

АНАЛИЗ БИОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С ОТРАЖЕНИЯМИ НА ФОНЕ ШУМОВ

Бернюков А.К., Костикин И.Ю.

Владимирский государственный университет
600026, Владимир, ул. Горького, 87, кафедра РТ и РС

Задачи обработки сигналов с отражениями решаются во многих областях науки. Например, в сейсмических исследованиях, импульс сейсмической энергии, создаваемой взрывом, распространяется в земле и при этом испытывает отражения от различных слоев земной коры. В радионавигации радиопульс отражается от местных предметов и рельефа.

Биоэлектрические сигналы (БЭС), характеризующие состояние живых организмов, обычно обрабатываются на фоне аддитивных и зеркальных помех. К аддитивным помехам относятся шумы, гармонические помехи от сети питания приборов, низкочастотные помехи вызванные дрейфом параметров. При распространении сигнала в канале связи возникают отражения от неоднородностей, накладывающиеся на основной сигнал.

Примером биомедицинского сигнала с отражениями и шумами является сигнал реограммы сосудов человека. Отражения возникают при распространении пульсовой волны от сердца к органам в точках ветвления сосудов из-за разницы сечения крупного сосуда и суммы сечений более мелких ответвлений. С точки зрения диагностики сигнал реограммы содержит информацию о форме пульсовой волны и о характере прохождения её по артериальному руслу.

При отсутствии априорной информации о форме пульсовой волны, для выделения её на фоне отражений удобно применить гомоморфную фильтрацию.

В кепстре сигнала с отражением, который вычисляется как обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) от логарифма спектра сигнала, кроме информации о канале распространения присутствует информация о полезном сигнале. Разделить эти части кепстра можно, например, путём режекции кепстра в области малых задержек.

Недостатком кепстральной обработки является её высокая чувствительность к шумам. Эксперимент показал, что этот метод применим при соотношении сигнал / шум не менее 30- 40дБ (рис. 1).

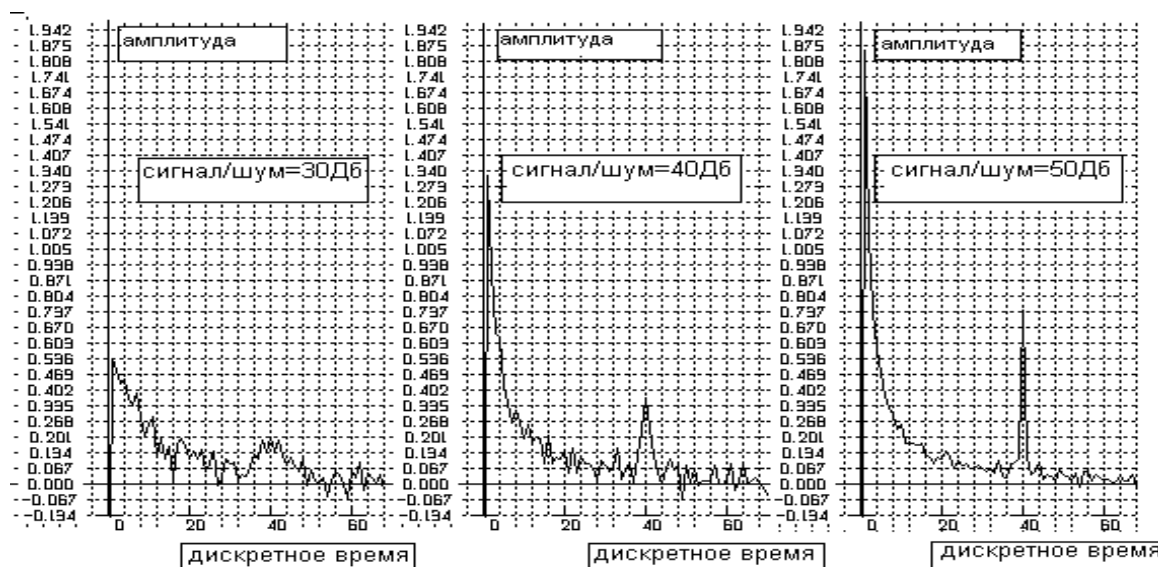


Рис.1. Влияние шумов на вид кепстра сигнала с отражением.

Для подавления аддитивных помех, при соотношении сигнал/шум меньше 30дБ можно использовать адаптивный дискретный компенсатор помех (АДКП).

Классический АДКП обычно использует процедуру вычисления свертки текущих отсчетов помехи $N_1(t) = N_{1j}$ и отсчетов импульсного отклика среды, формирующей помеху, выбираемых из запоминающего устройства (ЗУ) АДФ h_j (некоторые априорные данные) на основе текущего значения сигнала ошибки $\varepsilon_j = y_j - d_j$, то есть

$$y_j = \sum_{(i)} h_{ij} N_1(j-i), \quad j = t/T = 0,1,2, \dots$$

Значения h_{ij} в последующих тактах компенсации уточняются градиентным методом $h_{i,j+1} = h_{ij} + \Delta h_{ij}$ до значений, определяющих сигнал y_j , компенсирующий помеху $N(t)$. Пример адаптивной компенсации шумов в гармоническом сигнале представлен на рисунке 2.

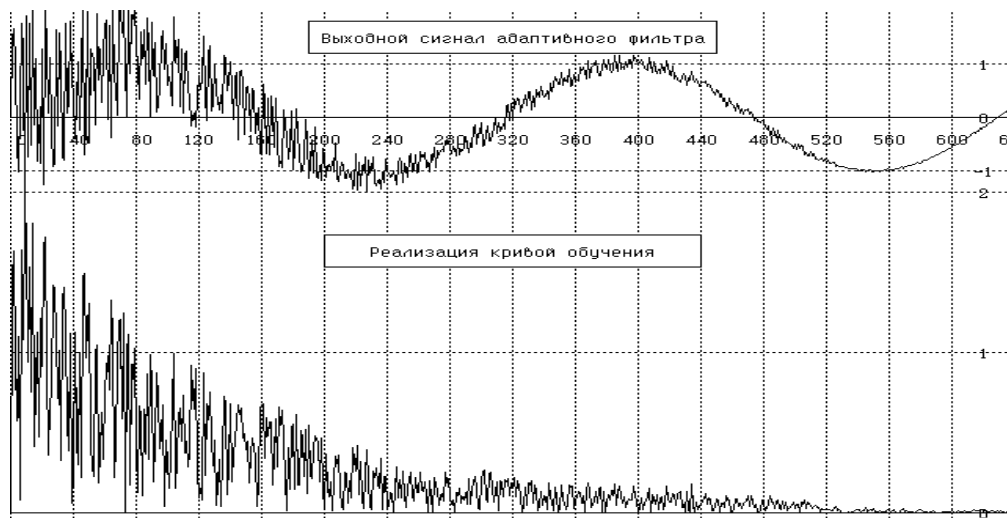


Рис. 2. Результат работы адаптивного компенсатора.

Недостатком такого АДКП является значительное время выработки сигнала компенсации (100—200 тактов), снижающее быстродействие АКДП и затрудняющее его использование при воздействии помех с резко изменяющимися во времени статистическими характеристиками. Такой случай, например, соответствует совместному воздействию на систему шумовой помехи и отражения полезного сигнала (эхо) от какой либо неоднородности. Этот недостаток в значительной степени может быть уменьшен дополнением классической схемы АДКП анализатором кепстра (АК) (рис. 3), подключенным к основному входу 1 компенсатора и выполняющим функции селектора доминирующей компоненты импульсного отклика, формирующей отражение во многолучевом канале. В этом случае эффективность работы адаптивного фильтра повышается — сокращается этап перестройки АДФ и предотвращается срыв процесса компенсации при воздействии доминирующего отражения.

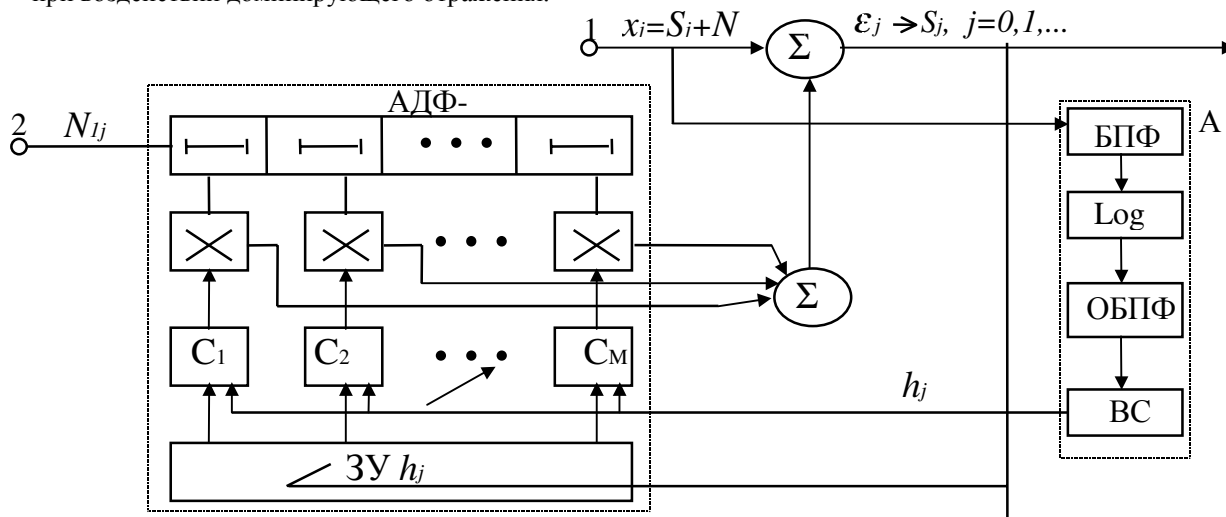


Рис. 3. Структура АДКП с анализатором кепстра.

В основе АДКП используется нерекурсивный цифровой АДФ-НФ, в запоминающем устройстве которого хранятся все возможные значения импульсного отклика канала (ИОК) $h_j, j = 1, 2, \dots, M$. Поиск нужных значений h_j в момент t_j проводится в зависимости от величины ϵ_j . Анализатор кепстра состоит из блока прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ), логарифматора (Log), блока обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) и временного селектора (ВС).

В блоке БПФ определяется частотный образ входного процесса

$$x(j) = S(j) \otimes h(j) \xrightarrow{\text{БПФ}} X(k) \cdot H(k),$$

где $j = 0, 1, 2, \dots$ — отсчеты по времени t ; $k = 0, 1, 2, \dots$ — отсчеты по частоте ω ;

$x(j)$ — дискретные выборки входного процесса $x(t)$, определяемые в виде свертки сигнальных отсчетов $S(j)$ и импульсной характеристики $h(j)$ среды, формирующей помеху (отражение);

$X(k), S(k)$ — дискретные частотные спектры сигналов $x(j), S(j)$ соответственно;

$H(k)$ — дискретная частотная характеристика среды, формирующей помеху.

Логарифматор локализует компоненты спектра сигнала $S(k)$ и частотной характеристики $H(k)$

$$\ln X(k) = \ln S(k) + \ln H(k),$$

а в блоке ОБПФ находятся кепстры $\hat{x}(j), \hat{S}(j), \hat{h}(j)$, представляющие оценки сигналов $x(j), S(j), h(j)$ в новой временной области. Временной селектор стробирует компоненту $\hat{h}(j)$, которая вводится в адаптивный фильтр для выработки сигнала компенсации и реализации процедуры

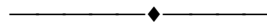
$$\varepsilon_j = x_j - y_j = S_j + N_j - \sum_{i=0}^M h_{i,j} N_1(i-j) \rightarrow S_j$$

Указанная операция в пределе выполняется за один такт работы АДКП, благодаря чему время обучения АДФ сокращается, а быстродействие АДКП возрастает. Естественно в пределах такта АДКП должны быть выполнены процедуры анализа кепстров и селектирования $h(j)$.

Основная компонента кепстра импульсного отклика канала (ИОК) $h_{pj} = p\delta_0(j-j_3)$ селектируется и поступает параллельно на M схем сравнения $C_1 \dots C_m$, благодаря чему в АДФ оперативно поступают из ЗУ значения $h_i \approx \hat{h}_{pj}$. Перебор h_i под влиянием ε_j исключается и число тактов компенсации уменьшается.

Применение гомоморфной обработки в АДКП позволяет:

1. Значительно повысить быстродействие АДКП;
2. Повысить достоверность обработки БЭС на фоне шумов (до 25 - 30 дБ) и отражений сопряженных с сигналом;
3. Определить импульсные свойства канала распространения БЭС в организме человека.



ANALYSIS OF BIO-ELECTRICAL SIGNALS WITH THE REFLECTIONS ON THE BACKGROUND OF NOISES

Bernyukov A.K., Kostikin I.J.

Vladimir State University
87, Gorky str., Vladimir, Russia, 600026

Example of bio-electrical signal (BES) with reflections and noises is a signal of arteries reo-gram. Reflections appear in switchpoints of arteries, when a pulse wave is spreading from the heart to organs, because of section differences in large artery and sum of sections of more small branches. From standpoint of diagnostics a reogram signal contains information about the pulse wave form and about the character of its passing through arteries. In the absence of apriori information about the pulse wave form, for its separation on the background of reflections it is convenient to use gomomorf filtration.

In cepstrum of signal with reflection, which is calculated as an inverse discrete Fourier transformation (iDFT) from the logarithm of signal spectrum, the information about the channel of distribution and information about the useful signal are also present. To separate these parts of cepstrum it is possible, for instance by mean of rejection of cepstrum in the field of small delays. The main disadvantage of cepstrum processing is its high sensitivity to noises. The experiment has shown that this method can be used at the signal/noise correlation not less than 30 - 40 Db (fig.1).

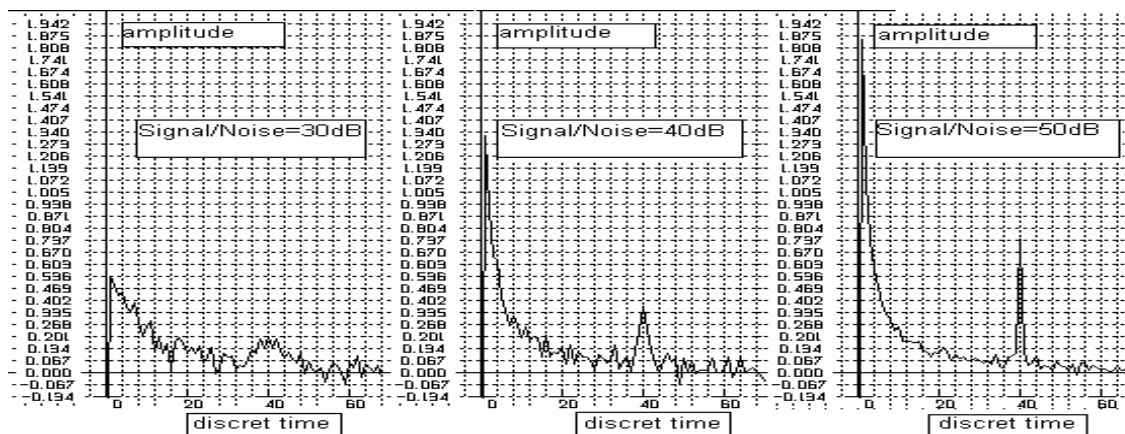


Fig. 1. Influence of noises on the type of signal with the reflection cepstrum.

Adaptive discrete noise compensator(ADNC) it is possible to use it for noise suppression. Classical ADNC usually uses procedure of calculation of folding of noise current samples $N_1(t) = N_{1j}$ and a pulsed response of ambience, forming noise, samples, chosen h_j (some apriori data) from memory unit (MU) of ADF on the basis of current value of mistake $\varepsilon_j = y_j - d_j$, i.e.

$$y_j = \sum_{(i)} h_{ij} N_1(j-i), \quad j = t/T = 0,1,2,\dots$$

Values h_{ij} in following tacts of compensations are elaborated by gradient method $h_{i,j+1} = h_{ij} + \Delta h_{ij}$ before values, defining signal y_j , compensating noise $N(t)$. The disadvantage of such ADNC is a significant time of compensation signal production (100—200 tacts), reducing speed ADNC and obstructing its use under action of noise with sharply changing statistical features. Such case, for instance, corresponds a joint action to the system of noise and reflection of useful signal (echo) from any spottinesses. This defect of classical scheme ADNC to a considerable extent can be reduced by the addition of cepstrum analyzer (CA), connected to main entry 1 of compensator and executing functions of selector of dominant components of pulsed response, forming reflection in much-beam channel. In this case efficiency of working an adaptive filter increases — the stage of realignment of ADF is prevented decreases and the cessation process of compensations under the action of dominant reflection. Structure of ADNC with CA is submitted for fig.2.

The mane part of ADNC is a nonrecursive digital filter ADF-NF, in the mamory unit of which contains all possible values of pulsed response of channel (PRC) $h_j, i = 1,2,\dots, M$. Searching of necessary values h_j at moment t_j is conducted depending on values ε_j . Cepstrum analyzer consists of the block of direct fast Fourier transformation (FFT), logarithming block (Log), block of inverse fast Fourier transformation (iFFT) and time selector (TS).

In block FFT is defined frequency image of input process

$$x(j) = S(j) \otimes h(j) \xrightarrow{\text{БПФ}} X(k) \cdot H(k),$$

where $j = 0,1,2,\dots$ — sample number depending on time t ; $k = 0,1,2,\dots$ —sample number depending on frequency ω ;

$x(j)$ — discrete samples of input process $x(t)$, defined as foldings of signal samples $S(j)$ and pulsed feature $h(j)$ ambiances, forming reflection;

$X(k), S(k)$ — discrete frequency spectrums of signals $x(j), S(j)$ accordingly;

$H(k)$ — discrete frequency feature of ambience, forming reflection.

Logarithming block localizes components of spectrum of signal $S(k)$ and frequency features $H(k)$

$$\ln X(k) = \ln S(k) + \ln H(k),$$

and in block iFFT are defined cepstrums $\hat{x}(j), \hat{S}(j), \hat{h}(j)$, which are evaluations of signals $x(j), S(j), h(j)$ in new time area. Time selector strobes to component $\hat{h}(j)$, which is introduced in adaptive filter for production of compensation signal and realization of procedure

$$\varepsilon_j = x_j - y_j = S_j + N_j - \sum_{i=0}^M h_{i,j} N_1(i-j) \rightarrow S_j .$$

This operation in the limit is executed for one machine cycle of ADNC, due to that the time of educating of ADF is shortened, and speed of ADNC increases. Naturally within the tact of ADNC procedures of a cepstrum analysis and selecting $h(j)$ must be executed.

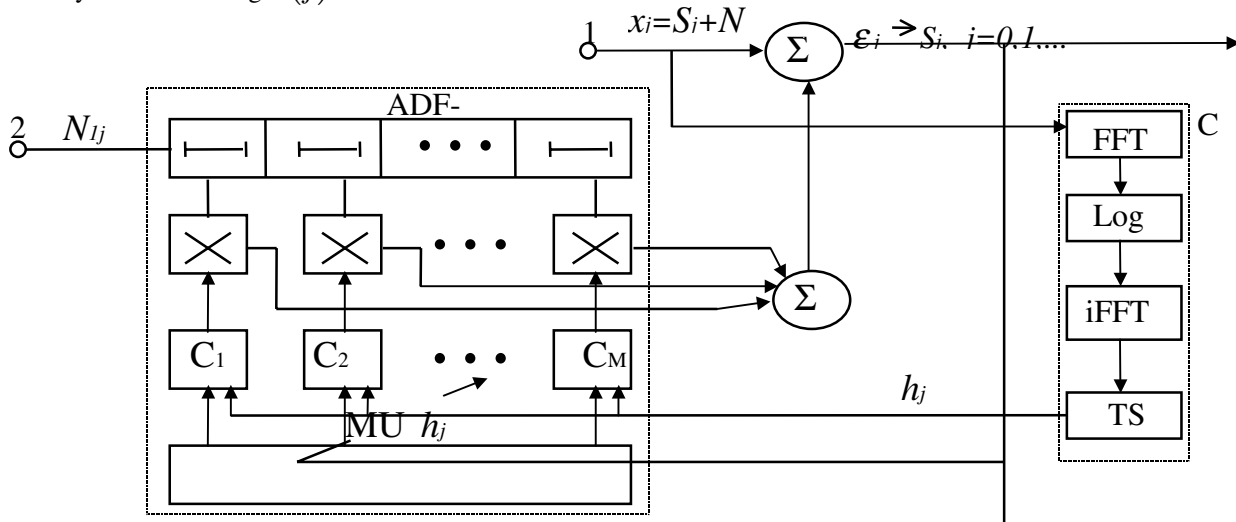


Fig. 2. Structure of ADNC with cepstrum analyzer.

Using a gomomorf processing in ADNC allows:

- 1) to raise speed of ADNC significantly;
- 2) to raise validity of BES processing on the background of noises (25 - 30dB) and reflection associated with signal;
- 3) to define pulsed characteristics of channel of BES distribution in person organism.