АДАПТИВНОЕ РЕКУРСИВНОЕ КОРРЕКТИРОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ

Селлоне Ф., Серебряков Г.В.*

Политехнико ди Торино, факультет электроники, Турин, Италия
*Институт прикладной математики и кибернетики, Нижегородский государственный университет
603 005, Нижний Новгород, ул. Ульянова, 10.

При распространении сигналов в различных средах происходит их искажение в соответствии с импульсной переходной характеристикой среды. Поэтому при приеме сообщений приходится использовать компенсаторы искажений сигналов, вносимых каналом их распространения [1]. Поскольку под действием различных факторов функция Грина среды изменяется со временем (вообще говоря, случайным образом), для корректирования канала распространения используются адаптивные методы [1-3]. В этом случае эквивалентный канал распространения состоит из собственно канала распространения (1) и адаптивного компенсатора искажений сигнала (2). Заметим, что в большей степени для таких задач используются адаптивные цифровые фильтры, структура которых сводится к трансверсальному фильтру в виде элементов задержки с отводами. Такие фильтры обладают конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры), т.е. их передаточные функции не имеют полюсов, а обладают лишь нулями.

Рассмотрим проблему корректирования или компенсации искажений сигнала, вызванных эффектами многолучевого распространения. Многолучевое распространение сигнала в различных каналах связи приводит к появлению, так называемых, эхо-помех. Например, эхо-помеха возникает в радиосвязи из-за отражений от ионосферы, при использовании радио- и телевизионных каналов связи в городах из-за наличия переотражений от многоэтажных зданий, в телефонных сетях из-за рассогласования импедансов согласующих четырехполюсников и т.п. Задачу адаптивной компенсации эхо-помех, очевидно, можно рассматривать как частный случай общей задачи адаптивного корректирования искажений вносимых каналом распространения. При учете физически резонных предположений о структуре канала, сигнал на приемной антенне представляет собой линейную комбинацию различных версий (лучей) передаваемого сигнала, при этом каждый луч имеет свою временную задержку. В этом случае достаточно легко показать, что передаточная функция канала распространения между передатчиком и приемником может быть точно представлена как передаточная функция КИХ-фильтра с достаточно большим порядком M . Цель адаптивного фильтра в этом случае – это обработать принимаемый сигнал таким образом, чтобы компенсировать или корректировать искажения вызванные средой распространения. Передаточная функция компенсационного фильтра, $H(z)$, должна быть выбрана так чтобы $P(z)H(z) = 1$, где $P(z)$ – передаточная функция канала распространения. В этом случае обеспечивается полная компенсация паразитных лучей (конечно, для случая отсутствия собственных шумов). Но если канал распространения может быть представлен как некий КИХ-фильтр, то очевидно, что оптимальный компенсационный фильтр есть фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтр). Заметим, что БИХ-фильтры называются также рекурсивными фильтрами. Очевидно, что известный опорный сигнал должен использоваться для настройки параметров адаптивного рекурсивного фильтра. В идеальном случае в качестве опорного сигнала должен использоваться либо передаваемый сигнал, либо сигнал сильно коррелированный с передаваемым. Однако, во многих приложениях невозможно априорное знание передаваемого сигнала. В настоящее время, в системах мобильной связи в начале каждой посылки используются известные обучающие последовательности. Целью настоящего сообщения является демонстрация возможности использования адаптивного БИХ- фильтра в задачах связи и идентификации многолучевого канала распространения даже в случае отсутствия сигнала сильно коррелированного с полезным либо обучающей последовательности.

Принимаемый сигнал формируемый как совокупность прямого сигнала и $L-1$ отраженных может быть записан в виде

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(n-\delta_l) + \eta(n)$$

Здесь $s(n)$ - передаваемый полезный сигнал с интенсивностью σ_s^2, $x(n)$ - сигнал на выходе канала распространения, и $\eta(n)$ - собственный независимый шум канала распространения с мощностью σ_n^2. Параметры α_l и δ_l являются постоянными в случае статичных отражателей, но могут стать функциями времени для движущихся рассеивателей. Идеальная (безшумовой случай) передаточная функция канала распространения записывается в виде

$$P(z) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l z^{-\delta_l} \tag{1}$$

Рассмотрим рекурсивный адаптивный фильтр. Во временной области такой фильтр описывается следующим соотношением между входным и выходным сигналами

$$y(n)=\sum_{k=0}^{N_f} a_k(n)x(n-k)+\sum_{k=0}^{N_b} b_k(n)y(n-k)$$

Величины a_k называются коэффициентами прямой, а b_k - коэффициентами обратной связи.

Заметим, что передаточная характеристика такого фильтра записывается в виде

$$H(z)=\frac{\sum_{kl=1}^{N_f} a_k z^{-k}}{\sum_{k=1}^{N_b} b_k z^{-k}} \tag{2}$$

Из сравнения (1) и (2) очевидно, что все коэффициенты прямой связи могут быть положены равными нулю еще до процесса адаптации, кроме a_1, который должен быть равен единице. Далее мы будем рассматривать случай так называемой разрешаемой многолучевости. Это значит, что время задержки между различными лучами должно быть больше чем время корреляции сигнала (т.е. отдельные лучи разрешаемы в корреляционном смысле). Значение ошибки в момент отсчета *n* может быть записана в виде

$$\varepsilon(n)=d(n)-y(n)$$

Для настройки весовых коэффициентов мы будем использовать широко-известный градиентный алгоритм минимизации среднеквадратичной ошибки (СКО) (см., например [4])

Как отмечалось выше использование этого алгоритма требует знания опорного сигнала. Далее мы рассмотрим две возможности выбора и сравним эффективность работы

1. Случай, когда в качестве опорного сигнала возможно использовать сам передаваемый или сильно коррелированный с ним (к этому случаю относится также использование известных обучающих последовательностей). Тогда и в процессе адаптации выходная ошибка должна стремится к нулю и выходной сигнал есть оценка передаваемого сигнала.
2. Когда нет возможности использовать в качестве опорного сигнала *s(n)*. В этом случае предлагается использовать в качестве опорного сигнала принимаемый сигнал . Тогда в процессе адаптации выходная ошибка и будет оценкой передаваемого сигнала.

Для демонстрации работоспособности предложенного алгоритма был проведен ряд численных экспериментов. Стохастический полезный сигнал *s(n)* был сгенерирован путем биполярной фильтрации белого шума. Передаточная характеристика канала распространения бала выбрана равной

$$P(z)=1-0.7z^{-4}+0.3z^{-8}$$

Порядок моделирующего фильтра был равен 10 (N_b=10). В полезный сигнал был добавлен белый гауссовый шум. Отношение сигнал-шум было выбрано равным 20 dB. Параметр сходимости равнялся 0.0005 и число итераций для сходимости было выбрано равным 20000. Качество работы оценивалось по тому, насколько точно полюса передаточной характеристики моделируюшего фильтра соответствуют нулям передаточной характеристики канала распространения. На рис.1 показано положение нулей функции и начальной положение полюсов фильтра . На рис.2,3 показаны окончательные (после адаптации) положения полюсов передаточной функции адаптивного рекурсивного фильтра для случая 1 (рис.2) и случая 2 (рис.3). Из этих рисунков видно, что полюса сходятся в процессе адаптации к нулям для обоих случаев.

Заметим, что такая компенсация многолучевых эффектов может быть достигнута лишь в случае если канал распространения имеет минимум фазовой характеристики, т.е. если нули передаточной функции канала лежат внутри единичной окружности. Если по некоторым причинам отраженный сигнал сильнее, чем прямой, то нули оказываются вне единичной окружности и адаптивный рекурсивный фильтр для компенсации этого нуля должен иметь полюс также вне единичной окружности. Конечно, это нежелательно, поскольку длительное нахождение полюса вне единичной окружности может привести к неустойчивости фильтра. В принципе, для устранения таких нежелательных эффектов можно ввести некоторые ограничения на поведение фильтра.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты №№ 99-02-16401 и 00-02-17602).

Литература

1. Кловский Д.Д., Сойфер В.А. Обработка пространственно-временных сигналов. – М.: Связь, 1976.
2. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М. : Радио и Связь, 1989.
3. Treichler J. Adaptive algorithms for infinite impulse response filters, in “Adaptive filters” (C.F.N.Cowan and P.M.Grant, Eds) Prentice-Hall, New Jersey 1985, pp.60-90.
4. Feintuch P.L. An adaptive recursive LMS filter, // Proc. IEEE. 1976. N11. P.1622-1624.

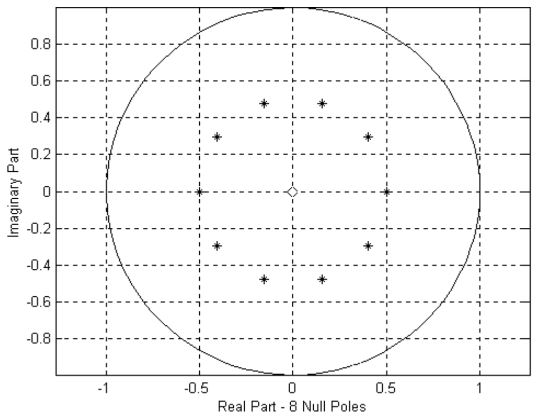

Рис.1

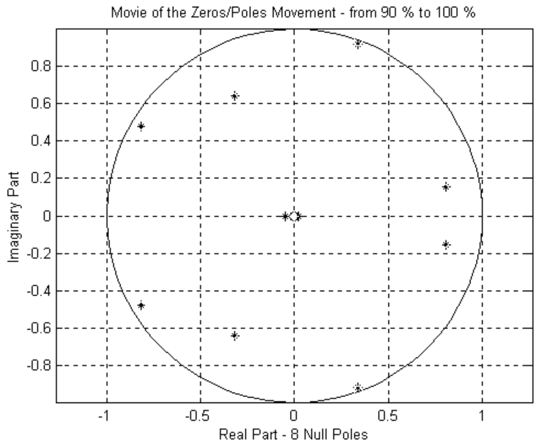

Рис.2

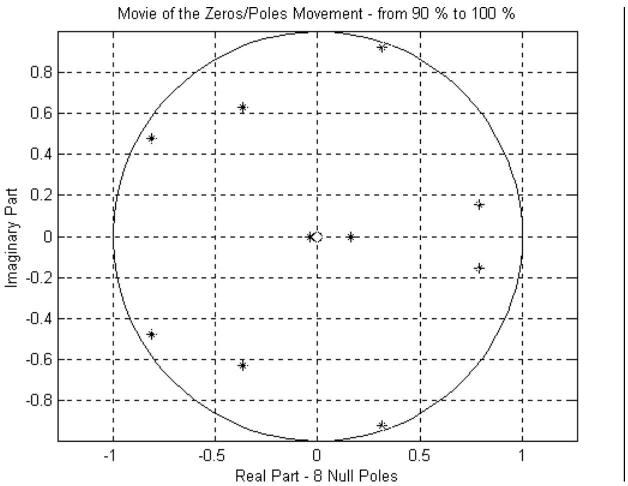

Рис.3

MULTIPATH CANCELLATION BY ADAPTIVE RECURSIVE FILTERING

Sellone F., Serebryakov G.*

Politechico di Torino, Torino, Italy
*Nizhny Novgorod Unveristy, Nizhny Novgorod, Russia

The concept of adaptation in digital filtering has proven to be a powerful and versatile means of signal processing in applications where precise a priori filter design is impractical. For the most part, suchsignal processing applications have relied on he well-known adaptivefinite impulse response (FIR) filter configuration. Consider the problem of correcting or compensating for signal distortions introduced into a radio signal which encounters multipath propagation effects. The signal sensed at the receiving antenna is, under reasonable assumptions, a linear combination of variously delayed versions of the transmitted signal. Moreover, it can be shown that for large enough filter order M, the transmission path between transmiter and receiver can be accurately represented as an FIR filter. The objective of the adaptive filter in this case is to process the received signal in such a way as to compensate or correct for the propagation-induced signal degradation. The transfer function of the compensation filter, $H(z)$, should be chosen so that $P(z)H(z)=1$, where $P(z)$ is the transfer function of the propagation channel. If this can be done, the compensation is complete (for no noise situation) and $y(n)$, the output estimate, exactly equals $s(n)$, the transmitted signal. But if the propagation path is well represented by an FIR filter, we might expect the optimal correction filter $H(z)$ to be an infinite impulse response (IIR) filter. This is exactly the case,and moreover, if $H(z)$ is restricted to being an FIR filter, the order M required to attain a given compensation performance is generally much higher than that of the proper IIR filter. The received signal is then filtered adaptively to compensate for the "channel" filtering and to restore the original wavefront. The compensated output is then processed (e.g. demodulated) in the conventional way as though no degradation had occurred.

It is clear that the algorithm above requires that a known training sequence *d(n)* must be used to adjust the filter parameters. In ideal case *d(n)* must be equal *s(n)*. However, it should be noted that in the majority of applications it is either impossible or very difficult to use a training sequence as desired signal. The main objective of this communication will be demonstrated the use of adaptive recursive filter with respect to the areas of system identification and multipath channel enhancement in the case of absense of the desired signal.

The received signal *x(n)* formed by the convergence of direct path and *L-1* reflections can be expressed as

$$x(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l s(n-\delta_l) + \eta(n)$$

where *s(n)* is the transmitted signal with intensity σ_s^2 and $\eta(n)$ is the thermal independence noise. The parameters α_l and δ_l will be constant for static scatterers but become functions of the time for moving reflectors. The ideal (no thermal noise case) channel transfer function is given by

$$P(z) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l z^{-\delta_l}$$

The input-output relation of a recursive adaptive digital filter is given by

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N_f} a_k(n) x(n-k) + \sum_{k=0}^{N_b} b_k(n) y(n-k)$$

where *y(n)* is the filter output signal, $a_k(n)$ ($b_k(n)$) is the *n*-th value of forward (backward) filter coefficient. The processor considered in this paper deals with resolvable multipath. This is tantamount to a requirement that the transmitted bandwidth *B* exceed the reciprocal multipath delay time, i.e.

$$B > \frac{1}{\delta_l - \delta_k} \text{ for any } l \neq k \,.$$

The instantaneous error can be expressed as

$$\varepsilon(n) = d(n) - y(n)$$

The filter output is compared with desired output and the difference is used to modify the filter's parameters to improve the agreement between *y(n)* and *d(n)*. In the case of recursive adaptive filters it has been shown that the surface representing $\varepsilon(n)^2$ versus all the coefficients a_k and b_k is not quadratic. Hence, we shall assume that local minima exist in this error surface. Clearly, such an assumption enables the use of the method of steepest descent with respect to recursive adaptive digital filters also. In that communication, an adaptive mechanism is developed based on the minimization of the mean-squares output error using a gradient similar to that of Feintuch (1976). It is clear that this algorithm requires that *d(n)* be known. We will consider two cases of the desired signal.

1. When the desired signal is available. The classical approach is to use the transmitted signal *s(n)* as desired signal (*d(n)=s(n)*). Then after adaptation the error has to decrease to zero ($\varepsilon(n) \to 0$) and output signal *y(n)* is the estimate of the transmitted signal.
2. When the desired signal is not available. In this case we suggest to use the received signal *x(n)* as the desired signal (*d(n)=x(n)*). Then after adaptation the error signal is the estimate of the transmitted signal ($\varepsilon(n) \to s(n)$).

To demonstrate the performance of the suggested processor, a number of simulations were conducted.