

Динамический выбор порядка в многоскоростном адаптивном фильтре

А.Ю. Линович

Введение

Эквалайзеры широко применяются в системах передачи цифровой информации, канал связи в которых образован аналоговой передающей средой. Основная их функция состоит в компенсации межсимвольной интерференции, обусловленной неидеальностью и непостоянством частотных характеристик аналоговых каналов связи. В большинстве случаев эквалайзеры строятся на основе цифровых адаптивных фильтров и реализуются программно на цифровых сигнальных процессорах. Чаще всего разработчики стремятся использовать относительно простые алгоритмы адаптации, чтобы уменьшить вычислительные затраты и тем самым снизить энергопотребление и себестоимость выпускаемого устройства. Одним из наиболее известных адаптивных алгоритмов является нормированный алгоритм наименьшей среднеквадратической ошибки (НСКО) [1 – 3]. Если входной сигнал и обучающая последовательность адаптивного линейного сумматора являются стационарными, то среднеквадратическая ошибка (СКО) настройки, обусловленная ограничением порядка адаптивного фильтра, для алгоритма НСКО определяется выражением [2, 3]:

$$J(L) \approx J_{\min}(L) \left(1 + \mu \sum_{i=1}^L \lambda_i \right),$$

где L — порядок адаптивного фильтра (длина воспроизводимой фильтром импульсной характеристики), λ_i ($i = \overline{1, L}$) — собственные числа корреляционной матрицы входного сигнала, μ — шаг адаптации, изменяющийся в нормированном алгоритме НСКО обратно пропорционально мощности входного сигнала, $J_{\min}(L)$ — минимально достижимая ошибка настройки при использовании L настраиваемых весовых коэффициентов. Если μ — малая величина, то можно считать, что

$J(L) \approx J_{\min}(L)$, и тогда увеличение порядка фильтра повышает точность настройки адаптивного фильтра. С ростом порядка фильтра растут вносимая им задержка, вычислительные затраты, постоянная времени адаптации. Поэтому неоправданное увеличение порядка адаптивного фильтра также нежелательно. В [4] для выбора оптимального порядка адаптивного фильтра был предложен критерий, основанный на поиске такого порядка, при котором наблюдается минимум отношения сигнал-шум на выходе эквалайзера.

Теоретическое исследование

В предлагаемой ниже структуре используется несколько иной подход, основанный на сравнении двух сигналов ошибки. Допустим, что в некоторый момент времени kT (T — шаг дискретизации, k — дискретная переменная, определяющая моменты времени) порядок адаптивного фильтра равен L . Ошибка восстановления в момент времени kT определяется для нормированного НСКО выражением [3]:

$$e[kT] = d[kT] - \mathbf{w}^H[kT] \mathbf{x}[kT],$$

где $d[kT]$ — желаемый отклик фильтра (отсчёт обучающего сигнала), $\mathbf{w}^H[kT]$ — комплексно-сопряжённый и транспонированный вектор весовых коэффициентов длиной L , $\mathbf{x}[kT]$ — вектор отсчётов входной последовательности (сигнала, подлежащего восстановлению). Введём в рассмотрение «вложенный фильтр», который отличается от основного фильтра меньшим порядком: $L_{\text{вл}} = L - \Delta L$, где ΔL — некоторая константа. По сути, этот фильтр отличается от лишь тем, что использует подмножество весовых коэффициентов основного фильтра. Введём в рассмотрение дополнительный сигнал ошибки:

$$\hat{e}[kT] = d[kT] - \hat{\mathbf{w}}^H[kT] \hat{\mathbf{x}}[kT].$$

Векторы $\hat{\mathbf{w}}$ и $\hat{\mathbf{x}}$ отличаются от \mathbf{w} и \mathbf{x} отсутствием крайних ΔL элементов, то есть длина их меньше на ΔL . Введём операцию усреднения

двух сигналов ошибки по мощности: $P_{\varepsilon}[kT] = \langle |e[kT]|^2 \rangle$ и $\hat{P}_{\varepsilon}[kT] = \langle |\hat{e}[kT]|^2 \rangle$.

На практике результаты усреднения определяются по некоторой конечной выборке. С учётом введённых выше обозначений правило выбора порядка адаптивного фильтра на очередной итерации можно выразить следующим соотношением:

$$L[(k+1)T] = L[kT] + \text{sign}(\hat{P}_{\varepsilon}[kT] - P_{\varepsilon}[kT])$$

Введём для описанного адаптивного фильтра условное обозначение $LMS(\Delta L, \mu)$. Мощность сигнала ошибки на выходе адаптивного фильтра эквалайзера можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$P_{\varepsilon}[kT] = P_y[kT] + P_{ш}[kT]$$

$P_y[kT]$ обусловлена усечением импульсной характеристики адаптивного фильтра: чем больше усечения (чем меньше весовых коэффициентов, используемых фильтром), тем больше $P_y[kT]$. Вторая составляющая $P_{ш}[kT]$ представляет собой шум, возникающий в результате настройки весовых коэффициентов: чем больше весовых коэффициентов, тем больше $P_{ш}[kT]$. В результате адаптивной настройки фильтр выбирает наилучший в смысле минимизации выходного шума порядок $L_{оптим}$.

Интерес представляет применение рассмотренного выше подхода в многоканальных эквалайзерах. Вопросы построения многоканальных эквалайзеров с адаптивным выбором порядков внутриканальных фильтров обсуждались в [5, 6]. Некоторые особенности настройки многоскоростных адаптивных фильтров (МАФ) с динамическим выбором порядков внутриканальных адаптивных фильтров удобно рассмотреть на примере.

Экспериментальное исследование

Проведём компьютерное моделирование, воспользовавшись пакетом «Simulink» программы «MATLAB». Пусть канал связи является стационарным и имеет замирание на некоторой частоте (рис. 1). Пусть МАФ

разбивает сигнал на 4 равных по ширине полосы (рис. 2), причём замирание, как это следует из рисунка, приходится на третий канал МАФ. Временные диаграммы, характеризующие процесс выбора порядков адаптивных фильтров, показаны на рис. 3 и рис. 4, соответственно.

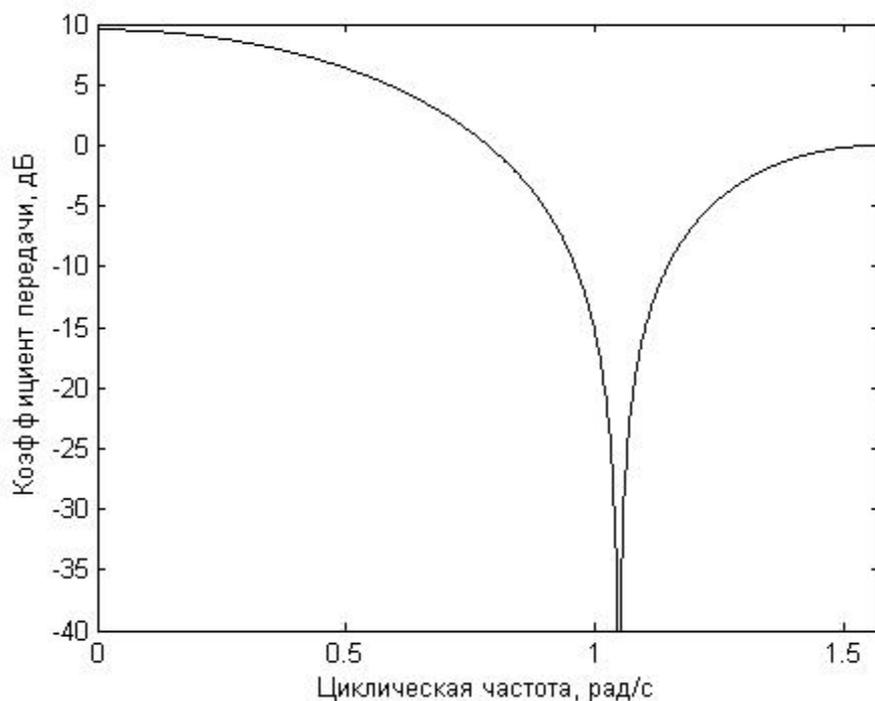


Рис. 1. – ЛАЧХ канала связи с замиранием

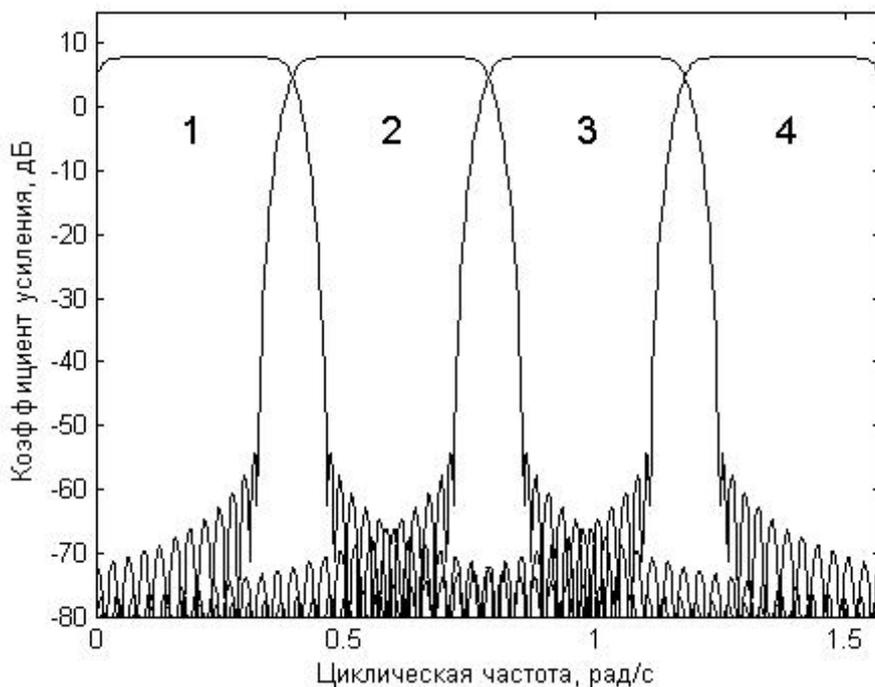


Рис. 2. – ЛАЧХ подсистемы фильтров анализа

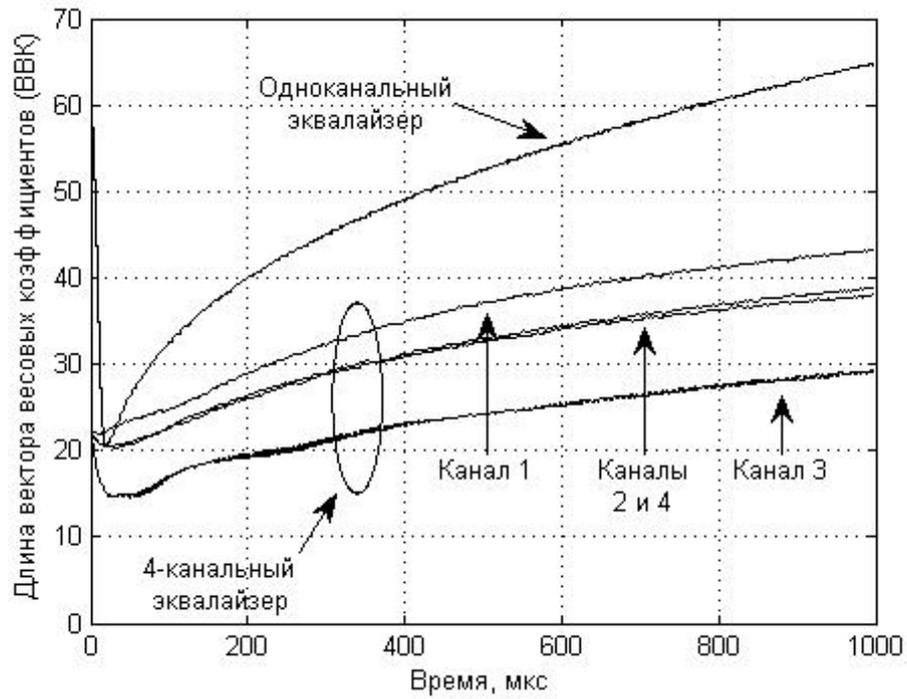


Рис. 3. – Процесс динамического выбора порядков одноканального адаптивного фильтра и 4-канального МАФ

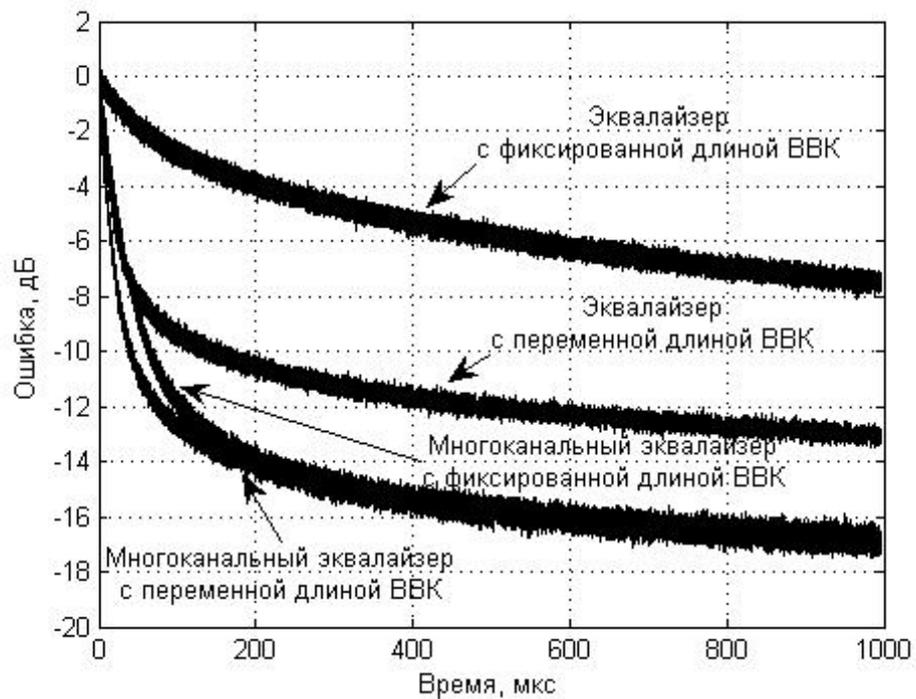
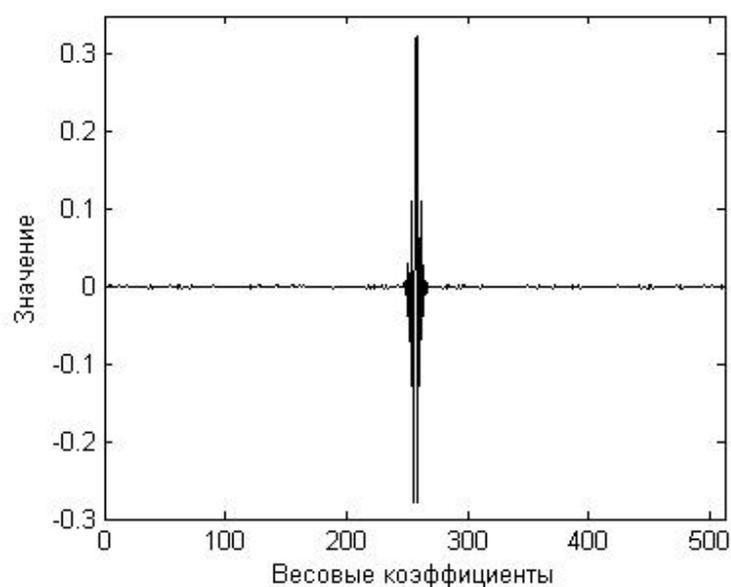


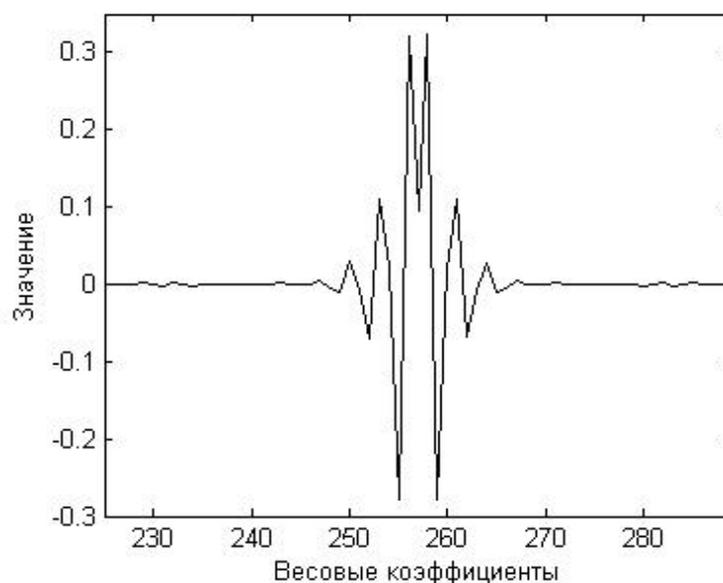
Рис. 4. – Уменьшение ошибки восстановления сигнала на выходе адаптивного фильтра эквалайзера (отношение сигнал-шум во входном сигнале выбрано равным 40 дБ)

На рис. 5 показана импульсная характеристика, полученная в результате настройки широкополосного (одноканального) эквалайзера 512-го порядка при отсутствии аддитивного шума в канале связи. Ниже выделен фрагмент этой импульсной характеристики, равный по ширине конечному значению длины ВВК, показанному на рис. 3.

Очевидно, что все характерные особенности желаемой импульсной характеристики содержатся в выделенном фрагменте.



(a)



(б)

Рис. 5. – Импульсная характеристика МАФ после настройки

На рис. 6 показаны импульсные характеристики четырёх внутриканальных фильтров, полученные после окончания процесса настройки. Коэффициент усиления третьего канала МАФ оказался наибольшим, поэтому именно он вносит наибольший шум в восстановленный сигнал. За счёт уменьшения порядка адаптивного фильтра третьего канала (рис. 3) удаётся снизить отношение сигнал-шум в восстановленном эквалайзером сигнале.

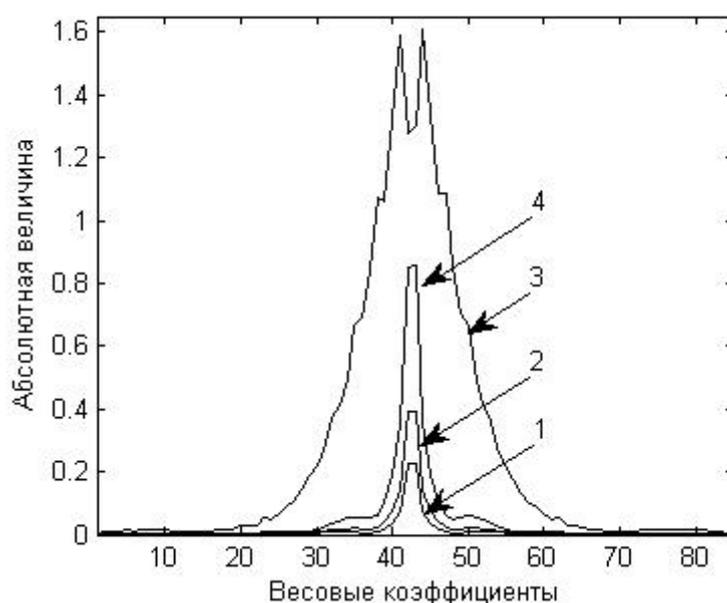


Рис. 6. – Импульсные характеристики четырёх внутриканальных фильтров, полученные после окончания процесса настройки

Выводы

Благодаря введению процедуры динамического выбора порядков внутриканальных фильтров, удаётся значительно снизить вычислительные затраты на реализацию МАФ. Перспективные исследования в данном направлении связаны с применением подобных МАФ в системах типа [9, 10].

Литература:

1. Уидроу Б. и др. Комплексная форма алгоритма НСКО [Текст] // ТИИЭР. 1975. – № 3. – С. 49 – 51.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов [Текст] / пер с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

3. Haykin S., Adaptive filter theory [Текст], 4th ed. – NJ: Prentice-Hall, 2001. – 936 pp.

4. (WO 98/15901) System for dynamically adapting the length of a filter [Текст], 16.04.1998 G06F 17/10, H04B 3/23, H04M 9/00 PCT/IL97/00315 COMSYS COMMUNICATION & SIGNAL PROCESSING LTD.

5. Vityazev V.V., Linovich A. Yu. Flexible Time-Frequency Decomposition in Subband Equalization” [Текст] // 17th Telecommunications forum – TELFOR 2009, Serbia, Belgrade, November 24-26, 2009. – p. 540 – 543.

6. Линович А.Ю. Многоканальный адаптивный фильтр на основе алгоритма NLMS с настраиваемой структурой системы анализа-синтеза [Текст] // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: Сбор. науч. тр. / Под ред. Ю.Н. Паршина. – Рязань: РГРТУ, 2010. – С. 47 – 52.

7. Линович А.Ю. Многоканальные эквалайзеры с самоорганизующейся структурой [Текст] // Материалы конференции «Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2011», Севастополь, 2011. – С. 352.

8. Vaidyanathan P.P., Multirate systems and filter banks [Текст], NJ: Prentice Hall, 1993. – 1450 pp.

9. Колесников С.В., Зайцева Т.В., Рогожкина А.Ю., Ушаков С.А., Комиссаров А.В. Влияние пространственной структуры активной антенной решетки на угловые спектры мощности интермодуляционных помех [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2012, №4, ч. 2. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n4p2y2012/1468> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.

10. Воропай М.Н., Иванов С.В. Синтез структуры и реализация широкополосного радиоприемного устройства в диапазоне рабочих частот 0,02... 18,00 ГГц для комплексов радиомониторинга [Электронный ресурс] // «Инженерный вестник Дона», 2010, №2. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n2y2010/194> (доступ свободный) – Загл. с экрана. – Яз. рус.