

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Логинов А.А., Морозов О.А., Солдатов Е.А., Фидельман В.Р.

Научно-исследовательский физико-технический институт
Нижегородского Государственного университета им. Н.И. Лобачевского

Задача цифровой фильтрации сигналов возникает во многих областях прикладной физики и техники. В частности, при обработке фазоманипулированных сигналов, цифровая фильтрация может быть использована для выделения фазовых разрывов (информационной составляющей сигнала). В работе предлагается метод нелинейной цифровой фильтрации информационных пакетов с фазовой манипуляцией. Метод рассматривается на примере задачи определения временной задержки сигналов при многоканальном распространении. Данная задача, возникающая при обработке сигналов, распространяющихся по нескольким каналам связи с различными шумовыми характеристиками, может быть сформулирована следующим образом: для двух сигналов

$$s_1(t) = x(t) + \xi_1(t), \quad s_2(t) = x(t - t_0) + \xi_2(t) \quad (1)$$

необходимо определить временную задержку t_0 . Исследуемый сигнал $x(t - t_0)$ представляет собой задержанную во времени искаженную копию опорного сигнала $x(t)$, $\xi_{1,2}(t)$ – аддитивные шумы в полосе частот сигналов. Традиционные подходы к решению подобных задач основаны либо на исследовании корреляционной функции на экстремум либо на анализе ее спектра. Оба подхода могут быть использованы при условии малости шумов и гладкости спектра сигнала и взаимного спектра шумов [1]. На практике влияние шумов высокого уровня, а также произвольное изменение частоты заполнения любого из обрабатываемых сигналов, вызванное, например, влиянием эффекта Доплера, проявляется в смещении, искажении или полном подавлении главного корреляционного максимума ВКФ. Введение перебора по известному частотному сдвигу делает возможным применение традиционных методов, но влечет за собой большие вычислительные затраты. Для решения подобных задач предлагается метод определения взаимной временной задержки сигналов, основанный на нелинейной цифровой обработке с целью выделения фазовых разрывов, позволяющий избежать необходимости компенсации неизвестного частотного сдвига и значительно сократить время вычислений.

Следуя подходу минимальной дисперсии (МД) [2], рассмотрим линейный фильтр порядка p с коэффициентами $\mathbf{c} = \{c[0], \dots, c[p]\}^T$, действие которого на гармонический сигнал с частотой f_0 не приводит к его искажению. МД-фильтр задается соотношениями:

$$\sum_{k=0}^p c[k] x[n-k] = \mathbf{x}^T[n] \mathbf{c} = y[n], \quad (2)$$

$$\sum_{k=0}^p c[k] \exp(2\pi i f_0 k) = \mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{c} = 1. \quad (3)$$

Коэффициенты фильтра минимальной дисперсии являются решением вариационной задачи минимизации мощности на его выходе при условии сохранения амплитуды гармоники с (3) частотой f_0 :

$$\rho = M \langle |y[n]|^2 \rangle = \mathbf{c}^H M \langle \mathbf{x}^*[n] \mathbf{x}^T[n] \rangle \mathbf{c} = \mathbf{c}^H \mathbf{R}_p \mathbf{c} \rightarrow \min \quad (4)$$

где \mathbf{R}_p – матрица автокорреляционная матрица сигнала. На основе (3), (4) может быть получена формула для коэффициентов фильтра. Действие такого фильтра на гармонику с частотой f_0 дает постоянный сигнал на выходе. Действие на любой другой входной сигнал дает изменяющийся (по амплитуде) во времени выходной сигнал, мощность которого меньше мощности входного сигнала. Величина, характеризующая отклика фильтра K_1 , определяется соотношением:

$$K_1(f, f_0) = \frac{\mathbf{e}^H(f) \mathbf{c}}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{c}}, |K_1| \leq 1. \quad (5)$$

Для линейных фильтров величина K_1 является аналогом передаточной функции (частотной характеристики фильтра). На рис. 1 (линия 1) приведена зависимость $|K_1(f, f_0)|$ для $p = 7$, $f_0 = 0.2$ (частота задана в долях частоты дискретизации). Таким образом, МД-фильтр осуществляет подавление мощности всех частот кроме f_0 , с минимизацией средней мощности выходного сигнала на всех частотах.

Отметим, что в подходе минимальной дисперсии предполагается, что автокорреляционная матрица сигнала не вырождена, а решение для коэффициентов фильтра единственно. Значение параметра p определяется количеством спектральных составляющих в исходном сигнале.

На основе линейного МД-фильтра может быть построен квадратичный фильтр. Заметим, что выражение для выхода фильтра для чисто гармонического сигнала с частотой f_0 , и единичной амплитудой может быть записано в виде

$$y[n] = \frac{\mathbf{x}^T[n] \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{x}[n]}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{e}(f_0)} \exp(-2\pi i f_0 n). \quad (6)$$

Если входной сигнал не является монохроматическим, и имеет дополнительные гармонические составляющие, их мощность на выходе квадратичного фильтра понизится. Таким образом, квадратичный фильтр сохраняет основные, необходимые для решения поставленной задачи свойства линейного фильтра. Величина, характеризующая коэффициент передачи для такого фильтра имеет следующий вид:

$$K_2(f, f_0) = \frac{\mathbf{e}^H(f) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{e}(f) \exp[-2\pi i (f - f_0) n]}{\mathbf{e}^H(f_0) \mathbf{R}_p^{-1} \mathbf{e}(f_0)}. \quad (7)$$

Проведенные ниже численные расчеты показывают, что квадратичный фильтр имеет также существенные преимущества перед линейным фильтром. На рис. 1 (линия 2) приведена зависимость $|K_2(f, f_0)|$ для $p = 7$, $f_0 = 0.2$. Анализ рис. 1 показывает, что выбор квадратичного фильтра позволяет не только повысить спектральное разрешение, но и снизить уровень боковых лепестков частотной характеристики фильтра по сравнению с МД-фильтром. В отличие от МД-фильтра, квадратичный фильтр может работать и с вырожденной автокорреляционной матрицей. В этом случае она должна быть заменена псевдообратной матрицей. Таким образом, значение параметра p для квадратичного фильтра

может быть произвольно выбрано исходя из физической постановки задачи. В частности, увеличение значения параметра p , приводящее к искусственному вырождению автокорреляционной матрицы, может позволить приблизить частотную характеристику квадратичного фильтра к желаемой форме. Например, обусловленное эффектом Доплера изменение несущей частоты обрабатываемых сигналов приводят к необходимости создания фильтра, частотная характеристика которого должна без значительных искажений пропускать все частоты в некотором желаемом диапазоне $f_0 \pm \Delta f$ и, насколько возможно, подавлять компоненты спектра вне этого интервала. В данной ситуации необходимая ширина частотной характеристики, определяемая максимальным смещением несущей частоты сигнала, может быть получена выбором соответствующего значения параметра p . Реализация квадратичного фильтра основана на процедуре инверсии автокорреляционной матрицы, и не требует априорного знания частоты сигнала. Вместе с тем, в случае известной частоты f_0 полученный фильтр может быть построен без использования эмпирических данных.

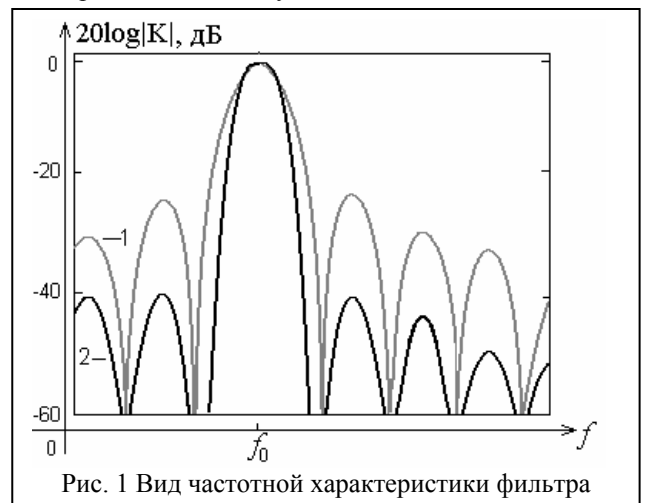


Рис. 1 Вид частотной характеристики фильтра

Рассмотрим работу предлагаемого фильтра в случае синусоидальных сигналов с фазовыми манипуляциями. Для случая комплексной синусоиды частоты f_0 в белом шуме выход фильтра представляет собой константу, не зависящую от мощности синусоиды. Величина отклика фильтра на фазовую манипуляцию в случае комплексной синусоиды постоянна и не зависит от фазы синусоиды, на которой произошел разрыв. В случае реального гармонического колебания величина отклика фильтра на фазовую манипуляцию начинает зависеть от места разрыва на периоде синусоиды, кроме того, размывается реакция фильтра на «чистую» синусоиду заданной

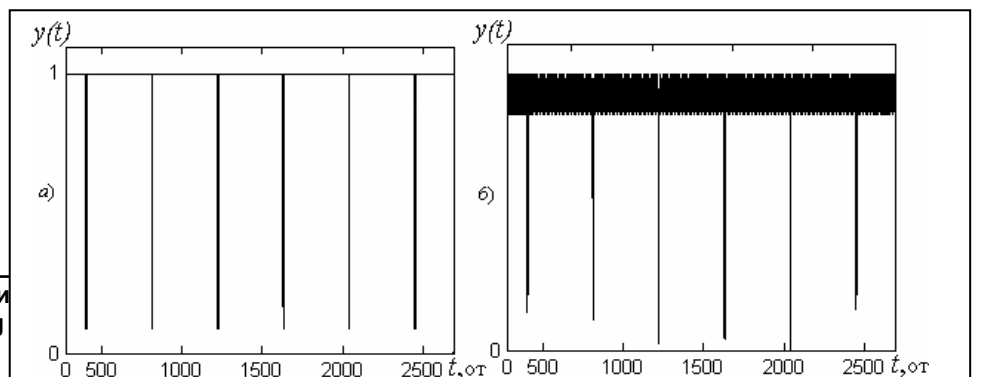


Рис. 2 Отклик фильтра на фазовую манипуляцию

частоты (рис. 2). Результатом является размытие и смещение максимума ВКФ обработанных сигналов.

С целью уменьшения влияния этого явления предлагается перейти от фильтрации непосредственно сигналов к фильтрации оценок их корреляционных последовательностей, вычисленных по короткой выборке с использованием скользящего окна. Данное решение обладает рядом положительных свойств. В частности, устраняется чувствительность фильтра к положению фазовых разрывов; отклики фильтра, соответствующие манипуляциям на различных фазах синусоиды, выравниваются. Кроме того, отклик становится не дельтаобразным, а продолжительным во времени, что положительно сказывается на последующей корреляционной обработке. Наконец, использование корреляционной последовательности вместо отсчетов сигнала приводит к одновременной фильтрации по шумам.

Литература

- 1 H. Messer and J. Goldberg, "Time Delay Estimation: Past, Present and Future" in A. Hero, "Highlights of statistical signal array processing", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 15 Issue: 5, pp. 21-64, Sept. 1998.
- 2 J. Li, P. Stoica, Z. Wang, "On robust Capon beamforming and diagonal loading.", IEEE Trans. Signal Process., vol. 51, no. 7, pp. 1702 – 1715, July. 2003.

TIME DELAY DEFINITION OF PSK SIGNALS BY THE METHOD OF A NONLINEAR DIGITAL FILTRATION

Loginov A., Morozov O., Soldatov E., Fidelman V.

Physical-Technical Research Institute of Nizhni Novgorod State University

The problem of a digital filtration of signals arises in many physics and engineering problem areas. In particular, the digital filtration can be used for allocation of phase gaps (information component of a signal) at processing of phase-shift keyed signals. In activity the method of a nonlinear digital filtration of information packets with phase-shift keying is offered. The method is esteemed on an example of a time delay definition problem at multi-channel distribution. The knowledge of time delay between received signals allows receiving, in particular, the necessary information on condition of propagation medium and defining the location of sources of signals. The traditional approaches to decision of similar problems are based on research of a correlation function on an extreme or on the analysis of its spectrum. Both approaches can be used under condition of a smallness of noise both smoothness of a signal spectrum. In practice, however, any change of bearing frequency of any of processing signals, caused, for instance, influence of Doppler's effect, leads to significant decrease in efficiency of correlation methods. Introduction of search on frequency with the purpose of indemnification of unknown frequency shift permits using the traditional methods, but entails the greater computing expenses. For the solution of similar problems the method of definition of signals time delay based on non-linear digital processing which allows to avoid indemnification of unknown frequency shift and considerably to reduce time of calculations.

We can determine the problem of definition of a time delay of signals as follows. It is necessary to define a time delay for two signals which received by independent but synchronized on time receivers.

The approach of minimal dispersion Capon, encompassing by minimizations of output signal dispersion of some linear filter with limits on its frequency characteristic, underlies the offered algorithm. It lies in minimization of a dispersion of a signal on an output of some linear filter at restriction on his frequency characteristic. Such approach allows saving the energy of output signal of filter on given frequency. It is supposed, that spectral components on other frequencies will be sufficiently suppressed. In the Capon approach of a minimum dispersion it is supposed, that the autocorrelation signal matrix is not vacuous, and the solution for factors of the filter is unique.

On the basis of the linear Capon filter the quadratic filter can be built. As against the Capon filter, the quadratic filter can work and with the vacuous autocorrelation matrix. In this case it should be exchanged by a pseudoinverse matrix. In particular, the increase of dimension of signal autocorrelation matrix resulting in to its synthetic degeneration, can allow approach frequency characteristic of the quadratic filter to the desirable form. For example, the change of a processed signals carrier frequency, caused by Doppler effect, result in necessity of creation of the filter, the frequency characteristic should skip all frequencies in some desirable range and, as far as it is possible, to suppress components of a spectrum outside of this interval. In the given situation indispensable width of frequency characteristic instituted by maximum displacement of a signal carrier, can be obtained by selection of the applicable value of dimension of an autocorrelation matrix. The implementation of the quadratic filter is grounded on a procedure of inverse of an autocorrelation matrix, and does not require prior knowledge of a signal frequency. At the same time, in case of known frequency the obtained filter can be built without usage of empirical data. Cross correlation function of such sequences will have a global maximum in a point of a delay.

With the purpose of decreasing diffusion and displacement of a cross correlation function maximum of the treated signals it is offered to pass from a filtration directly of signals to a filtration of estimations of their correlation sequences computed on short sampling with usage of a slipping window.

The offered algorithm can be simply enough realized on the basis of the digital programmed logic integrated scheme and digital signal processor and has high computing efficiency. As the algorithm is insensitive to smooth changes of frequency of filling of a signal, his practical application should be limited to a class of PSK functions. Now the offered algorithm is realized on program model and successfully tested on real signals.

◆