

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУР ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ОБ ИСКЛЮЧЕНИИ ИЗ ОБРАБОТКИ ПЕРВОЙ МОДОВОЙ ФУНКЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА – ХУАНГА

Введение

В настоящее время в ряде систем цифровой обработки радиолокационных, радиотехнических, сейсмических и акустических сигналов все шире используется преобразование Гильберта – Хуанга (Hilbert – Huang transform – ННТ).

Это преобразование представлено в [1 – 3] в конце прошлого столетия, которое по заявлениям авторов ориентировано на обработку нелинейных и нестационарных сигналов. Разработка преобразования Гильберта – Хуанга была мотивирована потребностью подробно описать нелинейные нестационарные сигналы с помощью адаптивного базиса. Преобразование состоит из двух этапов: разложение исходного сигнала на основе эмпирического метода декомпозиции (Empirical Mode Decomposition – EMD) и спектральный анализ Гильберта (Hilbert spectral analysis – HSA) полученных составляющих.

Эмпирический метод итерационный и необходим для выделения из исходного сигнала существенных модовых функций (Intrinsic mode function – IMF). При этом получается максимально адекватное представление о процессах в анализируемых данных при сохранении ортогональности базиса разложения.

Одна из основных задач первого этапа – отсеять при необходимости первую (шумовую) модовую функцию, которая не несет значительного количества полезной информации, а в основном содержит шумовые составляющие. На втором этапе к оставшимся модовым функциям последовательно применяется преобразование Гильберта, а его результаты суммируются.

Однако, как следует из результатов модельных экспериментов [4, 5], не всегда целесообразно отбрасывать первую модовую функцию. В первую очередь, это случай, когда обрабатывается последовательность с хорошим отношением сигнал/шум, у которой не разрушена гармоническая составляющая.

Статистической последовательностью, которая используется в дальнейших исследованиях – фазоманипулированный сигнал (ФМ-4) с частотой несущего колебания равной 2500 Гц. Использование такого колебания позволяет получить вещественную и мнимую составляющую. Последняя в дальнейших исследованиях будет использоваться в качестве эталонных данных.

Результаты оценки качества формирования квадратурной (мнимой) составляющей аналитического сигнала с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга для различных частот дискретизации при отношении сигнал/шум равным 16 дБ представлены на рис. 1 и 2. При этом по оси X отложен коэффициент n , который связывает частоты дискретизации и несущего колебания, а именно:

$$f_{\Delta} = n \cdot f_o,$$

где f_o – верхняя частота спектра (несущая частота) анализируемого сигнала в Герцах, f_{Δ} – частота дискретизации сигнала в Герцах. По результатам исследуемых преобразований формировалась последовательность \hat{K}_i (квадратурная составляющая аналитического сигнала), которая в последующем сравнивалась с эталонной последовательностью K_j . В качестве критериев качества формирования квадратурной составляющей использовались (значения по оси Y): k – коэффициент корреляции и η – «нормированная невязка».

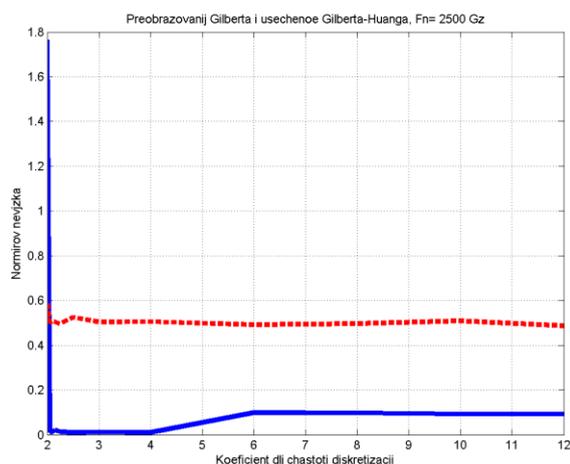


Рис. 1

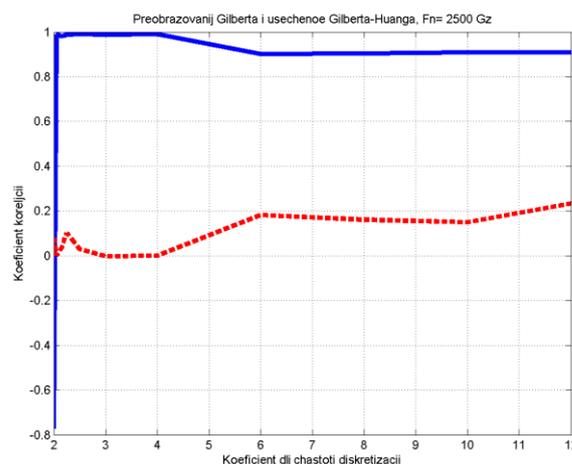


Рис. 2

Для расчета коэффициента корреляции использовалось известное соотношение для двух дискретных последовательностей

$$k = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - m_e) \cdot (\hat{K}_i - m_r)}{\sqrt{(K_i - m_e)^2 \cdot (\hat{K}_i - m_r)^2}}, \quad (1)$$

где $i = 1, \dots, N$ – номер дискреты анализируемого сигнала, N – количество анализируемых дискрет, m_e, m_r – оценки математического ожидания эталонной и расчетной квадратурной составляющей.

Для расчета η использовалось соотношение

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - \hat{K}_i)^2}{N}.$$

Как свидетельствует анализ представленных зависимостей, «усеченное» преобразование Гильберта – Хуанга (штриховая линия на графиках) «проигрывает» преобразованию Гильберта, как по коэффициенту корреляции, так и по нормированной невязке.

При более низком отношении сигнал/шум преобразование Гильберта – Хуанга дает возможность получить более качественные результаты не на всех частотах дискретизации [4, 5]. На рис. 3 и 4 представлены аналогичные зависимости при отношении сигнал/шум 2 дБ.

Анализ представленных зависимостей свидетельствует об актуальности научной задачи – разработки методики автоматической оценки условий для принятия решения об исключении первой модовой функции, которая и будет являться целью данной статьи.

Таким образом, объектом исследования – процесс формирования квадратурной составляющей с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга для сигналов в условиях воздействия аддитивных помех.

Методы исследований – анализ, имитационное моделирование с оценкой эффективности исследуемых процедур цифровой обработки сигналов, сравнение результатов оценки и формулирование выводов, а также практических рекомендаций.

Область применения результатов – средства цифровой передачи данных, радиотехнические и радиолокационные системы различного назначения, биометрические устройства защиты информации и т.д.

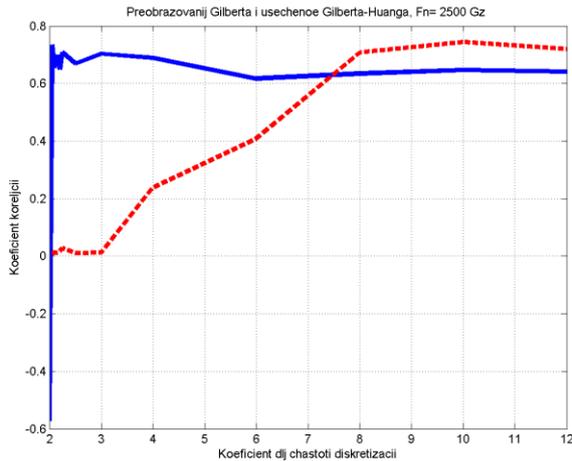


Рис. 3

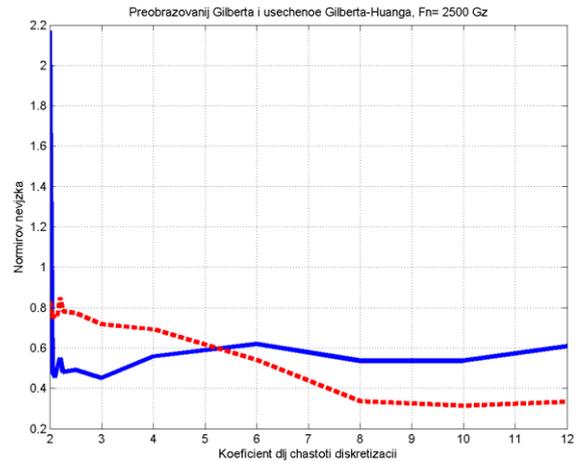


Рис. 4

Методика проведения исследований

Использование квадратурной составляющей аналитического сигнала, которая восстанавливается, как правило, алгоритмически или аппаратно (при наличии априорной информации о частоте несущего колебания), позволяет значительно повысить качество процедур цифровой обработки. Как известно [6], аналитический сигнал имеет следующий вид

$$u(t) = A(t) \cdot \exp\{j \cdot [\omega_o \cdot t + \varphi(t)]\} = \ddot{U}(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_o \cdot t), \quad (2)$$

где функции $A(t) \geq 0$ и $\varphi(t)$ в явном виде задают законы амплитудной и фазовой модуляции соответственно; $\omega_o = 2 \cdot \pi \cdot f_o$ – круговая частота несущего колебания, а t – независимая переменная, которая имеет физический смысл единицы времени;

$$\ddot{U}(t) = A(t) \cdot \exp[j \cdot \varphi(t)] = A(t) \cdot \cos \varphi(t) + j \cdot A(t) \cdot \sin \varphi(t) = C(t) + j \cdot S(t) - \quad (3)$$

комплексная огибающая следующего реального узкополосного сигнала

$$U(t) = \text{Re}[u(t)] = A(t) \cdot \cos[\omega_o \cdot t + \varphi(t)], \quad (4)$$

а составляющая сигнала

$$K(t) = \text{Im}[u(t)] = j \cdot A(t) \cdot \sin[\omega_o \cdot t + \varphi(t)] \quad (5)$$

есть квадратурная (мнимая) часть аналитического сигнала.

Зная указанные составляющие, можно достаточно просто определить амплитудную огибающую, как модуль аналитического сигнала

$$M(t) = |u(t)| = \sqrt{U^2(t) + K^2(t)}. \quad (6)$$

При этом полная фаза представляет собой аргумент аналитического сигнала

$$\Psi(t) = \arg[u(t)] = \arccos \frac{U(t)}{M(t)} = \arcsin \frac{K(t)}{M(t)} = \arctg \frac{K(t)}{U(t)}. \quad (7)$$

Чтобы получить фазовую функцию (или начальную фазу) сигнала, нужно выделить из полной фазы линейное слагаемое $\omega_o \cdot t$. Для этого, в свою очередь, необходимо знать значение центральной частоты ω_o . Таким образом,

$$\varphi(t) = \Psi(t) - \omega_o t. \quad (8)$$

Скорость изменения несущего колебания можно рассчитать с использованием следующего соотношения [7]

$$\omega(t) = \dot{\varphi}(t) = \frac{U(t) \cdot \dot{K}(t) - \dot{U}(t) \cdot K(t)}{M^2(t)}. \quad (9)$$

Таким образом, имея квадратурную составляющую можно существенно расширить возможности и качественные характеристики цифровой обработки анализируемых сигналов.

При дискретном (цифровом) представлении аналитического сигнала соотношение (2) преобразуется к виду

$$u_i = A_i \cdot \exp\{j \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_\partial + \varphi_i]\} \quad (10)$$

где A_i – текущее значение амплитудного множителя; φ_i – фаза сигнала. В практических приложениях, как правило, регистрируется вещественная составляющая аналитического сигнала $U(t)$, а квадратурную составляющую $K(t)$ необходимо сформировать алгоритмически (аппаратно).

На входе приемного устройства будет регистрироваться следующий вещественный сигнал

$$U_i = A_i \cdot \text{Cos}[2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_\partial + \varphi_i] + \sigma \cdot v_i, \quad (11)$$

где σ – среднее квадратическое отклонение (СКО) мешающего шума; v_i – мешающий шум, имеющий гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. При этом для расчета частоты дискретизации использовалось значение $n = 7$. Принятое колебание (11) будет подвергаться преобразованию Гильберта и Гильберта – Хуанга. В результате преобразования Гильберта – Хуанга на первом этапе, как правило, будет сформировано примерно восемь модовых функций. Задача исследований будет заключаться в том, что в процессе анализа первой модовой функции определить условия, при которых ее целесообразно исключать из дальнейшей обработки, чтобы получить более качественные результаты при формировании квадратурной составляющей аналитического сигнала.

Первая модовая функция является дискретной статистической последовательностью некоторых временных данных. Поэтому ее статистический анализ связан с исследованием [8]:

- характера статистической функции и плотности распределения вероятностей;
- числовых характеристик (первых моментов) статистического ряда;
- спектральных характеристик анализируемой последовательности.

Как известно, анализ характера интегральных характеристик случайных последовательностей связан с построением гистограмм, расчетом на их основе некоторых величин, например χ^2 , и последующим сравнением их с табличными значениями для проверки выдвинутой гипотезы о законе распределения. Использование табличных значений является не всегда удобным для реализации автоматическом режиме. Поэтому ниже основное внимание уделим анализу числовых и спектральных характеристик исследуемой последовательности.

Результаты модельного эксперимента и их анализ

В качестве числовых характеристик будем анализировать два первых момента, а именно статистическое среднее и статистическую дисперсию [8]. Указанные характеристики для первой модовой функции будем исследовать в зависимости от СКО мешающего шума [σ , см. выражение (11)]. Полученные зависимости в процессе модельного эксперимента представлены на рис. 5 и 6.

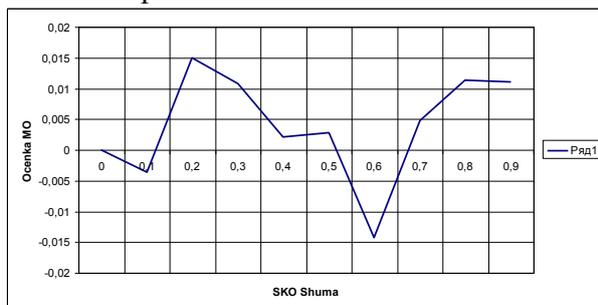


Рис. 5

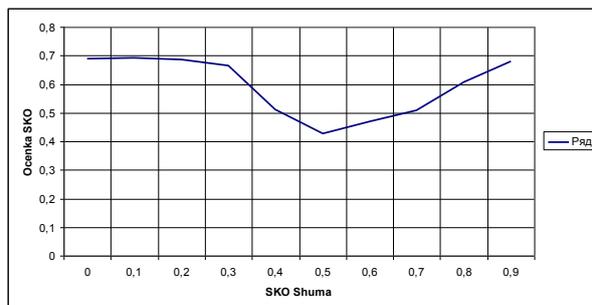


Рис. 6

Оценка математического ожидания первой модовой функции варьирует у нулевого значения, что обусловлено тем, что аддитивно действует на полезный сигнал гауссовский шум с нулевым средним. Оценка СКО также носит колебательный характер с некоторым средним. Поэтому в процессе анализа представленных зависимостей нет возможности четко определить границы принятия решения о необходимости исключения из дальнейшего анализа обрабатываемых данных (первой модовой функции).

Еще одной числовой характеристикой статической последовательности является коэффициент корреляции, который в данном случае будет указывать связь соседних отсчетов ряда и дополнительно зависит от интервала (удаленности отсчетов).

На рис. 7 (сплошная линия – интервал равен 1, соседние отсчеты; штриховая линия – интервал равен 3; штрихпунктирная линия – интервал равен 5) представлены зависимости коэффициента корреляции от СКО шума.

Анализ представленных зависимостей свидетельствует о том, что модуль коэффициента корреляции с увеличением СКО шума уменьшается. Изменение коэффициента корреляции обусловлено разрушением гармонической составляющей исследуемого полезного сигнала за счет влияния аддитивного шума.

Этот факт можно использовать при автоматизации принятия решения о необходимости исключения из дальнейшего анализа обрабатываемых данных (первой модовой функции). В зависимости от типа полезного сигнала можно выбрать величину коэффициента корреляции – порог принятия решения. Снижение текущего значения модуля коэффициента ниже пороговой величины, будет свидетельствовать о необходимости исключения первой модовой функции. При этом для расчета коэффициента корреляции целесообразно использовать не соседние отсчеты (интервал более 1), а величину порога выбирать на уровне 0,2.

Может быть и иной подход – это оценка коэффициента корреляции между исследуемой статистической последовательностью первой модовой функции и последовательностью модельных псевдослучайных чисел, которая имеет гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. На рис. 8 представлены результаты модельного эксперимента с учетом изложенного подхода.

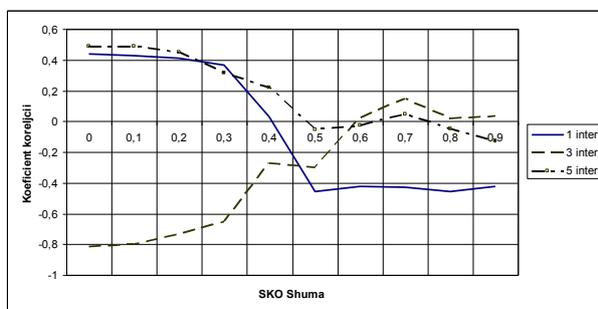


Рис. 7



Рис. 8

На данном графике можно выделить линию тренда – увеличения коэффициента корреляции, и выделить пороговое значение. В отличие от предыдущего случая, здесь с увеличением СКО шума, возрастает и коэффициент корреляции с шумовой составляющей. Решение принимается при превышении порогового значения. Этот подход использования коэффициента корреляции для принятия решения об исключении первой модовой функции является более устойчивым и ему целесообразно отдавать предпочтение.

Рассмотренные характеристики относились к временной области. Ниже рассмотрим частотные характеристики и их использование для принятия решения о необходимости исключения из рассмотрения первой модовой функции.

Спектральный подход очень широко используется в цифровой обработке сигналов и базируется на прямом преобразовании Фурье, которое выполняет перевод временного представления сигнала в частотное [9]. В результате получается спектр – распределение частот

содержащихся в анализируемом сигнале. Графическое представление называется спектральной диаграммой. При этом по оси ординат откладывается спектральная плотность, а по оси абсцисс – частота.

На рисунках ниже представлены результаты обработки ранее обрабатываемого сигнала. При этом на рис. 9 – 11 представлен спектр аддитивной смеси полезного сигнала и гауссовского шума. На рис. 9 – СКО шума равно 0,1, на рис. 10 и 11 – соответственно 0,5 и 0,9.

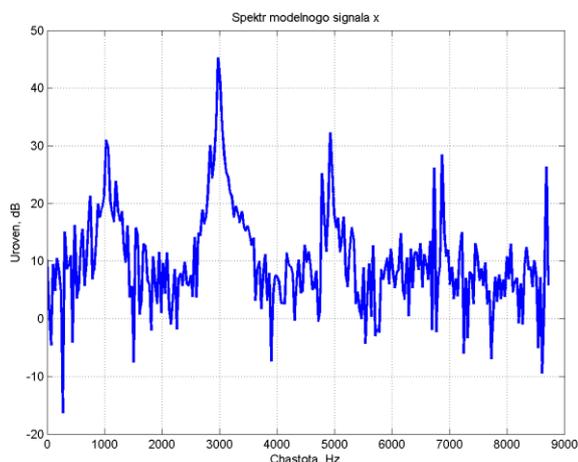


Рис. 9

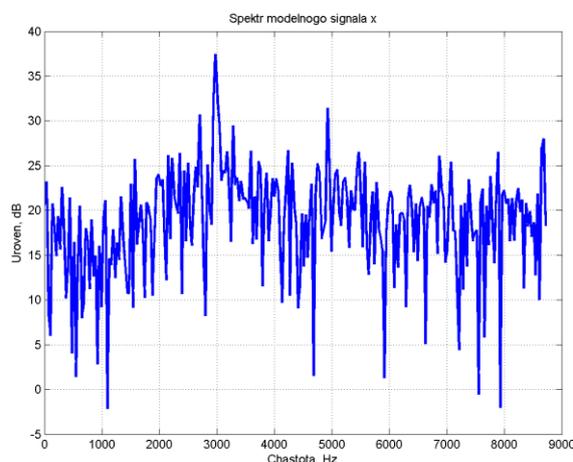


Рис. 10

Анализ представленных спектральных диаграмм дает право сделать вывод о целесообразности использования спектрального подхода для принятия решения об исключении из рассмотрения первой модовой функции. С повышением интенсивности аддитивного шума увеличивается состав частотных составляющих с уровнем более 15 – 17 дБ и этот факт может использоваться в виде критерия принятия решения.

Например, если уровень таких (более 15 – 17 дБ) частотных составляющих в анализируемой спектральной диаграмме модовой функции превышает 50%, то такую модовую функцию целесообразно исключить из рассмотрения.

Может быть, и иной подход построения критерия. Для этого построим зависимость оценки математического ожидания уровня спектральных составляющих в зависимости от интенсивности шума (см. рис. 12).

Как показывает анализ представленной зависимости, оценка математического ожидания уровня спектральных составляющих почти линейно возрастает. Поэтому указанную оценку можно использовать в качестве критерия принятия решения.

Методика формирования критерия принятия решения об автоматическом исключении первой модовой функции заключается в следующем:

- исследуемые сигналы для различных условий регистрации подвергаются преобразованию Гильберта – Хуанга;
- для рассматриваемого класса обрабатываемых сигналов в процессе статистической обработки первой модовой функции оценивается коэффициент корреляции указанной функции с псевдослучайной последовательностью гауссовского распределения (см. результаты модельного эксперимента). Одновременно строятся спектральные диаграммы и оценивается математическое ожидание уровня спектральных составляющих. Указанная статистическая обработка позволит определить величину пороговых значений для принятия решения;
- полученные величины пороговых значений используются для автоматического исключения первой модовой функции при формировании квадратурной составляющей обрабатываемых сигналов.

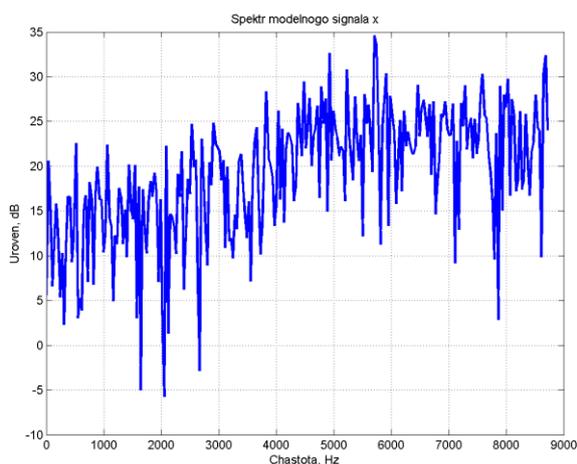


Рис. 11

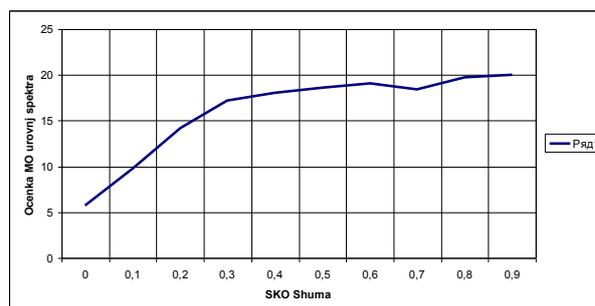


Рис. 12

Выводы

В результате проведения модельного эксперимента определены характеристики статистической последовательности, которые целесообразно использовать для автоматизации процедур исключения из дальнейшего анализа первой модовой функции при формировании квадратурной составляющей.

В качестве этих характеристик в критерии принятия решения целесообразно использовать коэффициент корреляции и оценку математического ожидания спектральных составляющих.

Разработана методика получения указанных характеристик для произвольной статистической последовательности.

Дальнейшие исследования будут ориентированы на оценку возможностей фрактального анализа для исключения из анализа первой модовой функции.

Список литературы: 1. *The Hilbert-Huang transform and its applications* // editors, Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen. – World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5 Toh Tuck. Link, Singapore 596224. Режим доступа: http://en.pudn.com/downloads173/sourcecode/math/detail805586_en.html 2. Huang N. E., Shen Z., Long S. R., Wu M. C., Shih H. H., Zheng Q., Yen N. C., Tung C. C., Liu H. H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis // Proc. R. Soc. London, Ser. A – 1998. – No.454. – P. 903-995. 3. Nuttall A. H. On the quadrature approximation to the Hilbert Transform of modulated signal // Proceedings of the IEEE. – 1966. – No.54. – P. 1458-1459. 4. Белоусова, Е.Э. Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей аналитического сигнала / Е.Э. Белоусова, Н.С. Пастушенко, О.Н. Пастушенко // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2013. – №1/9(61). – С.8-13. 5. Белоусова, Е.Э. Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей для некоторых сигналов / Е.Э. Белоусова, О.Н. Пастушенко // Радиотехника. – 2013. – Вып. 172. – С.141-146. 6. Акулиничев, Ю. Теория электрической связи / Ю. Акулиничев. – СПб. : Лань, 2010. – 240с. 7. Вайнштейн, Л. Разделение частот в теории колебаний и волн / Л. Ванштейн, Д. Вакман. – М. : Наука. Гл. ред. физ.мат. лит., 1983. – 288 с. 8. Вентцель, Е. Теория вероятностей и ее инженерные приложения / Е. Вентцель, Л. Овчаров. – М. : Гл. ред. физ.мат. лит., 1988. – 480 с. 9. Сергиенко, А. Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов. - 2- изд. – СПб. : Питер, 2007. – 751 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.10.2013