

КОМБИНИРОВАННЫЙ АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ЭХО-КОМПЕНСАЦИИ С Пониженной вычислительной сложностью

Тараканов А.Н., Мосеев А.Л., Ульдинович С.В.

Введение

Подключение абонентских линий к дифференциальной системе, расположенной на телефонной станции, кроме положительного, с экономической точки зрения, эффекта имеет недостаток, заключающийся в том, что дифференциальная система становится причиной возникновения эхо-сигналов, оказывающих негативное влияние на разговор абонентов. Работа дифференциальной системы не идеальна, поэтому сигналы, передаваемые по исходящей цепи четырехпроводного тракта, проникают на входящую цепь и возвращаются к источнику в виде эхо-сигнала [1, 2]. Когда задержка эхосигнала в канале передачи мала, абоненты не испытывают раздражающего влияния эха, однако для каналов с большим временем распространения сигналов эхо становится серьезной проблемой. Одним из возможных способов минимизировать раздражающий эффект эха является применение эхо-компенсаторов. Эхо-компенсатор устанавливается в четырехпроводной части цепи и производит вычитание сформированной оценки эха из просочившегося эхо-сигнала. Вычисление оценки эхо-сигнала производится с помощью адаптивного фильтра. Работа АФ определяется используемым адаптивным алгоритмом. В настоящее время существует большое количество разнообразных алгоритмов адаптации [3]. Из всего многообразия, основываясь на требованиях задачи эхо-компенсации, можно выделить несколько групп алгоритмов.

К первой можно отнести метод наименьших квадратов (МНК) и его разновидности, в частности нормализованный метод наименьших квадратов (НМНК) [4]. Алгоритмы данной группы наиболее широко используются при построении эхо-компенсаторов ввиду простоты реализации и удовлетворительной обработки относительно небольших по длительности эхо-трактов [5]. Вторую группу составляет семейство алгоритмов, основанных на рекурсивном методе наименьших квадратов (РНК) [4, 6]. Данные алгоритмы обладают более высокой скоростью сходимости, чем разновидности МНК, что позволяет обрабатывать эхо-тракты большой длительности. Однако высокая вычислительная сложность и чувствительность к ситуации встречного разговора, когда одновременно говорят оба абонента, ограничивает применение

данных алгоритмов.

К третьей группе принадлежат алгоритмы с низкой вычислительной сложностью. Данная особенность позволяет реализовывать их на маломощных (в вычислительном плане), а, следовательно, и дешевых микропроцессорах [3, 7]. Как правило, снижение вычислительной сложности производится за счет некоторого ухудшения характеристик алгоритма [7]. Особенно страдает при этом скорость сходимости, что затрудняет их применение в эхо-компенсации.

Таким образом, несмотря на большое число известных алгоритмов, актуальной остается задача построения новых адаптивных алгоритмов эхо-компенсации, объединяющих в себе достоинства алгоритмов всех трех групп.

Построение комбинированного адаптивного алгоритма

Понижение вычислительной сложности

Типичная импульсная характеристика эхо-тракта имеет небольшой участок с существенно отличными от нуля отсчетами длительностью 4-8 мс [3], а большая ее часть близка к нулю, отражая тем самым реакцию линии задержки (рис. 1). Широко известные на сегодняшний день адаптивные алгоритмы, применяемые в эхо-компенсации, не учитывают указанной особенности ИХ эхо-тракта и в каждом цикле своей работы перестраивают все весовые коэффициенты адаптивного фильтра (АФ) [4, 6]. Кроме этого, для корректной обработки сигнала, адаптивный фильтр должен иметь длительность ИХ, равную либо большую, чем длительность ИХ эхо-тракта. Эти недостатки адаптивных алгоритмов приводят к неэффективному использованию имеющихся вычислительных мощностей. Однако, если учитывать указанные особенности ИХ эхо-тракта [3, 7], можно сократить вычислительную нагрузку адаптивного алгоритма, не ухудшая его свойств.

Предложена новая процедура понижения вычислительной нагрузки адаптивных алгоритмов, применяемых в задаче компенсации электрического эха, основанная на разделении набора весовых коэффициентов адаптивного фильтра на блоки. Разработан критерий, согласно которому выполняется исключение отдельных блоков коэффициентов из подстройки. Представлен новый комбинированный адаптивный алгоритм на основе разработанной процедуры понижения вычислительной нагрузки. Реализована модель эхо-компенсатора, основанного на новом алгоритме. Исследовано поведение модели эхо-компенсатора на основных тестах рекомендации G.165 Международного союза электросвязи (МСЭ-Т), определены параметры алгоритма, при которых условия тестов выполняются. Результаты могут быть использованы для решения задач эхо-компенсации в телефонии.

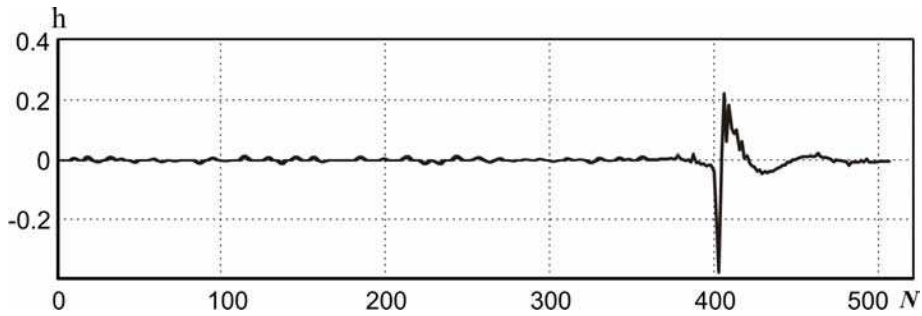


Рис. 1. Модель импульсной характеристики эхо-тракта

В работе используется модель эхо-компенсатора [5, 8], структурная схема которой представлена на рис. 2. На схеме введены следующие обозначения: $x(n)$ – сигнал ближнего абонента, $v(n)$ – сигнал дальнего абонента, $d(n)$ – эхо-сигнал, $y(n)$ – сумма эхо-сигнала и сигнала дальнего абонента, $\hat{y}(n)$ – оценка эхо-сигнала, $e(n)$ – ошибка оценки эхо-сигнала (остаточное эхо), \hat{h}_i – коэффициенты КИХ-фильтра, моделирующего эхо-тракт, $\hat{h}_k(n)$ – коэффициенты адаптивного фильтра. ДВР – детектор встречного разговора, задача которого – обнаружить ситуацию, когда говорят оба абонента одновременно и отключить подстройку весовых коэффициентов адаптивного фильтра.

Рассмотрим широко используемый в современных эхо-компенсаторах нормализованный метод наименьших квадратов. Перестройка весовых коэффициентов

$$\hat{\mathbf{h}}(n) = \hat{\mathbf{h}}(n-1) + \mathbf{k}(n) \cdot e(n), \quad (3)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \cdot \mathbf{W}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^T(n) \cdot \mathbf{W}(n-1) \cdot \mathbf{x}(n)}, \quad (4)$$

$$\mathbf{W}(n) = \lambda^{-1} \cdot \mathbf{W}(n-1) - \lambda^{-1} \cdot \mathbf{k}(n) \cdot \mathbf{x}^T(n) \cdot \mathbf{W}(n-1). \quad (5)$$

Из (3)-(5) следует, что в алгоритме выполняются матричные преобразования, из-за которых повышаются требования к вычислительной мощности устройств обработки.

Кроме этого необходимо учитывать, что для формирования сигнала на выходе адаптивного фильтра необходимо вычислить свертку входного сигнала и весовых коэффициентов АФ.

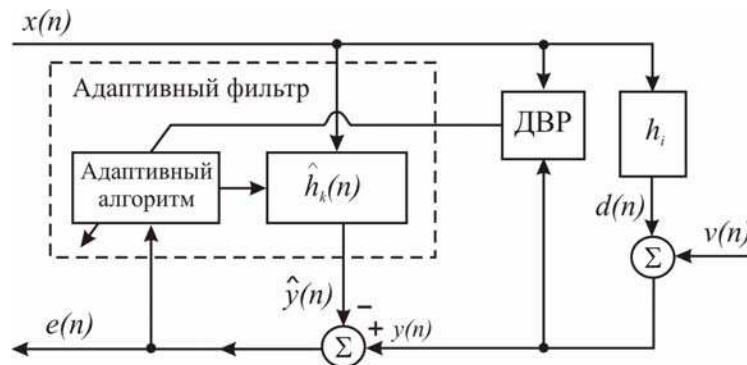


Рис. 2. Схема эхокомпенсатора

адаптивного фильтра $\hat{h}_k(n)$ с его помощью описывается следующими выражениями

$$\hat{h}_k(n) = \hat{h}_k(n-1) + \mu(n) \cdot x(n-k) \cdot e(n), \quad (1)$$

$$k = 0, 1 \dots L-1,$$

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\beta + \sum_{k=0}^{L-1} x^2(n-k)}, \quad (2)$$

где α, β – константы, $\alpha \in (0; 2)$, $\beta \ll 1$.

Одним из недостатков НМНК является увеличение времени сходимости при увеличении длительности ИХ эхо-тракта. Адаптивный алгоритм на основе РНК лишен этого недостатка, однако он значительно более требователен к вычислительным ресурсам, чем НМНК. Выражения (3)-(5) определяют преобразования в алгоритме РНК [4].

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{L-1} x(n-k) \cdot \hat{h}_k(n). \quad (6)$$

Если эхо-компенсатор будет обрабатывать эхо-тракт с ИХ, подобной той, что приведена на рис. 1, то, очевидно, что большая часть операций в выражениях (1), (4), (5), (6) будет осуществляться с «нулевыми» отсчетами, формируемыми линией задержки. Чтобы понизить требования алгоритмов к вычислительным ресурсам, но при этом сохранить необходимые характеристики (скорость сходимости, уровень подавления эхосигнала), предлагается исключить из обработки те весовые коэффициенты адаптивного фильтра, которые соответствуют «нулевым» отсчетам ИХ эхо-тракта, и тем самым уменьшить вычислительную нагрузку. Процедура уменьшения вычислительной нагрузки предполагает следующие

действия. Весь набор коэффициентов адаптивного фильтра делится на блоки, размер которых кратен 2, т.к. число коэффициентов фильтра, как правило, выбирается кратным 2. В процессе работы алгоритма сравнивается значение суммы модулей весовых коэффициентов каждого блока с максимальным из всех блоков, умноженному на некоторый пороговый коэффициент. Выражение для оценки указанной суммы модулей можно записать в виде

$$\sum_{i=(j-1)l}^{jl} |\hat{h}_i(n)| < p \cdot \max \left\{ \sum_{i=1}^l |\hat{h}_i(n)|, \sum_{i=l+1}^{2l} |\hat{h}_i(n)|, \dots, \sum_{i=(m-1)l+1}^{ml} |\hat{h}_i(n)| \right\}, \quad (7)$$

$j = 1, 2, \dots, m$,

где j – номер блока, l – длина блока, m – общее число блоков, p – порог отключения блоков, который задается на этапе инициализации алгоритма.

Введем обозначения:

$$B_{\max}(n) = \max \left\{ \sum_{i=1}^l |\hat{h}_i(n)|, \sum_{i=l+1}^{2l} |\hat{h}_i(n)|, \dots, \sum_{i=(m-1)l+1}^{ml} |\hat{h}_i(n)| \right\},$$

$$B_j(n) = \sum_{i=(j-1)l}^{jl} |\hat{h}_i(n)|, \quad j = 1, 2, \dots, m.$$

С учетом введенных обозначений, (7) можно записать в виде

$$\frac{B_j}{B_{\max}} < p, \quad j = 1, 2, \dots, m. \quad (8)$$

Схему работы нового алгоритма можно определить следующим образом. До момента включения процедуры оценки значений суммы модулей блоков весовых коэффициентов адаптивного фильтра функционирование алгоритма определяется выражениями (1), (2) либо (3)-(5). Обозначим этот режим как «начальный». На каждой итерации оценивается уровень остаточного эха на выходе эхо-компенсатора. При достижении заданного порога уровня остаточного эха (значение порога задается на этапе инициализации алгоритма) начинает работать устройство оценки значений суммы модулей блоков весовых коэффициентов, определяемой выражением (8). Согласно этой оценке формируется массив, содержащий информацию об отключаемых блоках весовых коэффициентов в виде

$$Blocks_j(n) = \begin{cases} 1, & \text{условие (8) выполнено;} \\ 0, & \text{условие (8) невыполнено;} \end{cases} \quad (9)$$

$j = 1, 2, \dots, m$.

С учетом (9), выражение (1) преобразуется следующим образом

$$\hat{h}_i(n) = \begin{cases} \hat{h}_i(n-1) + \mu(n) \cdot x(n-i) \cdot e(n), & Blocks_j(n) = 1; \\ \hat{h}_i(n-1), & Blocks_j(n) = 0; \end{cases} \quad (10)$$

$j = 1, 2, \dots, m$;

$i = (j-1) \cdot l, \dots, (j \cdot l)$.

Тогда (6) запишется как

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=(j-1)l}^{jl} x(n-i) \cdot \hat{h}_i(n) \Big|_{Blocks_j(n)=1}, \quad (11)$$

$j = 1, 2, \dots, m$.

Выражение (10) определяет набор весовых коэффициентов адаптивного фильтра на основе новой методики для НМНК. Проведем аналогичные преобразования для РНК. В результате (3)-(5) запишутся следующим образом:

$$\hat{h}_s(n) = \begin{cases} \hat{h}_s(n-1) + k_s(n) \cdot e(n), \\ s \in \text{активному блоку;} \\ \hat{h}_s(n-1), s \notin \text{активному блоку;} \end{cases} \quad (12)$$

$$k_s(n) = \frac{\lambda^{-1} \cdot W_{s,t}(n-1) \cdot x_s(n)}{1 + \lambda^{-1} \cdot x_s(n) \cdot W_{s,t}(n-1) \cdot x_s(n)}, \quad (13)$$

s, t принадлежат активному блоку;

$$W_{s,t}(n) = \lambda^{-1} \cdot W_{s,t}(n-1) - \lambda^{-1} \cdot k_s(n) \cdot x_s(n) \cdot W_{s,t}(n-1), \quad (14)$$

s, t принадлежат активному блоку.

В (13) и (14) константа λ – эффективная память алгоритма [4]. При $\lambda = 1$ память бесконечна. При $\lambda < 1$ память составляет

$$\tau = -\frac{1}{\lg \lambda} \approx \frac{1}{1 - \lambda} \text{ выборок сигнала. Из выражений (10),}$$

(12)-(14) следует, что в подстройке участвует не весь набор весовых коэффициентов адаптивного фильтра, а лишь те из них, для которых выполнено условие (8). Это соответствует режиму «установившихся значений». Если качество подавления эхо-сигнала начинает ухудшаться, отключенные весовые коэффициенты фильтра вновь включаются в работу, и алгоритм вновь переходит в начальный режим.

Процедура комбинирования алгоритмов

Далее получим алгоритм, который будет сочетать в себе высокую скорость сходимости РНК с известными преимуществами НМНК.

Как было отмечено, адаптивный алгоритм работает в двух режимах: начальном и режиме установившихся значений. Начальный режим характеризуется максимальным потреблением вычислительных ресурсов, так как в этот момент идет активная подстройка всего набора весовых коэффициентов адаптивного фильтра. В этом режиме основная задача алгоритма – быстро достичь необходимого уровня подавления эхо-сигнала и определить, какие блоки весовых коэффициентов будут участвовать в дальнейших вычислениях, а какие можно отключить. В этом режиме обработка эхо-сигнала производится с использованием РНК, обладающего высокой скоростью сходимости, не зависящей от длительности ИХ адаптивного фильтра, поэтому вычислительная сложность алгоритма в этот момент определяется как $O(L^2)$.

Режим установившихся значений, напротив, отличается минимальными вычислениями, так как часть блоков весовых коэффициентов, используемых в начальном режиме, отключена. В момент перехода в этот режим уже достигнуто необходимое подавление эхо-сигнала, поэтому его необходимо просто удерживать, т.е. нет необходимости в большой скорости сходимости. На этом этапе будет работать модифицированный НМНК, более простой и устойчивый к возможным искажениям входного сигнала. Тогда вычислительная сложность алгоритма определяется как $O(L_A)$, где $L_A \leq L$ – количество весовых коэффициентов, участвующих в подстройке.

Дополнительно введем пороговое значение для величины подавления эхо-сигнала. Так как в своей работе модифицированные алгоритмы опираются на значение величины подавления эхо-сигнала,

$$ERLE = 10 \lg \left[\frac{E[y(n)^2]}{E[e(n)^2]} \right], \quad (15)$$

Уровень входного сигнала (дБм0)	Уровень выходного сигнала (дБм0)	
	Требования МСЭ G.165	Новый алгоритм
-10	-36.00	-94.74
-20	-42.50	-94.45
-30	-48.00	-95.13

то в качестве пороговой определим величину ERLE, при которой произойдет переключение с РНК на НМНК. Необходимую величину подавления эхо-сигнала для соответствующего уровня входного сигнала определяет тест №1 рекомендации G.165 МСЭ-Т [2]. Следовательно, требование теста определяет минимальное значение для величины порога.

Необходимо подчеркнуть еще одно положительное качество полученного комбинированного адаптивного алгоритма. Из предыдущих исследований [8, 9] известно, что ситуация встречного разговора отрицательно сказывается на работе адаптивного алгоритма на основе РНК в большей степени, чем на основе НМНК. Значения весовых коэффициентов после отклонения, вызванного встречным разговором, медленно возвращаются к своим оптимальным значениям, что приводит к ухудшению подавления эхо-сигнала. Так как встречный разговор возникает, как правило, после того, как коэффициенты адаптивного фильтра достигли своих оптимальных значений, а значит, достигнуто необходимое подавление эхо-сигнала, и работает модифицированный НМНК, то отклонение весовых коэффициентов от оптимальных будет меньше, чем в случае РНК.

Проверка алгоритма на тестах рекомендации МСЭ-Т G.165

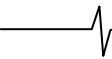
Рассмотрим работу эхо-компенсатора, построенного на основе нового алгоритма (рис. 2). Эхо-тракт моделируется КИХ-фильтром, импульсная характеристика которого имеет вид, показанный на рис. 1. Число весовых коэффициентов адаптивного фильтра равно числу отсчетов ИХ эхо-тракта $L = N = 512$. Исследование работы модели эхо-компенсатора будем проводить на основных тестах рекомендации G.165 МСЭ-Т.

Тест №1 определяет максимальный уровень подавления эхо-сигнала эхо-компенсатором. Уровень входного сигнала $x(n)$ выбирается из диапазона $[-30 \text{ дБм0} \dots -10 \text{ дБм0}]$. В (2) значение параметров $\alpha = 0.5$, $\lambda = 0.9$, длина блока коэффициентов $l = 16$. Значение порога p в (8) принималось равным 10, что соответствует 10% от максимального значения всего массива блоков. Число весовых коэффициентов адаптивного фильтра $L = 512$. Ре-

зультаты моделирования приведены в таблице.

Как видно, эхо-компенсатор, построенный на основе нового алгоритма, достигает требуемого уровня подавления эхо-сигнала, и наблюдается меньший уровень остаточного эхо-сигнала, что связано с отключением отдельных блоков весовых коэффициентов адаптивного фильтра и увеличением скорости сходимости алгоритма. В проведенных экспериментах после включения алгоритма оценки блоков количество активных блоков становится равным 6, т.е. блоки, на которые приходится линия задержки с «нулевыми» отсчетами отключаются, и обработка производится фильтром с числом перестраиваемых весовых коэффициентов $L_A = 6 \cdot l = 6 \cdot 16 = 96$.

В тесте №2 определяется скорость сходимости алгоритма. Согласно требованиям теста совместное подавление сигнала дальнего абонента эхо-трактом и эхо-компенсатором должно составить не менее 27 дБ. Это значение должно быть достигнуто за 500 мс. Уровень входного сигнала выбирается из диапазона $[-30 \text{ дБм0} \dots -10 \text{ дБм0}]$. По результатам теста можно определить необходимое значение параметров α и λ , при котором указанные требования выполняются. Для параметра λ получены следующие результаты: для $L = (512, 1024, 1280)$



$\lambda = 0.98$. Значение параметра $\alpha = 0.45$ выбрано согласно результатам [8]. Из рис. 3 можно заметить, что новый алгоритм не уступает по скорости сходимости и степени подавления эхо-сигнала алгоритму РНК, но обладает в то же время меньшей вычислительной сложностью, так как при достижении подавления порядка 60 дБм0 начинает работать алгоритм НМНК.

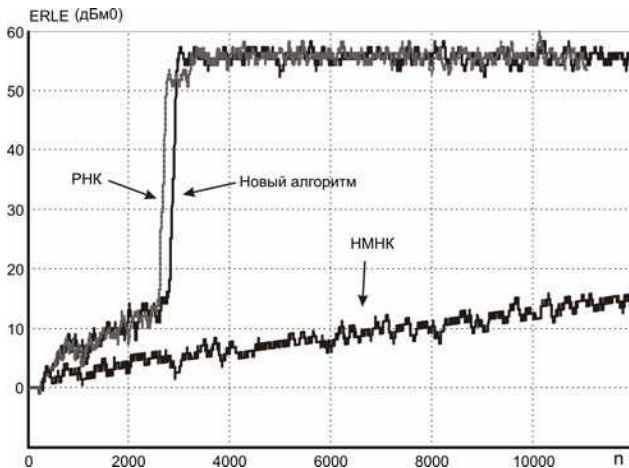


Рис. 3. Сходимость исследуемых алгоритмов

В тесте №3b исследуется поведение эхо-компенсатора в режиме встречного разговора. Тест позволяет определить максимальное значение задержки срабатывания детектора одновременного разговора абонентов δt , которую допускает алгоритм при заданном α и λ . Чем больше значение δt для используемого алгоритма эхо-компенсации, тем менее строгие требования предъявляются к алгоритму детектирования встречного разговора. Значения параметра α и λ выбирались согласно результатам теста №2. При уровне сигнала $x(n) = -10$ дБм0 и уровне сигнала ближнего абонента согласно условиям теста $v(n) = level(x(n)) - 15$ дБ допустимое значение задержки, при которой выполняются требования G.165, составляет $\delta t = \{320, 368, 224\}$ мс для числа отсчетов $L = \{512, 1024, 1280\}$ соответственно. Для обычного РНК значение $\delta t = \{312, 475, 625\}$ мс при тех же условиях. Таким образом, новый алгоритм является более устойчивым к искажениям эхо-сигнала сигналом ближнего абонента.

Заключение

Предложенный адаптивный алгоритм основывается на НМНК и РНК и имеет два режима работы: начальный и установившихся значений. В первом режиме его поведение сходно с РНК. Основные задачи в этом режиме: быстрая сходимость алгоритма, достижение необходимого уровня подавления эхо-

сигнала, определение массива весовых коэффициентов, которые будут участвовать в дальнейшей обработке.

Во втором режиме в подстройке участвуют не все весовые коэффициенты адаптивного фильтра, что значительно сокращает вычислительную сложность. В этом режиме основная задача алгоритма – поддержание необходимого уровня подавления эхо-сигнала.

Результаты моделирования показывают, что эхо-компенсатор, построенный на новом алгоритме, удовлетворяет основным тестам рекомендации МСЭ G.165 при числе весовых коэффициентов адаптивного фильтра $L \leq 1280$. Скорость сходимости алгоритма и величина подавления эхо-сигнала сравнимы с РНК, а вычислительная сложность в режиме установившихся значений меньше, чем у НМНК.

Процедуру уменьшения вычислительной нагрузки, использованную в предлагаемом алгоритме, можно использовать совместно и с другими адаптивными алгоритмами и их комбинациями.

Литература

1. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер. с англ. Ершовой Э.Б., Кордонского Э.В. – М.: Радио и связь, 1986. 544 с.
2. ITU-T Recommendation G.165. Echo cancellers. 1993.
3. Gaensler T., Benesty J., Gay S.L., Sondhi M.M. Dynamic resource allocation for network echo cancellation // Proc. IEEE ICASSP, 2001. (CD-ROM)
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. под ред. Шахгильдяна В.В. – М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
5. Glentis G.-O., Berberidis K., Theodoridis S. Efficient LS Adaptive Algorithms for FIR Transversal Filtering // IEEE Signal Processing Magazine, 1999. V.16, N.4. P. 13-41.
6. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коузана и П.М. Гранта: Пер. с англ. / Под. ред. Ряковского С.М. – М.: Мир, 1988. 392 с.
7. Nascimento V.H. Improving the initial convergence of adaptive filters: variable-length LMS algorithms // Proc. 14th International Conference on Digital Signal Processing. Fira, Santorini, Grecia, 2002. V. 2, P. 667-670.
8. Тараканов А.Н. Влияние длины импульсной характеристики эхотракта на поведение эхокомпенсатора в режиме двойного разговора // Телекоммуникации, 2003. №10. С. 15-19.
9. Брюханов Ю.А., Тараканов А.Н. Усовершенствование адаптивного алгоритма эхокомпенсации // Электро-связь, 2003. №9. С. 38-39.
10. ITU-T Recommendation G.168. Digital network echo cancellers. 2000.