

УДК621.396

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФИЛЬТРА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ АДАПТИВНЫХ МЕТОДОВ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Миненков Д.В., Стоцкая А.Д., Канатов И.И., Романов С.А.

ФГБОУ ВПО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ленина (Ульянова)», Санкт-Петербург
197376, Россия, Санкт-Петербург, улица Профессора Попова, дом 5, dm.v.minenkov@gmail.com

Проведен анализ работы многофункционального адаптивного полосового фильтра. Оценены результаты работы фильтра при прохождении через него широкополосного сигнала. Предложена схема использования многофункционального адаптивного полосового фильтра с разделением задач адаптивной фильтрации на подстройку амплитуды и фазы несущей частоты фазоманипулированного сигнала и подстройку фазы информационной составляющей сигнала. Разделение происходит за счет применения двух фильтров, первый из которых работает по удвоенной частоте входного сигнала. Второй фильтр на основе значений настраиваемых коэффициентов первого меняет фазу и амплитуду опорного генератора, работающего на частоте сигнала. Применение такой схемы позволяет сократить число неопределенных параметров сигнала. Приведены результаты моделирования предложенной схемы адаптивной фильтрации широкополосного сигнала.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов, адаптивный фильтр, широкополосная система связи.

SIMULATION OF BROADBAND SIGNALS FILTER WITH ADAPTIVE METHODS OF AUTOMATIC CONTROL THEORY

Minenkov D.V., Stotckaya A.D., Kanatov I.I., Romanov S.A.

Saint Petersburg State Electrotechnical University (ETU)
Professor Popov str. 5, St.Petersburg, 197376, RUSSIA

The article deals with the analysis of adaptive multi-band filter. The results of the filter as it passes through a broadband signal are evaluated. A scheme for multi-use of adaptive band-pass filter with the division of tasks of adaptive filtering to adjustment of the carrier frequencies' amplitude and phase of phase-shift keyed signal and adjustment of the data part of phase. Separation is occurred by the use of two filters, the first of which runs at twice the input frequency. The second filter changes the phase and amplitude of the reference oscillator operating at a signal's frequency basing on the values of adjustable coefficients of the first one. The use of such a scheme reduces the number of undetermined parameters of the signal. The results of simulation of the proposed scheme of adaptive filter for broadband signals are shown.

Key words: digital signal processing, adaptive filter, broadband signal.

Рассмотрим принцип построения адаптивного фильтра, описанного в [1].

Цифровой адаптивный фильтр (ЦАФ) реализован на основе адаптивного устройства подавления помех. На рисунке 1 представлена схема фильтра.

На вход устройства («Входной сигнал») может подаваться сигнал $d(t)$, представляющий собой сумму фильтруемого (полезного) сигнала $x(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi)$ и комбинации сигналов любого вида – случайных (шум), детерминированных, периодических (активные помехи, работа других передатчиков в полосе частот) и т.п. На эталонном входе («Эталон») действует моногармонический сигнал $x_s(t) = C \cos(2\pi f_0 t + \varphi)$.

Отсчеты входных сигналов берутся с интервалом $T_{\text{секунд}}$, после чего переходим к дискретной форме сигналов: d_k –входной сигнал, x_{1k} –эталонный сигнал, x_{2k} –эталонный сигнал, сдвинутый на 90° , ε_k , y_k –отсчеты выходного сигнала ($k=1,2,3,\dots$).

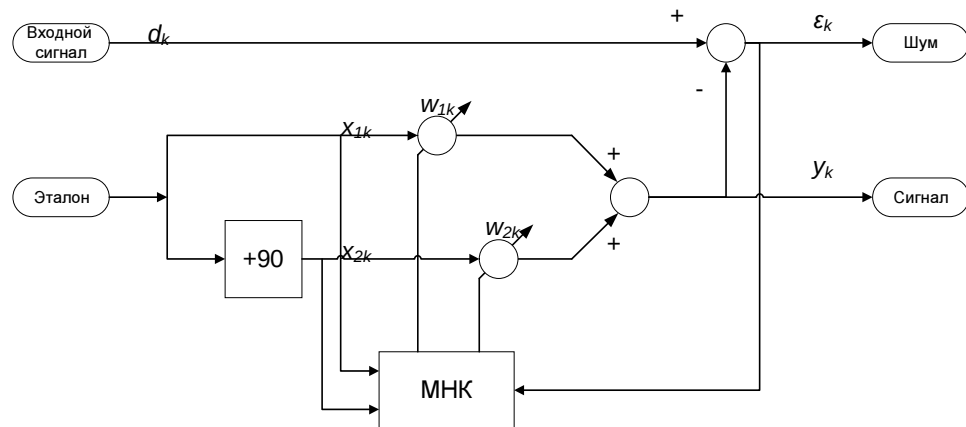


Рисунок1– схема цифрового адаптивного фильтра

Заметим, что названия выходов – «Сигнал» и «Шум» – являются условными. В рассматриваемом случае будем полагать, что эталонный генератор задает полезную составляющую входного сигнала. В противном случае, выходы – «Сигнал» и «Шум» – поменяются местами.

В рассматриваемом фильтре адаптивными (перестраиваемыми) параметрами являются два весовых коэффициента w_1 и w_2 , которые после завершения процесса адаптации принимают значения, приводящие СКО к нулю.

Текущие значения весовых коэффициентов вычисляются методом наименьших квадратов (МНК) по формулам:

$$\begin{cases} w_{1,k+1} = w_{1,k} + 2\mu\varepsilon_k x_{1,k} \\ w_{2,k+1} = w_{2,k} + 2\mu\varepsilon_k x_{2,k} \end{cases}, \quad (1)$$

где μ – параметр сходимости алгоритма адаптации.

Исходя из выражения 1, алгоритм настройки коэффициентов может быть реализован с помощью простой схемы, приведенной на рисунке 2. Блоки на рисунке являются стандартными блоками MATLAB/Simulink.

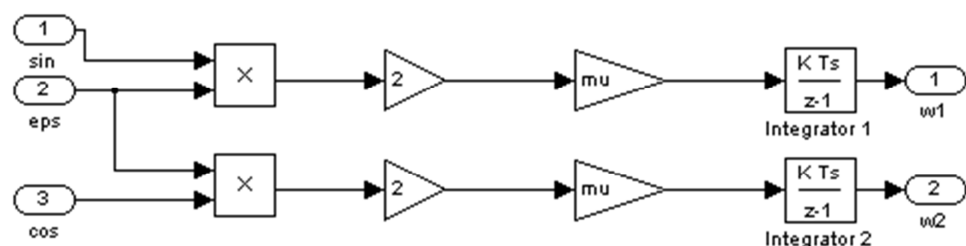


Рисунок 2 – реализация алгоритма настройки коэффициентов в Simulink

В статье [1] также приводятся частотные характеристики данного фильтра (см. рис. 3) для выходов – «Сигнал» и «Шум» – и доказываемая устойчивость данной системы.

Пусть теперь полезный сигнал на входе представленного фильтра является сигналом с ФМн–2[2]: последовательность «0» и «1» передается с помощью модуляции фазы несущей частоты, при этом фаза принимает одно из двух значений $(0; \pi)$. Если сигнал с ФМн–2 используется совместно с расширением спектра методом прямой последовательности, то ширина спектра входного сигнала равна $\frac{2}{T}$, где T – минимальное время, в течение которого фаза остается постоянной или «длительность чипа».

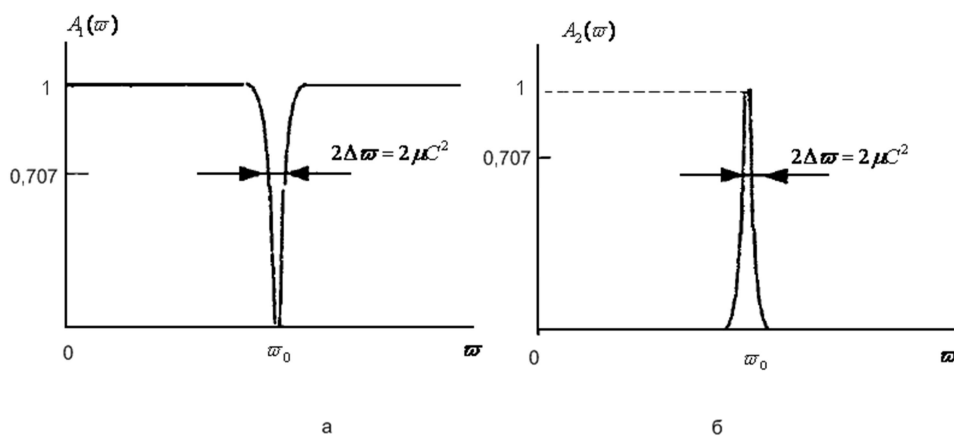


Рисунок 3 – частотные характеристики фильтра: а) – на выходе «Шум», б) – на выходе «Сигнал»

В этом случае из-за постоянных переключений фазы адаптивные коэффициенты w_1, w_2 не будут стремиться к некоторому постоянному значению. Кроме того, т.к. длительность чипа обычно достаточно мала (а значит, велика требуемая полоса пропускания фильтра), придется выбирать параметр сходимости μ большим, что негативно отразится на способности фильтра противостоять шумам.

Поэтому попробуем разделить задачу фильтрации сигнала с ФМн–2 на две: подстройка амплитуды и фазы несущей частоты и подстройка фазы сигнала, передающей информацию. Решать эти задачи будем, используя два адаптивных фильтра, при этом, для уменьшения ошибки, связанной с появлением и суммарной, и разностной частот при перемножении синусоид, будем рассматривать комплексный сигнал, описываемый выражением:

$$s(t) = A_c e^{j(\omega_c t + \varphi_c)} \cdot e^{j\varphi(t)} \quad (2)$$

где A_c – амплитуда несущей частоты, φ_c – фаза несущей частоты, $\varphi(t)$ – формационная составляющая фазы. Настраиваемые коэффициенты первого фильтра обозначим w_{11}, w_{12} , во втором – w_{21}, w_{22} .

Для формирования сигнала первого фильтра воспользуемся известной «схемой Пистолькорса» [4], получившей широкое применение в широкополосных системах (например, [5]). В соответствии со схемой Пистолькорса, если возвести входной сигнал в квадрат, получим:

$$s_2(t) = (s(t) + n(t))^2 = A_c^2 e^{j2\omega_c} \cdot e^{j2\varphi_c} \cdot e^{j2\varphi(t)} + 2 \cdot s(t) \cdot n(t) + n^2(t) \quad (3)$$

где $n(t)$ – шум.

Т.к. $\varphi(t)$ принимает значения $(0; \pi)$, $2\varphi(t)$ примет значения $(0; \pi)$, т.е. после умножения получим сигнал с частотой и фазой, равный удвоенным частоте и фазе несущего колебания. Подав сигнал $s_2(t)$ на вход адаптивного фильтра и установив величину $\mu \ll 0,5$, получим значения подстроечных коэффициентов w_{11}, w_{12} для частоты $2\omega_c$, которые после преобразования дадут значения подстройки амплитуды и фазы несущего колебания. Эти значения будем использовать при генерации эталона во втором таком же фильтре.

Теперь фаза и амплитуда эталона во втором фильтре совпадают с фазой и амплитудой несущей частоты, поэтому настройка коэффициентов w_{21}, w_{22} должна обеспечить переключение фазы выходного сигнала второго фильтра с 0 на π в соответствующие моменты, а это значит, что коэффициент μ можно выбрать достаточно большой. Схема системы представлена на рисунке 4.

Для преобразования коэффициентов w_{11}, w_{12} используются блоки LUT (LookupTable). На выходе 1 модели наблюдается очищенный модулированный сигнал на несущей частоте. На выходе 2 – фаза этого сигнала или, что эквивалентно, информационная составляющая фазы сигнала $d_k - \varphi(t)$.

Принцип работы фильтра состоит в следующем. Разность ε_{1k} между сигналом удвоенной частоты d_k^2 и его моделью y_{1k} , пропорциональная разности фаз и амплитуд этих сигналов, гетеродинируется на нулевую частоту с помощью эталонного генератора (для получения «отрицательной» частоты используется блок комплексного сопряжения). Сигнал нулевой частоты представляет собой мгновенную разность фаз d_k^2 и y_{1k} . Далее умноженное на коэффициент μ_1 значение накапливается в интеграторе (выполняет тут и функцию фильтра) в виде настраиваемых коэффициентов w_{11}, w_{12} , стремящихся к истинному значению разности фаз и амплитуд сигналов d_k^2 и y_{1k} . За счет малого μ_1

получаем узкую полосу пропускания фильтра, достаточную для прохождения синусоидального сигнала.

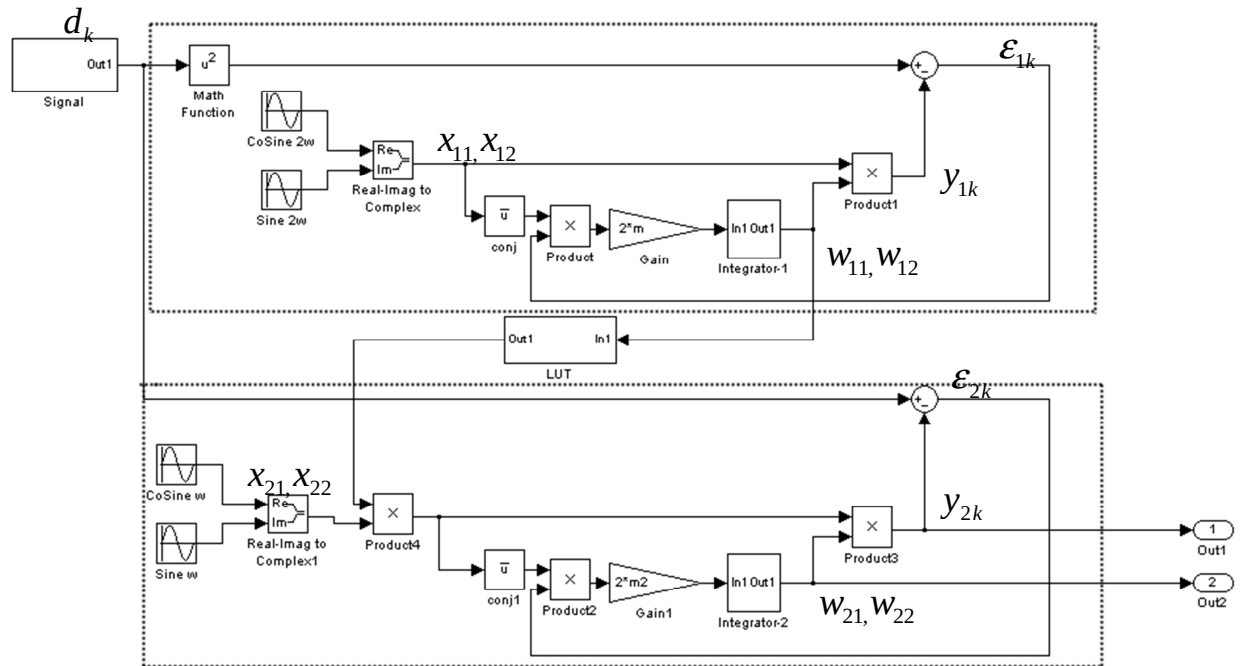


Рисунок 4 – схема двойного фильтра в Simulink

Значения w_{11}, w_{12} преобразуются с помощью таблицы и служат для поворота фазы эталонного генератора во втором фильтре. Таким образом, фаза и амплитуда несущей частоты сигнала d_k оказываются согласованными с фазой и амплитудой эталонного генератора во втором фильтре. Разность ϵ_{2k} между сигналом d_k и его моделью y_{2k} , пропорциональная разности фаз и амплитуд этих сигналов, гетеродинируется на нулевую частоту с помощью эталонного генератора (для получения «отрицательной» частоты используется блок комплексного сопряжения). Сигнал нулевой частоты пропорционален мгновенной разности фаз d_k и y_{2k} , которая может быть равна 0, или π . Далее умноженное на коэффициент μ_2 значение накапливается в интеграторе в виде настраиваемых коэффициентов w_{21}, w_{22} , стремящихся к истинному значению разности фаз и амплитуд сигналов d_k и y_{2k} . За счет большого μ_2 получаем широкую частоту пропускания фильтра.

Выход фильтра (значения w_{21}, w_{22}) и исходный сигнал показаны на рисунке 5.

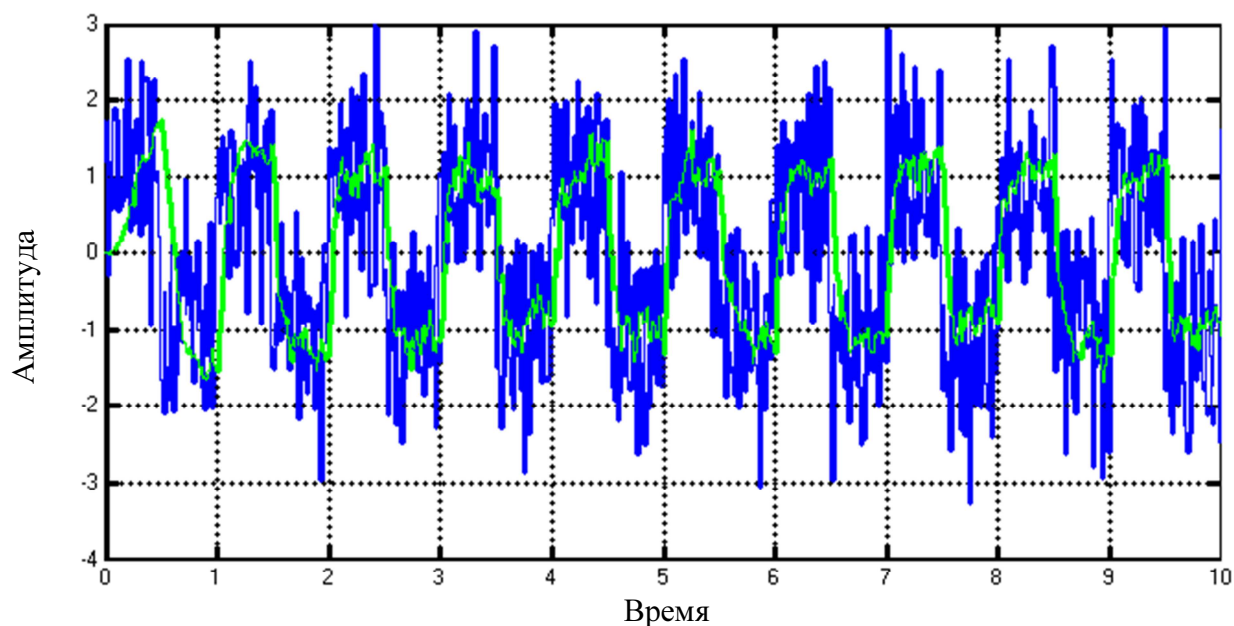


Рисунок 5 – результат работы фильтра

Более светлой линией на рисунке 5 показан выход фильтра. Видно, что шумы значительно упали, а информационная часть фазы сигнала восстановлена, несмотря на случайное значение фазы несущей частоты.

Таким образом, благодаря использованию адаптивного цифрового фильтра с малым значением коэффициента адаптации μ , настроенного на удвоенную несущую частоту, удалось достаточно точно судить о фазе и амплитуде несущей частоты сигнала, сократив тем самым неопределенность при детектировании сигнала. Настраиваемые весовые коэффициенты второго фильтра (при использовании ФМн–2) будут представлять собой зашумленную информационную составляющую фазы сигнала. Второй фильтр может быть модифицирован за счет замены дискретного интегратора на другое звено, что, возможно, улучшит характеристики быстродействия и точности рассмотренной модели (см., например, [3]).

Список литературы

1. Гудков В.И. Гудкова Н.В., ПРОГРАММИРУЕМЫЙ АДАПТИВНЫЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР. Известия Таганрогского государственного радиотехнического университета. 2001. Т. 21. № 3. С. 259–265.
2. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007.
3. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. СПб.: Наука, 2003. 282 с.
4. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978.
5. Патент РФ № 2007105900/28, 12.02.2007.
Дикарев В.И., Журкович В.В., Сергеева В.Г. Способ определения частоты и устройство для его реализации // Патент России №2330295.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы» (Государственный контракт № 14.740.11.1148 от 09.06.2011).

Рецензенты:

Куприянов М.С., д.т.н., профессор кафедры ВТФГБОУ ВПО «Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)», г. Санкт-Петербург.

Герасимов И.В., д.т.н., профессор кафедры САПР ФГБОУ ВПО «Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)», г. Санкт-Петербург.