УДК 519.246.27
DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-8-606-613

ЦИФРОВОЙ СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НА ОСНОВЕ ЗНАКОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ И КОСИНУС-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ОКНА

В. Н. Якимов, А. В. Машков

Самарский государственный технический университет, 443100, Самара, Россия
E-mail: yvnr@hotmail.com

Рассматривается задача снижения вычислительных затрат на численное оценивание спектральной плотности мощности случайного процесса коррелограммным методом с применением корреляционных окон. Задача решается с использованием в качестве первичного преобразования исследуемого случайного процесса знакового аналого-стохастического квантования. Вычисление оценок корреляционной функции по знаковым сигналам и дискретно-временное представление этих сигналов позволило выполнить аналитические вычисления интегрального косинус-преобразования функции корреляционного окна при разработке алгоритма спектрального оценивания. В качестве примера рассмотрены корреляционные окна Бартлетта, Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла. Разработанный алгоритм вычисления оценок спектральной плотности мощности не требует предварительного прямого оценивания корреляционной функции, в нем используются логические операции и простые арифметические операции суммирования и вычитания, это снижает трудоемкость получения численной оценки спектральной плотности мощности.

Ключевые слова: *спектральная плотность мощности, случайный процесс, аналого-стохастическое квантование, корреляционное окно, знаковый сигнал, отсчет времени.*

Введение и постановка задачи. Решение широкого круга прикладных задач связано со статистическим анализом непрерывных во времени случайных процессов (СП). При этом во многих случаях необходимо проводить спектральный анализ, характеризующий распределение средней мощности СП в некоторой заданной полосе частот.

Одним из основных классических методов спектрального анализа СП является коррелограммное оценивание спектральной плотности мощности (СПМ) [1—3]. Согласно этому методу для получения приемлемой оценки СПМ следует применять временные корреляционные окна. С учетом корреляционного окна и свойства четности корреляционной функции (КФ) непрерывная коррелограммная оценка СПМ имеет вид

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\int_0^T w(\tau)\hat{R}_{XX}(\tau)\cos 2\pi f\tau d\tau, \qquad (1)$$

где $\hat{R}_{XX}(\tau)$ — оценка КФ исследуемого СП $X(t)$; $w(\tau)$ — функция корреляционного окна; T — интервал времени, в пределах которого осуществляется процедура спектрального оценивания.

В настоящее время широкое распространение получил численный подход к реализации коррелограммного метода оценивания СПМ. При этом переход к алгоритму осуществляется дискретизацией непрерывной коррелограммной оценки СПМ с интервалом дискретизации $\Delta\tau$ и заменой интеграла соответствующей ему суммой. При выполнении такого алгоритма на практике [1] первоначально выполняется классическая процедура аналого-цифрового преобразования и формируется последовательность цифровых отсчетов СП. По этим отсчетам вычисляется конечная последовательность дискретных значений оценки КФ, по которым затем с учетом результатов взвешивания с отсчетами корреляционного окна оценивается СПМ. Такая процедура спектрального оценивания требует выполнения многочисленных операций цифрового умножения, что приводит к существенным временным затратам.

Знаковое аналого-стохастическое квантование как методическая основа решения поставленной задачи. Снизить временные затраты в ходе проведения численного спектрального анализа можно, если в качестве первичного преобразования СП использовать знаковое аналого-стохастическое квантование, позволяющее осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование СП без внесения систематической погрешности [4—6].

Общая идея использования знакового аналого-стохастического квантования основана на возможности осуществления косвенного оценивании КФ исследуемого СП $X(t)$ по знаковым сигналам, формируемым в ходе выполнения двух независимых процедур такого квантования. Эти сигналы могут быть представлены следующим образом:

$$z_1(t) = \operatorname{sgn}\left\{\overset{o}{x}(t) + \xi_1(t)\right\} \text{ и } z_2(t) = \operatorname{sgn}\left\{\overset{o}{x}(t) + \xi_2(t)\right\}, \tag{2}$$

оператор $\operatorname{sgn}\{...\}$ определяет процедуру знакового преобразования; $\overset{o}{x}(t)$ — центрированная (т.е. имеющая нулевое математическое ожидание) реализация СП $X(t)$; $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ — вспомогательные случайные сигналы, которые выполняют функцию стохастического порога квантования.

Вспомогательные сигналы $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ являются однородными. Они независимы относительно друг друга и относительно исследуемого СП $X(t)$. Мгновенные значения этих сигналов распределены равномерно внутри интервала от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$. При этом должно выполняться условие $|\overset{o}{x}(t)|_{\max} \le \xi_{\max}$, где $|\overset{o}{x}(t)|_{\max}$ — абсолютное максимальное значение, которое может принять реализация $\overset{o}{x}(t)$ СП $X(t)$.

По своей сути добавление равномерно распределенного независимого сигнала к непрерывному СП и дискретизация представляют собой две статистически эквивалентные операции [4].

Важно, что применение вспомогательных случайных сигналов позволяет анализировать СП, когда их закон распределения вероятностей произволен и заранее не известен [5].

КФ исследуемого СП $X(t)$ и взаимная КФ знаковых сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ связаны соотношением

$$R_{Z_1Z_2}(\tau) = M\left[z_1(t)z_2(t+\tau)\right] = \xi_{\max}^{-2} R_{XX}(\tau), \tag{3}$$

где $M[\,...\,]$ — оператор математического ожидания.

Разработка цифрового алгоритма оценивания СПМ. Пусть сигналы $z_1(t)$ и $z_2(t)$ сформированы соответственно в пределах интервалов времени $0 \le t \le T$ и $0 \le t \le 2T$. Тогда, принимая во внимание соотношение (3), в качестве оценки $\hat{R}_{XX}(\tau)$ для $0 \le \tau \le T$ возьмем несмещенную оценку следующего вида [7—11]:

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = \xi_{\max}^2 T^{-1} \int\limits_0^T z_1(t) z_2(t+\tau)\,dt. \tag{4}$$

Подставим $\hat{R}_{XX}(\tau)$ в выражение для $\hat{S}_{XX}(f)$. При этом предварительно введем обозначение

$$g(\tau, f) = w(\tau)\cos 2\pi f\tau, \tag{5}$$

тогда

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} \int_0^T z_1(t) \int_0^T g(\tau, f) z_2(t+\tau) d\tau dt\,. \quad (6)$$

В результате знакового аналого-стохастического квантования получается непрерывный во времени сигнал, ограниченный по уровню двумя возможными значениями „-1“ и „$+1$“, которые последовательно сменяют друг друга [6]. Поэтому динамику изменения сигналов $z_1(t)$ и $z_2(t)$ можно однозначно описать с помощью соответствующих им значений в начальный момент времени квантования $t_0 = 0$ и множеств отсчетов моментов времени, в которые они пересекает нулевой уровень. В соответствии с этим для сигналов получим отсчеты $z_1(t_0)$ и $z_2(t_0)$ и два множества отсчетов времени $\{t_i^{z_1}\}$ и $\{t_i^{z_2}\}$, где $1 \le i < I$ и $1 \le j < J$. При этом $t_0^{z_1} = t_0^{z_2} = t_0 = 0$, $t_I^{z_1} = T$, $t_J^{z_2} = 2T$.

Поскольку сигнал $z_1(t)$ остается постоянным в пределах интервалов времени $t_i^{z_1} \le t \le t_{i+1}^{z_1}$ и может принимать лишь одно из возможных значений („-1“ или „$+1$“), интеграл по переменной t в выражении (6) можно представить в виде суммы интегралов. В соответствии с этим получим

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} \int_t^{t+T} z_2(\tau) g(\tau - t, f)\, d\tau dt\,. \quad (7)$$

Изменим порядок интегрирования по переменным τ и t, в этом случае

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \times$$

$$\times \left\{ \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_2(\tau) \int_0^{\tau - t_i^{z_1}} g(t,f)\, dt d\tau + \int_{t_{i+1}^{z_1}}^{t_i^{z_1}+T} z_2(\tau) \int_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{\tau - t_i^{z_1}} g(t,f)\, dt d\tau + \int_{t_i^{z_1}+T}^{t_{i+1}^{z_1}+T} z_2(\tau) \int_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{T} g(t,f)\, dt d\tau \right\}. \quad (8)$$

Функция $g(t, f)$ является детерминированной, ее вид определяется функцией корреляционного окна $w(\tau)$. Допустим, что существует такая непрерывная во времени функция $Q(t, f)$, для которой выполняется условие дифференцируемости в пределах $0 \le t \le T$ (т.е. она имеет производную в любой точке этого интервала), и при этом выполняется равенство

$$dQ(t, f) = g(t, f) dt\,. \quad (9)$$

По существу $Q(t, f)$ является результатом интегрального косинус-преобразования функции корреляционного окна $w(\tau)$

$$\int g(t,f) dt = \int w(t) \cos 2\pi f t dt = \int dQ(t,f) = Q(t,f)\,. \quad (10)$$

Тогда интегралы в соотношении (8) по переменной t можно вычислить аналитически:

$$\int_0^{\tau - t_i^{z_1}} g(t,f)\, dt = \int_0^{\tau - t_i^{z_1}} dQ(t,f) = Q(\tau - t_i^{z_1}, f) - Q(0, f)\,, \quad (11)$$

$$\int_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{\tau - t_i^{z_1}} g(t,f)\, dt = \int_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{\tau - t_i^{z_1}} dQ(t,f) = Q(\tau - t_i^{z_1}, f) - Q(\tau - t_{i+1}^{z_1}, f)\,, \quad (12)$$

$$\int\limits_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{T} g(t,f)\,dt = \int\limits_{\tau - t_{i+1}^{z_1}}^{T} dQ(t,f) = Q(T,f) - Q(\tau - t_{i+1}^{z_1}, f)\,. \qquad (13)$$

После подстановки значений этих интегралов в (8) и приведения подобных слагаемых оценка $\hat{S}_{XX}(f)$ примет вид

$$\hat{S}_{XX}(f) = 2Q(T,f)\hat{R}_{XX}(T) - 2Q(0,f)\hat{R}_{XX}(0) + 2\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I} (-1)^i \lambda_i W_i(t_i^{z_1}, f)\,. \qquad (14)$$

В соотношении (14) приняты следующие обозначения:

$$\hat{R}_{XX}(0) = \xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \int\limits_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_2(\tau)d\tau\,, \qquad (15)$$

$$\hat{R}_{XX}(T) =)\xi_{\max}^2 T^{-1} z_1(t_0) \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i \int\limits_{t_i^{z_1}+T}^{t_{i+1}^{z_1}+T} z_2(\tau)d\tau\,, \qquad (16)$$

$$W_i(t_i^{z_1}, f) = \int\limits_{t_i^{z_1}}^{t_i^{z_1}+T} z_2(\tau) Q(\tau - t_i^{z_1}, f)d\tau\,, \qquad (17)$$

$$\lambda_i = \begin{cases} 1, & i = 0 \text{ и } i = I; \\ 2, & 1 \le i \le I-1. \end{cases} \qquad (18)$$

Разработка алгоритма оценивания СПМ свелась к разработке алгоритма вычисления $W_i(t_i^{z_1}, f)$.

Пусть для знакового сигнала $z_2(t)$ границам интервала $t_i^{z_1} \le t \le t_i^{z_1} + T$ соответствуют моменты времени $t_{m(i)}^{z_2} = t_i^{z_1}$ и $t_{m(i)+r(i)+1}^{z_2} = t_i^{z_1} + T$, где $m(i)$ и $r(i)$ являются целыми числами, из их обозначений видна зависимость от номера интервала. В соответствии с этим получим совокупность величин $\left\{t_{m(i)+1}^{z_2}, t_{m(i)+2}^{z_2}, ..., t_{m(i)+r(i)}^{z_2}\right\}$, которые принадлежат множеству $\left\{t_j^{z_2}\right\}$ и определяют те моменты времени, в которые знаковый сигнал $z_2(t)$ с течением времени пересекает нулевой уровень в интервале $t_i^{z_1} \le t \le t_i^{z_1} + T$.

С учетом множества моментов времени $\left\{t_{m(i)}^{z_2}, t_{m(i)+1}^{z_2}, ..., t_{m(i)+r(i)+1}^{z_2}\right\}$, а также вследствие того, что сигнал $z_2(t)$ принимает значения только „-1“ или „$+1$“, интеграл в выражении (17) представим в следующем виде:

$$W_i(t_i^{z_1}, f) = z_2(t_i^{z_1}) \sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)} (-1)^{j-m(i)} \int\limits_{t_j^{z_2} - t_i^{z_1}}^{t_{j+1}^{z_2} - t_i^{z_1}} Q(\tau, f)d\tau\,. \qquad (19)$$

Перейдем к дискретной форме представления функции $Q(\tau, f)$ по переменной τ с интервалом дискретизации $\Delta\tau$. Тогда для $0 \le \tau \le T$ будем иметь $(M+1)$ отсчетов $Q(k\Delta\tau, f)$, где $0 \le k \le M$ и $T = kM$.

Существуют такие целые числа $n(i,j)$ и $n(i,j+1)$, для которых будут справедливы неравенства

$$(t_j^{z_2} - t_i^{z_1}) \le n(i,j)\Delta\tau \le (t_j^{z_2} - t_i^{z_1}) + \Delta\tau\,, \qquad (20)$$

$$(t_{j+1}^{z_2}-t_i^{z_1})-\Delta\tau \le n(i,j+1)\Delta\tau \le (t_{j+1}^{z_2}-t_i^{z_1}), \qquad (21)$$

Вследствие этого для любого $k\in[n(i,j);n(i,j+1)]$ будет выполняться условие $(t_j^{z_2}-t_i^{z_1})\le k\Delta\tau \le (t_{j+1}^{z_2}-t_i^{z_1})$. В соответствии с этим условием $W_i(t_i^{z_1},f)$ можно представить в дискретном виде следующим образом:

$$W_i(t_i^{z_1},f)=\Delta\tau\, z_2(t_i^{z_1})\sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)}(-1)^{j-m(i)}G_{ji}(f), \qquad (22)$$

где

$$G_{ji}(f)=\sum_{k=n(i,j)}^{n(i,j+1)}Q(\Delta\tau k,f). \qquad (23)$$

Для практического использования полученного соотношения при вычислении $\hat{S}_{XX}(f)$ необходимо перейти к числовому представлению дискретных отсчетов моментов времени $\{t_i^{z_1}\}$ и $\{t_j^{z_2}\}$. На практике это можно сделать, используя классический подход к цифровому представлению интервалов времени с заданной точностью, согласно которому

$$t_i^{z_1}=\eta_i^{z_1}\Delta t \text{ и } t_j^{z_2}=\eta_j^{z_2}\Delta t, \qquad (24)$$

где Δt — период счетных импульсов.

В результате будем иметь два множества целых чисел $\{\eta_i^{z_1}\}$ и $\{\eta_j^{z_2}\}$, где $1\le i\le I-1$ и $1\le j\le J-1$. При этом $\eta_0=\eta_0^{z_1}=\eta_0^{z_2}=0$, время анализа $T=N\Delta t$. Отсюда следует, что $\eta_I^{z_1}=N$ и $\eta_J^{z_2}=2N$.

Будем вычислять значения оценок СПМ $\hat{S}_{XX}(f)$ на дискретных частотах $f_n=n\Delta f$, где $\Delta f=T^{-1}$ соответствует предельному разрешению по частоте.

В результате получаем

$$\hat{S}_{XX}(f_n)=2Q(N,f_n)\hat{R}_{XX}(N)-2Q(0,f_n)\hat{R}_{XX}(0)+2\xi_{\max}^2\Delta f z_1(\eta_0)\sum_{i=0}^{I}(-1)^i\lambda_i W_i(\eta_i^{z_1},f_n), \qquad (25)$$

$$W_i(t_i^{z_1},f)=\Delta\tau\, z_2(\eta_i^{z_1})\sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)}(-1)^{j-m(i)}G_{ji}(f_n), \qquad (26)$$

$$G_{ji}(f_n)=\sum_{k=n(i,j)}^{n(i,j+1)}Q(\Delta\tau k,f_n). \qquad (27)$$

В качестве примера в табл. 1 для некоторых наиболее известных корреляционных окон [12—16] представлены функции $Q(\tau,f)$, а также их значения $Q(0,f_n)$ и $Q(N,f_n)$. Корреляционные окна Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла являются частными случаями одной временной функции. В табл. 2 для определенности приведены значения коэффициентов a_k для этих окон.

Из полученного соотношения для вычисления $\hat{S}_{XX}(f_n)$ следует, что необходимо иметь два значения оценки КФ $\hat{R}_{XX}(0)$ и $\hat{R}_{XX}(N)$, которые можно вычислить по отсчетам $\{\eta_i^{z_1}\}$ и $\{\eta_j^{z_2}\}$ с использованием простого и эффективного в вычислительном отношении цифрового алгоритма, разработанного в статье [7]. Отметим, что необходимость расчета оценок $\hat{R}_{XX}(0)$

и $\hat{R}_{XX}(N)$ зависит от конкретного вида используемой функции корреляционного окна. Например, для естественного окна и окон Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла в этом нет необходимости, так как $Q(0, f_n) = 0$ и $Q(N, f_n) = 0$, следовательно, $Q(0, f_n)\hat{R}_{XX}(0) = 0$ и $Q(N, f_n)\hat{R}_{XX}(N) = 0$.

Таблица 1

Окно	$w(\tau)$	$Q(\tau, f)$	$Q(0, f_n)$	$Q(N, f_n)$
Естественное	$\begin{cases} 1, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T \end{cases}$	$\dfrac{\sin 2\pi f\tau}{2\pi f}$	0	0
Бартлетта (треугольное)	$\begin{cases} 1 - \dfrac{\lvert\tau\rvert}{T}, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T \end{cases}$	$\left(1 - \dfrac{\tau}{T}\right)\dfrac{\sin 2\pi f\tau}{2\pi f} - \dfrac{1}{T}\dfrac{\cos 2\pi f\tau}{(2\pi f)^2}$	$-\dfrac{N\Delta t}{(2\pi n)^2}$	$-\dfrac{N\Delta t}{(2\pi n)^2}$
Хана Хэмминга Блэкмана Наттолла	$\begin{cases} a_0 + \sum\limits_{k=1}^{K} a_k \cos\dfrac{k\pi\tau}{T}, & \lvert\tau\rvert \le T; \\ 0, & \lvert\tau\rvert > T \end{cases}$	$\dfrac{1}{2\pi}\sum\limits_{k=0}^{K} a_k \left(\dfrac{\sin \pi\alpha\tau}{\alpha} + \dfrac{\sin \pi\beta\tau}{\beta}\right)$, $\alpha = (2f - k\Delta f)$, $\beta = (2f + k\Delta f)$	0	0

Таблица 2

Окно	K	a_0	a_1	a_2	a_3
Хана	1	0,5	0,5	—	—
Хэмминга	1	0,54	0,46	—	—
Блэкмана	2	0,42	0,5	0,08	—
Наттолла	3	0,36335819	0,4891775	0,1365995	0,0106411

Заключение. Благодаря использованию подхода к формированию оценки корреляционной функции на основе обработки знаковых сигналов, полученных в результате знакового аналого-стохастического квантования, операция интегрирования при переходе от непрерывной коррелограммной оценки СПМ к алгоритму вычислена аналитически, что исключает появление методической погрешности. Кроме того, операции умножения вырождаются в процедуры, которые требуют выполнения логических операций и простых арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений $G_{ji}(f_n)$, что снижает трудоемкость оценивания СПМ.

Работа поддержана грантом РФФИ (проект № 13-08-00036-А).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Марпл-мл. С. Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
2. *Kay S. M.* Modern spectral estimation: Theory and application. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1988. 543 p.
3. *Денисенко А. Н.* Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. М.: Горячая линия-Телеком, 2005. 704 с.
4. *Макс Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Т. 1. М.: Мир, 1983. 312 с.

5. *Мирский Г. Я.* Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. М.: Энергоиздат, 1982. 320 с.

6. *Якимов В. Н.* Обобщенная математическая модель двухуровневого знакового преобразования // Техника машиностроения. 2000. № 4. С. 72—74.

7. *Якимов В. Н.* Цифровой корреляционный анализ на основе интервального представления результата знакового преобразования случайных процессов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001. № 11. С. 61—66.

8. *Якимов В. Н.* Структурное проектирование цифровых коррелометров для оперативного корреляционного анализа на основе знакового аналого-стохастического квантования // Измерительная техника. 2007. № 4. С. 6—11.

9. *Yakimov V. N.* The structural design of digital correlometers for operational correlation analysis based on sign-function analog-stochastic quantization // Measurement Techniques. NY: Springer, 2007. Vol. 50, N 4. P. 356—363.

10. *Якимов В. Н.* Цифровой спектральный анализ на основе знакового двухуровневого преобразования непрерывных случайных процессов и асимптотически несмещенной оценки корреляционной функции // Измерительная техника. 2005. № 12. С. 18—23.

11. *Yakimov V. N.* Digital spectral analysis based on sign two-level transformation of continuous random processes and asymptotically unbiased estimation of the correlation function // Measurement Techniques. NY: Springer, 2005. Vol. 48, N 12. P. 1171—1178.

12. *Дворкович В. П., Дворкович А. В.* Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2014. 112 с.

13. *Шахтарин Б. И., Ковригин В. А.* Методы спектрального оценивания случайных сигналов. М.: Гелиос АРВ, 2005. 248 с.

14. *Prabhu K. M. M.* Window functions and their applications in signal processing. CRC Press, 2013. 382 p.

15. *Harris F. J.* On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform // IEEE Proc. 1978. Vol. 66. P. 51—83.

16. *Nuttall A. H.* Some windows with very good side lobe behavior // IEEE Transact. on acoustic, speech, and signal processing. 1981. Vol. ASSP–29. P. 84—91.

Сведения об авторах

Владимир Николаевич Якимов — д-р техн. наук, профессор; Самарский государственный технический университет, кафедра информационных технологий; E-mail: yvnr@hotmail.com

Андрей Валерьевич Машков — Самарский государственный технический университет, кафедра информационных технологий; преподаватель; E-mail: mavstu@list.ru

Рекомендована кафедрой информационных технологий

Поступила в редакцию 06.05.15 г.

Ссылка для цитирования: *Якимов В. Н., Машков А. В.* Цифровой спектральный анализ на основе знакового оценивания корреляционной функции и косинус-преобразования корреляционного окна // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 8. С. 606—613.

DIGITAL SPECTRAL ANALYSIS BASED ON THE SIGN APPROACH TO CORRELATION FUNCTION ESTIMATION AND THE INTEGRAL COSINE TRANSFORMATION OF CORRELATION WINDOW

V. N. Yakimov, A. V. Mashkov

Samara State Technical University, 443100, Samara, Russia
E-mail: yvnr@hotmail.com

The problem of reduction of computing expenses for digital estimation of power spectral density of a random process with correlogram method using correlation windows is considered. A solution to the problem is obtained with the use of a sign-analog stochastic quantization as a primary transformation of the random process under investigation. Estimates of the correlation function calculated from the sign-function signals and discrete-time representation of these signals make is possible to carry out an analytical calculation of the integral cosine transformation of correlation window function when spectral estimation algorithm is designed. The well-known window functions by Bartlett, Hann, Hamming, Blackman, and Nuttall are considered as examples. The developed algorithm for spectral power density estimating does not require direct calculation of the correlation function estimates to be carried out preliminary. The algorithm uses logical operations and simple arithmetic operations of addition and subtraction, and therefire reduces the complexity of digital estimation of power spectral density.

Keywords: power spectral density, random process, stochastic quantization, correlation window, sign-function signal, time readout.

Data on authors

Vladimir N. Yakimov	—	Dr. Sci., Professor; Samara State Technical University, Department of Information Technologies; E-mail: yvnr@hotmail.com
Andrey V. Mashkov	—	Samara State Technical University, Department of Information Technologies; Lecturer; E-mail: mavstu@list.ru

Reference for citation: *Yakimov V. N., Mashkov A. V.* Digital spectral analysis based on the sign approach to correlation function estimation and the integral cosine transformation of correlation window // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedeniy. Priborostroenie. 2015. Vol. 58, N 8. P. 606—613 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2015-58-8-606-613