

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ: тематический обзор (часть 2)

Кузнецов Е.П., Витязев В.В.

Введение

Несмотря на то, что описанные в первой части обзора периоды охватывали довольно широкие временные рамки (1966 – 1991 гг.) и рассматривали применение методов эхо-компенсации для различных технических систем, общим направлением исследований и разработок в эти годы оставалась компенсация электрических эхо-сигналов.

Начиная с конца 80-х – начала 90-х, активное внимание уделяется проблемам построения схемы эхо-компенсатора (ЭК), эффективно решающего задачу борьбы с акустическими эхо-сигналами (*acoustic echo*) [1 – 4]. Как и в предыдущем случае, это было продиктовано возникновением новых технических приложений, в которых присутствие акустического эхо-сигнала приводило к значительному ухудшению качества их работы. Такими техническими приложениями являлись, прежде всего: мобильная связь, системы телеконференций (*teleconference systems*) и телефонные аппараты с функцией «громкой связи» (*hands-free phones*).

Акустический эхо-сигнал возникает в том случае, когда звуковая волна, отражаясь от близлежащих объектов, возвращается обратно к источнику колебаний. В вышеупомянутых приложениях это происходит в случае, когда звуковая волна, источником которой является громкоговоритель и непосредственно сам абонент, попадает в микрофонную цепь вследствие переотражений от близлежащих объектов и корпуса устройства (рис. 1).

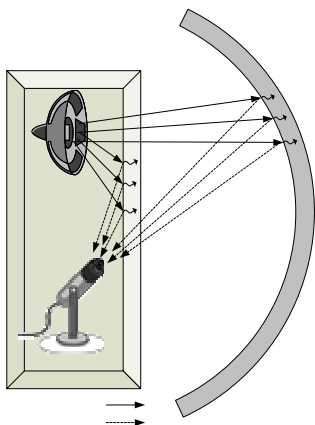


Рис. 1. Возникновение акустического эхо-сигнала

Акустического эхо имеет два существенных отличия от электрического. По своей природе акустическое эхо является звуковой волной, в то время как электрическое – электромагнитной. Поэтому, из-за значительной разницы скоростей распространения ($3 \cdot 10^2$ м/с и $3 \cdot 10^8$

В продолжении тематического обзора методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации рассматриваются проблемы борьбы с эхо-сигналами, возникающими в таких современных технических приложениях как: мобильная связь, системы телеконференций и xDSL. Вторая часть обзора охватывает работы, опубликованные в период с начала 90-х по настоящее время, и отражает последние достижения в области совместного использования многоскоростной и адаптивной обработки сигналов в задачах эхо-компенсации. Обсуждаются проблемы борьбы с эхо-сигналами, имеющими протяженную импульсную характеристику.

м/с соответственно), задержка акустического эхо-сигнала будет составлять порядка (150 – 300) мс, в зависимости от условий распространения. Второй особенностью является то, что акустическое эхо, как правило, является суперпозицией отраженных с разных направлений звуковых волн. Поэтому, в общем случае, такие характеристики акустического эхо-сигнала как энергия и задержка являются непостоянными.

Таким образом, решение задачи компенсации акустического эхо-сигнала «классическим» методом приводило к резкому росту вычислительных затрат, поскольку для эффективного подавления такого эхо-сигнала требовалось применение адаптивного цифрового фильтра (АЦФ) чрезвычайно высокого порядка. Нужен был новый подход к решению проблемы.

Адаптивная компенсация акустического эхо-сигнала

Альтернативой классическому методу оказалась схема, в которой совместно применялись два новых на то время подхода: субполосная адаптивная фильтрация (*subband adaptive filtering*) и многоскоростная обработка сигнала (*multirate signal processing*).

Идея субполосной фильтрации пришла из работ по обработке речи и изображений, где было обнаружено, что с помощью разбиения сигнала на небольшие частотные диапазоны – субполосы, можно было добиться значительного сокращения вычислительной сложности кодирования [5]. Область применения такой идеи затем была расширена на целый ряд приложений теории ЦОС, в том числе на адаптивную фильтрацию, и как частный ее случай – эхо-компенсацию.

В сжатом виде идея многоскоростной обработки сигналов заключается в последовательном изменении скорости обрабатываемого сигнала, то есть децимации/интерполяции его частоты дискретизации, что значительно уменьшает вычислительные затраты на

обработку. Более подробно о многоскоростной обработке сигналов можно узнать из монографий [6, 7] и работ [8 – 10].

Таким образом, многоскоростная обработка сигнала предусматривает последовательное выполнение следую-

возможностью восстановления исходного сигнала (с полным/почти полным восстановлением) и коэффициентами децимации (с максимальной/ не максимальной децимацией). Более подробно свойства и особенности различных БФ рассмотрены в [6 – 10].

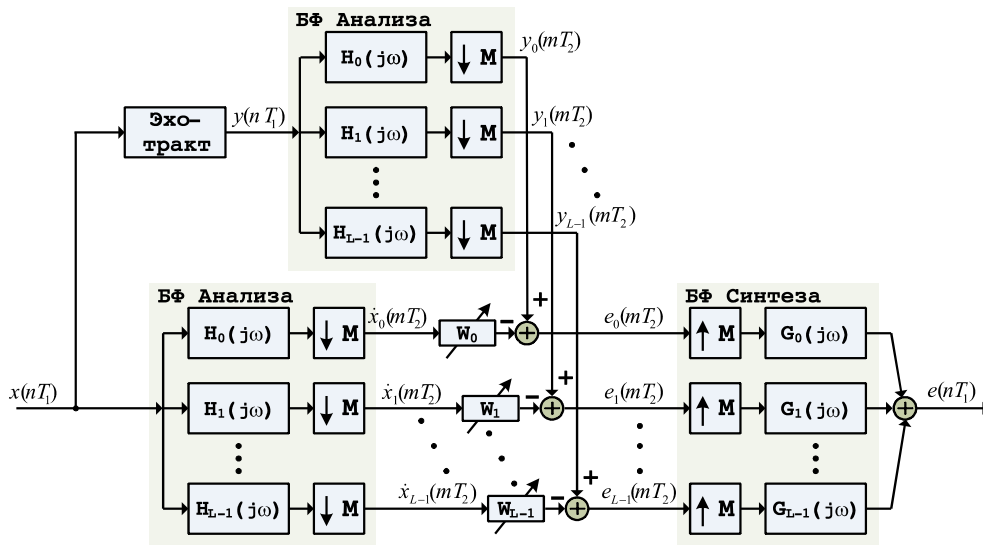


Рис. 2. Обобщенная структурная схема многоскоростного адаптивного ЭК

щих операций [11]: разбиение входного сигнала на субполосы и понижение исходной частоты дискретизации (децимацию) с помощью банка фильтров (БФ) анализа, адаптивную обработку сигнала в каждой субполосе на новой, более низкой частоте дискретизации, повышение частоты дискретизации до исходной (интерполяцию) и, наконец, восстановление (*reconstruction*) субполосных составляющих с помощью БФ синтеза с последующим объединением субполосных каналов. Обобщенная структурная схема ЭК, использующего субполосную адаптивную фильтрацию представлена на рис. 2.

По сравнению со схемой ЭК, работающего в частотной области на основе БПФ/ОБПФ, такой подход обладал большей эффективностью, поскольку использовал комбинацию адаптации в частотной области с методами многоскоростной обработки сигналов. Детальное сравнение методов адаптивной фильтрации в частотной области и субполосной адаптивной фильтрации было сделано Дж. Шинком, который в своей блестящей обзорно-аналитической работе [12], вышедшей в январе 1992, подробно рассмотрел преимущества и недостатки обоих методик, наметив тем самым направление для дальнейших исследований.

Отметим, что существуют различные варианты построения подсистем анализа-синтеза, отличающиеся эффективностью своего применения в различных прикладных задачах. Кратко классификацию БФ можно представить в виде, показанном в таблице 1. Как видно из таблицы, БФ разделяются на две большие группы – вещественные и комплексные. В свою очередь каждая из этих групп разделяется по способу разбиения на субполосы на две подгруппы – равномерные и неравномерные. Причем каждая из подгрупп определяется набором из двух характеристик:

В августе 1992 года, А. Жиллюар и М. Веттерли в своей работе [13] проанализировали использование вещественного БФ с максимальной децимацией в задачах многоскоростной адаптивной эхо-компенсации. Такая форма построения подсистемы анализа-синтеза является наиболее эффективной с точки зрения минимизации вычислительных затрат. Однако вследствие неидеальности характеристик БФ анализа и прореживания с максимальным коэффициентом децимации равным числу субполосных каналов ($M = L$) возникает эффект наложения спектров (*aliasing*), приводящий к увеличению значения ошибки компенсации.

Таблица 1

Краткая классификация БФ

БАНКИ ФИЛЬТРОВ (FILTER BANKS)			
РАВНОМЕРНЫЕ (UNIFORM)			
Вещественные (REAL)	С полным восстановлением (perfect reconstruction)	С почти полным восстановлением (near-perfect reconstruction)	С максимальной децимацией (critical, maximal subsampling)
			С не максимальной децимацией (non-critical subsampling, over-sampling)
(NON-UNIFORM) НЕРАВНОМЕРНЫЕ			
Комплексные (COMPLEX)			

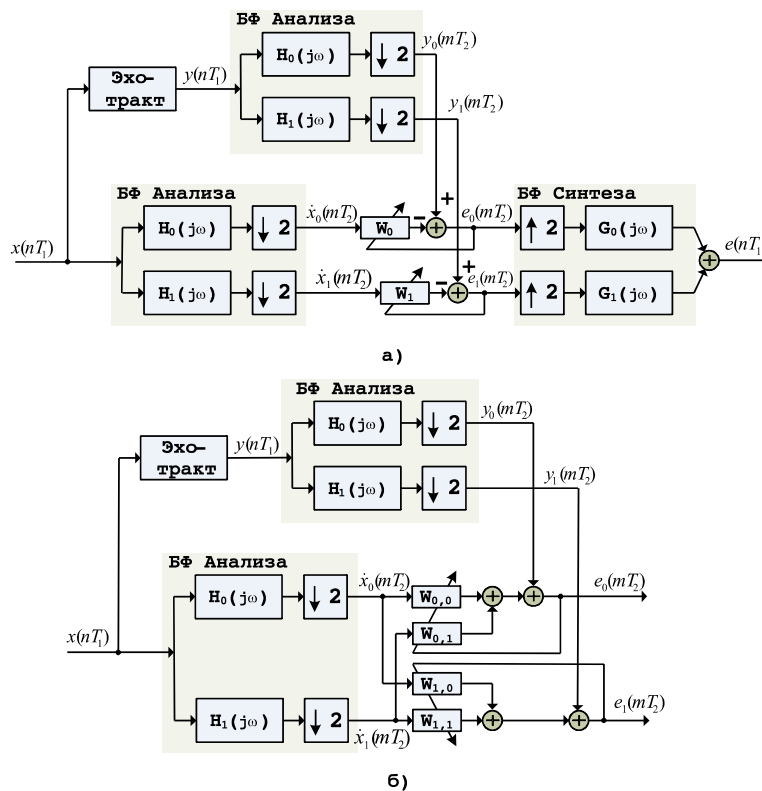


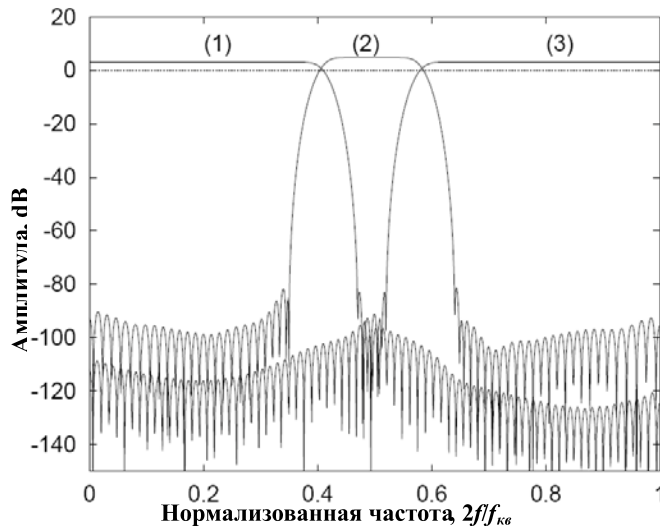
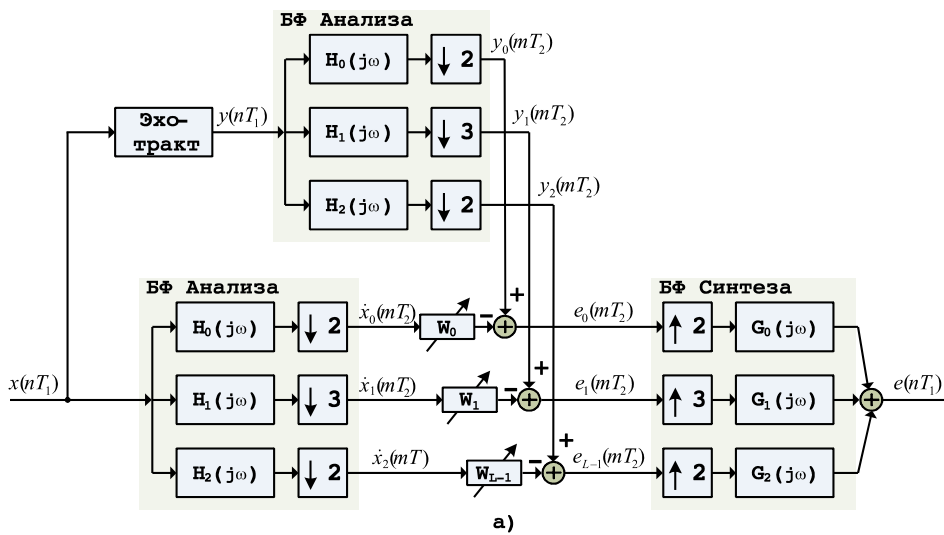
Рис. 3. Многоскоростной адаптивный ЭК на основе схемы БФ с максимальной децимацией.
 а) – двухканальная схема построения; б) – применение кросс-фильтров для борьбы с элайзингом

На примере двухканальной схемы построения (рис. 3 а) авторами было показано, что решение задачи прямого моделирования характеристики эхо-тракта с минимальными ошибками при наличии элайзинга возможно только с применением так называемых кросс-фильтров (*cross-filters*), устанавливаемых между соседними частотными каналами (рис. 3б). Полученные для двухканальной схемы результаты были обобщены для случая многоканальной схемы построения субполосного ЭК, и был проведен сравнительный с классическим вариантом построения анализ вычислительной сложности реализации предложенной схемы. В заключении авторами было отмечено, что схема многоскоростного ЭК на основе БФ с максимальной децимацией не оправдала ожиданий достижения значительного выигрыша в затратах на реализацию по сравнению с классической схемой, из-за требования обязательного применения кросс-фильтров. Кроме того, в ходе экспериментов было доказано, что данный метод не превосходит классический аналог и по скорости сходимости. Несмотря на все недостатки предложенного подхода, данная работа в настоящее время является основной аналитической работой в области применения БФ с максимальной децимацией в задачах адаптивной эхо-компенсации.

В 1999 году, опираясь на работу А. Жиллюара и М. Веттерли, индийские ученые С. Парадхан и В. Редди предложили новый подход, позволяющий использовать БФ с максимальной децимацией не требующие наличия кросс-фильтров. В своей работе [14] авторы показали, что предложенная ими схема позво-

ляет добиться увеличения скорости сходимости и улучшения качества компенсации. Однако при этом вычислительные затраты на реализацию приблизительно равны затратам на реализацию классической схемы.

Еще одним способом эффективного построения многоскоростного адаптивного ЭК является использование БФ с немаксимальной децимацией. В 1997 году М. Хартенек и Р. Стюарт в своей работе [15] предложили схему построения многоскоростного адаптивного ЭК свободного от эффекта элайзинга в субполосах. Представленная авторами схема (рис. 4) предусматривала использование трехканального БФ, работающего с разными коэффициентами децимации (2-3-2) в каналах. Эта особенность новой схемы позволила значительно снизить влияние эффекта элайзинга в соседних субполосах. Для анализа вычислительной сложности реализации были использованы алгоритмы метода наименьших квадратов (МНК), нормализованного по мощности МНК (НМ-МНК) и рекурсивного метода наименьших квадратов (РНК). Было показано, что данная структура обладает меньшими затратами на реализацию, чем классическая схема ЭК и схема с использованием БФ с максимальной децимацией, так как АЦФ в каждой из субполос имеют меньший порядок и работают на пониженной частоте дискретизации. Проведенные эксперименты показали, что при отсутствии шума предложенная схема обладает таким же качеством подавления и скоростью сходимости, как и классический аналог, а при его наличии новый подход дает более качественное (на величину порядка 7 дБ) подавление.



б)

Рис. 4. Многоскоростной адаптивный ЭК на основе схемы БФ с не максимальной децимацией.
 а) – трехканальная схема реализации; б) – АЧХ канальных фильтров

Разработка новых способов построения БФ с не максимальной децимацией и исследования эффективности их использования в задачах многоскоростной адаптивной эхо-компенсации получили последующее развитие в работах [16 – 18]. Среди последних работ в этом направлении можно отметить работу [19], в которой был проведен анализ использования алгоритма аффинных проекций (ААП)¹, являющегося сравнительно новым алгоритмом адаптации [19] в технике эхо-компенсации. Данный алгоритм занимает промежуточное звено между НМ-МНК и РНК, то есть обладает меньшей вычислительной сложностью, чем РНК и повышенной скоростью сходимости, в сравнении с НМ-МНК [20]. Однако при работе с окрашенными сигналами в схеме возникают искажения, которые существенно снижают качество работы предложенной структуры. Авторы показали, что, применяя регуляризацию, можно избежать влияния этого нежелательного эффекта и добиться высокой эффективности

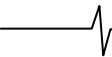
работы схемы.

В настоящее время использование БФ с не максимальной децимацией в задачах прямого моделирования характеристик динамических систем является одним из наиболее эффективных методов построения ЭК для случая, когда импульсная характеристика (ИХ) эхо-тракта имеет значительную длительность. Поэтому на современном этапе данное направление является предметом активных исследований и разработок многих ученых и инженеров.

Следует отметить, что использование субполосной обработки сигнала для решения задачи адаптивной эхо-компенсации вносит три вида искажений, существенно влияющих на эффективность работы ЭК. К ним относятся:

1. Элайзинг, возникающий вследствие неидеальности характеристик канальных фильтров. Из-за этого происходит перекрытие спектров соседних субполосных каналов, что значительно влияет на качество подавления эхо-сигнала.

¹ В зарубежной литературе данный алгоритм носит название АРА – affine projection algorithm.



2. Ошибка восстановления, возникающая на этапе синтеза исходного сигнала из субполосных составляющих, которая определяет точность идентификации по сравнению с классической схемой.

3. Задержка, обусловленная операциями адаптивной фильтрации в субполосах, которая накладывает ограничения на область применения в приложениях, работающих в реальном времени.

адаптивную обработку в каждой из субполос. Для разделения на субполосы в предложенной схеме применялась полифазная форма БФ с использованием БПФ [6, 10].

При этом дополнительно исследовалось использование двух различных обучающих сигналов: при замкнутой (closed loop) и при разомкнутой (opened loop) петле ОС. Эксперименты показали, что скорость

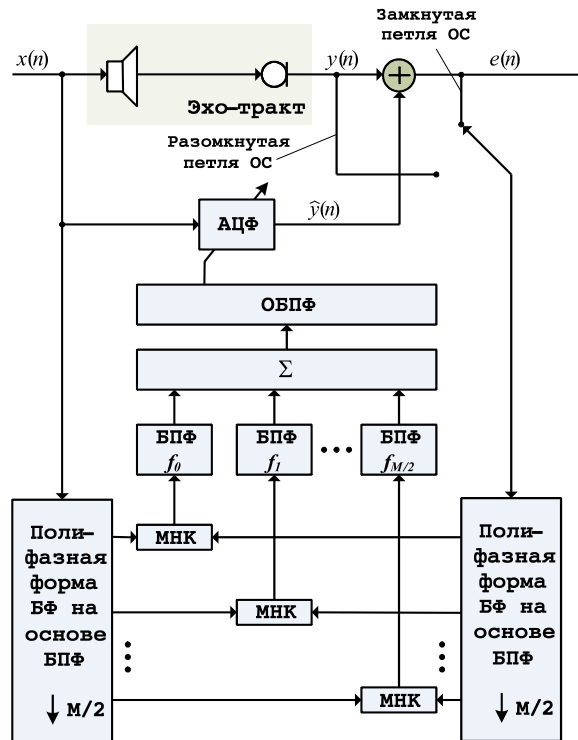


Рис. 5. Субполосный адаптивный ЭК без влияния эфффекта задержки

Подходы, решающие задачу борьбы с элайзингом, были рассмотрены выше. Далее рассмотрим методы, которые позволяют решить две оставшиеся проблемы, присущие БФ и связанные с ошибками восстановления и задержкой.

Для уменьшения ошибки восстановления и повышения качества идентификации необходимо использовать методы расчета подсистем анализа-синтеза с полным или почти полным восстановлением. Один из таких методов и его применение к задаче адаптивной субполосной фильтрации рассматривается в [21]. Более подробно методы расчета БФ с полным или почти полным восстановлением рассмотрены в [7 – 10].

Для того чтобы исключить влияние эффекта задержки Д. Морганом и Дж. Тхи в 1995 году была предложена новая схема реализации субполосного адаптивного ЭК [22]. Данная схема (рис. 5) сохраняла такие преимущества использования субполосной адаптивной обработки как экономия вычислительных затрат и улучшенная скорость сходимости и в то же время была лишена влияния эффекта задержки (delayless). Основной особенностью предложенного метода являлось то, что расчет коэффициентов АЦФ производился в частотной области (в каждой из субполос), в то время как фильтрация проводилась во временной, что позволило сократить задержки на

сходимости на начальном этапе настройки при замкнутой петле ОС, за счет дополнительной задержки несколько ниже, чем в случае разомкнутой петли ОС, хотя в установившемся режиме уровень подавления выше именно в случае настройки с замкнутой петлей ОС. Авторы отметили, что это дает возможность построения более гибкой схемы, которая на начальном этапе может использовать один обучающий сигнал и по достижении определенного порога переключаться в другой режим, тем самым, обеспечивая одновременно максимальную эффективность и скорость работы.

Идея, предложенная Д. Морганом и Дж. Тхи, получила дальнейшее развитие в работах [23 – 25], где в исходную схему были введены некоторые модификации, повысившие ее эффективность и давшие новые результаты по скорости сходимости.

Эхо-компенсация в современных системах высокоскоростной передачи данных

Если период времени с 1976 по 1991 гг. представлял собой эпоху развития и становления различных современных технологий дуплексной передачи данных по проводным каналам связи, то рассматриваемый в данном разделе временной промежуток можно смело назвать эрой беспроводных технологий и технологий высокоскоростной передачи данных.

Появление в середине 90-х новой технологии высокоскоростной передачи данных по существующим телефонным проводным каналам xDSL² определило еще одно техническое приложение, требующее применения методов адаптивной эхо-компенсации. В данном техническом приложении ЭК, в дополнение к своей основной задаче, работает в качестве мультиплексора, поэтому от эффективности его работы зависит эффективность работы всей системы передачи данных [26].

их компенсации, а, следовательно, дополнительных вычислительных затрат.

В 1996 году М. Хо совместно с Дж. Койффи и Дж. Бинхамом предложили усовершенствованный вариант схемы ДМТ ЭК, позволяющий снизить вычислительные затраты [29]. Отличие новой схемы (рис. 6) состояло в ее комбинированной работе, как во временной, так и в частотной областях. При этом использование быстрой свертки в частотной области позволило добиться значительного умень-

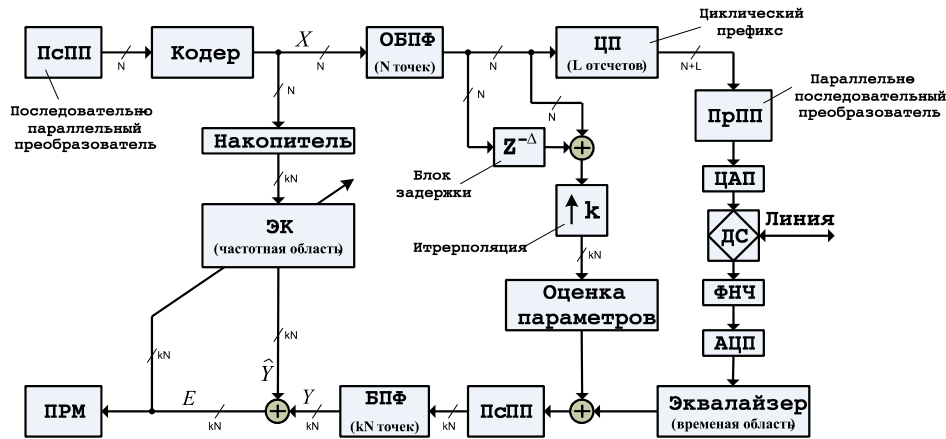


Рис. 6. Структурная схема ЭК для СПД, использующей ДМТ

Стандарт xDSL предусматривает использование в качестве метода модуляции так называемую дискретную многотональную модуляцию (ДМТ)³, которая подразумевает одновременную передачу данных на многих несущих [27]. Это создает значительные трудно-

шения вычислительных затрат на реализацию.

В 2003 году в работе [30], посвященной вопросам применения ЭК в технологии ADSL, был предложен метод, позволяющий избавиться от механизма настройки ЭК от зависимости влияния дальнего эхо-сигнала. Это дало возмож-

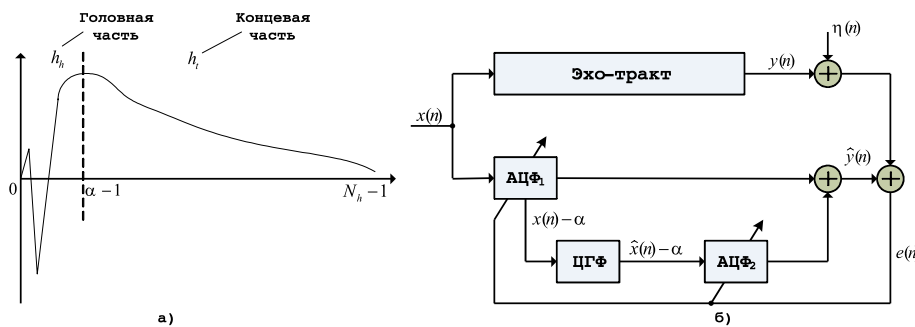


Рис. 7. Схема ЭК на базе ЦГФ. а) – представление ИХ; б) – структурная схема

сти для использования классического подхода, поскольку компоненты эхо-сигнала, перемешиваясь, могут присутствовать практически во всех частотных каналах.

В 1994 году в работе [28] была предложена схема ЭК для СПД, использующей ДМТ. Данная схема работала только во временной области и ее эффективность сильно зависела от влияния таких искажений как дрожание фазы и наличие дальнего эхо-сигнала, поэтому требовала применения специальных мер для

ность увеличить скорость сходимости и качество адаптации при изменении параметров эхо-тракта.

В одной из последних работ, посвященной адаптивной эхо-компенсации в технологии xDSL [31], была предложена еще одна схема построения ЭК для HDSL и SHDSL. На рис. 7а изображена типичная ИХ электрического эхо-сигнала. Идея, предложенная авторами, состояла в представлении такой ИХ в виде двух частей: быстро меняющейся головной части (*head echo*) и концевой части (*tail echo*), которая имеет медленно убывающий закон изменения. Для компенсации головной части использовался АЦФ на основе КИХ-фильтра, в то время как для концевой части авторы предложили применить АЦФ на основе цифрового гребенчатого фильтра (ЦГФ), соединенный параллельно с первым АЦФ (рис. 6б). В ходе экспериментов авторами было установлено, что использование в новой схеме ЭК АЦФ на базе ЦГФ позволяет снизить вычислительные

² Технологии xDSL – собирательное название группы технологий высокоскоростной передачи данных по цифровой абонентской линии (digital subscriber line). Делятся на две большие группы: ассиметричные (ADSL, ADSL Lite, RADSL, VDSL) и симметричные (HDSL, HDSL2, IDSL, MSDSL, SDSL, wDSL).

³ В зарубежной литературе данный термин носит название DMT – discrete multitone modulation.

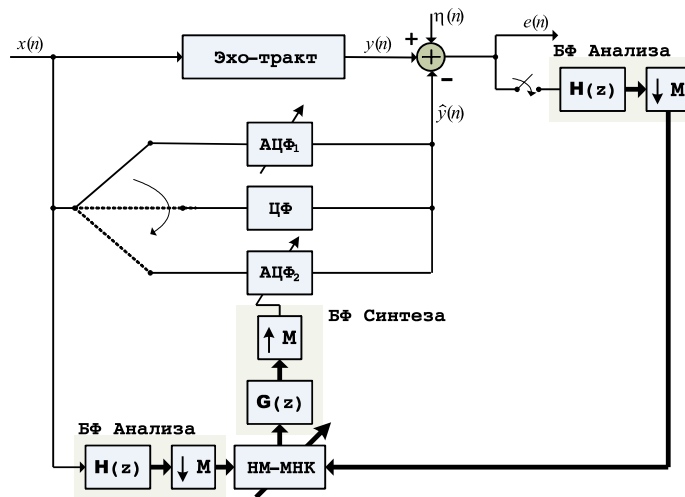
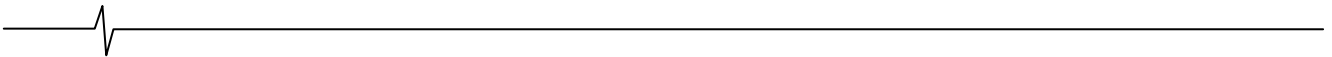


Рис. 8. Автоматическая трехступенчатая схема построения ЭК, предложенная Дж. Лью

затраты, и, в то же время, повысить качество подавления по сравнению с классической схемой построения ЭК.

Еще один новый оригинальный подход к решению задачи эхо-компенсации для эхо-сигналов, имеющих протяженную ИХ, был предложен Дж. Лью в работе [32]. Суть метода состояла в использовании трехступенчатой структуры, состоящей из следующих звеньев: АЦФ малого порядка, работающего по алгоритму НМ-МНК, адаптивного субполосного фильтра на основе вейвлет-пакетного преобразования⁴ и звена стационарного режима работы (рис. 8). На рис. 9 показан автомат с конечным числом состояний, поясняющий логику работы схемы.

На первом этапе проводится настройка АЦФ. Поскольку используемый в схеме АЦФ имеет низкий порядок, возрастает скорость сходимости, но при этом ухудшается качество компенсации. Этот недостаток устраняется на вто-

одновременном разговоре двух абонентов или при изменении характеристик эхо-тракта.

БИХ-фильтры в задачах адаптивной эхо-компенсации

Несмотря на все многообразие существующих в данное время методик построения ЭК для различных технических приложений, до настоящего момента нами рассматривались лишь методики, работающие в классе линейных КИХ-цепей. Но существует и другой класс цифровых цепей — линейные, инвариантные к сдвигу цифровые цепи с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ), и ЭК также может быть реализован и в этом классе. Далее рассмотрим основные особенности, а также преимущества и недостатки реализации ЭК в классе БИХ-цепей.

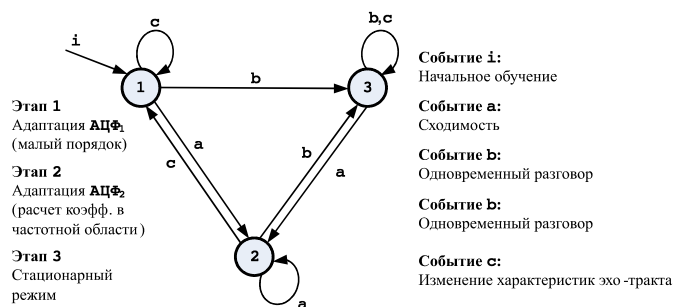


Рис. 9. Автомат с конечным числом состояний, поясняющий логику работу схемы ЭК, предложенной Дж. Лью

ром этапе, где с помощью субполосной адаптивной обработки добиваются более точной настройки. И, наконец, последний, третий этап используется для случаев, когда происходит изменение характеристик эхо-тракта либо, когда возникает одновременный разговор абонентов. Экспериментально было установлено, что схема, предложенная автором, обладает одновременно высокой скоростью настройки, малой вычислительной сложностью реализации, качественным подавлением и устойчивой работой при

Цифровой БИХ-фильтр является наиболее общей структурой цифрового фильтра (ЦФ). В схеме (рис. 10) присутствуют как умножители с прямой связью (веса регулируются коэффициентами b), так и умножители с обратной связью (веса регулируются коэффициентами a). Характеристика такого N -звенного ЦФ описывается разностным уравнением вида:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{l=1}^N a_l y(n-l),$$

показывающим, что значение выборки на выходе ЦФ в данный момент времени определяется линейной комбинацией взвешенных выборок в данный и предыдущий

⁴ В зарубежной литературе данный термин носит название WP – wavelet packet.

моменты времени (это справедливо и для предыдущих выборок). Отметим, что помимо канонической формы, данная структура может быть построена по прямой, парал-

пользовании БИХ-фильтров не было замечено каких-либо существенных улучшений, по сравнению с использованием КИХ-фильтров. По мнению авторов работы,

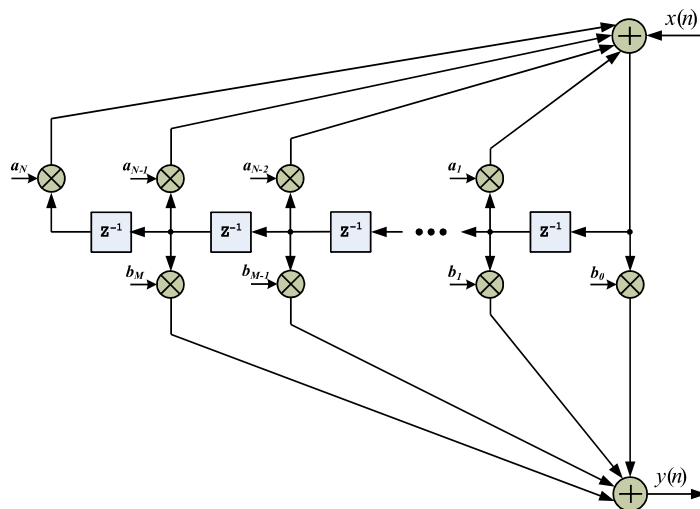


Рис. 10. Структурная схема рекурсивного фильтра с бесконечной импульсной характеристикой (каноническая форма)

лельной или каскадной формам реализации. На практике наиболее часто применяют именно последние две формы построения [6]. В результате построения такой структуры получается фильтр с характеристикой полюсно-нулевого типа, где размещение полюсов определяется коэффициентами a , а размещение нулей коэффициентами b . Число полюсов и нулей, или порядок фильтра, задается количеством элементов задержки. Такой фильтр может оказаться неустойчивым, если на значения коэффициентов a дополнительно не наложены ограничения. Однако наличие в характеристике, как полюсов, так и нулей позволяет реализовать фильтр с крутым срезом характеристики в сочетании с малой шириной полосы пропускания при небольшом числе элементов задержки (т. е. фильтр малой сложности).

Таким образом, БИХ-фильтр является заманчивой альтернативой КИХ-фильтру с точки зрения адекватности воспроизведения желаемой характеристики эхо-тракта (по своей природе она является бесконечной), а также экономии вычислительных затрат (при одинаковой избирательности), но с необходимостью обеспечения условий устойчивости. Обеспечение устойчивости в обмен на эффективность реализации — такую цену были готовы заплатить ученые и инженеры, первыми попытавшиеся решить проблему использования БИХ-фильтров в задачах эхо-компенсации в середине 80-х [33 – 35]. В ходе экспериментов было выяснено, что кроме проблемы устойчивости АЦФ на основе БИХ-фильтра обладал еще одним недостатком — сходимость к локальному минимуму целевой функции. Позднее, в работе [36] был показан путь к устранению данного недостатка. Тем не менее, вопрос об использовании адаптивных БИХ-фильтров для ЭК оставался достаточно спорным. В [37] авторы попытались дать ответ на вопрос о преимуществах использования БИХ-фильтров в задачах компенсации акустических эхо-сигналов. В результате проведенных ими экспериментов при ис-

этом результат объясняется природой акустического эхо-сигнала, который имеет большое количество спектральных пиков. В настоящее время вопрос об эффективности использования БИХ-фильтров в задачах адаптивной эхо-компенсации остается предметом многих дискуссий и требует дальнейших исследований.

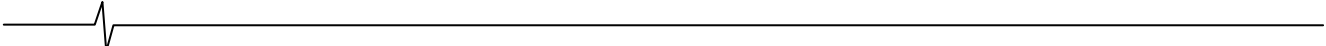
Заключение

Следует сказать, что, несмотря на то, что практически все исследования по рассматриваемой в настоящем обзоре тематике проводились за рубежом, нашими инженерами и учеными были также достигнуты значительные успехи, особенно в разработке новых методов и алгоритмов эхо-компенсации для систем передачи данных [38 – 40].

Данный тематический обзор показывает, что хотя идея применения цифровой адаптивной фильтрации для борьбы с эхо-сигналами имеет более чем 40-летнюю историю существования, но все же она продолжает развиваться, реализуясь в новые, более эффективные формы. Примером этому служат методы и алгоритмы многоскоростной адаптивной эхо-компенсации, которые на данный момент являются наиболее многообещающим решением давно известной проблемы. В заключение отметим, что в настоящее время большой интерес уделяется вопросам применения БФ на основе БИХ-фильтров, неравномерным БФ и БФ на основе вейвлет-пакетного преобразования как нового витка истории развития методов и алгоритмов адаптивной эхо-компенсации.

Литература

1. H. Yasukawa, S. Shimada, I. Furukawa. Acoustic echo canceller with high speech quality // *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Dallas, TX, Apr. 1987, vol. 4, pp. 2125–2128.
2. A. Gilloire. Experiments with sub-band acoustic echo cancellers for teleconferencing // *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Dallas, TX, Apr. 1987, vol. 4, pp. 2141–2144.

- 
3. J. Chen, H. Bes, J. Vandewalle, P. Janssens. A new structure for subband acoustic echo canceler // *Proc. IEEE ICASSP*, 1988, pp. 2574 – 2577.
 4. W. Kellermann. Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustical echoes // *Proc. IEEE ICASSP*, 1988, pp. 2570 – 2573.
 5. N. S. Jayant, P. Noll, Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video. Englewood Cliffs. NJ: Prentice-Hall, 1984.
 6. Витязев В. В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240с.
 7. P. P. Vaidyanathan. Multirate Systems and Filter Banks. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
 8. Зайцев А. А. Методы построения цифровых банков фильтров // *Цифровая обработка сигналов*, №1, 2003, с. 2 – 10.
 9. Гусинская Е. И., Зайцев А. А. Оптимизация банка фильтров в задачах субполосного кодирования // *Цифровая обработка сигналов*, №3, 2004, с. 18 – 28.
 10. Витязев В. В., Зайцев А. А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учеб. Пособие, ч. 1, Рязанская государственная радиотехническая академия, Рязань, 2005. 124с.
 11. R. Bitmead, B. D. O. Anderson. Adaptive frequency sampling filters // *IEEE Trans. Acoustic Speech Signal Proc.*, vol. 29, pp. 684 – 693, June 1981.
 12. J. Shynk. Frequency Domain and Multirate Adaptive Filtering // *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 15 – 37, January 1992.
 13. A. Gilloire, M. Vetterli. Adaptive filtering in subbands with critical sampling: Analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 40, pp. 1862 – 1875, Aug. 1992.
 14. S. S. Pradhan, V. U. Reddy. A new approach to subband adaptive filtering // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 655 – 664, Mar. 1999.
 15. M Harteneck, R W Stewart, J M Páez-Borralló. A Filterbank Design for Oversampled Filter Banks without Aliasing in the Subbands // *UK Symposium on Applications of Time-Frequency and Time-Scale Methods (TFTS), Warwick, England, 27-29 August*, pp. 161 – 164, 1997.
 16. S. Weiss, L. Lampe, R. W. Stewart. Efficient Implementations of Complex and Real Valued Filter Banks for Comparative Subband Processing with an Application to Adaptive Filtering // *Proc. Intern. Symp. Communication Systems and Digital Signal Processing*, pp. 32 – 35, Sheffield, UK, April 1998.
 17. S. Weiss, R. W. Stewart On the Optimality of Subband Adaptive Filters // *Proc. IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, New Paltz, New York, Oct. 17 – 20, 1999.
 18. D. Marelli, M. Fu. Optimized filterbank design for subband identification with oversampling // *Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Process.*, 2001
 19. S. L. Gay. Fast Projection Algorithms with Application to Voice Excited Echo Cancellers, doctoral dissertation, Rutgers Univ., Piscataway, N.J., Oct. 1994.
 20. M. Montazeri, P. Duhamel. A set of algorithms linking NLMS and block LMS algorithms // *IEEE Tran. Signal Processing*, vol. 43, no. 2, Feb. 1995.
 21. M. Harteneck, S. Weiss, R. W. Stewart. Design of Near Perfect Reconstruction Oversampled Filter Banks for Subband Adaptive Filters // *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, Volume 46, No. 8, August 1999. pp. 1081 – 1086.
 22. D. Morgan, J. C. Thi. A delayless subband adaptive filter architecture // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, pp. 1819 – 1830, Aug. 1995.
 23. R. Merched, P. S. R. Diniz, M. R. Petraglia. A delayless alias-free subband adaptive filter structure // *IEEE international symposium on Circuits and systems*, 1997, pp. 2329 – 2332.
 24. N. Hirayama, H. Sakai, S. Miyagi. Delayless subband adaptive filtering using the Hadamard transform // *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 1731 – 1734, June 1999.
 25. S. Miyagi, H. Sakai. Convergence Analysis of Alias-Free Subband Adaptive Filters Based on a Frequency Domain Technique // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 1, January 2004, pp. 79 – 89.
 26. Горальски В. Технологии ADSL и DSL. М.: ЛОПИ, 2000. 295с.
 27. J.A.C. Bingham. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea whose time has come // *IEEE Comm.Mag.*, pp. 5 – 14, May 1990.
 28. J. M. Cioffi, J. A. C. Bingham. A data-driven multitone echo canceller // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2853 – 2869, Oct. 1994.
 29. M. Ho, J. M. Cioffi, J. A. C. Bingham. Discrete multitone echo cancellation // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 817 – 825, July 1996.
 30. M. Milosevic, T. Inoue, P. Molnar, B. L. Evans. Fast Unbiased Echo Canceller Update During ADSL Transmission // *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 4, April 2003, pp. 561 – 565.
 31. Shou-Sheu Lin, Wen-Rong Wu. A Low-Complexity Adaptive Echo Canceller for xDSL Applications // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 5, May 2004, pp. 1461 – 1465.
 32. J. Liu. Efficient and robust cancellation of echoes with long echo path delay // *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-52, pp. 1288 – 1291, August 2004.
 33. H. Fan, W. K. Jenkins. An Investigation of an Adaptive IIR EchoCanceller: Advantages and Problems // *IEEE Trans. On ASSP*, vol. 36, no. 12, pp. 1819 – 1834, 1988.
 34. J. J. Shynk. Adaptive IIR Filtering // *IEEE ASSP Mag.*, vol. 6, no. 2, pp.4 – 21, 1989.
 35. K. Kurosawa et al., Consideration on IIR Type Learning Identification Method // *Trans. IECE*, vol. J-68-b, no. 11, pp. 1229 – 1232, 1985.
 36. J. Chao, S. Kawabe, S. Tsujii. A New IIR Adaptive Echo Canceller: GIVE // *IEEE Journal Selected Areas in Comm.*, vol. 12, pp. 1530 – 1539, December 1994.
 37. A. P. Liavas and P. A. Regalia. Acoustic Echo Cancellation: Do IIR Models Offer Better Modeling Capabilities than Their FIR Counterparts? // *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 46, no. 9, September 1998.
 38. Шутов С. Л., Султанов Б. В. Быстрая настройка эхокомпенсатора модема для дуплексной связи по коммутируемому телефонному каналу // *Сборник трудов I международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение»*. 1998. Т. 4, с. 49 – 57.
 39. Брюханов Ю. А., Тараканов А. Н. Усовершенствование адаптивного алгоритма эхокомпенсации // *Электросвязь*, 2003. №9. с. 38 – 39.
 40. Меньшиков Б. Н. Нелинейная эхокомпенсация на базе кубического фильтра Вольтера с динамически перестраиваемой системой // *Сборник трудов VIII международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение»*. 2006. Т.1, с. 240 – 243.