

УДК 621.396.621

Цифровой обнаружитель с адаптивным порогом

Логвиненко А.С., студент

*Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Автономные информационные управляющие системы»*

Научный руководитель: Жураковский В.Н., к.т.н, профессор

Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана

bauman@bmstu.ru

Рассмотренная в работе система цифровой обработки информации является очень сложной – она состоит из множества подсистем и алгоритмов, каждый из которых нуждается в исследовании. В силу этих причин описать данную систему теоретически не представляется возможным, поэтому оптимальным аппаратом для исследования является построение имитационной модели.

На вход системы поступают сигналы на промежуточной частоте с выхода шести приемных антенн, прошедшие частотную фильтрацию (разделение по частоте) в многоканальном приемном устройстве.

Рассмотрим упрощенную схему алгоритма для двух антенных каналов.

Предположим, что на вход системы поступает импульсный сигнал с синусоидальным заполнением (рис 1.). Запишем этот сигнал в виде:

$$S_{1s}(t) = A(t) * \sin(\omega * t + \varphi_1)$$

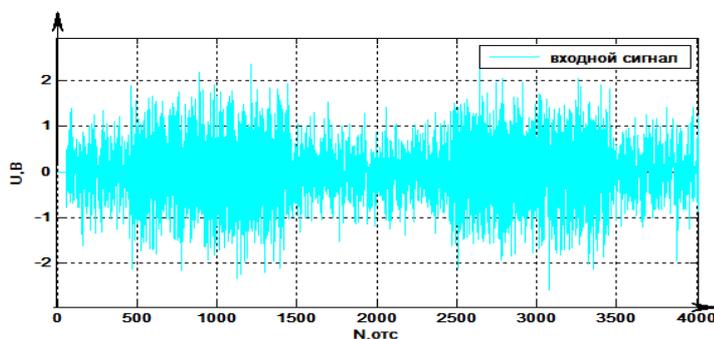


Рис. 1. Входной сигнал

Оба сигнала после оцифровки поступают на блок преобразования Гильберта, на выходе которого, получаются две квадратуры сигнала (рис.2-3):

$$S_{1s}(t) = A(t) * \sin(\omega * t + \varphi_1)$$

$$S_{1c}(t) = A(t) * \cos(\omega * t + \varphi_1)$$

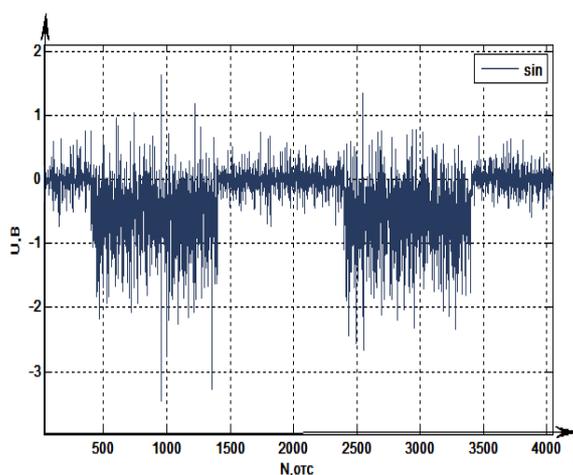


Рис. 2. Квадратуры(sin)

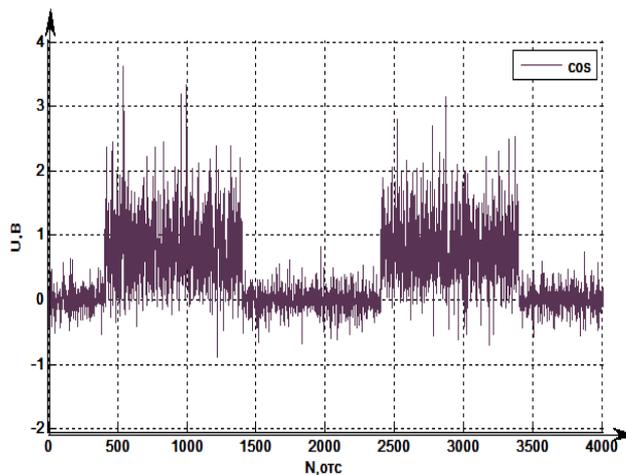


Рис. 3. Квадратуры(cos)

Перемножим квадратуры первого сигнала и вторую квадратуру второго сигнала (мы использовали ЦПГ для второго сигнала в качестве звена задержки):

$$S_{1c}(t) * S_2(t) = A(t) * A(t) * \cos(\omega * t + \varphi_2) * \cos(\omega * t + \varphi_1)$$

$$S_{1s}(t) * S_2(t) = A(t) * A(t) * \cos(\omega * t + \varphi_2) * \sin(\omega * t + \varphi_1)$$

Преобразовав эти выражения по формулам соответствующих произведений, получим:

$$S_{1c}(t) * S_2(t) = A(t) * A(t) / 2 * (\cos(2 * \omega * t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_2 - \varphi_1))$$

$$S_{1s}(t) * S_2(t) = A(t) * A(t) / 2 * (\sin(2 * \omega * t + \varphi_1 + \varphi_2) - \sin(\varphi_2 - \varphi_1))$$

Сигналы с перемножителей поступают на фильтр нижних частот, отфильтровывающего высокочастотную составляющую. Используемый КИХ-фильтр характеризуется следующим уравнением дискретной свертки:

$$y[n] = \sum_{k=0}^n x[k] \cdot h[n-k] = \sum_{k=0}^n h[k] \cdot x[n-k], \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

где n – количество отсчетов импульсной характеристики;

$h[n]$ – импульсная характеристика;

$$I(t) = A(t) * A(t) / 2 * \sin(\varphi_2 - \varphi_1)$$

$$Q(t) = A(t) * A(t) / 2 * \cos(\varphi_2 - \varphi_1)$$

Возводим оба полученных сигнала в квадрат и складываем друг с другом.

$$I(t) * I(t) + Q(t) * Q(t) = A(t) * A(t) * A(t) * A(t) / 4$$

Квадратный корень от этого выражения - есть значение амплитуды квадратур (рис.4).

$$M = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}$$

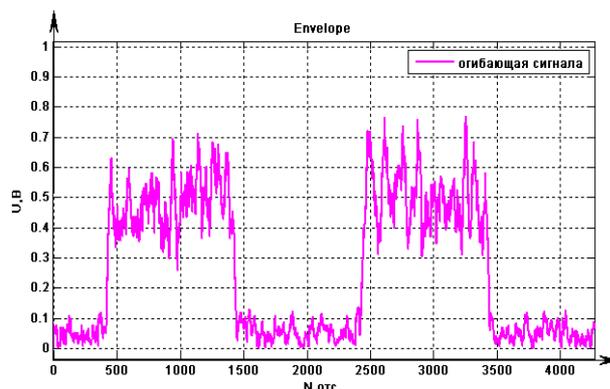


Рис. 4. Огибающая сигнала

Для обнаружения сигнала используется схема с адаптивным порогом. Структурная схема приведена на рис.5.

После выделения огибающей входной сигнал сглаживается соответственно длинным и коротким КИХ-фильтрами N_1 и N_2 . Используемые КИХ-фильтры характеризуется следующей импульсной характеристикой $h[n]$:

$$h[n] = \frac{1}{N}$$

где N – количество отсчетов импульсной характеристики.

Для моделирования были выбраны порядки: $N_1=32$ и $N_2=5$ отсчетов.

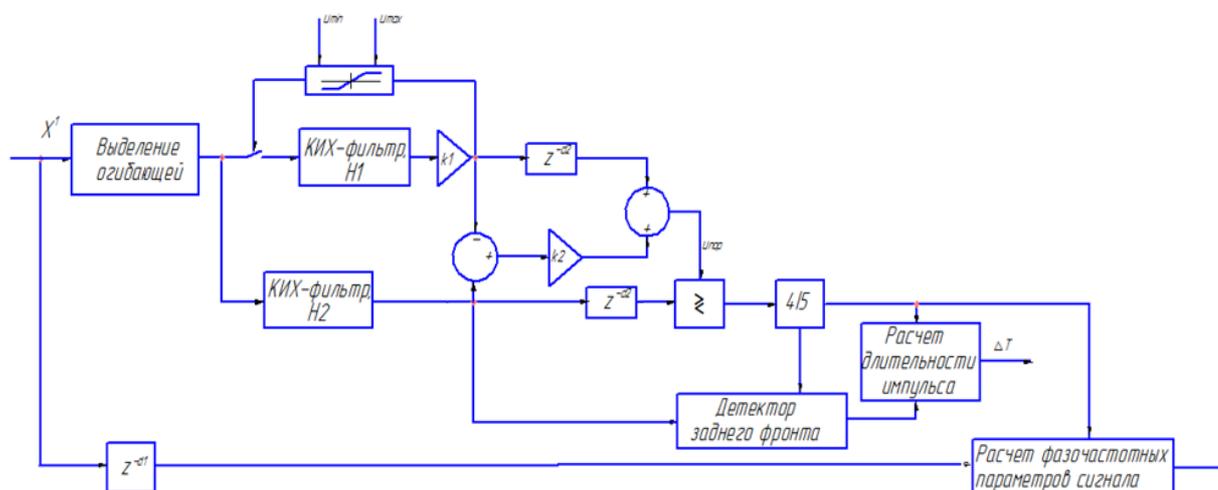


Рис. 5. Обнаружитель с адаптивным порогом

Первый оценивает текущее значение огибающей, второй оценивает среднее значение шумов и участвует в формировании порогового значения. Так как после квадратурной обработки отсчеты шума описываются распределением Релея, то среднее значение шума на выходе КИХ-фильтра Н1 равно:

$$\tilde{X} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} * \sigma_u,$$

где σ_u - СКО белого шума на входе приемника.

Если задать вероятность превышения шумом порога равной $P_{л.м.}=10^{-5}$, то можно рассчитать коэффициент k_2 , на который умножается среднее значение шума:

$$P_{л.м.} = \int_{X_0}^{\infty} f(x, \sigma) dx,$$

где X_0 – значение порога, $f(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})$ - ПРВ распределения Релея.

Соответствующая функция распределения имеет вид:

$$P(X < x) = \int_0^x f(\xi) d\xi = 1 - \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})$$

Тогда можно записать, что:

$$P_{л.м.} = 1 - P(X < X_0) = 1 - [1 - \exp(-\frac{X_0^2}{2\sigma^2})] = \exp(-\frac{X_0^2}{2\sigma^2})$$

$$X_0 = \sigma \sqrt{-2 \ln(P_{л.м.})}$$

Тогда выражая X_0 как $k_1 \tilde{X}$ можно найти значение коэффициента усиления k_1 :

$$k_1 = \frac{X_0}{\tilde{X}} = \frac{\sigma \sqrt{-2 \ln(P_{л.м.})}}{\sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma} = \frac{\sqrt{-2 \ln(10^{-5})}}{\sqrt{\frac{\pi}{2}}} = 3.8287$$

Чтобы отсчеты, формирующие мгновенную оценку, не участвовали в формировании порога, отсчеты для второго КИХ-фильтра отстоят от текущего на длину окна короткого фильтра.

Так как фильтр Гильберта, участвующий в формировании огибающей, имеет конечную импульсную характеристику, то передаточная функция осложняется явлением Гиббса, и появляется определенное искажение огибающей в виде «ступенек» по краям импульса, по которым возможно срабатывание. Для учета этого, к задержанному на d_2

отсчетов пороговому значению прибавляется разность между текущими выходами фильтров, умноженная на k_2 , и сравнивается с задержанным на ту же величину выходом короткого фильтра:

$$S_{h1} * Z^{-16} \geq S_{h2} * k_1 * Z^{-16} + |S_{h1} - S_{h2}| * k_2$$

Коэффициент k_2 определяет максимальное соотношение величины боковых «ступенек» и амплитуды импульса. Для моделирования было выбрано значение $k_2=0.5$. После сравнивающего устройства реализована мажоритарная логика 4/5: пять последних отсчетов записываются в буфер, суммируются и в случае если сумма превышает порог, выдается сигнал обнаружения. Детектор заднего фронта работает как D триггер, на вход сброса которого подается сигнал обнаружения, а на вход данных текущее значение порога и сравнивающего устройства. При обнаружении сигнала значение порога запоминается, и сброс обнаружения формируется при значениях сигнала меньших этого порога. Также при срабатывании условия обнаружения импульса из оценки среднего значения шумов исключаются текущие значения огибающей.

По времени начала и конца импульса рассчитывается его длительность, сигнал обнаружения поступает на схему расчета параметров сигнала, который задерживается на величину:

$$z_{обн} = d_2 + N_{h2} / 2 + L_{maj}$$

где d_2 – задержка, для формирования текущей разности КИХ-фильтров;

$N_{h2} / 2$ - половина длины ИХ короткого КИХ-фильтра;

L_{maj} - число входов мажоритарного элемента

Результаты моделирования (адаптивный порог и обнаружение) показаны на рис.6-

7.

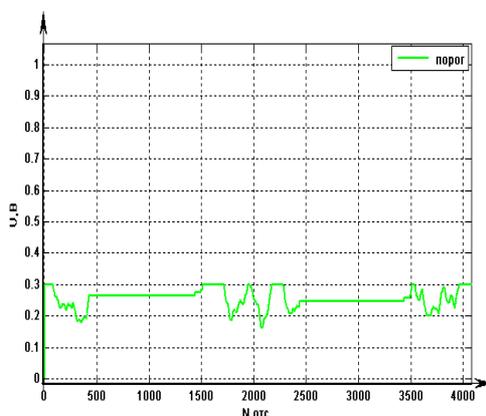


Рис. 6. Адаптивный порог

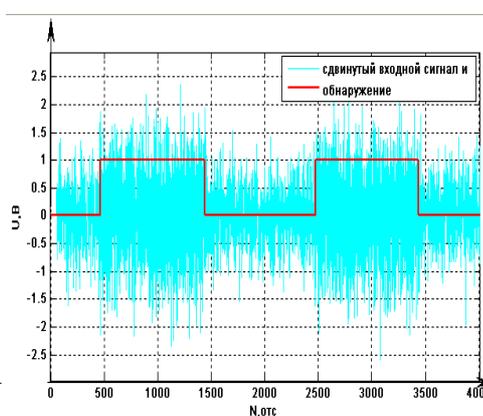


Рис. 7. Входной сигнал и обнаружение

В ходе работы была изучена работа ЦБОС, создана математическая модель обнаружителя, проведено моделирование его работы при различных длительностях входного сигнала, а также были проведены расчеты мгновенной разности фаз и частоты.

Список литературы

1. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М., Соловьева Е.Б. Основы цифровой обработки сигналов: курс лекций. 2-е изд., перераб. СПб.: БХВ-Петербург, 2012. 768 с.: ил.
2. Попов Д.И.: Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГРТУ. 2011. 80 с.
3. Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М. Информационные технологии в радиотехнических системах: учеб. пособие / под ред. И.Б.Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003. 672 с.: ил. (Сер. Информатика в техническом университете.)