

НЕЛИНЕЙНАЯ ЭХО-КОМПЕНСАЦИЯ НА БАЗЕ АДАПТИВНОГО ПОЛИНОМИАЛЬНОГО ФИЛЬТРА ВОЛЬТЕРРА С ДИНАМИЧЕСКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

Меньшиков Б.Н., Приоров А.Л.

Введение

Качество звукового сигнала и стоимость предоставляемых услуг являются одними из основных показателей, определяющих выбор оператора связи. В настоящее время на развитие телекоммуникационных сетей продолжают оказывать негативное влияние устаревшие технологии и решения, которые широко распространились на предыдущих этапах их развития. При проектировании любых телекоммуникационных систем следует учитывать характеристики тракта передачи информации и уменьшать вносимые им нежелательные эффекты. Применение современных методов цифровой обработки сигналов позволяет минимизировать это влияние и тем самым улучшить качество предоставляемых услуг.

Задача компенсации нелинейных искажений в телефонных сетях

Решение проблемы эхо-компенсации в классе линейных адаптивных фильтров в ряде случаев не позволяет получить требуемый уровень подавления эхо-сигнала [1, 2]. Причинами являются нелинейные искажения в эхо-тракте, обусловленные наличием аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразований речевого сигнала [3], телекоммуникационные системы с пакетной передачей данных и др.

Исследования, посвященные решению задач компенсации нелинейных искажений в каналах связи, были начаты рядом зарубежных специалистов и ученых более трех десятилетий назад и продолжают в настоящее время [4]. Значительный вклад в развитие данного направления внесли О. Агаззи (O. Agazzi) [1], Стенгер (Stenger A.), Р. Рабенштейн (R. Rabenstein) [3], Д. Келлерман (D. Kellerman) [4], В. Мэтьюс (V. Mathews) [5] и др.

Существующие в настоящее время решения основаны на использовании адаптивных полиномиальных фильтров. Наиболее широкое распространение получили методы, базирующиеся на применении функциональных рядов Вольтерра [6, 7]. Построенные на базе адаптивных нерекурсивных полиномиальных цифровых фильтров Вольтерра нелинейные эхо-компенсаторы отличаются большей

Рассмотрена задача нелинейной эхо-компенсации в телефонных сетях. Предложен нелинейный электрический эхо-компенсатор на основе кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой, позволяющей снизить вычислительные затраты. Проведено сравнение с эхо-компенсатором на базе линейного адаптивного фильтра. Приведены данные для расчета необходимой производительности цифрового сигнального процессора при аппаратной реализации предложенного нелинейного эхо-компенсатора.

вычислительной сложностью по сравнению с линейными эхо-компенсаторами. В то же время отсутствие проблемы устойчивости такого фильтра облегчает техническую реализацию эхо-компенсатора. Главным фактором, определяющим структуру эхо-компенсатора, выступает ограничение на общую вычислительную сложность.

Как правило, анализ нелинейных искажений речевых сигналов в эхо-трактах часто проводится путем применения метода гармоник и вычисления соответствующего коэффициента нелинейных искажений. Однако на практике имеются задачи, с решением которых метод гармоник справляется не совсем хорошо. К этой области можно отнести задачи анализа нелинейных эхо-трактов при наличии неоднократных АЦП–ЦАП преобразований исходного речевого сигнала.

Анализ на основе рядов Вольтерра является наиболее подходящим методом описания подобных телекоммуникационных систем, так как дает значительно большую точность и оперативность (на несколько порядков) по сравнению с методом гармонического баланса. Кроме того, он хорошо интегрируется с распространенными методами анализа линейных систем.

В настоящее время при моделировании и идентификации нелинейных эхо-трактов, являющихся в общем случае нелинейными инерционными динамическими системами, используются модели Винера, Гаммерштейна, их комбинации, полиномиальные нерекурсивные фильтры Вольтерра, фильтры Лагерра и билинейные фильтры [7]. Проблема соответствующего увеличения вычислительных затрат, решаемая с помощью модификаций и аппроксимаций полиномиальных ядер или структур фильтров, наиболее остро стоит в случае использования дискретных фильтров Вольтерра с третьей или более высокой степенью аппроксимирующего полинома [8]. Работа нелинейных эхо-

компенсаторов пока еще не регламентирована в существующих рекомендациях Международного Союза Электросвязи МСЭ-Т [9, 10], но существующие технические решения нелинейной эхо-компенсации во многих случаях обеспечивают лучшее (по сравнению с линейными эхо-компенсаторами), подавление эхо-сигнала при наличии нелинейностей в эхотрактах, хотя и ценой увеличения вычислительных затрат.

Так как между выходной последовательностью и коэффициентами фильтра Вольтерра существует линейная связь [11], все адаптивные алгоритмы, применявшиеся в линейной адаптивной эхо-компенсации, используются и при решении задач нелинейной акустической и электрической эхо-компенсации, где соответствующие расширенные векторы данных характеризуются большей длиной и определенным порядком следования отсчетов.

Широкое распространение методов нелинейной эхо-компенсации на основе дискретных функциональных рядов Вольтерра и их модификаций и аппроксимаций, а также продолжающиеся научные исследования в данных областях с одновременным совершенствованием вычислительной техники и цифровых сигнальных процессоров позволяют сделать вывод о перспективности дальнейших исследований. В настоящее время такими перспективными направлениями являются:

1) реализация нелинейных эхо-компенсаторов на базе нейронных сетей с различной структурой;

2) разработка эхо-компенсаторов для подавления эхо-сигналов в спутниковой телефонной и мобильной связи на базе адаптивных полиномиальных фильтров Вольтерра;

3) разработка нелинейных адаптивных эхо-компенсаторов на основе цифровых фильтров Вольтерра с динамически меняющейся длиной или структурой полиномиальных ядер.

Данная работа посвящена решению проблемы нелинейной эхо-компенсации на базе разработки кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой квадратичного и кубического ядер, позволяющей снизить общие вычислительные затраты при его реализации с учетом статистических свойств речевых сигналов.

Существующие в настоящее время методы уменьшения вычислительной сложности реализации полиномиальных фильтров Вольтерра разделяют на пять групп, подробно описанных в [7]. В реальных эхотрактах, как показывают экспериментальные данные, наблюдаются не только квадратичные, но и кубические нелинейности, которые учитываются в применяемых моделях Винера или Гаммерштейна. Отметим, что в указанных моделях учитывается случай статической безынерционной

нелинейности, последовательно соединенной с линейной динамической системой и аппроксимированной полиномом третьей-пятой степени относительно входной последовательности, что в реальных телекоммуникационных системах не всегда выполняется.

Целью работы является разработка модификации кубического фильтра Вольтерра с динамически меняющейся структурой полиномиальных ядер. При этом решаются следующие задачи:

1) на основе анализа статистических свойств речевых сигналов и структуры полиномиальных ядер выделяются те области ядер, которые могут быть отключены, т.к. их вклад в нелинейные составляющие выходного сигнала незначителен по сравнению с другими областями;

2) определяются необходимые порядки динамически перестраиваемых полиномиальных ядер;

3) определяются параметры адаптивного полиномиального фильтра, для которых работа линейного ядра удовлетворяет требованиям МСЭ-Т [9-10].

Нелинейная эхо-компенсация на базе неоднородного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

Экспериментальные данные обработки реальных речевых сигналов [3] показывают необходимость использования фильтров Вольтерра порядка $N = 50$ и выше при частоте дискретизации 8 кГц. Наиболее характерные величины - $N = 128$ для 16 мс эхо-компенсатора и $N = 256$ для 32 мс эхо-компенсатора, которые и были использованы при моделировании. Данное утверждение относится, по крайней мере, к линейному ядру фильтра, для достижения требуемого уровня подавления эхо-сигнала в задаче электрической эхо-компенсации. Величина необходимого уровня подавления эхосигнала определена в рекомендации МСЭ-Т G.168 и составляет 27 дБ за 0.5 с. с момента установления коммутируемого соединения [10].

На рис. 1 приведена общая структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе нелинейного адаптивного цифрового фильтра (в случае нелинейного акустического эхо-компенсатора общая схема аналогична приведенной). Приняты следующие обозначения: $x(k)$ - сигнал дальнего абонента, входная последовательность, $d(k)$ - сигнал на выходе нелинейного эхо-тракта, $n(k)$ - аддитивный шум, $s(k)$ - сигнал ближнего абонента, $y(k)$ - выходная последовательность, сумма сигналов на выходе нелинейного эхо-тракта и ближнего абонента, $\hat{y}(k)$ - оценка процесса на выходе эхо-компенсатора, $e(k)$ - сигнал ошибки, ДДР - детектор двойного разговора.

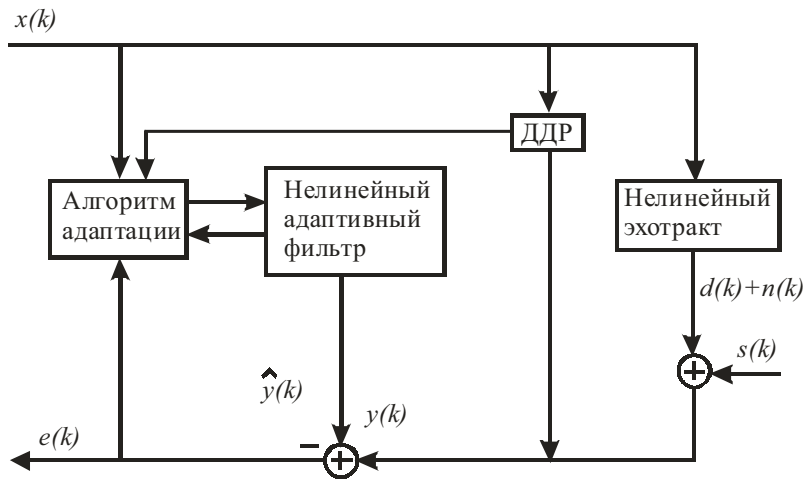


Рис. 1. Общая структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе адаптивного нелинейного фильтра

В модели нелинейного эхо-тракта при этом учитываются инерционность нелинейных искажений.

Неоднородный кубический фильтр Вольтерра в триангулярном представлении ядер, учитывающем их симметрию [7], характеризуется следующим выражением:

$$y(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} h_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m_1=0}^{N_2-1} \sum_{m_2=0}^{N_2-1-m_1} h_2(m_1, m_2)x(k-m_1)x(k-m_2) + \sum_{m_1=0}^{N_3-1} \sum_{m_2=0}^{N_3-1-m_1} \sum_{m_3=0}^{N_3-1-m_1-m_2} h_3(m_1, m_2, m_3)x(k-m_1)x(k-m_2)x(k-m_3),$$

где $x(k)$ и $y(k)$ - входная и выходная последовательности отсчетов, $h_1(m_1)$ - линейное ядро полиномиального фильтра, $h_2(m_1, m_2)$ - квадратичное ядро, $h_3(m_1, m_2, m_3)$ - кубическое ядро, N_1, N_2, N_3 - соответствующие порядки указанных ядер. Данное представление фильтра является стандартным. Если выполнено условие $N_1 = N_2 = N_3$, то фильтр Вольтерра является однородным. На практике во многих случаях выполняется неравенство $N_1 \geq N_2 \geq N_3$. Такое представление позволяет построить фильтр, для которого $N_1 \gg N_2$ и применить его в задаче нелинейной акустической эхо-компенсации, где нелинейный эхо-тракт характеризуется значительной длиной линейной составляющей.

В векторном виде кубический фильтр Вольтерра может быть представлен следующим образом:

$$y(k) = \mathbf{W}^T(k)\mathbf{X}(k),$$

где вектор-столбец $\mathbf{X}(k)$ содержит линейные комбинации отсчетов входной последовательности $x(k)$, квадратичные и кубические нелинейности, $\mathbf{W}(k)$ - вектор-столбец, содержащий упорядоченный набор коэффициентов ядер фильтра, $y(k)$ - выходная последовательность, знак T означает транспонирование. Для подстройки всех ядер фильтра используется алгоритм на основе нормализованного метода наименьших квадратов (НМК), который характеризуется переменным шагом подстройки коэффициентов фильтра.

Поскольку система эхо-компенсации - система реального времени, все вычисления на каждый отсчет

выходной последовательности должны быть произведены за время, меньшее или, по крайней мере, равное временному интервалу между отсчетами. В случае стандартной структуры однородного полиномиального фильтра общие вычислительные затраты составляют $O(N^p)$, где N - порядок фильтра (длина всех его ядер), p - высший порядок ядра, для кубического фильтра $p = 3$. Очевидно, что при таком подходе вычислительная нагрузка по сравнению с линейными фильтрами значительно возрастает. Одним из способов ее уменьшения является модификация квадратичного и кубического ядер, на которые расходуется почти вся вычислительная мощность при стандартной структуре фильтра Вольтерра, с учетом статистических свойств речевых сигналов.

Модификация ядер полиномиального фильтра Вольтерра

Так как речь человека является квазистационарным случайным процессом со слабой корреляцией отсчетов [6], то в структуре ядер можно выделить области, дающие основной вклад в энергию каждой нелинейной составляющей выходного процесса и отключить те области, вклад которых незначителен и находится на уровне шума. Например, для кубического ядра практически вся энергия обеспечивается элементами, с совпадающими индексами аргументов: $E\{x(k-l)x(k-l)x(k-l)\} = E\{x^3(k-l)\} \neq 0$. В итоге исходная триангулярная структура кубического ядра может быть преобразована следующим образом:

$h_{3, tri}(m_1, m_2, m_3) \rightarrow h_{3, m}(m)$, при этом для порядка такого ядра всегда выполняется условие $N_3 < N_2$. Соответственно изменяется представление оценки выходной последовательности:

$$\hat{y}(k) = \hat{y}_1(k) + \hat{y}_2(k) + \hat{y}_3(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} \hat{h}_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m_1=0}^{N_2-1} \sum_{m_2=0}^{N_2-1-m_1} \hat{h}_{2, md}(m_1, m_2)x(k-m_1)x(k-m_2) + \sum_{m=0}^{N_3-1} \hat{h}_{3, m}(m)x^3(k-m)$$

где $\hat{h}_1(m_1)$ - подстраиваемое линейное ядро адаптивного полиномиального фильтра Вольтерра, $\hat{h}_{2,md}(m_1, m_2)$ и $\hat{h}_{3,m}(m)$ - подстраиваемые квадратичное и кубическое ядра в триангулярном представлении соответственно.

Если вклад кубического ядра составляет величину менее -30 дБ (данное пороговое значение в случае необходимости может быть заменено другим) ниже уровня линейной составляющей на выходе $\hat{y}_1(k)$, то оно отключается, т.к. его коэффициенты будут в этом случае неправдоподобны из-за наличия аддитивного шума, что уменьшает суммарную вычислительную сложность работы нелинейного эхо-компенсатора. Для триангулярного представления квадратичного ядра и квазистационарного входного процесса справедливо неравенство

$$E\{\hat{y}_2(k)\} - E\{\hat{y}_{2,md_s}(k)\} \geq 0,$$

где $E\{\hat{y}_{2,md_s}(k)\}$ - вклад коэффициентов квадратичного ядра с одинаковыми индексами аргументов, т.е. коэффициентов, стоящих на главной диагонали. Если значение разностной энергии дает вклад на уровне ниже -30 дБ по отношению к линейной выходной составляющей $\hat{y}_1(k)$, то отключается вся область коэффициентов вне главной диагонали. В этом случае достигается дополнительное уменьшение вычислительных затрат без потери качества речевого сигнала, и в результате выходная последовательность будет описываться следующим выражением:

$$\hat{y}(k) = \sum_{m_1=0}^{N_1-1} \hat{h}_1(m_1)x(k-m_1) + \sum_{m=0}^{N_2-1} \hat{h}_{2,md_s}(m)x^2(k-m) + \sum_{m=0}^{N_3-1} \hat{h}_{3,m}(m)x^3(k-m)$$

Если уровень нелинейных составляющих возрастает, отключенные области ядер вновь включаются в работу, так как через каждые 240 отсчетов осуществляется пороговый контроль. Данный интервал соответствует среднему интервалу корреляции речевого сигнала в 30 мс [12]. Общий сигнал ошибки задается следующим выражением:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k),$$

т.е. данный сигнал представляет собой сумму сигналов ошибки подстройки коэффициентов каждого ядра. В случае полиномиального фильтра работа алгоритма основывается на работе с линейным ядром, обеспечивающим основной вклад в энергию оценки выходного процесса эхо-компенсатора.

На рис. 2 показана структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе модифицированного адаптивного кубического фильтра Вольтерра. Для ядер адаптивного кубического фильтра Вольтерра в составе указанного нелинейного эхо-компенсатора использованы следующие обозначения: \hat{h}_1 - линейное ядро, $\hat{h}_{2,md}$ - модифицированное квадратичное ядро, \hat{h}_3 - кубическое ядро.

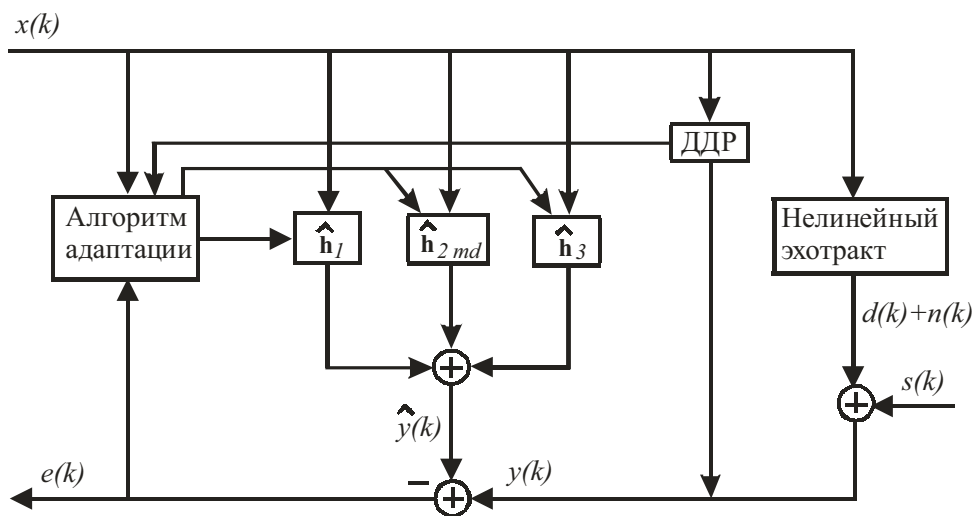
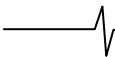


Рис. 2. Структура нелинейного электрического эхо-компенсатора на базе модифицированного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

В результате моделирования в среде Matlab 7.0 установлено, что применение модифицированного кубического адаптивного фильтра Вольтерра позволяет получить выигрыш до 7-8 дБ в задаче нелинейной электрической эхо-компенсации по сравнению с линейным адаптивным фильтром. При этом за счет модификации полиномиальных ядер достигнуто уменьшение вычислительных затрат по сравнению со стандартной структурой кубического фильтра Вольтерра. Входной тестовый сигнал представлял собой случайную последовательность отсчетов с амплитудой

из диапазона [-1, 1]. Уровень аддитивного шума выбран на среднем уровне -30 дБ по отношению к сигналу $d(k)$. Коэффициенты линейной составляющей модели нелинейного эхо-тракта взяты из дискретизированной импульсной характеристики, полученной в результате проведенных измерений реального тракта. Длина моделируемой линейной составляющей составляла 64 отсчета, что соответствует 8 мс, однако предлагаемый подход может быть обобщен и на большие значения длины линейной составляющей эхо-тракта. Линейная часть эхо-тракта вносит ослабление в



7.4 дБ для тестового сигнала. На рис. 3 показан уровень сигнала ошибки нелинейного эхо-компенсатора при выбранной модели нелинейного эхо-тракта. Для проверки работы нелинейного эхо-компенсатора выбрана модель нелинейного эхо-тракта с наличием безынерционных нелинейных искажений. Коэффициенты, характеризующие безынерционные квадратичное и кубическое искажения, соответствовали измеренным уровням 2-й и 3-й гар-моник тестовой частоты 1020 Гц [13] в -22 дБ (7.9%) и -24 дБ (6.3%). В использованном алгоритме НМНК константа $\mu = 0.20$. В результате моделирования установлено, что наличие нелинейных составляющих эхо-тракта и уровень аддитивного шума оказывают сильное влияние на выходные значения ERLE [3].

Уменьшение константы μ при данной модели нелинейного эхо-тракта приводит к уменьшению уровня ошибки и увеличению времени сходимости алгоритма. Также были выполнены рекомендации МСЭ-Т, касающиеся скорости сходимости алгоритма и уровня подавления эхо-сигнала для линейной составляющей эхо-компенсатора.

В табл. 1 приведены усредненные значения ERLE в установившемся режиме (рис. 4) при работе эхо-компенсатора на основе адаптивного трансверсаль-

ного нерекурсивного фильтра и полиномиального фильтра Вольтерра в условиях нелинейного эхо-тракта. Выигрыш в значениях ERLE нелинейного эхо-компенсатора по сравнению с аналогичным эхо-компенсатором на базе адаптивного линейного цифрового фильтра составляет в среднем 5.9 дБ.

Таблица 1

Вид Эхо-компенсатора	Усредненные значения ERLE, дБ
Линейный	29.8
Нелинейный	35.7

В табл. 2 приведены формулы для расчета вычислительной нагрузки при получении каждого отсчета выходной последовательности для неоднородного модифицированного кубического фильтра Вольтерра. Для сравнения указаны соответствующие данные для стандартной структуры неоднородного кубического фильтра Вольтерра при учете симметрии ядер, т.е. при их триангулярном представлении.

Таким образом, предлагаемая модификация полиномиальных ядер позволяет значительно снизить вычислительные затраты при учете характеристик речевых сигналов.

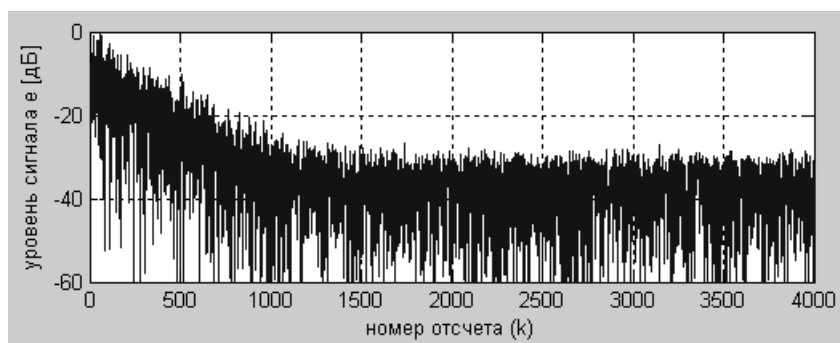


Рис. 3. Уровень сигнала ошибки нелинейного эхо-компенсатора при выбранной модели нелинейного эхо-тракта

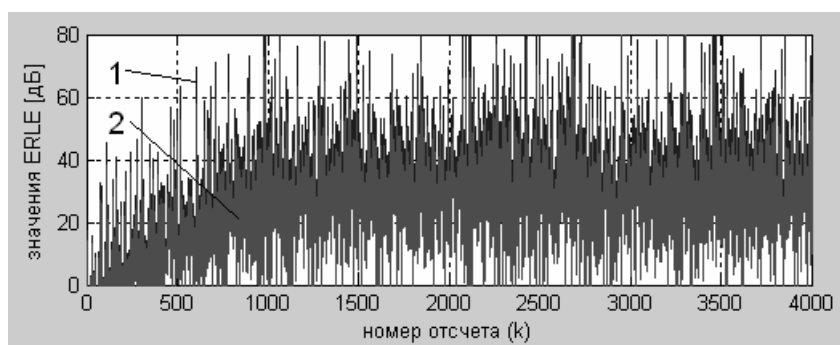


Рис. 4. Значения ERLE без усреднения при работе нелинейного эхо-компенсатора (1) и линейного эхо-компенсатора (2) в условиях выбранной модели нелинейного эхо-тракта

Таблица 2

Вид ядра	Модифицированный неоднородный кубический фильтр с перестраиваемой структурой	Неоднородный кубический фильтр с треуголярным представлением ядер
Линейное	$2 \cdot (N_1 + 1)$	$2 \cdot (N_1 + 1)$
Квадратичное	от $2 \cdot (N_2 + 1)$ до $2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right)$	$2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right)$
Кубическое	от 0 до $3 \cdot (N_3 + 1)$	$3 \cdot \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3!N_3!} + 1 \right)$
Максимальная общая вычислительная нагрузка (число операций на один отсчет)	$2 \cdot (N_1 + 1) + 2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right) + 3 \cdot (N_3 + 1)$	$2 \cdot (N_1 + 1) + 2 \cdot \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2!N_2!} + 1 \right) + 3 \cdot \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3!N_3!} + 1 \right)$

Заключение

Предлагаемая динамически перестраиваемая структура кубического фильтра Вольтерра позволяет снизить вычислительные затраты без ощутимых потерь в качестве выходного сигнала. Разработанная модификация в значительной степени учитывает статистические свойства сигналов на входе нелинейного адаптивного цифрового эхо-компенсатора, поэтому ее применение не ограничено отдельными частными случаями, в отличие от многих других предлагаемых статических модификаций структур полиномиальных фильтров Вольтерра. Данная модификация также может быть эффективно применена для решения задач нелинейной акустической и электрической эхо-компенсации в современных телекоммуникационных системах, отличных от телефонных сетей общего пользования.

Литература

- Agazzi O. Nonlinear echo cancellation of data signals // IEEE Trans. Comm. 1982. V. 30, № 11. P. 2421-2433.
- Biglieri E., Barberis S., Catena M. Analysis and compensation of nonlinearities in digital transmission systems // IEEE J. Selected Areas Commun. 1988. № 6 (1). P. 42-51.
- Stenger A., Trautmann L., Rabenstein R. Nonlinear acoustic echo cancellation with 2nd order adaptive Volterra filters // Proc. ICASSP 99. Phoenix. USA. 1999. P. 877-880.
- Kellerman W. Nonlinear line echo cancellation using a simplified second order Volterra filter // Int. Conf. on Acoustic, Speech, and Signal Proc. Seattle. WA. 2002. P. 2508-2511.
- Mathews V. Adaptive polynomial filters // IEEE SP Magazine. 1991. P. 10-26.
- Bedrosian E., Rice S. The output properties of Volterra systems (nonlinear systems with memory) driven by harmonic and Gaussian inputs // Proc. IEEE. 1971. V. 59, № 12, P. 1688-1708.
- Favier G., Kibangou A., Khouaja A. Nonlinear system modeling by means of Volterra models. Approaches for parametric complexity reduction // ISA-2004 Symposium Proc. 2004. P. 367-395.
- Меньшиков Б.Н. Нелинейная эхокомпенсация на базе кубического фильтра Вольтерра с динамически перестраиваемой структурой // Сб. матер. VIII междунар. конф. и выст. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». 2006. Т. 1, С. 236-240. (рус., англ.)
- International Telecommunication Union. General characteristics of international telephones connections and international telephone circuits – Echo cancellers. ITU-T Recommendation G. 165, 1993.
- International Telecommunication Union. General characteristics of international telephones connections and international telephone circuits – Digital network echo cancellers. ITU-T Recommendation G. 168, 1997.
- Haykin S. Adaptive filter theory. 3rd ed., Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs. NJ. USA. 1996. 997 p.
- Deller J., Proakis J., Hansen J. Discrete-time processing of speech signals. Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs. NJ. USA. 1993. 908 p.
- Эксплуатационные нормы на электрические параметры коммутируемых каналов сети ТФОП. Приказ Госкомсвязи России № 54 от 05.04.99.