

НЕЛИНЕЙНАЯ ЭХОКОМПЕНСАЦИЯ НА БАЗЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО НЕОДНОРОДНОГО КУБИЧЕСКОГО ФИЛЬТРА ВОЛЬТЕРРА

Меньшиков Б.Н., Приоров А.Л., Тараканов А.Н., Коврижных А.В.

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

1. Введение

Нелинейные цифровые фильтры Вольтерра – мощный и универсальный инструмент в цифровой обработке сигналов. [1, 2, 3]. Акустические и электрические эхо-сигналы в телефонных сетях – известная проблема, связанная с ухудшением качества связи. В данной работе рассматривается задача нелинейной электрической эхокомпенсации, связанная с необходимостью эффективного подавления эхо-сигнала, возникающего в длинных телефонных линиях, с учетом нелинейного характера эхо-тракта. Если эхо-тракт при этом является нелинейной системой с памятью, то в качестве его модели может быть использован нелинейный адаптивный полиномиальный фильтр Вольтерра [4]. Однако такой выбор сопряжен со значительным (по сравнению с линейной эхокомпенсацией) увеличением вычислительных затрат на каждый отсчет выходной последовательности. В данной работе предложена аппроксимация стандартной структуры полиномиального фильтра, позволяющая значительно сократить вычислительные затраты при сохранении качества выходного сигнала.

Из-за присутствия нелинейных искажений сигнала в эхо-тракте линейные адаптивные фильтры не могут обеспечить требуемый уровень подавления эхо-сигнала. Кроме этого, источниками нелинейностей являются широко используемые аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП). Принимая в расчет нелинейное поведение дифференциальной системы, следует рассматривать порядок нелинейного фильтра близким к соответствующим параметрам линейных адаптивных фильтров [5]. Экспериментальные данные обработки реальных речевых сигналов показывают необходимость использования фильтров Вольтерра порядка $N = 50$ и выше (по крайней мере, для линейного ядра фильтра) при частоте дискретизации 8кГц для достижения требуемого уровня подавления эхо-сигнала в задаче электрической эхокомпенсации и до $N = 2048$ в задаче акустической эхокомпенсации согласно стандартам Международного Союза Электросвязи (ITU-T) G.164, G. 165, G. 167.

2. Нелинейная эхокомпенсация на базе неоднородного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

Неоднородный кубический фильтр Вольтерра может быть представлен следующим образом [2]:

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

где $x(n)$ и $y(n)$ – входная и выходная последовательности соответственно, при этом практически всегда можно считать, что $N_3 \leq N_2 \leq N_1$. Такое представление позволяет построить фильтр, для которого

$N_1 \gg N_2$ (например, задача нелинейной акустической эхокомпенсации). Входной сигнал имеет случайную амплитуду из диапазона $[0;1]$. Из-за линейной связи между выходной последовательностью и коэффициентами фильтра адаптивные алгоритмы, применяющиеся в линейной адаптивной фильтрации и основанные на минимизации среднеквадратичной ошибки (МНК – алгоритмы), могут быть использованы и для кубического адаптивного фильтра Вольтерра. В векторном виде кубический фильтр Вольтерра может быть представлен как

$$y(n) = \mathbf{W}^T(n)\mathbf{X}(n), \quad (2)$$

где вектор $\mathbf{X}(n)$ содержит N линейных комбинаций отсчетов входной последовательности $x(n)$, квадратичные и кубические нелинейности (знак T означает транспонирование). Поскольку система эхокомпенсации – 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 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 значительно возрастает. Одним из способов ее уменьшения без потерь качества сигнала является модификация квадратичного и кубического ядер, на которые расходуется почти вся вычислительная мощность при стандартной структуре.

Модифицированный кубический фильтр Вольтерра в итоге может быть представлен следующим образом:

$$\begin{aligned}
 y(n) = & \sum_{i=0}^{N_1-1} h_1(i)x(n-i) + \sum_{i=0}^{N_2-1} \sum_{j=0}^{N_2-1} h_{2,md}(i,j)x(n-i)x(n-j) + \\
 & + \sum_{i=0}^{N_3^{(p)}-1} (c_p(i)) \cdot \sum_{j=0}^{N_3^{(a)}+N_3^{(m)}-2} (c_3(j) \cdot x(n-i-j)) \cdot \sum_{k=0}^{N_3^{(m)}-1} (c_m(k)) \cdot \sum_{l=0}^{N_3^{(a)}-1} (c_1(l) \cdot x(n-i-l-k)) \times \\
 & \times \sum_{m=0}^{N_3^{(a)}-1} (c_2(m) \cdot x(n-i-m-k));
 \end{aligned} \quad (3)$$

где $h_{2,md}(i,j)$ - модифицированное квадратичное ядро (см. рис. 2), при этом соотношение амплитуд отсчетов, образующих линейное и модифицированное квадратичное ядро может составлять до 20-22 дБ (по логарифмической шкале), $h_{2,md}(i,j) = \sum_{q=0}^{N_w-1} w(q)c(i-q)c(j-q)$, при этом определяем следующие вектор-столбцы:

$$\mathbf{c} = [c(0), c(1), \dots, c(N_c - 1)]^T, \quad \mathbf{w} = [w(0), w(1), \dots, w(N_w - 1)]^T,$$

где $c(i) = 0$ для $i \notin \{i | 0 \leq i < N_c\}$ и $h_{2,md}(i, j+d) = 0$ для $|d| \geq N_c$.

$$\mathbf{x}_c(n) = [x(n), \dots, x(n - N_c + 1)]^T, \quad \mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}(n), \dots, \mathbf{x}(n - N_w + 1)]^T,$$

$$\mathbf{v}_n = \mathbf{X}(n)\mathbf{c} = [v(n), \dots, v(n - N_w + 1)]^T, \quad \mathbf{u}(n) = [u(n), \dots, u(n - N_w + 1)]^T, \text{ где } u(n) = v^2(n).$$

Сигнал ошибки: $e(n) = y(n) - \mathbf{h}_1^T \mathbf{x}_1(n) + \mathbf{w}^T \mathbf{u}(n)$.

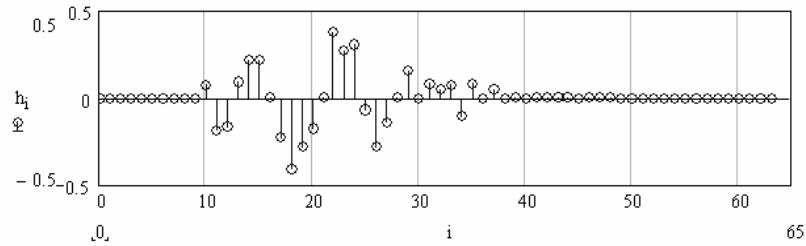


Рис. 1. Линейное ядро кубического фильтра Вольтерра длиной $N_l = 64$ отсчета в задаче нелинейной адаптивной электрической эхокомпенсации

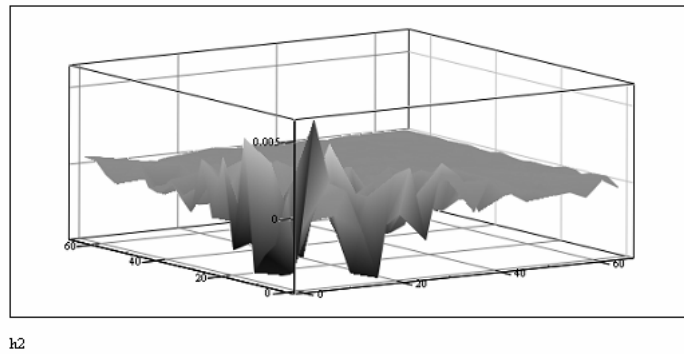


Рис. 2. Квадратичное ядро кубического фильтра Вольтерра порядка $N_2 = 64$ в задаче нелинейной адаптивной электрической эхокомпенсации (аналогичный вид имеет сечение стандартного кубического ядра при фиксированном значении одного из аргументов)

Обновление векторов данных производится следующим образом:

$$\mathbf{c}(n+1) = \mathbf{c}(n) + \mu_c 2e(n)\mathbf{X}^T(n)\mathbf{V}(n)\mathbf{w}(n),$$

где $\mathbf{V}(n) = \text{diag}\{v(n)\}$, $\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_w e(n)\mathbf{u}(n)$. Инициализация векторов $\mathbf{c}(n)$ и $\mathbf{w}(n)$

должна быть при этом ненулевой. $\mu_c = \frac{\alpha_c}{D^T D}$, $D = 2\mathbf{X}^T(n)\mathbf{V}(n)\mathbf{w}$, $\mu_w = \frac{\alpha_w}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}$, $0 < \alpha_c, \alpha_w < 2$ -

параметры шага подстройки адаптивного алгоритма. Кубическое ядро полностью преобразуется (см. (3) и рис. 3) в структуру, состоящую из линейных адаптивных фильтров и умножителей и эффективно

аппроксимирующую кубическое ядро. Соответствующие векторы данных при этом - c_1, c_2, c_3, c_m, c_p - являются импульсными характеристиками линейных фильтров и могут обновляться согласно классическому алгоритму НМНК. Объект S – нелинейный эхо-тракт, моделируемый нелинейным нерекурсивным фильтром с постоянными коэффициентами согласно стандартам Международного Союза Электросвязи.

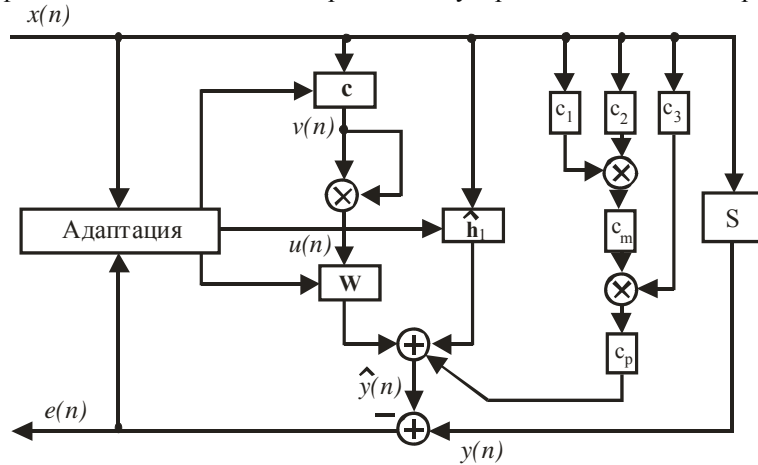


Рис. 3. Структура модифицированного адаптивного кубического фильтра Вольтерра

Применение адаптивных квадратичных фильтров Вольтерра позволяет получить выигрыш до 12-14 дБ в отношении сигнал/шум на выходе системы эхокомпенсации по амплитуде по сравнению с соответствующими линейными адаптивными фильтрами, работающими согласно алгоритму НМНК в задаче акустической эхокомпенсации [5] и 5-10 дБ - в электрической [6]. Применение модифицированного кубического адаптивного фильтра Вольтерра в рамках задач нелинейной эхокомпенсации позволяет получить выигрыш до 11-12 дБ в задаче нелинейной электрической эхокомпенсации [7] при одновременном уменьшении вычислительных затрат по сравнению с классическим кубическим фильтром Вольтерра.

В таблице 1 приведены формулы для расчета вычислительной нагрузки на получение каждого отсчета выходной последовательности для неоднородного модифицированного кубического фильтра Вольтерра. Для сравнения указаны соответствующие данные для стандартной структуры неоднородного кубического фильтра.

Таблица 1

Вид ядра\ фильтра	Модифицированный неоднородный кубический	неоднородный стандартный кубический
Линейное	$2 * (N_1 + 1)$	$2 * (N_1 + 1)$
Квадратичное	$N_c * (N_w + 2) + 4 * (N_w + 1)$	$2 * \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2! N_2!} + 1 \right)$
Кубическое	$6 * N_3^{(a)} + 2 * (N_3^{(m)} + N_3^{(p)}) + 9$	$3 * \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3! N_3!} + 1 \right)$
Общая вычислительная нагрузка (число операций на 1 отсчет)	$2 * (N_1 + 1) + N_c * (N_w + 2) + 4 * (N_w + 1) + 6 * N_3^{(a)} + 2 * (N_3^{(m)} + N_3^{(p)}) + 9$	$2 * (N_1 + 1) + 2 * \left(\frac{(N_2 + 2)!}{2! N_2!} + 1 \right) + 3 * \left(\frac{(N_3 + 3)!}{3! N_3!} + 1 \right)$

Структура модифицированного фильтра соответствует следующим условиям: $N_c + N_w - 1 = N_2$ и $N_3^{(a)} + N_3^{(m)} + N_3^{(p)} - 1 = N_3$. При моделировании данные параметры были выбраны следующим образом: $N_1 = 64$, $N_c = 35$, $N_w = 30$, $N_2 = 64$, $N_3^{(a)} = 7$, $N_3^{(m)} = 6$, $N_3^{(p)} = 4$, $N_3 = 16$. Выигрыш в общей вычислительной сложности составил $7632/1445 \approx 5.28$ (раз).

Литература

1. Уидроу Б., Стирнз С.Д. Адаптивная обработка сигналов: Перевод с английского.- М.: Радио и связь, 1989.
2. Mathews V.J. Adaptive polynomial filters // IEEE SP Magazine, 1991, pp. 10-26.
3. Haykin S. Adaptive filter theory. 3rd ed., Prentice Hall Inc, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1996.

4. Agazzi O. Nonlinear echo cancellation of data signals. IEEE Trans. Comm., vol. 30, pp. 2421-2433, November 1982.

5. Stenger A., Trautmann L., Rabenstein R. Nonlinear acoustic echo cancellation with 2nd order adaptive Volterra filters. Proc. ICASSP 99, pp. 877-880, Phoenix, USA, 1999.

6. Kellerman W. Nonlinear line echo cancellation using a simplified second order Volterra filter // Int. Conf. on Acoustic, Speech, and Signal Proc. Seattle, WA, 2002, pp. 2508-2511.

7. Меньшиков Б.Н., Приоров А.Л. Нелинейная электрическая эхокомпенсация на базе адаптивного кубического фильтра Вольтерра. Сб. материалов 6-й Международной конференции и выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение».- Том 1, с. 126-129.

