коэффициентами ( $|\alpha| \leq 1$ ):

$$A(z) = \frac{\alpha + z^{-1}}{1 + \alpha z^{-1}}, \quad A(e^{j\omega}) = e^{j\varphi(\omega)}, \quad \varphi(\omega) = -\omega + 2 \arctg \left( \alpha \sin \omega / (\alpha \cos \omega - 1) \right).$$

Замена (1) приводит к отображению оси частот  $\omega \mapsto \varphi(\omega)$ , что позволяет получить неравнополосный банк фильтров. На рис. 6 показана полифазная структура неравнополосного КМБФ. Через  $C$  обозначен блок косинусной модуляции, который может быть реализован с использованием дискретного косинусного преобразования четвертого типа, для которого разработан ряд быстрых алгоритмов [8].

Для использования в субполосной системе подавления эффекта АОС (см. рис. 4) был рассчитан 8-канальный передискретизированный неравнополосный КМБФ по методу [9]. Для того чтобы система анализ/синтез неравнополосного КМБФ имела близкую к линейной фазо-частотную характеристику, ее выход должен быть пропущен через фильтр-корректор (на рис. 6 данный фильтр обозначен через  $C(z)$ ). Методика расчета корректора описана в работе [10]. На рис. 7, а, б изображены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) полученного банка фильтров, а его групповая задержка – на рис. 7, в. Коэффициенты децимации/интерполяции неравнополосного КМБФ имеют значения  $S_k = \{19, 9, 6, 4, 2, 1, 1, 1\}$ .

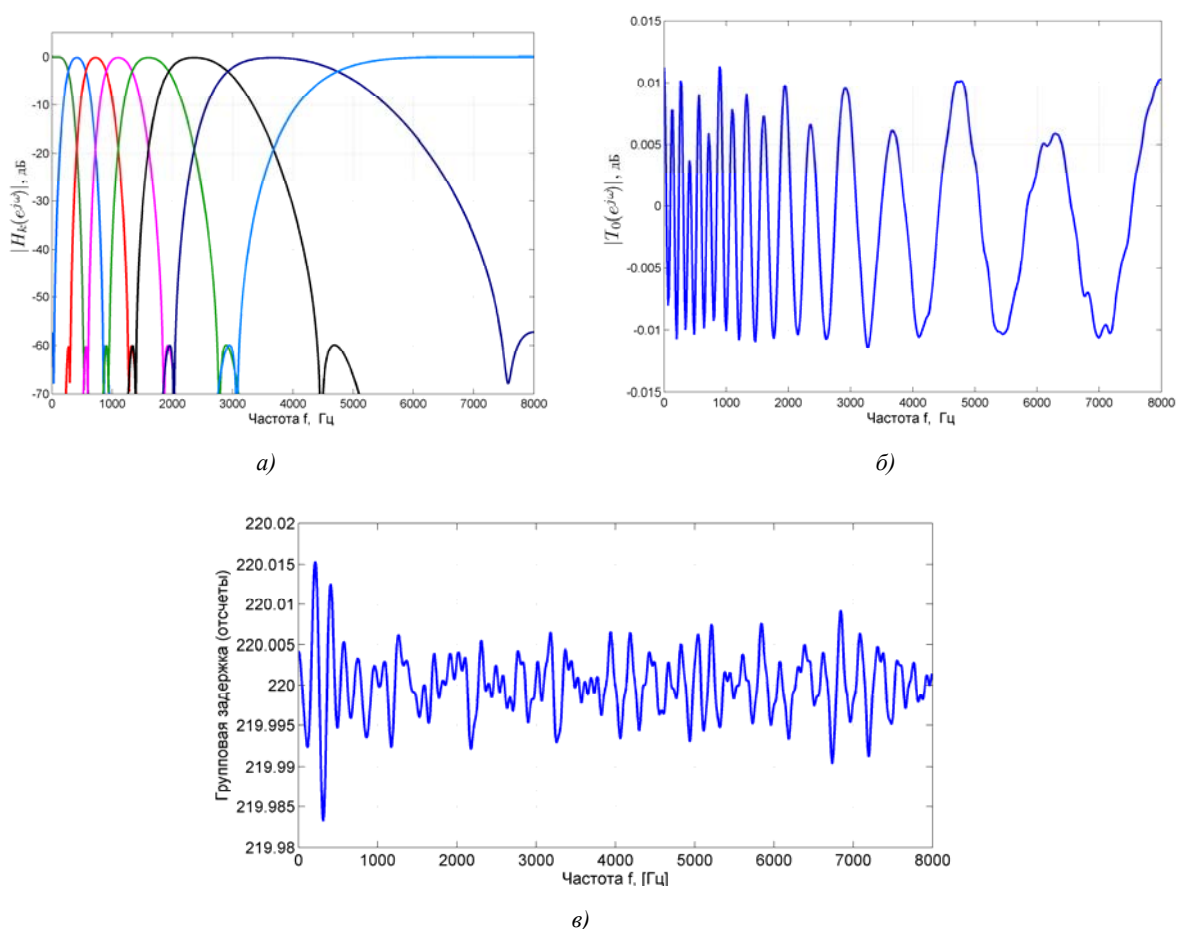


Рис. 7. Характеристики неравнополосного КМБФ: а) АЧХ банка фильтров анализа; б) АЧХ системы анализа/синтеза банка фильтров; в) групповая задержка системы анализа/синтеза банка фильтров

## 2. Оценка эффективности подавления сигнала АОС

### 2.1. Модель канала акустической обратной связи

Главный параметр, который влияет на акустическую обратную связь, – расстояние между динамиком и микрофоном слухового аппарата. Чем это расстояние меньше, тем больше будет эффект, вызываемый обратной связью. По этой причине слуховые аппараты категорий ITE (in-the-ear) и ITC (in-the-canal), у которых данное расстояние минимально, больше всего подвержены влиянию обратной связи. Эмпирические исследования демонстрируют, что частотные

характеристики каналов АОС различных слуховых аппаратов имеют много общих черт. В работе [11] показано, что канал АОС может быть смоделирован передаточной функцией

$$H_{FP}(s) = Ke^{-sT} \frac{(s - z_1)(s - z_2)(s - z_2^*)}{(s - p_1)(s - p_1^*)(s - p_2)(s - p_2^*)}, \quad (2)$$

где  $K$  – коэффициент усиления;  $T$  – задержка распространения сигнала в ушном канале между динамиком и микрофоном;  $z_1, z_2, p_1, p_2$  – параметры, определяющие канал АОС;  $s = \sigma + j\omega$  – комплексная переменная.

Для моделирования канала АОС слухового аппарата (типа ITE) использовались следующие параметры модели (2) [2]:  $K = 1$ ;  $T = 3,8$  мс;  $z_1 = 1500000$ ;  $z_2 = -40000 + 31400j$ ;  $p_1 = -5000 + 22600j$ ;  $p_2 = -500 + 37700j$ . На рис. 8 изображены частотные характеристики моделируемого канала АОС.

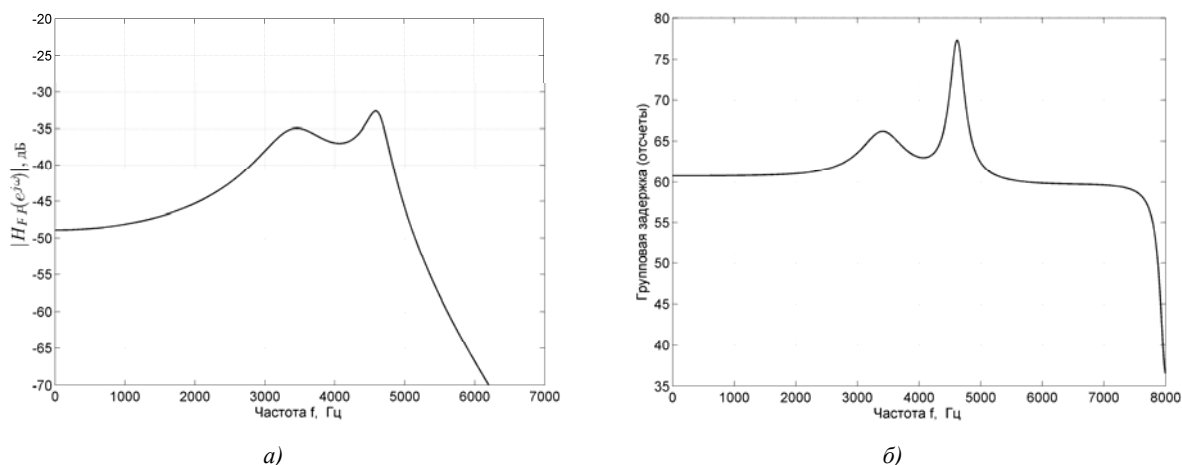


Рис. 8. Характеристики канала АОС: а) АЧХ; б) групповая задержка

## 2.2. Применяемые оценки

Для того чтобы оценить производительность системы подавления АОС, воспользуемся объективным параметром SegSNR (segmented signal-to-noise ratio – сегментированное отношение сигнал-шум), который определяется как среднее значение отношения сигнал-шум каждого выходного блока сигнала слухового аппарата:

$$SegSNR = \frac{1}{B} \sum_{m=1}^B 10 \log_{10} \left( \frac{P_{signal}^{(m)}}{P_{noise}^{(m)}} \right),$$

где  $B$  – число фреймов сигнала;  $P_{signal}^{(m)}$  – мощность сигнала на  $m$ -м фрейме;  $P_{noise}^{(m)}$  – мощность шума на  $m$ -м фрейме. В экспериментах размер фрейма выбирался равным 30 мс. Полезный сигнал получен как выход слухового аппарата в условиях отсутствия АОС. Шум оценивался как разность между полезным сигналом и выходом слухового аппарата с работающей системой подавления эффекта АОС.

Для перцептуальной оценки качества выходного сигнала использовалась оценка PESQ (perceptual evaluation of speech quality) [12]. PESQ является объективным критерием качества канала связи, использующим разницу между спектрами громкости опорного и тестового сигналов для вычисления перцептуального качества тестового сигнала. Оценка PESQ колеблется в пределах от  $-0,5$  до  $4,5$ . Наивысшая оценка показывает, что тестовый сигнал не содержит слышимых искажений и практически идентичен опорному. Оценки 4, 3 и 2 можно интерпретиро-

вать как качество «хорошее», «немного раздражающее», «раздражающее». Оценка между  $-0,5$  и  $1$  свидетельствует о наличии неприемлемо большого количества шума и искажений в тестовом сигнале [4]. В качестве опорного сигнала в данном случае выступает выходной сигнал слухового аппарата в условиях отсутствия АОС, а в качестве тестового – сигнал реального СА, в котором присутствует АОС и активна система подавления.

Измерение разборчивости производилось по методу СИ (speech intelligibility index), который основан на вычислении индекса артикуляции. В соответствии с методикой [13] весь частотный диапазон речевого сигнала разделяется на 18 полос, в пределах которых определяется отношение сигнала к шуму. Сигнал делится на полосы такой ширины, чтобы вклад каждой полосы в результирующую разборчивость был одинаковый (полосы одинаковой разборчивости). В каждой полосе отношение сигнал-шум рассчитывается, определенным образом взвешивается и используется для вычисления коэффициента СИ, который может изменяться в пределах от 0 до 1. Значения индекса принято интерпретировать следующим образом [13]:

- ниже  $0,3$  – плохая разборчивость;
- от  $0,3$  до  $0,5$  – удовлетворительная разборчивость;
- от  $0,5$  до  $0,7$  – хорошая разборчивость;
- выше  $0,7$  – очень хорошая разборчивость.

Для моделирования прямого канала, т. е. обработки сигнала в СА, выбрана усредненная АЧХ (рис. 9), которая компенсирует типичное повреждение слуховой системы. Наибольшие потери происходят в районе  $1,5$  кГц, т. е. в том диапазоне частот, где речь имеет наибольшую информативность. Усиление выходного сигнала в СА регулируется при помощи коэффициента  $g_c$ .

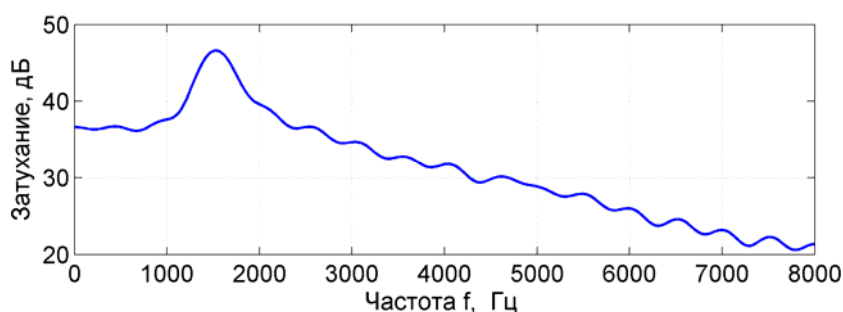


Рис. 9. Модель частотной характеристики слухового аппарата ( $g_c = 46,5$  дБ)

### 2.3. Результаты экспериментов

Оценка производительности системы подавления эффекта АОС производилась на речевом сигнале длительностью  $4,5$  с с частотой дискретизации  $16$  кГц. Сравнивались системы со следующими конфигурациями: без подавления АОС, широкополосная система подавления эффекта АОС (см. рис. 2), субполосная система подавления эффекта АОС (см. рис. 4). Эксперименты проводились для различных порядков адаптивных фильтров ( $L = 64, 128, 256$  и  $512$ ). Порядок субполосных адаптивных фильтров  $L_k$  в зависимости от  $L$  рассчитывался по следующему правилу:

$$L_k = \left\lfloor \frac{L}{S_k} \right\rfloor,$$

где  $S_k$  – коэффициент децимации/интерполяции в  $k$ -м канале, а оператор  $\lfloor a \rfloor$  обозначает наибольшее целое число, меньшее  $a$ . Работа систем проверялась для различных значений коэффициента усиления  $g_c$ . В частности, рассматривались случаи  $g_c = \{45,5; 46,5; 47,5; 48,5; 49,5\}$  дБ.



В табл. 1–3 приведены основные результаты экспериментов (отметка НС в таблицах означает, что система нестабильна).

Таблица 1  
Значения показателя SegSNR при различных коэффициентах усиления  $g_c$  и длине адаптивного фильтра  $L$

Коэффициент усиления $g_c$ , дБ	Без подавления АОС	Широкополосная система подавления эффекта АОС				Субполосная система подавления эффекта АОС			
		64	128	256	512	64	128	256	512
45,5	4,064	4,500	4,440	4,445	4,394	5,059	5,027	4,966	4,712
46,5	0,340	2,087	2,049	2,099	2,032	3,306	3,306	3,240	2,893
47,5	НС	-1,468	-1,611	-1,387	-1,667	0,922	0,862	0,641	-0,232
48,5	–	НС	НС	НС	НС	-2,497	-2,865	-4,038	НС
49,5	–	–	–	–	–	НС	НС	НС	–

Таблица 2  
Значения PESQ при различных коэффициентах усиления  $g_c$  и длине адаптивного фильтра  $L$

Коэффициент усиления $g_c$ , дБ	Без подавления АОС	Широкополосная система подавления эффекта АОС				Субполосная система подавления эффекта АОС			
		64	128	256	512	64	128	256	512
45,5	3,227	3,269	3,269	3,270	3,265	3,301	3,295	3,290	3,284
46,5	2,897	3,006	3,005	3,013	3,004	3,110	3,098	3,087	3,049
47,5	НС	2,623	2,623	2,663	2,668	2,868	2,860	2,844	2,780
48,5	–	НС	НС	НС	НС	2,133	2,161	2,263	НС
49,5	–	–	–	–	–	НС	НС	НС	–

Таблица 3  
Значения показателя SII при различных коэффициентах усиления  $g_c$  и длине адаптивного фильтра  $L$

Коэффициент усиления $g_c$ , дБ	Без подавления АОС	Широкополосная система подавления эффекта АОС				Субполосная система подавления эффекта АОС			
		64	128	256	512	64	128	256	512
45,5	0,549	0,550	0,551	0,552	0,551	0,555	0,555	0,554	0,553
46,5	0,498	0,517	0,518	0,518	0,517	0,527	0,527	0,525	0,523
47,5	НС	0,456	0,455	0,458	0,452	0,486	0,485	0,481	0,469
48,5	–	НС	НС	НС	НС	0,395	0,390	0,372	НС
49,5	–	–	–	–	–	НС	НС	НС	–

Результаты показывают, что применение субполосной техники адаптивной фильтрации позволяет более эффективно бороться с эффектом АОС. По отношению сигнал-шум (см. табл. 1) субполосная система при больших коэффициентах усиления дает выигрыш порядка 1–2,5 дБ. Преимущества субполосной системы подавления выявляют как показатели перцептуального качества речи (PESQ), так и показатели индекса разборчивости речи (SII). Необходимо отметить и тот факт, что адаптивная система работает тем лучше, чем ближе порядок адаптивного фильтра к реальной длине канала АОС.

На рис. 10 показаны результаты работы системы на основе широкополосного подавления эффекта АОС и системы на основе субполосного подавления (для значений параметров  $g_c = 47,5$  дБ,  $L = 64$ ). Из приведенных спектрограмм видно, что скорость сходимости субполосной системы значительно выше, за счет чего уменьшается общий эффект от воздействия АОС. Предложенная система характеризуется повышенным порогом устойчивости и позволяет использовать более высокие коэффициенты усиления для обработки сигнала в прямом канале.

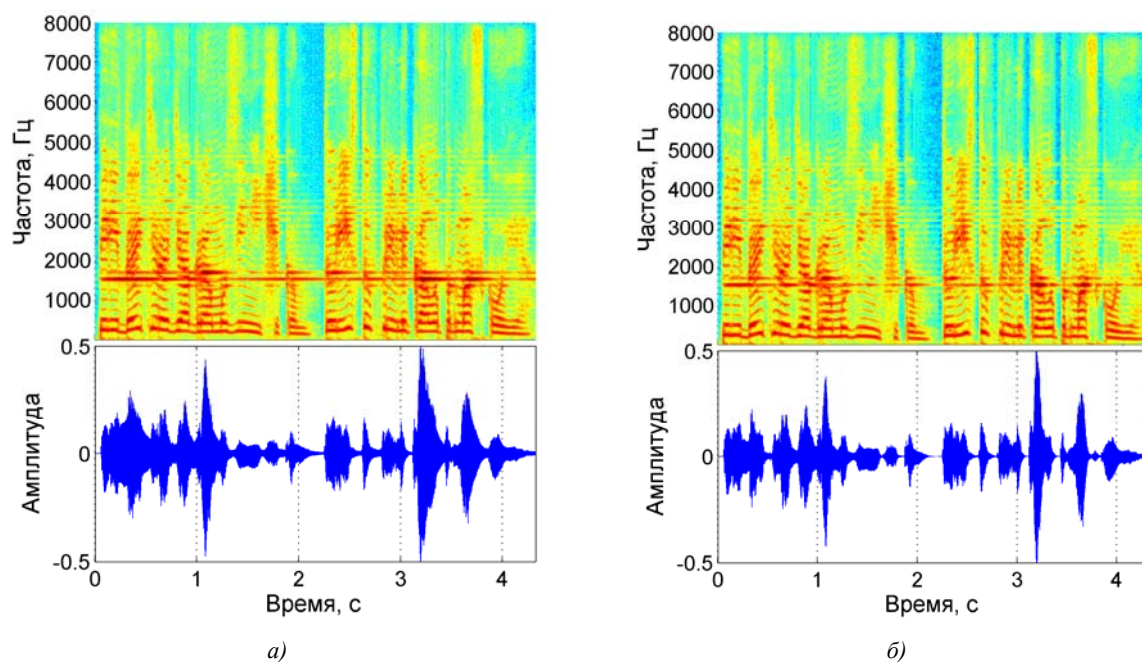


Рис. 10. Спектрограмма сигнала, обработанного системой подавления АОС:  
 а) широкополосная система; б) субполосная система

### Заключение

Предложенная субполосная система подавления акустической обратной связи для слуховых аппаратов, основанная на использовании передискретизированного неравнополосного КМБФ, не вносит дополнительной задержки в прямой путь распространения сигнала в слуховом аппарате. За счет разбиения сигнала на субполосы происходит более быстрая адаптация и более точная оценка компенсирующего сигнала обратной связи. Полученные значения таких объективных показателей, как отношение сигнал-шум, perceptуальное качество канала связи, а также индекс разборчивости показывают, что предложенный подход позволяет значительно улучшить качество выходного речевого сигнала в слуховом аппарате.

### Список литературы

1. Kates, J.M. Feedback cancellation in hearing aids: results from a computer simulation / J.M. Kates // *IEEE Transactions on Signal Processing*. – 1991. – Vol. 39, № 3. – P. 553–562.
2. Acoustic feedback reduction based on filtered-X LMS and normalized filtered-X LMS algorithms in digital hearing aids based on WOLA filterbank / R. Vincen-Bueno [et al.] // *IEEE Intern. Symp. on Intelligent Signal Proc.*, Alcalá, Spain, 3–5 October, 2007. – Alcalá, 2007. – P. 1–6.
3. Bauml, R.W. Uniform polyphase filter banks for use in hearing aids: design and constraints / R.W. Bauml, W. Sorgel // *Proc. of the European signal processing conf.*, Switzerland, Lausanne, August, 2008. – Lausanne, 2008.
4. Pandey, A. Low-delay signal processing for digital hearing aids / A. Pandey, V.J. Mathews // *IEEE Transactions on audio, speech, and language processing*. – 2011. – Vol. 19, № 4. – P. 699–710.
5. Petraglia, M.R. Nonuniform subband adaptive filtering with critical sampling / M.R. Petraglia, P.B. Batalheiro // *IEEE Transactions on signal processing*. – 2008. – Vol. 56, № 2. – P. 565–575.
6. Parfieniuk, M. Tunable nonuniform filter bank mixing cosine modulation with perceptual frequency warping by allpass transformation / M. Parfieniuk, A. Petrovsky // *Automatic control and computer sciences*. – 2004. – Vol. 38, № 4. – P. 44–52.
7. Koilpillai, D. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction / D. Koilpillai, P.P. Vaidyanathan // *IEEE Transaction on Signal Processing*. – 1992. – Vol. 40, № 4. – P. 770–783.

8. Вашкевич, М.И. Применение полиномиальных алгебр и теории Галуа для синтеза быстрых алгоритмов дискретных косинусных преобразований / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 3. – С. 2–10.

9. Вашкевич, М.И. Проектирование передискретизированного неравнополосного косинусно-модулированного банка фильтров / М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Информатика. – 2011. – № 2 (30). – С. 21–39.

10. Парфенюк, М. Неравнополосный банк фильтров с фазовым преобразованием и объединением субполос для обработки речевых сигналов / М. Парфенюк, М.И. Вашкевич, А.А. Петровский // Речевые технологии. – 2009. – № 4. – С. 53–69.

11. Hellgren, J. System identification of feedback in hearing aids / J. Hellgren, T. Lunner, S. Arlinger // Acoustic Society of America. – 1999. – Vol. 105, № 5. – P. 3481–3496.

12. ITU-T Rec. P 862. Perceptual evaluation of speech quality (PESQ): An objective method for end-to-end speech quality assessment of narrow band telephone networks and speech coders [Electronic resource]. – 2001. – Mode of access : <http://www.itu.int/rec/T-REC-P.862-200102-I/en>. – Date of access : 11.05.2012.

13. Kamm, C.A. Speech recognition and the Articulation Index for normal and hearing-impaired listeners / C.A. Kamm, D.D. Dirks, T.S. Bell // Acoustic Society of America. – 1985. – Vol. 77. – P. 281–288.

Поступила 17.04.12

*Белорусский государственный университет  
информатики и радиоэлектроники,  
Минск, П. Бровки, 6  
e-mail: vashkevich@bsuir.by,  
palex@bsuir.by*

**M.I. Vashkevich, E.S. Azarov, A.A. Petrovsky**

### **ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AID USING NONUNIFORM FILTER BANK**

A method of acoustic feedback prevention for hearing aid has been proposed. The method is based on the subband adaptive filtering. The main distinguishing feature of the method is that no delay is added into the forward path of the hearing aid. Due to the non-uniform subband signal decomposition the method provides higher convergence rate and higher suppression level than the full band adaptive filtering.