Сравнение линейной и циклической корреляционных функций, как в матричной, так и в графической форме позволяет оценить необходимость устранения эффекта наложения 2-D корреляционных функций.

Отметим, что дополнение опорной области нулевыми отсчетами более чем в два раза позволяет более детально анализировать 2-D энергетический спектр дискретного сигнала, опираясь на двумерный вариант теоремы Винера-Хинчина. Возможно три варианта дополнения опорной области 2-D сигнала $SA_{N_1 \times N_2}$ нулевыми отсчетами: в горизонтальном, вертикальном и в обоих направлениях.

При этом каждый из трех вариантов порождает множество базисов, названных автором базисами Фурье с варьируемыми параметрами первого, второго и третьего рода.

В докладе подробно исследуются свойства этих новых базисов Фурье.

Литература

1. Alexey V. Ponomarev. Systems Analysis of Discrete Two-Dimensional Signal Processing in Fourier Basis // Advances in Signal Processing. Theories, Algorithms, and System Control. Editor: Margarita Favorskaya, Lakmi C. Jain. // Springer. – 2020. – P. 87–97.

УДК 621.317.08

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОГИБАЮЩЕЙ ДЕЙСТВИТЕЛЬНОГО ФИНИТНОГО ДИСКРЕТНОГО СИГНАЛА

Пономарева О.В.[1], Пономарев А.В.[1], Смирнова Н.В.[2]

*[1]Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова
Ижевск, Российская Федерация*
*[2]Севастопольский государственный университет
Севастополь, Российская Федерация*

Цель работы – исследование теоретических и практических вопросов определения огибающих действительных, дискретных финитных сигналов; анализ их преимуществ и недостатков.

Определение огибающей непрерывного сигнала методом преобразования Гильберта на бесконечном интервале. Действительный сигнал $x(t)$, $-\infty < t < +\infty$, может быть представлен равноправными моделями во временной области:

$$x(t) = A(t) \cdot \cos[\phi(t)], \qquad (1)$$

и в частотной области:

$$x(t) = \sum_k A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \qquad (2)$$

где $A(t)$ – мгновенная амплитуда (огибающая) сигнала; $\phi(t)$ – мгновенная фаза сигнала $x(t)$; A_k – амплитуда k гармонической компоненты; f_k – частота k гармонической компоненты; φ_k – начальная фаза k гармонической компоненты.

Если поставить в соответствие сигналу $x(t)$ (1) некоторый комплексный сигнал $y(t)$:

$$y(t) = x(t) + j \cdot \upsilon(t), \qquad (3)$$

и представить сигнал $y(t)$ в виде:

$$y(t) = \left(\sqrt{x^2(t) + \upsilon^2(t)} \right) \cdot \exp\left\{ j \cdot \mathrm{arctg} \frac{\upsilon(t)}{x(t)} \right\} =$$

$$= A(t) \cdot \exp\{ j \cdot \phi(t) \}, \qquad (4)$$

то мгновенные параметры (мгновенная фаза, огибающая и мгновенная частота) сигнала будут определены однозначно. Существующие различия в определениях мгновенных параметров сигнала $x(t)$, объясняется выбором оператора $\Re$. Отметим, что выбор оператора $\Re$ должен обеспечивать «хорошие» (удобные и понятные с физической точки зрения) свойства мгновенных параметров сигнала $x(t)$. Кратко перечислим эти условия. Огибающая гармонического сигнала должна совпадать с привычным понятием его амплитуды, а мгновенная частота с обычным понятием его частоты. Малые среднеквадратичные отклонения исходного сигнала $x(t)$ должны приводить к малым среднеквадратичным отклонениям огибающей и мгновенной частоты. Мгновенная фаза и частота не должны зависеть от мощности сигнала.

Известно, что если выбирать оператор $\Re$ с учетом выполнения этих вполне понятных требований, то единственным линейным (аддитивным) оператором, удовлетворяющим указанным выше условиям, является оператор Гильберта $\Im$:

$$\upsilon(t) = \Im\,[x(t)] = \mathrm{VP}\ \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau, \qquad (5)$$

где VP – символ главного значения по Коши.

В том случае, когда сигнал $x(t)$ интегрируем в квадрате, то:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega)\cdot e^{j\omega t}d\omega ; \qquad (6)$$

где $S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\cdot e^{-j\omega t}dt$ – спектральная плотность сигнала $x(t)$.

Поставив в соответствие эрмитовой функции $S(j\omega)$ эрмитову функцию $V(j\omega)$ вида:

$$V(j\omega) = \begin{cases} -jS(j\omega), & \omega > 0 \\ 0, & \omega = 0 \\ jS(j\omega), & \omega < 0 \end{cases}, \qquad (7)$$

Нетрудно видеть, что обратное преобразование Фурье $V(j\omega)$ определяет преобразование Гильберта (ПГ) сигнала $x(t)$:

$$\upsilon(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} V(j\omega)\cdot e^{j\omega t}d\omega . \qquad (8)$$

Формулами (5) и (8) определены соответственно два равноправных метода получения ПГ действительного сигнала $x(t)$: во временной и частотной областях. Соотношение (7) иллюстрирует физический смысл ПГ: фазовый поворот $V(j\omega)$ относительно $S(j\omega)$ на положительных частотах на $-\pi/2$, на отрицательных частотах на $+\pi/2$.

Сигнал (3), мнимая часть которого формируется с помощью оператора Гильберта $\Im$, называют гильбертовым сигналом $y_{\Im}(t)$, мнимую часть которого называют сопряженным сигналом $\upsilon_{\Im}(t)$ по отношению к сигналу $x(t)$:

$$y_{\Im}(t) = x(t) + j\cdot\upsilon_{\Im}(t) . \qquad (9)$$

ПГ не локальное преобразование, поскольку согласно соотношению (6) для нахождения сопряженного сигнала $\upsilon_{\Im}(t)$ требуется знать сигнал $x(t)$ при изменении t от $-\infty$ до $+\infty$. В то же время ПГ асимптотически локальное преобразование, поскольку ядро этого преобразования есть функция вида $\sin(x)/x$. В связи с тем, что ПГ не обладает свойством локальности, гильбертова огибающая нефинитна.

Определение огибающей континуального финитного сигнала методом преобразования Гильберта–Коржика. На практике часто необходимо иметь преобразование, которое для финитных сигналов давало бы финитный сопряженный сигнал и финитную огибающую. Возникает проблема, для решения которой предложена модификация ПГ – преобразование Гильберта-Коржика (ПГ-К). Суть данной модификации ПГ заключается в периодическом продолжении финитного сигнала $x(t)$ длительностью T на всю временную ось: $-\infty < t < +\infty$. Такая операция приводит к получению нового периодического сигнала $x_p(t)$ с периодом T, получению нового периодического сопряженного сигнала $\upsilon_{\Im,p}(t)$ с периодом T, путем наложения сопряженного сигнала $\upsilon_{\Im}(t)$ во временной области и к финитности гильбертовой огибающей периодически продолженного сигнала $x_p(t)$. Таким образом, ПГ-К, во-первых, только частично решает проблему финитности гильбертовой огибающей, во-вторых, приводит к дополнительным погрешностям определения «истинной» гильбертовой огибающей методического характера.

Определение огибающей дискретного финитного сигнала методом дискретного преобразования Гильберта на основе дискретного преобразования Фурье. Рассмотрим эффективный способ получения гильбертова дискретного финитного сигнала – реализацию дискретного ПГ (ДПГ) на основе дискретного преобразования Фурье. Прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ), получившее в настоящее время широчайшее распространение благодаря алгоритмам быстрого преобразования Фурье, в алгебраической форме задается следующим выражением:

$$S_N(k) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x(n)\ W_N^{kn} ;$$

$$W_N = \exp(-j\frac{2\pi}{N}), \quad k = \overline{0,(N-1)}, \qquad (10)$$

где $x(n)$ – дискретный сигнал, заданный на N – интервале, т. е. $n = \overline{0, N-1}$, $S_N(k)$ – коэффициенты ДПФ (бины);

ДПГ сигнала $x(n)$; $n = \overline{(0, N-1)}$ в частотной области на основе ДПФ определим в следующем виде:

$$x_{ÄÏÔ,\Im}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} V_N(k)\ W_N^{-kn} ;$$

$$V_N(k) = \begin{cases} -j\cdot S_N(k) & ïðè \quad k = \overline{1,(N/2-1)}; \\ S_N(k) = 0 & ïðè \quad k = 0;\ k = N/2; \\ +j\cdot S_N(k) & ïðè \quad k = \overline{(N/2+1),(N-1)}; \end{cases} ; \qquad (11)$$

где $x_{ÄÏÔ,\Im}(n)$ – сопряженный сигнал, полученный методом ДПФ.

Гильбертов сигнал:

$$y_{\text{ÄÏÔ},\Im}(n) = x(n) + j \cdot x_{\text{ÄÏÔ},\Im}(n), \qquad (12)$$

позволяет однозначно определить огибающую действительного дискретного сигнала $x(n)$ методом ДПФ:

$$A_{\text{ÄÏÔ}}(n) = \sqrt{x^2(n) + x^2_{\text{ÄÏÔ},\Im}(n)}\,. \qquad (13)$$

Отметим, что ДПГ в частотной области на основе ДПФ, по сути дела, является дискретным вариантом преобразования ПГ-К. ДПГ на базе ДПФ лишь асимптотически локальное преобразование и не дает решения главной проблемы определения огибающей – ее нефинитности. Происходит по сути дела «маскирование» этого недостатка ДПГ путем наложения сопряженного сигнала.

Проведенные авторами исследования [1, 2] позволили сделать вывод о том, что основным источником относительной погрешности в измерении огибающей, является отсутствии у нее свойства финитности.

Литература

1. Olga V. Ponomareva, Alexey V. Ponomarev. Sliding Spatial Frequency Processing of Discrete Signals // Advances in Signal Processing. Theories, Algorithms, and System Control. Editor: Margarita Favorskaya, Lakmi C. Jain. // Springer. – 2020. – P. 97–111.

2. Alexey V. Ponomarev. Systems Analysis of Discrete Two-Dimensional Signal Processing in Fourier Basis // Advances in Signal Processing. Theories, Algorithms, and System Control. Editor: Margarita Favorskaya, Lakmi C. Jain. // Springer. – 2020. – P. 87–97.

УДК 535.37

ГРАДУИРОВОЧНЫЕ ШКАЛЫ ДЛЯ ДЕТЕКТОРОВ ЖЕСТКИХ ИЗЛУЧЕНИЙ НА ОСНОВЕ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ РАСТВОРОВ, СОДЕРЖАЩИХ ПОЛИМЕТИНОВЫЕ КРАСИТЕЛИ

Попечиц В.И.

Институт прикладных физических проблем имени А.Н. Севченко БГУ
Минск, Республика Беларусь

Растворы органических красителей в органических и неорганических растворителях имеют интенсивные полосы поглощения в оптической области спектра электромагнитных волн (обладают цветом). При облучении раствора красителя ультрафиолетовым, рентгеновским или гамма-излучением происходит обесцвечивание (уменьшение оптической плотности) раствора, вызванное деструкцией красителя, которая, как показали исследования, обусловлена химическим взаимодействием молекул красителя с продуктами радиолиза растворителя (химически активные радикалы и ион-радикалы) [1].

В многокомпонентных растворах, содержащих несколько красителей и растворитель, наряду с обесцвечиванием происходит изменение цвета раствора, так как разные красители характеризуются, как правило, различной скоростью радиационной деструкции. Простейшим многокомпонентным раствором красителей является трехкомпонентный раствор, содержащий два красителя, поглощающие свет в разных спектральных областях оптического излучения, и растворитель. По изменению цвета и насыщенности цвета (спектральных характеристик) облучаемого жестким излучением многокомпонентного раствора можно визуально определить величину воздействовавшей на раствор радиационной дозы. Для этого необходимо построить соответствующую данному раствору градуировочную цветовую шкалу [2].

Для построения градуировочной цветовой шкалы необходимо сначала провести измерение зависимости интенсивности поглощения (оптической плотности раствора) в максимумах длинноволновых полос поглощения красителей от времени облучения раствора ионизирующим излучением известной мощности дозы. Проведенные измерения показали, что такая зависимость является экспоненциальной.

Оптическая плотность раствора в максимуме длинноволновой полосы поглощения пропорциональна концентрации не разрушенных молекул красителя. Для характеристики скорости радиационного разрушения молекул красителя в растворе обычно используются времена «полуразрушения» (уменьшения вдвое исходной концентрации красителя) в секундах в расчете на мощность дозы 1 Гр/с ($t_{1/2}$).

Важную роль играет выбор первоначальных концентраций красителей трехкомпонентного раствора. Если оптическая плотность трехкомпонентного раствора больше примерно 2,5, то цветовые различия между несколькими первыми полосками будут небольшими, что уменьшает точность визуального определения поглощенной дозы. Высокая первоначальная концентрация раствора позволяет увеличить диапазон регистрируемых визуально радиационных доз (от первоначальной концентрации до практически полного обесцвечивания раствора), но уменьшает точность определения дозы, а