

Таганрогский Государственный Радиотехнический Университет

Большинство методов определения огибающей сигнала применимы только для узкополосных сигналов, когда относительная ширина спектра сигнала удовлетворяет условию $\Delta F = \Delta f/f_0 \ll 1$. При цифровой обработке звука, приходится решать эту задачу для широкополосных сигналов.

В радиоэлектронике для выделения огибающей сигнала пользуются понятием аналитического сигнала, который для дискретных последовательностей определяется выражением [1]:

$$v(n) = x(n) + jx_1(n) = A(n)\exp(\Phi(n)),$$

где $x_1(n)$ – сопряженная по Гильберту последовательность, $A(n)$ – огибающая сигнала, $\Phi(n)$ – мгновенная фаза сигнала, определяемые выражениями

$$A(n) = \sqrt{x^2(n) + x_1^2(n)}, \quad \Phi(n) = \arctg[x_1(n)/x(n)]. \quad (1)$$

Основная задача состоит в выборе метода формирования квадратурной компоненты $x_1(n)$ или пары сигналов, со сдвигом фаз 90° , с наименьшими погрешностями выделения огибающей сигнала Δ и ошибки квадратуры δ , т.е. отличие разности фаз последовательностей $x(n)$ и $x_1(n)$ от 90° .

В работе рассматривались четыре метода формирования квадратурных компонент:

1. Синфазная и квадратурная компоненты формируются путем умножения входного колебания на опорные сигналы с частотой f_0 (Квадратурный метод).

2. Использование фильтра Гильберта. Импульсная характеристика идеального преобразователя описывается выражением [1]:

$$h(n) = \begin{cases} \frac{2 \sin^2(\pi n/2)}{\pi n}, & n \neq 0 \\ 0, & n = 0 \end{cases}$$

Влияние возникающего эффекта Гиббса можно устранить многими способами, например, взвешивание импульсной характеристики фильтра с весовой функцией, не имеющей разрывов, аппроксимация передаточной функции [1], сглаживание [2] и т.д.

3. Фазорасщепляющая система на основе двух всепропускающих фильтров, фазовые характеристики которых отличаются постоянным фазовым сдвигом на 90° и неполного преобразования Гильберта [3]. Система формирует на выходе два сигнала связанных между собой преобразованием Гильберта.

4. Преобразование спектра. Спектральные составляющие входного сигнала и сопряженного по Гильберту отличаются фазовым множителем $e^{\pm j\pi/2}$ [1]. Метод основан на том, что любой сигнал можно представить в виде комплексного ряда Фурье.

В качестве тестового сигнала выбрано амплитудно-модулированное колебание с четырьмя боковыми составляющими. Для такого сигнала огибающая может быть получена аналитически, что упрощает вычисление ошибки квадратуры и выделения огибающей сигнала. Ошибка квадратуры рассчитывается с помощью теории ортогональных сигналов, ошибка выделения огибающей сигнала определяется по критерию максимального отклонения [4]. В эксперименте использовались следующие параметры сигнала: количество отсчетов $N = 8192$, частота несущего колебания $f_0 = 5000$ Гц, частота дискретизации $f_s = 44100$ Гц, коэффициент модуляции $M = 0.5$, амплитуда $A = 1В$. Изменяемый параметр – модулирующая частота F . Полученные зависимости ошибки квадратуры от относительной ширины спектра для четырех методов приведены на рис. 1.

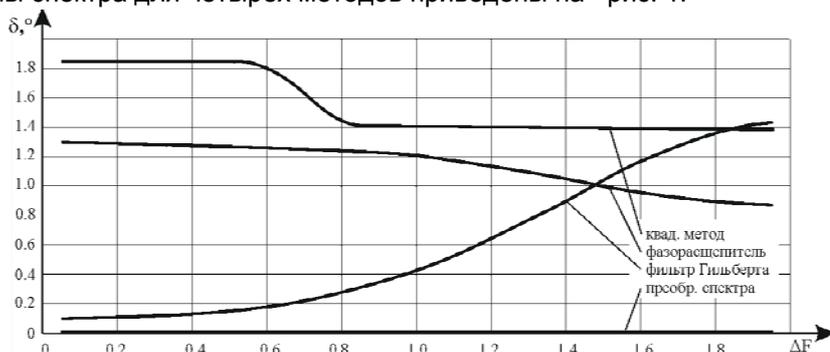


Рис. 1. Зависимости ошибки квадратуры от относительной ширины спектра

Из рис. 1. видно, что метод с преобразованием спектра дает наилучшие результаты. Ошибка квадратуры в этом случае всегда равна нулю, т.е. формируются строго ортогональные последовательности. Скачок погрешности выделения огибающей Δ может возникать только при $\Delta F \approx 2$. Недостаток этого метода в значительных выбросах на краях сигнала, которые частично можно компенсировать улучшением разрешения по частоте преобразования Фурье. При проведении эксперимента эти выбросы не учитывались, т.к. их длительность много меньше длительности самого сигнала. Малую погрешность выделения огибающей сигнала Δ при $\Delta F < 0.5$ обеспечивает и квадратурный метод, но со значительной ошибкой квадратуры δ . Следует также отметить, что для всех методов, кроме метода преобразования спектра, необходимо нормировать сигнал, что приводит к увеличению времени вычислений.

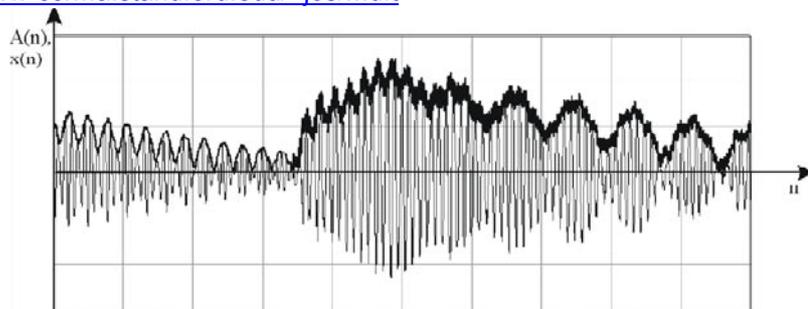
В ходе эксперимента рассматривались также и звуковые сигналы с различной относительной шириной спектра ΔF . Фрагмент одного из рассмотренных сигналов представлен на рис. 2. Первая гармоника сигнала находится на частоте 784 Гц и имеет уровень -26 дБ, четвертая гармоника - -47 дБ. Относительная ширина спектра ΔF этого сигнала по уровню -20 дБ и -40 дБ от первой гармоники составляет ≈ 1.2 и ≈ 1.5 соответственно, частота дискретизации $f_s = 22050$ Гц.

Метод преобразования спектра показал также лучшие результаты для всех звуковых сигналов. Но и этот метод не дает приемлемый результат из-за большого числа высокочастотных спектральных составляющих (см. рис.2а). Для устранения влияния этих спектральных составляющих необходимо проводить взвешивание огибающей сигнала по нескольким отсчетам. В ходе экспериментов число усредняемых отсчетов определялось по периоду пятой гармоники (3920 Гц), т.к. высокочастотные пульсации огибающей сигнала происходят на высшей частоте в спектре сигнала. Результат усреднения огибающей сигнала по 6 отсчетам приведен на рис.2б. Для более узкополосных сигналов с относительной шириной спектра $\Delta F \approx 0.5$ можно также применять фильтр нижних частот.

Проведенные эксперименты позволяют сделать вывод, что при автономной обработке звуковые широкополосных сигналов лучше использовать метод преобразования спектра. Для сигналов с относительной шириной спектра $\Delta F \leq 0.3$ допустимо использование любого из рассмотренных методов. С целью уменьшения влияния высокочастотных составляющих необходимо проводить взвешивание огибающей сигнала.

Литература

1. Рабинер Р., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Пер. с англ./Под ред. Ю.И. Александрова. – М.: Мир, 1978.
2. Хэмминг Р.В. Цифровые фильтры: – Пер. с англ. Ред. пер. О.А. Потапов. - М.: Недра, 1987.- 221 с.- Пер. изд.: США, 1983.
3. Soo-Chang Pei, Peng-Hua Wang, Analytical design of maximally flat FIR fractional Hilbert transformers. Signal Processing 81 (2001) pp. 643-661.
4. J.O. Smith. Mathematics of the Discrete Fourier Transform (DTF). CCRMA, Stanford, Winter 2002. <http://www-ccrma.stanford.edu/~jos/mdft>



а)

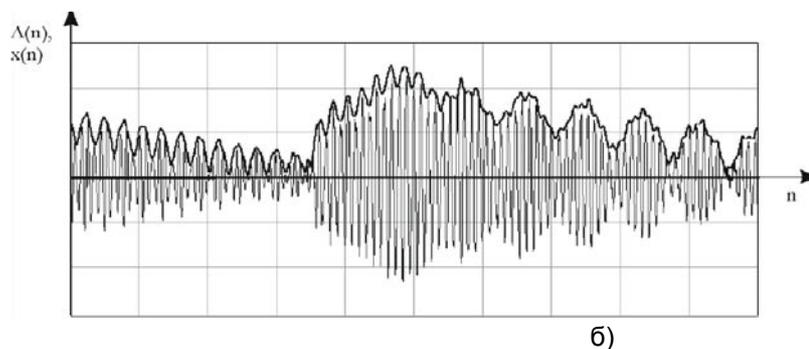


Рис.2. Звуковой сигнал и его огибающая: а - огибающая сигнала, выделенная методом преобразования спектра; б – взвешенная огибающая сигнала



AUDIO SIGNALS ENVELOPE DETECTION

Rudoy E.

Taganrog State University of Radio Engineering

Abstract. The majority of methods of detection envelope of a signal usable only for narrowband signals, when relative width of a spectrum of a signal obeys to a condition $\Delta F = \Delta f / f_0 \ll 1$. At digital audio processing it is necessary to solve this task for broadband signals. In this paper, four methods of Hilbert-conjugated signal forming are considered. It is obtained that the method of spectrum transform is the most efficient method of detection an envelope of broadband signal for off-line data processing. The method forms exactly Hilbert-conjugated signal with constant phase shift 90° for all frequencies. It is also obtained that an envelope should be averaged by duration of the highest frequency in signal spectrum for the best detection of envelope of audio signal while implementation of low pass filter is possible for relative narrowband signal.