

ДИСКРЕТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ОГИБАЮЩЕЙ УЗКОПОЛОСНОГО ПРОЦЕССА

Введение

Ряд проблем в области радиотехники требует обработки входных сигналов, для которых известна минимальная априорная информация о занимаемой полосе частот и времени существования на произвольном интервале времени наблюдения.

В этом случае приемлемыми оказываются алгоритмы обработки, основанные на так называемом “энергетическом подходе” [1], который предполагает получение приведенной к дисперсии шума оценки энергии полосового процесса на интервале наблюдения. Для гауссового характера шумов эта оценка представляет собой реализацию случайной величины ξ , которая подчиняется либо центральному, либо нецентральному распределению χ^2_N с N степенями свободы, где N – количество статистически независимых выборок на зафиксированном интервале наблюдения.

Таким образом, актуальна задача отыскания алгоритма реального времени для полосовой фильтрации входных колебаний и получения выборок квадратурных составляющих результата фильтрации, по которым удобно получать приведенную к шумам оценку энергии узкополосного процесса.

Основная часть

Цифровые квадратурные преобразователи предназначены для выделения комплексной амплитуды сигнала, состоящей из синфазной и квадратурной компонент. Использование комплексного представления сигнала при цифровой обработке позволяет получить всю возможную информацию, передаваемую сигналом.

Квадратурные составляющие сигнала определяются следующим образом.

Для этого необходимо осуществить узкополосную фильтрацию входных колебаний $S(t)$, а потом просуммировать квадраты $A^2(n \cdot T)$ выборочных значений огибающей узкополосного процесса. Узкополосный процесс представлен выражением

$$X(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t + \theta(t)), \quad (1)$$

где f_c – центральная частота исходного широкополосного процесса $S(t)$, Гц; $\theta(t)$ – случайный сдвиг фазы; $A(t)$ – огибающая узкополосного процесса; T – интервал дискретизации, определяемый полосой узкополосного фильтра.

Использование свойств функции комплексной переменной позволяет совместить дискретные операции узкополосной фильтрации и определения значений квадратов огибающей отфильтрованного сигнала.

Частоту дискретизации выбираем

$$F_d = 2 \cdot (f_c + f_1), \quad (2)$$

где f_1 – некоторая добавка к частоте дискретизации;

Рассмотрим операцию предобработки. Она заключается в домножении каждой n -й дискреты $[S(n \cdot Td)]$ на дискретную комплексную экспоненту $\exp(j \cdot n \cdot \omega_c \cdot Td)$:

$$\xi(n \cdot Td) = S(n \cdot Td) \cdot \exp(j \cdot n \cdot \omega_c \cdot Td), \quad (3)$$

где Td – период дискретизации, с.

Низкочастотные процессы $S_c(t)$ и $S_s(t)$ называются квадратурными составляющими процесса $S(t)$ относительно колебания с частотой ω_c . С их помощью сигнал можно записать выражением (3) по формуле Эйлера:

$$\xi(n \cdot Td) = S_c(t) + S_s(t), \quad (4)$$

где $S_c(t) = S(n \cdot Td) \cdot \cos(n \cdot \omega_c \cdot Td)$; $S_s(t) = S(n \cdot Td) \cdot j \cdot \sin(n \cdot \omega_c \cdot Td)$.

Дискретизация узкополосного сигнала на основе выделения его квадратурных составляющих иллюстрируется диаграммами в частотной области на рис. 1, 2 показаны условный спектр $W_s(\omega)$ исходного процесса $S(t)$ и спектр $W_\xi(\omega)$ комплексного сигнала $\xi(n \cdot T_d)$.

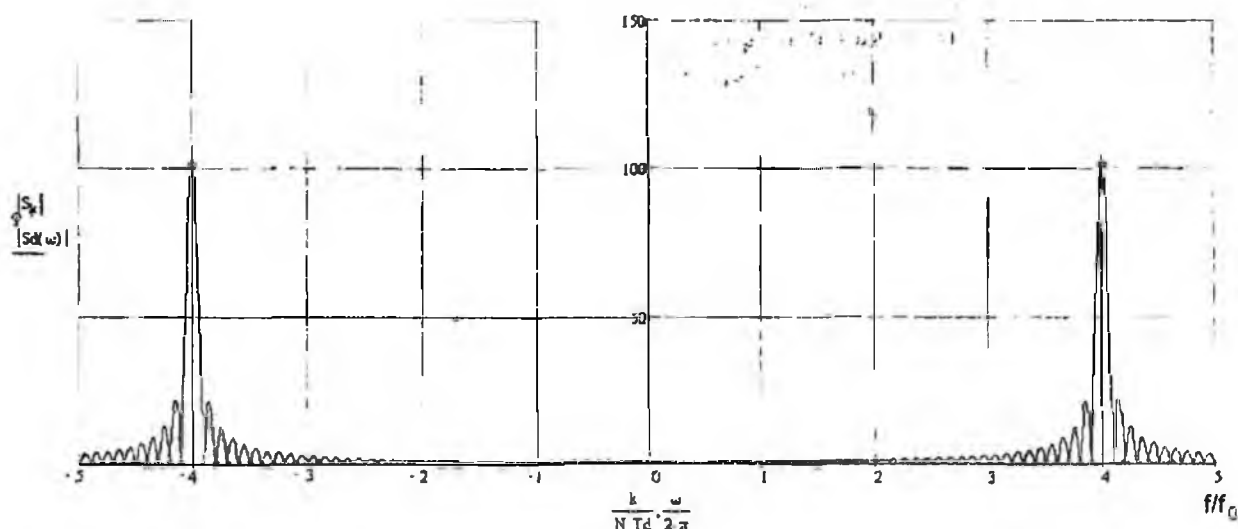


Рис. 1. Модуль спектра исходного полосового процесса $S(t)$

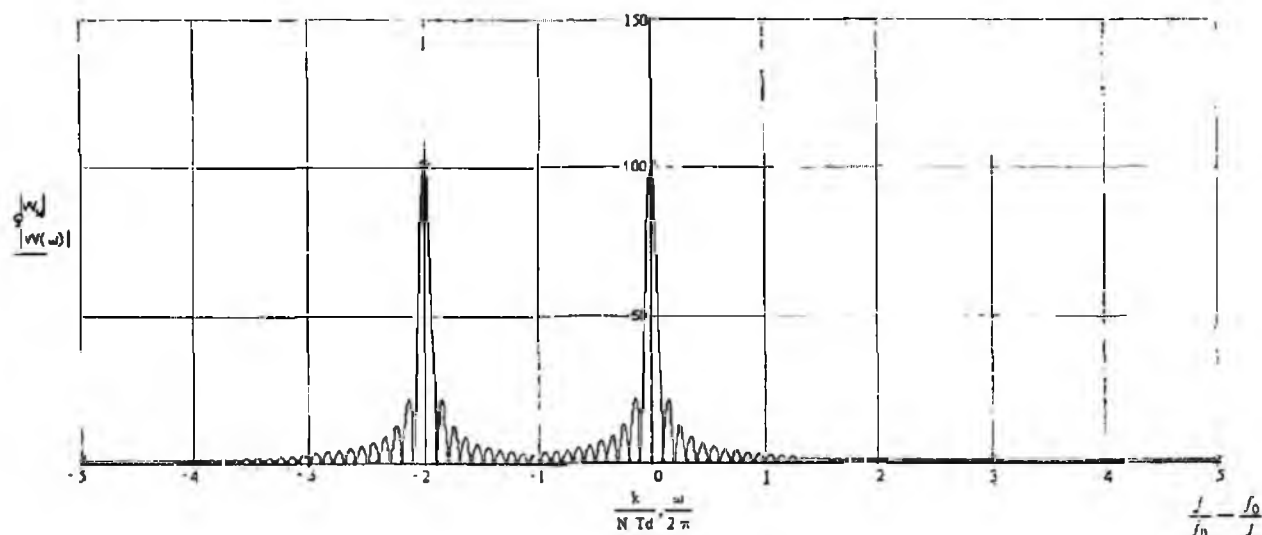


Рис. 2. Модуль спектра $W_\xi(\omega)$ сигнала после умножения на комплексную экспоненту

Из рис. 1, 2 видно, что операция предобработки заключается в перемещении спектральных составляющих $S(t)$ близких к $-f_c = -4 f_0$ в область нулевых частот. А участок исходного спектра $W_s(\omega)$, примыкающий к $f_c = 4 f_0$, перемещается в область $-2 f_0$. После чего подадим последовательность $\xi(n \cdot T_d)$ на ФНЧ Баттерворта [2]. Тогда на выходе будет сформирована последовательность $g_c(n \cdot T_d)$, которая описывается выражением (5) и определяется спектральными составляющими $W_s(\omega)$, взятыми в узкой полосе частот Δf в области частот $(-f_c)$. Сигнал $g_c(n \cdot T_d)$ является комплексным за счет того, что исходный спектр $W_s(\omega)$ является несимметричным относительно частоты $(-f_c)$:

$$g(n \cdot T_d) = g_c(n \cdot T_d) + j \cdot g_s(n \cdot T_d). \quad (5)$$

Для аппаратной реализации процедуры отыскания оценок $A^2(n \cdot T_d)$ нет необходимости производить операцию постобработки и можно остановиться на следующем выражении:

$$A(n \cdot T_d) = \sqrt{g_c^2(n \cdot T_d) + g_s^2(n \cdot T_d)}. \quad (6)$$

С помощью фильтров ФНЧ составляющие с суммарными частотами подавляются, а сигналы, содержащие только разностные частоты, являются квадратурными составляющими и должны пропускаться фильтрами без искажений.

Теперь можно посмотреть как происходит фильтрация сигнала при разных порядках ФНЧ Баттерворта и сравнить качество фильтрации.

Для второго порядка фильтра Баттерворта получены следующие графики АЧХ фильтра и спектр на выходе фильтра показаны на рис. 3–5.

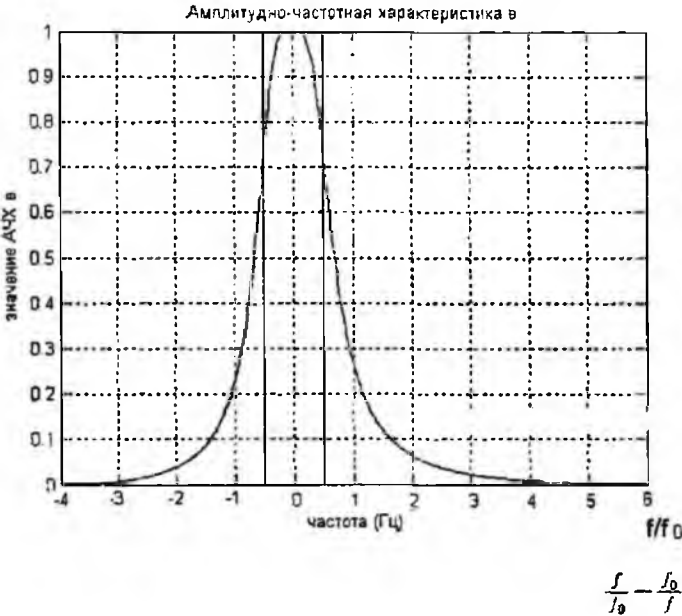


Рис. 3. АЧХ ФНЧ Баттерворта 2-го порядка

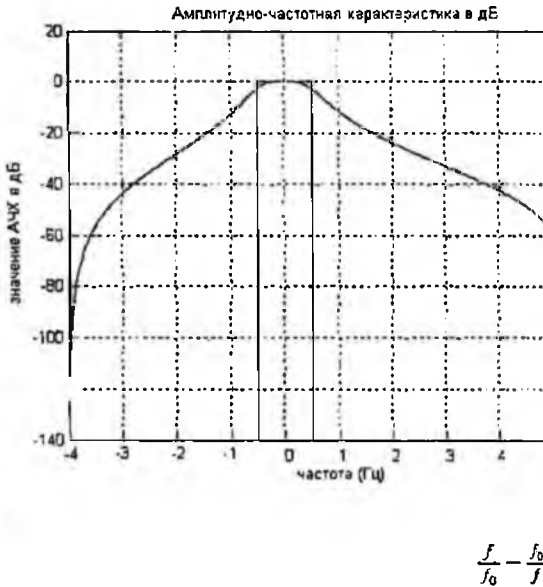


Рис. 4. АЧХ ФНЧ Баттерворта 2-го порядка

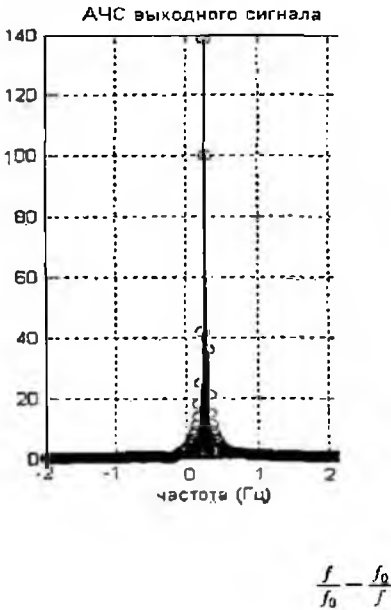


Рис. 5. Модуль спектра квадратурной составляющей на выходе ФНЧ 2-го порядка

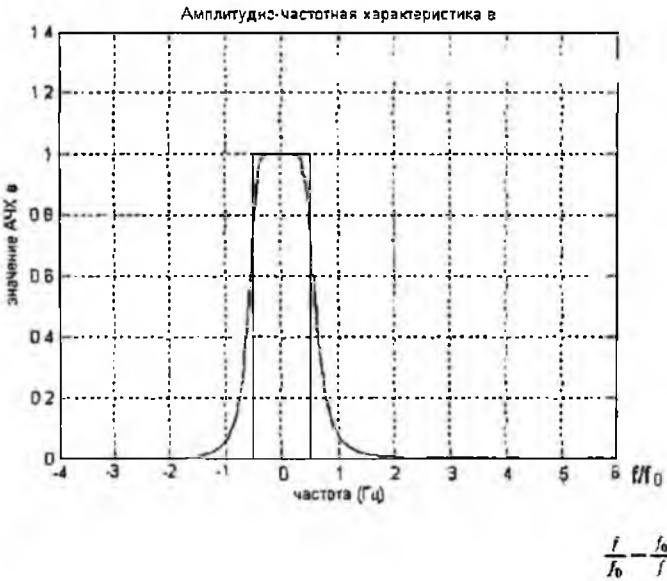


Рис. 6. АЧХ ФНЧ Баттерворта 4-го порядка

Для четвертого порядка фильтра Баттерворта получены следующие графики АЧХ фильтра и спектр на выходе фильтра (рис. 6–8).

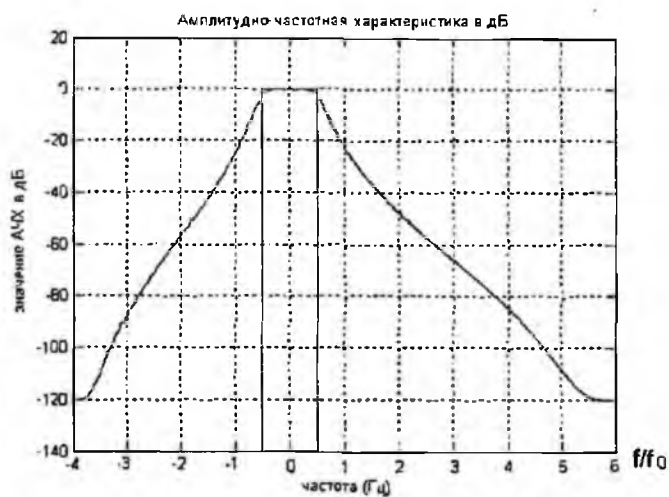


Рис. 7. АЧХ ФНЧ Баттерворта 4-го порядка, дБ

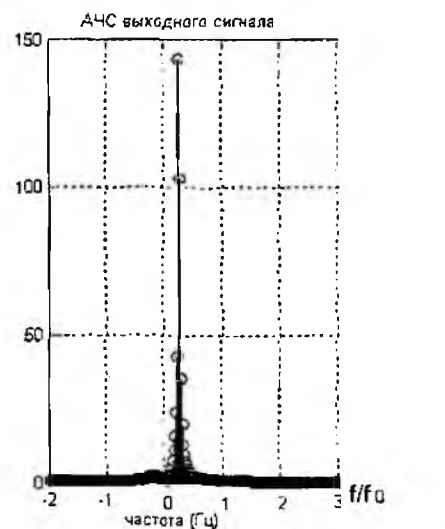


Рис. 8. Модуль спектра квадратурной составляющей на выходе ФНЧ 4-го порядка.

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

Для восьмого порядка фильтра Баттерворта получены следующие графики АЧХ фильтра и спектр на выходе фильтра показаны на рис. 9–11.

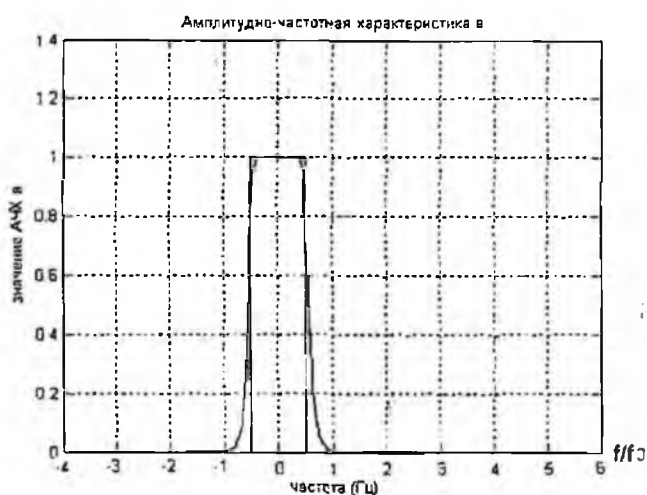


Рис. 9. АЧХ ФНЧ Баттерворта 8-го порядка

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

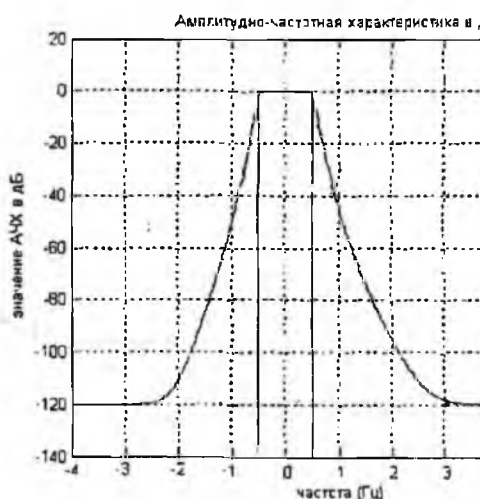


Рис. 10. АЧХ ФНЧ Баттерворта 8-го порядка, дБ

$$\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

Можно сделать вывод, что наиболее эффективная фильтрация сигнала наблюдалась при самом большом порядке фильтра – восьмом.

Таким образом, фильтрацию произвольного входного процесса $S(t)$ можно заканчивать на этапе обработки полосовым фильтром последовательностей и суммирования квадратов выборочных значений сигналов ФНЧ.

$$\xi_c(n \cdot T_d) = S(n \cdot T_d) \cdot \cos(n \cdot \omega_c \cdot T_d); \quad (7)$$

$$\xi_s(n \cdot T_d) = S(n \cdot T_d) \cdot \sin(n \cdot \omega_c \cdot T_d). \quad (8)$$

В ходе проделанной работы были реализованы метод додетекторного оценивания сигнала и его программная модель.

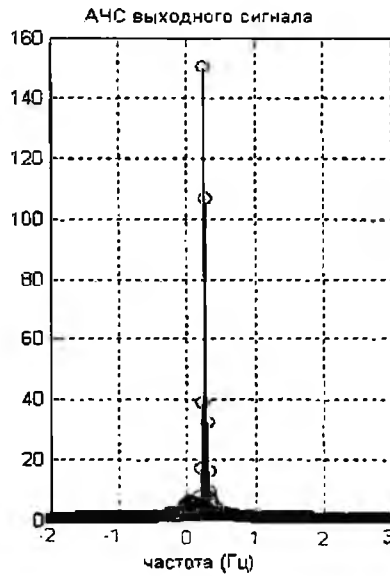


Рис. 11. Модуль спектра квадратурной составляющей на выходе ФНЧ 8-го порядка

Структурную схему дискретного фильтра огибающей узкополосного случайного процесса можно представить следующим образом (рис. 12): $S(t)$ – исходный узкополосный сигнал подается на вход АЦП, где берутся выборки сигнала, после чего в операторах преобразования SIN и COS каналов производится операция согласно выражению (3), то есть перемещение спектра в область нулевых частот. Там же происходит разделение на два канала. С помощью фильтров ЦФНЧ производится фильтрация квадратурных составляющих. На выходе будут сформированы последовательности $g_c(n \cdot Td)$ и $g_s(n \cdot Td)$, взятыми в узкой полосе частот. В операторе постобработки отфильтрованный участок спектра $W_s(\omega)$ полосой Δf перемещается из области нулевых частот в область частоты $-f_c$. Следовательно, можно определить квадрат огибающей узкополосного процесса $A^2(n \cdot Td)$ в полосе частот Δf .

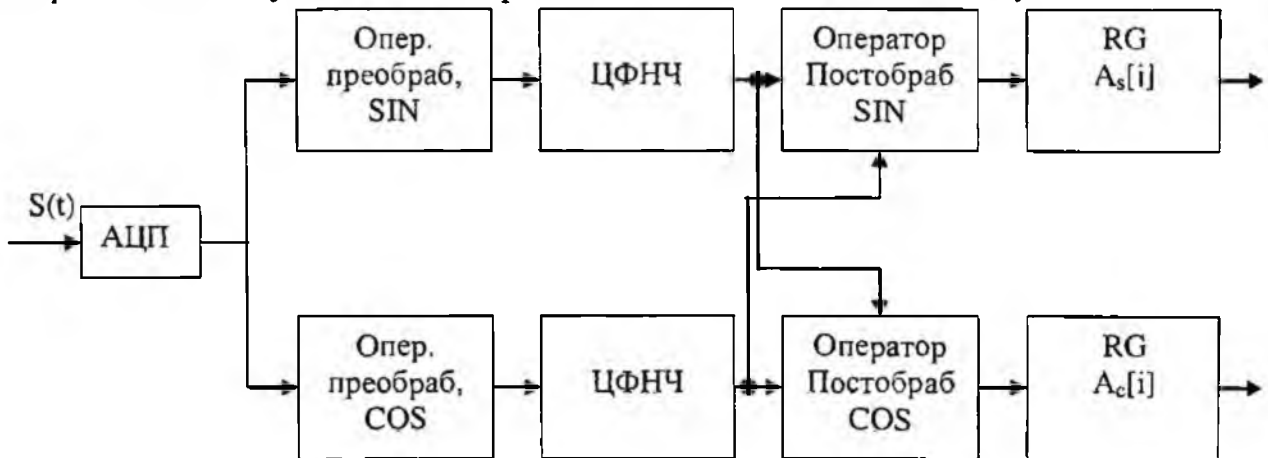


Рис. 12. Структурная схема дискретного фильтра огибающей узкополосного случайного процесса

Выводы

Рассмотренные дискретные процедуры преобразования, низкочастотной фильтрации и постобработки позволяют в едином масштабе времени реализовать алгоритм узкополосной фильтрации входных колебаний и получения отсчетов квадратурных составляющих результата фильтрации.

Представление сигнала квадратурными составляющими позволяет производить полноценную обработку без использования несущей (центральной) частоты ω_c , которая во многих случаях намного больше ширины спектра сигнала. Отказ от несущей частоты позволяет

существенно снизить частоту дискретизации сигнала и тем самым упростить аппаратуру цифровой обработки.

Причем, существующая элементарная база позволяет реализовать этот алгоритм в реальном масштабе времени с накоплением результатов для последующей обработки на ЭВМ по более сложным алгоритмам.

Список литературы 1. Урковец А.. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т. 55. № 4. С. 50–59. 2. Ахмед Н., Узбестер А. Амстронг Б. Об одном классе полосовых и режекторных фильтров Баттерворта // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1987. Т. 75. № 11. С. 115–117.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.04.2009