

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ЭХОКОМПЕНСАЦИИ С ИЗМЕНЯЕМЫМ ЧИСЛОМ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Тараканов А.Н., Мосеев А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
150000, Россия, Ярославль, ул. Советская, 14, Тел. (0852) 79-77-75. E-mail: dcslab@uniyar.ac.ru

Явление электрического эха возникает из-за неидеальной работы дифференциальной системы в абонентских комплектах станционного оборудования. Восприятие эхосигнала является субъективным и зависит от его задержки относительно исходного сигнала. Как правило, наличие эхосигнала с задержкой более 30 мс приводит к ухудшению восприятия речи абонентом, повторной передаче информации и, как следствие, увеличению времени занятия линии одной парой абонентов [1,2]. Для борьбы с эхосигналом в настоящее время широко используют эхокомпенсаторы, работа которых заключается в создании оценки эхосигнала и ее вычитании из действительного эхосигнала.

В большинстве современных адаптивных алгоритмов, используемых при построении эхокомпенсаторов, на каждой итерации алгоритма производится перестройка всего массива весовых коэффициентов адаптивного фильтра [3-6]. Однако в случае компенсации электрического эха такой подход может привести к лишним вычислительным затратам. Это связано с тем, что импульсная характеристика эхотракта имеет, как правило, лишь небольшой участок отличный от нуля, а большая часть равна нулю и фактически представляет собой линию задержки [7]. Использование этой особенности позволяет уменьшить вычислительную сложность алгоритма эхокомпенсации.

Не смотря на то, что вычислительная мощность современных микропроцессоров постоянно возрастает и появляется возможность реализации даже относительно сложных в вычислительном плане алгоритмов, уменьшение вычислительной сложности алгоритма может дать разработчику эхокомпенсатора дополнительные преимущества. Во-первых, алгоритм с более низкой вычислительной сложностью позволяет реализовать устройство на аппаратуре с меньшей производительностью, что снижает себестоимость. Во-вторых, при реализации на достаточно производительном процессоре с помощью такого алгоритма возможно обрабатывать большее число каналов связи по сравнению с ранее использовавшимися алгоритмами.

Для длинных эхотрактов алгоритм МНК и его разновидности не обеспечивают должной скорости сходимости. Используя для перестройки коэффициентов адаптивного фильтра рекурсивный алгоритм наименьших квадратов (РНК) [1], можно решить проблему сходимости алгоритма на длинных эхотрактах. Известно, что вычислительная сложность алгоритма РНК пропорциональна N^2 . Это свойство алгоритма вносит дополнительные требования к вычислительным ресурсам устройств эхокомпенсации. Чтобы понизить требования алгоритма к вычислительным ресурсам, но при этом сохранить необходимую скорость сходимости предложен новый алгоритм. Основная идея алгоритма в том, что в процессе работы адаптивного фильтра можно уменьшить число перестраиваемых коэффициентов и тем самым уменьшить вычислительную нагрузку. В этом случае вычислительная сложность будет пропорциональна некоторой величине $\hat{N}^2 < N^2$.

В процессе работы алгоритма оценивалась расстройка коэффициентов адаптивного фильтра

$$\varepsilon = \frac{\|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}(n)\|}{\|\hat{\mathbf{h}}\|},$$

где \mathbf{h} – вектор весовых коэффициентов фильтра, моделирующего эхотракт, $\hat{\mathbf{h}}(n)$ – вектор весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Кроме этого, эффективность работы эхокомпенсатора оценивалась согласно выражению

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

которое определяет величину подавления эхосигнала в эхокомпенсаторе. Здесь $y(n)$ – эхосигнал, $e(n)$ – остаточный эхосигнал после обработки эхокомпенсатором.

Алгоритм РНК задается следующими выражениями [4,9]

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

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = y(n) - \hat{\mathbf{h}}(n) \mathbf{x}(n),$$

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

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

Начальные значения алгоритма задаются следующим образом

$$\mathbf{W}(0) = \delta^{-1}\mathbf{I}, \delta \rightarrow 0, \hat{\mathbf{h}}(0) = 0, \lambda = 0.99.$$

Параметр λ определяет память алгоритма.

Импульсная характеристика (ИХ) типичного эхотракта [8] представлена на рис. 1. В работе рассматривается модель эхотракта, представленная КИХ-фильтром 128 порядка. Порядки адаптивного КИХ-фильтра и КИХ-фильтра, моделирующего эхотракт, совпадают.

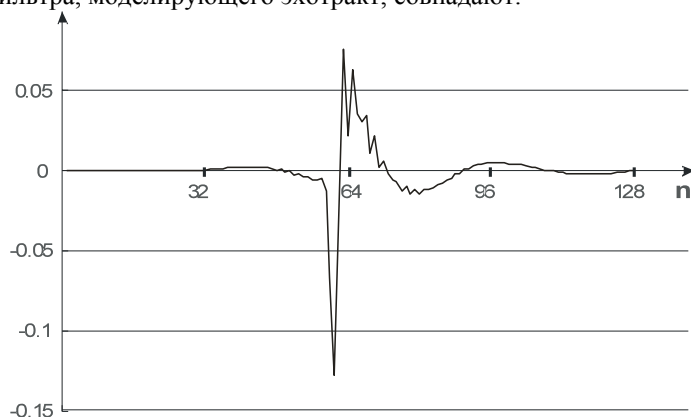


Рис. 1 Вид импульсной характеристики эхотракта

Импульсная характеристика эхотракта делилась на участки по 32 отсчета. Таким образом получается 4 блока. Им соответствуют 4 блока весовых коэффициентов адаптивного фильтра. Хотя в работе рассмотрена импульсная характеристика длиной 128 отсчетов, задачу можно обобщить на случай импульсной характеристики большей длины, что характерно, например, для спутниковых систем передачи данных, а также для систем IP-телефонии, когда абонентский комплект находится далеко от шлюза. Длину блока коэффициентов можно выбирать и отличной от 32. В данном случае выбрана такая величина исходя из того, что длительность той части импульсной характеристики эхотракта, в которой сосредоточена большая часть энергии сигнала составляет, как правило, 4 – 16 мс.

На каждой итерации алгоритм оценивал вклад каждого блока в формирование оценки эхосигнала. Если суммарное значение от блока не превышало заданный порог (порог определяется значением \mathcal{E} , по достижении которого включается алгоритм контроля блоков), блок отключался, т.е. коэффициенты адаптивного фильтра, соответствующие этому блоку, не перестраивались, что сокращает объем вычислений.

Блоки коэффициентов отключались в случае, когда вклад блока в выходной сигнал составлял 0.01% от суммарного значения.

Сокращался объем вычислений и за счет того, что размерность обратной ковариационной матрицы входного сигнала также уменьшается. Если в начале работы алгоритма матрица имела размерность $N \times N$, где N – длина импульсной характеристики адаптивного фильтра, то при отключении блоков размерность становится $(N-l) \times (N-l)$, l – длина блока коэффициентов.

Графики на рисунке 2 отображают зависимость величины подавления эхосигнала эхокомпенсатором. Видно, что при задании меньшего значения порога для включения алгоритма контроля блоков подавление эхосигнала ухудшается. Этот эффект можно объяснить сокращением рабочего числа коэффициентов адаптивного фильтра, т.е. обработка происходит фильтром меньшего порядка.

Предложенный алгоритм контроля блоков позволяет сократить объем вычислений за счет уменьшения количества рабочих коэффициентов адаптивного фильтра (96 вместо 128) и уменьшения размерности ковариационной матрицы входного сигнала.

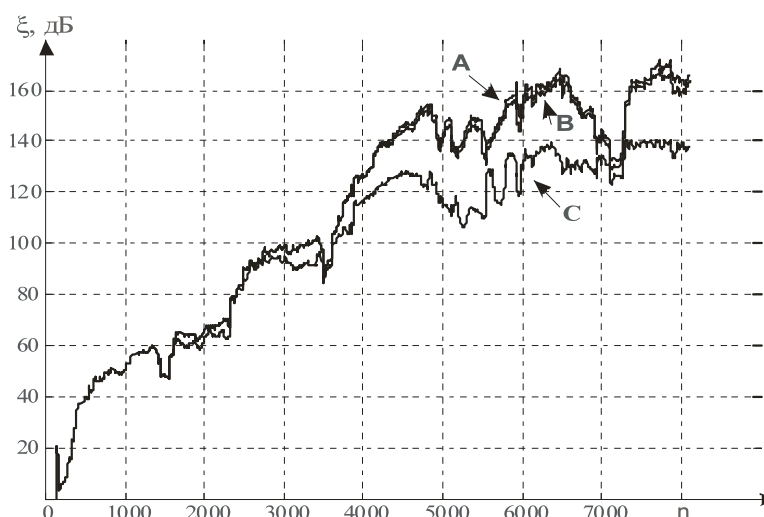


Рис. 2 Значения ERLE для различных значений порога MSE
 A – АКБ отключен; B – порог MSE = -100дБ; C – порог MSE = -50дБ

Рисунок 3 показывает зависимость расстройки коэффициентов адаптивного фильтра от величины задаваемого порога включения алгоритма контроля блоков. Видно, что при задании большего значения порога величина расстройки увеличивается. В данном случае отключался первый блок коэффициентов, т.е. первые 32 коэффициента не участвовали в обработке. Нетрудно заметить, что, чем выше значение порога отключения, тем точнее подстраиваются коэффициенты адаптивного фильтра. Значение порога отключения выбирается исходя из требований к величине подавления эхосигнала.

Важно отметить, что увеличение длительностей импульсных характеристик эхотракта и адаптивного фильтра не приводит к ухудшению подавления эхотракта или уменьшению расстройки коэффициентов адаптивного фильтра, что свидетельствует о возможности применения алгоритма РНК и основанных на нем модифицированных алгоритмов для построения эхокомпенсаторов на основе адаптивных фильтров высоких порядков, позволяющих обеспечить подавление эхосигналов с большими задержками.

Выигрыш в объеме памяти не наблюдается, т.к. изначально приходится использовать максимально возможный объем.

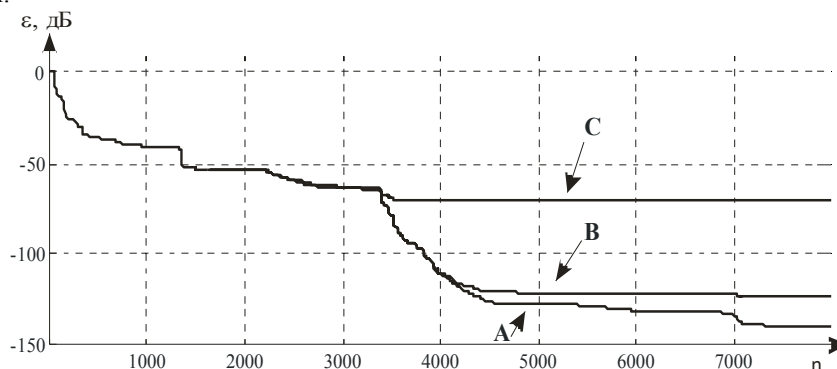


Рис. 3 Поведение алгоритма РНК с алгоритмом контроля блоков (АКБ) при разных значениях порога отключения блоков: A – АКБ отключен; B – порог = -100дБ; C – порог = -50дБ

Литература

1. Адаптивные фильтры / Под. ред. К.Ф.Н. Коузэна, П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под. ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. 520 с.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Haykin S. Adaptive filter theory. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996. 996 p.
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. Брюханов Ю.А., Тараканов А.Н. Усовершенствование адаптивного алгоритма эхокомпенсации // Электросвязь, 2003. №9. С. 38-39.

7. Yamada Y., Kiya H., Kambayashi N. A Frequency Domain Adaptive Algorithm for Estimating Impulse Response with Flat Delay and Dispersive Response Region // IEICE Trans. Fundamentals, 1999. Vol. E82-A, No. 8. P. 1558-1565.

8. ITU-T Recommendation G.168. Digital network echo cancellers. 2000.

9. Сергиенко А.Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB // Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2003. №1. С. 18-28.

