

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ

Шутов С.Л., Султанов Б.В.

Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт
Пензенский Государственный университет

1. Введение

При использовании для передачи данных отечественной телефонной сети общего пользования качество организуемых коммутируемых каналов (особенно в случае наличия в их составе большого - до 12 - числа переприемных участков) зачастую оказывается крайне низким [1]. Это обстоятельство не позволяет полностью реализовывать потенциальные возможности современных модемов, так как делает неработоспособными режимы высокоскоростной передачи.

Одним из вариантов решения данной проблемы является включение в состав модема предварительного корректора частотных характеристик канала. В работе [2] приводятся различные схемы реализации предварительных корректоров канала, однако использование их в составе модема предполагает либо ручную настройку корректора, либо крайне медленную автоматическую. При этом автоматизация процедуры настройки возможна путем последовательного изменения структуры корректора, выражающегося во включении в ее состав тех или иных корректирующих звеньев, и оценки качества работы приемника при каждой из возможных конфигураций корректора. Поскольку при большом количестве переприемных участков в линии число перебираемых конфигураций корректора должно быть достаточно большим, а время оценки качества работы приемника (которая может быть осуществлена, например, по значению среднеквадратической ошибки на входе решающего устройства модема) при анализе каждой конфигурации - превышающим время установления рабочих режимов во всех узлах приемной части модема, то есть весьма длительным, общая продолжительность автоматической настройки подобного устройства является недопустимо высокой (порядка двух или более минут).

Значительно большим быстродействием обладает корректор, построенный на основе корреляционного метода оценки параметров канала. Сущность этого метода, а также особенности его реализации и рассматриваются в настоящем докладе.

2. Корреляционный метод оценки импульсной реакции канала

Предположим, что имеется некоторый тестовый сигнал $x(n)$ (n - номер отсчета), представляющий собой периодическую последовательность, содержащую в своем периоде N отсчетов, автокорреляционная функция которой

$$B_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x(l) \cdot x[(m+l) \bmod N] \quad (1)$$

определяется соотношением

$$B_x(m) = \begin{cases} 1 & \text{при } m \bmod N = 0 \\ 0 & \text{при других } m \end{cases} \quad (2)$$

При прохождении этого теста через канал с аддитивным шумом n_k , некоррелированным с $x(n)$, отклик канала $y(n)$ можно описать выражением

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x[(n-k) \bmod N] + n_k(n) \quad (3)$$

Вычислим периодическую функцию взаимной корреляции $B_{xy}(m)$ сигналов $x(n)$ и $y(n)$. По аналогии с (1) имеем:

$$B_{xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cdot x[(n+m) \bmod N] \quad (4)$$

Подставляя в это выражение значение $y(n)$, определяемое (3) получим

$$\begin{aligned} B_{xy}(m) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x[(n-k) \bmod N] + n_k(n) \right\} \cdot x[(n+m) \bmod N] = \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[(n-k) \bmod N] \cdot x[(n+m) \bmod N] + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_k(n) \cdot x[(n+m) \bmod N] \end{aligned} \quad (5)$$

Рассмотрим первое слагаемое $B_{1xy}(m)$ выражения (5). С целью его упрощения осуществим во внутренней сумме замену переменной суммирования. Положим

$$l = (n - k) \bmod N = (n \bmod N - k \bmod N) \bmod N,$$

откуда

$$n \bmod N = (l + k) \bmod N. \tag{6}$$

При этом
 $(n + m) \bmod N = (n \bmod N + m \bmod N) \bmod N,$

или, с учетом (6),
 $(n + m) \bmod N = (l + k + m) \bmod N,$

причем при изменении n от 0 до $N-1$ l также пробегает все значения периода.
 Поэтому можно записать

$$B_{1xy}(m) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x[(n-k) \bmod N] \cdot x[(n+m) \bmod N] =$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x(l) \cdot x[(l+k+m) \bmod N] \tag{7}$$

В соответствии с (1) и (2)

$$\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} x(l) \cdot x[(l+k+m) \bmod N] = \begin{cases} 1 & \text{при } (k+m) \bmod N = 0 \\ 0 & \text{в других случаях} \end{cases}, \tag{8}$$

причем при значениях m и k , удовлетворяющих неравенствам $0 \leq m \leq N-1$; $0 \leq k \leq N-1$, что соответствует одному периоду сигналов $x(n)$ и $y(n)$, из равенства $(k+m) \bmod N = 0$ следует, что $k = (-m) \bmod N = N-1-m$. Это означает, что при конкретном m во внешней сумме выражения (7) есть только одно значение $k = N-1-m$, для которого сумма (8) отлична от нуля, поэтому

$$B_{1xy}(m) = h(N-1-m). \tag{9}$$

Второе слагаемое соотношения (5)

$$B_{2xy}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_k(n) \cdot x[(n+m) \bmod N]$$

полностью аналогично выражению (4) и представляет собой оценку функции взаимной корреляции непрерывного аддитивного шума канала n_k , заданного дискретными отсчетами $n_k(n)$, и тестового сигнала. Поскольку процессы $n_k(n)$ и $x(n)$ некоррелированы,

$$B_{2xy}(m) \cong 0 \tag{10}$$

Таким образом, каждый период функции взаимной корреляции теста с откликом канала в соответствии с равенством (9) содержит отсчеты реальной импульсной характеристики канала, по которой могут быть определены и соответствующим образом скорректированы его частотные характеристики.

Равенство (10) выполняется тем точнее, чем больше N . При этом ввиду большой вычислительной сложности операции (4), ее целесообразно выполнять в частотной области, используя для перехода от временных последовательностей к их спектрам и обратно алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ) [5]. Общая последовательность вычислений в таком случае задается формулой

$$\{h(k)\} = F^{-1} \left[F \{y(k)\} \cdot F^* \{x(k)\} \right],$$

где $\{h(k)\}$ - последовательность отсчетов импульсной реакции тракта;

$\{y(k)\}$ и $\{x(k)\}$ - периоды последовательностей отсчетов отклика канала и теста;

F и F^{-1} - операторы прямого и обратного преобразований Фурье;

* - знак комплексного сопряжения.

3. Синтез тестовой последовательности

Для синтеза периодической тестовой последовательности с автокорреляционной функцией вида (2) воспользуемся подходом, описанным в работе [3]. Определим значения отсчетов дискретного энергетического спектра $G_x(k)$ (k - номер отсчета) искомого сигнала. В соответствии с теоремой Винера – Хинчина, вычисляя ДПФ от обеих частей равенства (2) нетрудно убедиться, что

$$G_x(k) = \sum_{m=0}^{N-1} B_x(m) \cdot \exp \left\{ -j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot m \right\} = 1,$$

то есть является равномерным. Это означает, что спектр амплитуд последовательности также является равномерным и единичным. Вид спектра фаз не оказывает влияния на автокорреляционную функцию, однако во многом определяет форму синтезируемого теста, которую удобно оценивать с помощью

пик-фактора. Исследования показали, что минимальный пик-фактор может быть получен при квадратичном законе изменения аргумента $\varphi(k)$ отсчетов ДПФ теста. Кроме того, поскольку искомая последовательность должна быть действительной, необходимо, чтобы отсчеты ее дискретного спектра удовлетворяли условиям симметрии [4]. Исходя из сказанного можно записать следующее соотношение, определяющее ДПФ $X(k)$ синтезируемого сигнала:

$$X(k) = \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{N} \cdot k^2\right) = X^*(N - K), \quad (11)$$

где знак * означает комплексное сопряжение;

$$0 \leq k \leq \frac{N}{2} \quad - \text{при } N - \text{ четном,}$$

$$\text{и} \quad 0 \leq k \leq \frac{N-1}{2} \quad - \text{при } N - \text{ нечетном.}$$

Вычисляя ОДПФ от $X(k)$, заданного равенствами (11), получаем выражение для расчета отсчетов последовательности:

$$x(n) = \frac{1}{N} \left\{ 1 + (-1)^{\lfloor n + (\frac{N}{2} \bmod 2) \rfloor} \cdot \lfloor (N+1) \bmod 2 \rfloor + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\lfloor \frac{N-1}{2} \rfloor} \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot (k+n)\right] \right\}.$$

Анализ, проведенный с помощью ЭВМ, подтверждает, что автокорреляционная функция последовательностей рассчитанных по последней формуле является идеальной, а значение пик-фактора в зависимости от N меняется в пределах от 1,3 до 1,7. При этом наименьшим пик-фактором обладают сигналы с четным N , а наибольшим – с нечетным.

4. Алгоритм работы корреляционного корректора

Алгоритм настройки корреляционного корректора заключается в следующем. В режиме вхождения в связь передается несколько периодов описанной выше последовательности, в каждой из которых с помощью БПФ производится оценка импульсной реакции канала $h(m)$. При этом длина теста (число N) определяется предполагаемой длительностью импульсной реакции, уровнем шума в канале, частотой дискретизации и соображениями разумной сложности реализации.

Затем с помощью БПФ по полученным оценкам $h(m)$ вычисляются АЧХ и ФЧХ канала связи. Поскольку при конечном N равенство (10) выполняется лишь с ограниченной точностью, достоверность оценки характеристик канала можно в определенной степени повысить путем усреднения результатов обработки нескольких (порядка 10) периодов теста. Однако наличие рассинхронизации несущей в канале не позволяет осуществить непосредственное усреднение как оценок импульсной реакции, так и вычисленных на их основе реакций ФЧХ (на форму АЧХ наличие рассинхронизации влияния не оказывает). Поэтому предлагается на основе полученных оценок ФЧХ определять характеристики группового времени задержания (ГВЗ), представляющие собой первую конечную разность (дискретный аналог первой производной) по частоте от ФЧХ и, поэтому, не зависящие от вносимого влияния рассинхронизации фазового сдвига.

Усредненные значения АЧХ и ГВЗ канала сравниваются с эталонными, по результатам сравнения вычисляются соответствующие частотные характеристики корректора, по которым с помощью ОДПФ определяются коэффициенты его исполнительного элемента - трансверсального цифрового фильтра.

5. Заключение

Использование при построении модемов современных сигнальных микропроцессоров делает вполне доступным объем вычислений, предполагаемый при реализации изложенного выше метода. Практическая его апробация позволила осуществить коррекцию частотных характеристик канала с точностью до характеристик одного переприемного участка (ППУ) в диапазоне от 0 до 15 ППУ за время порядка 1,5с.

Библиография

1. А.О. Пасковатый. О качестве телефонной сети общего пользования. Сети и системы связи, №4 (26), апрель 1998г.
2. В.А. Кисель. Аналоговые и цифровые корректоры. Справочник. М. «Радио и связь», 1986г.
3. Б.В.Султанов. Синтез тестовой последовательности с хорошими корреляционными свойствами. Новые информационные технологии и системы. Материалы III Международной научно-технической конференции. Россия, Пенза, декабрь 1998г.
4. Л. Рабинер, Б. Гоулд. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М., «Мир», 1978г.
5. А.В.Оппенгейм, Р.В.Шафер. Цифровая обработка сигналов. М., «Связь», 1979г.

CORRELATION METHOD PERMITTING TO CORRECT FREQUENCY CHARACTERISTICS OF THE TELEPHONE CHANNELS

Шутов С.Л., Султанов Б.В.

Abstract. One of problems arising at usage of modern high-velocity modems for data transmission on domestic voice channels is the poor quality last. The authors esteem a capability of its solution on the basis of actuation in the modem's structure of a preliminary corrector channel's frequency characteristics built on the basis of correlation method. In the report are set up an essence of this method and features of its implementation.

1. Introduction

At usage for data transmission of a domestic telephone network quality of organized switched channels (specially in case of presence in their structure large number of repeater sections) frequently appears by lowest [1]. This circumstance does not allow completely to realise potentials of modern modems, as makes by disabled modes of a high-speed transmission.

One of candidate solutions of the given problem is the actuation in a modem's structure of a preliminary corrector channel's frequency characteristics. In [2] the different schemes of preliminary adjustable channel's correctors are resulted, however usage them in the modem's structure guesses extremely long-time set-up of a corrector (about two and more minutes).

The much greater speed of set-up has the corrector realising correlation method of an estimation channel parameters. An essence of this method and the features of its implementation are a subject of consideration in the present report.

2. Estimation of channel response by a correlation method

Let's suspect, that there is some test signal $x(n)$, representing periodic sequence with a period of N such that its autocorrelation $B_x(m)$ is an impulse train. Namely,

$$B_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{\ell=0}^{N-1} x(\ell) \cdot x[(m + \ell) \bmod N] = \begin{cases} 1 & m \bmod N = 0 \\ 0 & elsewhere \end{cases} \quad (1)$$

At passing this test through a channel with an additive noise n , uncorrelated with $x(n)$, the output signal of a channel $y(n)$ can be described by expression

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot [x(n - k) \bmod N] + n_k(n), \quad (2)$$

where $h(k)$ denote channel response.

Evaluating cross correlation $B_{xy}(m)$ between $x(n)$ and $y(n)$, we receive

$$B_{xy}(m) = h(N - 1 - m) + B_{xn}(m), \quad (3)$$

where $B_{xn}(m)$ is cross correlation between $x(n)$ and $n_k(n)$.

But, as $x(n)$ and $n_k(n)$ are uncorrelated,

$$B_{xn}(m) = 0. \quad (4)$$

Thus

$$B_{xy}(m) = h(N - 1 - m) \quad (5)$$

and each period of cross correlation between $x(n)$ and $y(n)$ represents readouts of channel response, on which one can be determined and in appropriate way corrected its frequency characteristics. The calculus can be simplified with the help of algorithms of a FFT [5].

3. Synthesizing of test sequence

For synthesizing test sequence with autocorrelation (1) we shall take advantage of the approach described in [3].

Apparently, that the spectral power density of such sequence, determined as DFT from $B_x(m)$, is even (single). It means, that the spectrum of amplitude of sequence also is even and single. The ring of a spectrum of does not influence the form of autocorrelation, however in many respects determines the form of sequence, which one is convenient for characterizing with the help of a peak-factor. The researches have shown, that the minimum peak-factor can be obtained at the quadratic law of change of argument of readouts DFT of the test. Besides as the required sequence should be real, it is necessary, that it DFT obeyed symmetries [4]. Outgoing from this it is possible to record following expression for DFT of the test:

$$X(k) = \exp\left(j \frac{2\pi}{N} k^2\right) = X^*(N-k), \quad (6)$$

where * denote complex conjugate operation.

The required sequence can be determined by taking IDFT of $X(k)$ defined (6). It is generated as such are given by the following:

$$x(n) = \frac{1}{N} \left\{ 1 + (-1)^{\lfloor n + (\frac{N}{2} \bmod 2) \rfloor} \cdot \lfloor (N+1) \bmod 2 \rfloor + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\text{int}[\frac{N-1}{2}]} \cos\left[\frac{2\pi}{N} \cdot k \cdot (k+n)\right] \right\}.$$

4. Algorithm of correctors adjustment

For correctors adjustment the channel response computed by a correlation method will be used. On it with help of a FFT are determined an amplitude-frequency (AF) and phase-frequency (PF) channel parameter. Their average is made for decreasing influencing of a noise on the computed characteristics. At presence of PF response is impossible. Therefore to average subjects its derivative-characteristic of an group delay (CGD). On average AF and CGD the applicable characteristics of corrector are evaluated, on which one with the help IDFT the factors of actuator of a corrector-transversal digital filter are determined.

5. Conclusion

Usage at construction of modems of modern signal microprocessors makes quite accessible a volume of calculuss suspected at implementation of a described method. Its practical approbation has allowed to execute correction of frequency characteristics if one repeater section in range from 0 up to 15 repeater section in time about 1,5 seconds.