

УДК 621.396.367

В.П. Долгушин¹, Р.Ю Кольцов¹, Е.С. Ленков², В.Н. Лоза¹¹Военный институт Киевского национального университета имени Тараса Шевченко, Киев²Национальный авиационный университет, Киев

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВЫЯВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХААРА

Рассмотрены вопросы аналитического обоснования спектрального представления сложной сигнальной функции на основе системы функций Хаара, метод построения быстрых алгоритмов преобразования, приведены результаты вычисления спектров по базису Хаара нескольких нестационарных сигналов, по анализу которых сформулирована оценка информационных возможностей метода.

Ключевые слова: сигнальная функция, дискретное преобразование, спектральное представление.

Введение

Дискретное преобразование Хаара (ДПХ) называют системой Хаара. Ортогональная система функций Хаара известна с начала прошлого столетия (1910 г.), но получила широкое практическое использование, особенно в таких областях, как функциональный анализ и обработка экспериментальных данных, только в последнее время. Наряду с применением в качестве инструмента спектрального анализа система функций Хаара служит хорошим "обучающим" примером аналитического освоения ортогональных базисов в пространстве вейвлетов. ДПХ является альтернативой кратковременному (оконному) преобразованию Фурье и используется для анализа тонких особенностей сложных и нестационарных по времени или в пространстве сигналов (под не стационарностью понимается наличие локальных неоднородностей и скачков).

Задачами настоящего анализа ставятся: аналитическое обоснование спектрального представления на основе функций Хаара, построение быстрых алгоритмов дискретного анализа с данной базисной

системой и оценка их информационных характеристик по результатам вычисления спектра Хаара для нескольких характерных сигнальных функций.

Основной раздел

Обоснование базового одношагового ДПХ

Обоснование процедуры ДПХ с базисом системы Хаара производится на примере обработки экспериментальной зависимости $f(x)$ на интервале $0 \leq x \leq 1$, представленной $n = 16$ значениями. Данные примера представлены на рис. 1 (сверху) в виде гистограммы с 16 отрезками, масштабные коэффициенты уровней (обозначим j) определяются в двоичной системе счисления, т.е пропорционально 2^j (при такой системе существенно упрощается реализация вычислительных алгоритмов).

Индекс $j = 4$ связан с полным числом шагов в данном примере, при этом функция представляется как

$$f(x) = \sum_{k=0}^{15} s_{j,k} \varphi_{j,k}, \quad (1)$$

где $s_{j,k} = f(k/6)/4$, а $\varphi_{j,k}$ – ступенька с единичной нормой и шириной $1/16$.

При произвольном значении j функция скачка записывается в виде:

$$2^{\frac{j}{2}} \varphi(2^j x - k). \quad (2)$$

В соответствии с (2) на следующем этапе ($j=3$) представляется поведение функции в интервале $1/8$ и производится усреднение по 2-м соседним интервалам исходной гистограммы. С точностью до нормирующего множителя ($\sqrt{2}$) полученные *средние значения* задаются коэффициентами $s_{j,k}$. Для получения информации о *флюктуациях* функции на основе данных коэффициентов вычисляются разности между уровнями $s_{j,k}$, которые определяют второй набор коэффициентов, обозначаемых $d_{j,k}$. Значения коэффициентов определяются выражениями:

$$\begin{aligned} s_{j-1,k} &= (1/\sqrt{2}) \cdot [s_{j,2k} + s_{j,2k+1}]; \\ d_{j-1,k} &= (1/\sqrt{2}) \cdot [s_{j,2k} - s_{j,2k+1}]. \end{aligned} \quad (3)$$

Гистограммы коэффициентов $s_{j,k}$ и $d_{j,k}$ для уровней $j = 3$ и 2 показаны на рис. 1 ниже исходного сигнала. Обозначение j имеет значение *масштабного* коэффициента, значение уровня (масштаба) определяется как 2^{-j} , а точки отсчёта соответственно $k2^{-j}$.

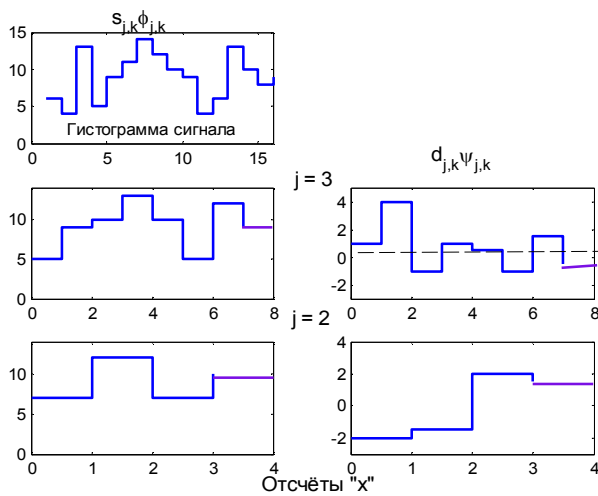


Рис. 1. Коэффициенты $s_{j,k}$ и $d_{j,k}$ (уровни $j = 3$ и 2)

При попарном разбиении интервалов нормированная разность значений $d_{j,k}$ имеет противоположные знаки в соседних интервалах, связанную с этими коэффициентами функцию обозначают:

$$\Psi_{j,k} = 2^{-\frac{j}{2}} \Psi(2^{-j} x - k). \quad (4)$$

Используя (2) – (4), спектральное представление сигнала можно записать в виде:

$$f(x) = \sum_{k=0}^7 s_{j,k} \varphi_{j,k}(x) + \sum_{k=0}^7 d_{j,k} \Psi_{j,k}(x). \quad (5)$$

Для базисных функций выражения (5) приняты следующие названия:

$$\varphi_{j,k}(x) - \text{скейлинг-функция (масштабирующая),}$$

$\Psi_{j,k}(x)$ – *вейвлет Хаара* (в общем случае – "материнский" вейвлет).

Последовательно переходя к более широким уровням ($j = 3, 2, 1, 0$), производится усреднение на интервалах $1/8, 1/4, 1/2, 1$. На уровне, соответствующем $j = 0$, имеется только одно среднее значение по всему интервалу (обозначим $s_{0,0}$). Результат разложения по всем уровням записывается в виде:

$$f(x) = s_{0,0} \varphi_{0,0}(x) + d_{0,0} \Psi_{0,0}(x) + \sum_{k=0}^1 d_{1,k} \Psi_{1,k}(x) + \sum_{k=0}^3 d_{2,k} \Psi_{2,k}(x) + \sum_{k=0}^7 d_{3,k} \Psi_{3,k}(x). \quad (6)$$

Функции $\varphi_{0,0}(x)$ и $\Psi_{0,0}(x)$ называются соответственно *скейлинг-функцией* и *вейвлетом Хаара*. Вид функций показан на рис. 2.

Вейвлет Хаара формируется функцией единичного скачка, называемой функцией Хевисайда. Скейлинг-функция находится решением функционального уравнения:

$$\varphi_H(x) = \theta(x) \cdot \theta(1-x), \quad (7)$$

где $\theta(x)$ обозначает функцию Хевисайда, равную 1 при положительных значениях аргумента и 0 при отрицательных.

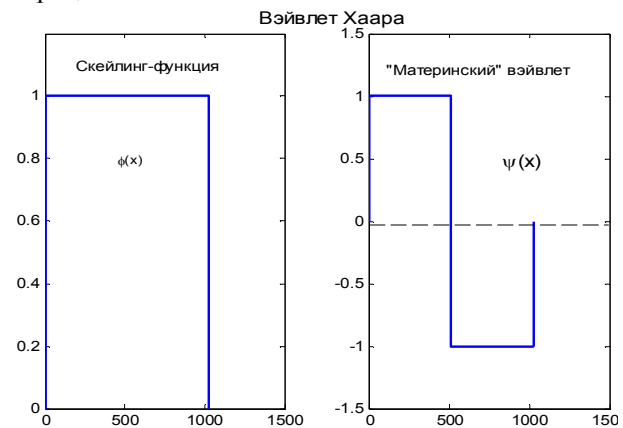


Рис. 2. Функции $\varphi_{0,0}(x)$ и $\Psi_{0,0}(x)$

"Материнский" вейвлет Хаара с учётом (7) определяется выражением:

$$\begin{aligned} \Psi_H(x) &= \theta(x) \cdot \theta(x-2x) - \\ &= -\theta(2x-1) \cdot \theta(1-x). \end{aligned} \quad (8)$$

По результатам изложенного анализа можно констатировать, что представление исходной функции выражением (6) содержит среднюю величину функции по всему интервалу, представленную коэффициентом $s_{0,0}$, и все его флюктуации с чётко указанным масштабом и положением на оси «x» в 15 нормированных коэффициентах $d_{j,k}$.

На практике в большинстве случаев из общего представления разложения сигнала по формуле (5) отбрасывают первую сумму, т.к. обычно интерес вызывает не среднее значение, а *форма* функции, определяемая флюктуациями вокруг среднего.

Численный алгоритм преобразования с системой Хаара

Численные алгоритмы спектрального преобразования с использованием базиса функций Хаара применяются к дискретным сигналам, но при вычислении реализуют непрерывное преобразование (НП). Поэтому первым этапом НП является конструирование из дискретного сигнала непрерывного времени $f(t)$ (в дальнейшем символ f используется как для непрерывного, так и дискретного времени).

Анализ первого этапа алгоритма ДПХ производится на примере простейшего сигнала типа дискретной пачки импульсов:

$$f = \{f_k\}_{k=0}^7 = [8, 4, 6, 8, 9, 7, 2, 4]. \quad (9)$$

Преобразование (9) в непрерывную функцию осуществляется масштабирующей функцией Хаара φ_H (7). Картина преобразования иллюстрируется на рис. 3. На верхней части рис. 3 показаны исходный сигнал и соответствующая ей непрерывная кусочно-постоянная функция f . Алгоритм преобразования имеет вид:

$$f(t) = \sum_{k=0}^7 f_k \varphi_H(t-k). \quad (10)$$

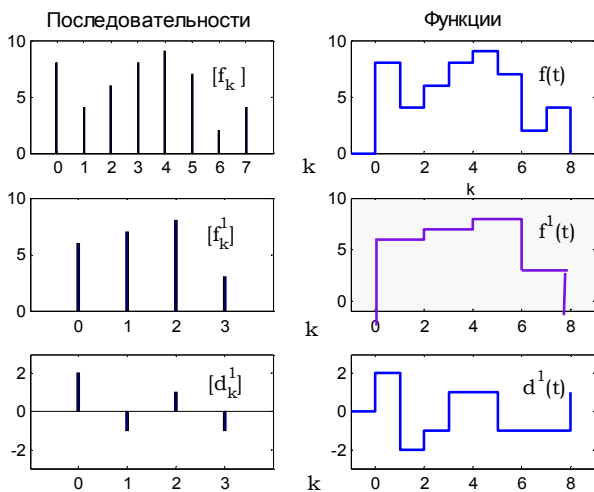


Рис. 3. Преобразование (9)

Функция $f(t)$ является суперпозицией масштабирующих функций (7) с различными сдвигами, при этом каждая умножается на соответствующий элемент последовательности. Сигнал непрерывного времени представляется кусочно-постоянной функцией на интервалах единичной длины со скачками в момент взятия отсчётов.

Следующий шаг строит более грубое приближение f^1 последовательности f , вычисляя среднее арифметическое соседних элементов последовательности:

$$\begin{aligned} \{f_k^1\}_{k=0}^3 &= \{(f_0 + f_1)/2, \dots, (f_6 + f_7)/2\} = \\ &= \{6, 7, 8, 3\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Длина последовательности f^1 составляет половину исходной. Из этой новой последовательности строится сигнал непрерывного времени $f^1(t)$, показанный на правом рис. 2-го ряда. Алгоритм вычисления соответствует:

$$f^1(t) = \sum_{k=0}^3 f_k^1 \varphi_H(t/2 - k). \quad (12)$$

Эти результаты представляют собой аппроксимацию исходного сигнала.

Следующий этап (3-ий ряд рис. 3) определяет детализующий сигнал и вычисляется на основе поэлементной разности (обозначается d^1):

$$\{d_k^1\}_{k=0}^3 = \{(f_0 - f_1)/2, \dots, (f_6 - f_7)/2\}; \quad (13)$$

$$d^1(t) = \sum_{k=0}^3 d_k^1 \Psi_H(t/2 - k). \quad (14)$$

Быстрый алгоритм НП с базисом Хаара на основании рассмотренного примера можно сформулировать следующим образом:

1. Дискретный сигнал $\{f_k\}$ с использованием масштабирующей функции φ_H , соответствующей вейвлету Хаара, преобразуется в сигнал непрерывного времени $f(t)$ согласно выражению (12).

2. По формулам (13), (14) вычисляются последовательности $\{f_k^1\}$ и $\{d_k^1\}$ соответственно.

3. Спектральное представление непрерывной функции с использованием системы Хаара для $n = 2$ и $t = 2k$ производится по формуле:

$$L_H f(2, 2k) = \sqrt{2} d_k^1 / c_{\Psi_H}. \quad (15)$$

Частотные фильтры Хаара

Практическая реализация алгоритма ДПХ основана на применении цифровых фильтров (ЦФ).

Масштабирующий (скейлинг) ЦФ является низкочастотным. Преобразование определяется линейной свёрткой в виде:

$$\varphi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2M-1} h_k \varphi(2x - k), \quad (16)$$

где M – число коэффициентов.

Процедура выполняется двоичным изменением масштаба и целочисленными трансляциями “ k ”, коэффициент нормировки равен $\sqrt{2}$, что соответствует традиционному варианту быстрых алгоритмов вычисления.

Выражение (16) для рассмотренного выше примера (рис. 3) в матричной форме записи имеет вид:

$$f^1 = Hf, \quad (17)$$

где H – матрица преобразования низкочастотного ЦФ.

“Материнская” базисная функция Хаара соответствует высокочастотному ЦФ и записывается как

$$\Psi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{2M-1} g_k \Psi(2x - k) \text{ или } d^1 = Gf. \quad (18)$$

Характеристики ЦФ определяются последовательностями $\{h_k\}$ и $\{g_k\}$. Базисные функции $\varphi(x)$

и $\Psi(x)$ относятся к ортогональным подпространствам гильбертова пространства $L^2(\mathbb{R})$, что соответствует выполнению условия:

$$\sum_k h_k g_{k+2M} = 0. \tag{19}$$

Из решения уравнения (19) определяется зависимость между коэффициентами h_k и g_k :

$$g_k = (-1)^k h_{2M-1-k}. \tag{20}$$

Для системы Хаара $M=1$, отсюда коэффициенты ЦФ имеют значение:

$$\begin{cases} h_0 = \sqrt{2}/2; & h_1 = \sqrt{2}/2; \\ g_0 = \sqrt{2}/2; & g_1 = -\sqrt{2}/2. \end{cases} \tag{21}$$

Характеристики ЦФ Хаара: импульсная (сверху) и частотная (внизу) приводятся на рис. 4.

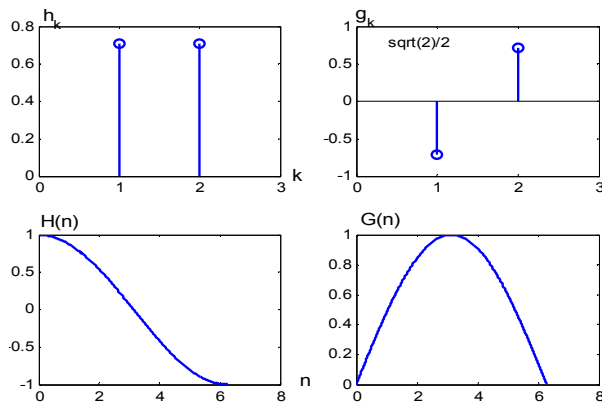


Рис. 4. Характеристики цифровых фильтров Хаара

Рассмотренная система обработки на 2-х ЦФ Хаара выполняет задачу одношагового спектрального преобразования, реализация многоуровневого ДПХ, требуемая при обработке реальных сигналов, связана с использованием системы (называемой *базой фильтров*) подобных по структуре ЦФ, организованных по итеративной пирамидальной схеме построения Маллата.

Экспериментальное исследование результатов анализа нестационарных сигналов

Исследование выполнено методом числового эксперимента путём программного вычисления и анализа результатов ДПХ. Как известно [1], ДПХ не может быть записано в аналитической форме, оно характеризуется набором численных коэффициентов в некоторых функциональных пространствах. Операции вычисления результатов ДПХ нескольких характерных сигналов выполнены с использованием СКМ (средств компьютерной математики) [4].

Важнейшим продуктом визуализации результатов спектрального анализа методом ДПХ являются *спектрограммы* (СПГ), отображающие значение коэффициентов разложения сигнала на плоскости масштаб – время (значения масштаба обратно про-

порциональны частоте). Наличие локальных особенностей (нарушения гладкости) сигнала отображается на СПГ в виде вертикальных линий, при этом пикам сигнала соответствуют белые цвета, а гладким участкам – тёмные.

1. Тестовый сигнала, состоящего из гладкой функции и 2-х явно выраженных скачков амплитуды. Аналитическое выражение сигнала имеет вид:

$$s = \sin(t) + k \text{sign}(\sin(t - \tau)).$$

Результат преобразования представлен в виде спектрограммы на рис. 5.

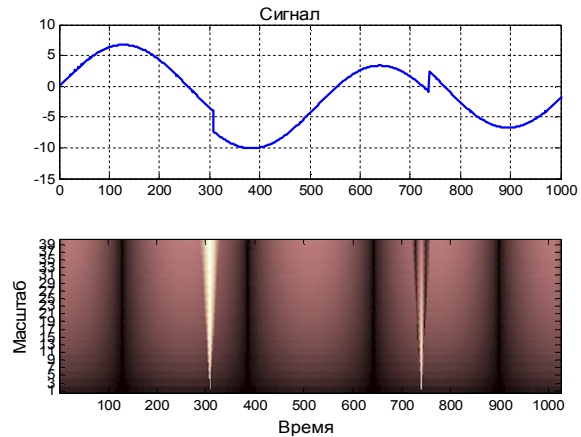


Рис. 5. Спектрограмма преобразования

Экстремумы гладкой части сигнала выделены тёмными вертикальными линиями, локальные скачки чётко видимыми белыми, которые на временной оси точно соответствуют положению скачков на сигнале.

2. Дискретная биквантованная пачка, в правой части которой имеются 2 небольшие области флуктуаций (отмечены на рис. двойной стрелкой). Результат вычисления с использованием непрерывного вейвлет-преобразования с целью получения наиболее наглядного представления показан на рис. 6.

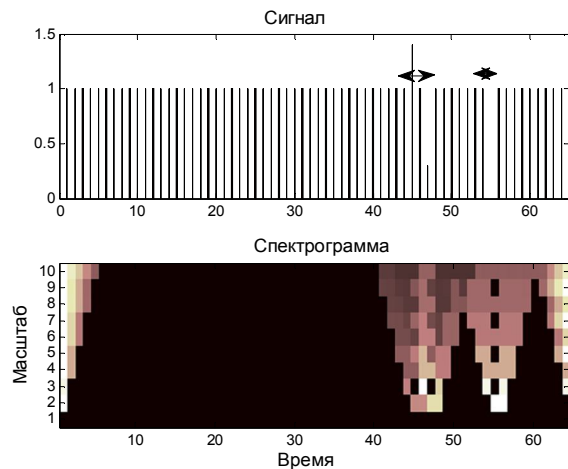


Рис. 6. Результат вычисления с использованием непрерывного вейвлет-преобразования

Как следует из рис. 6, СПГ, полученная по системе ДПХ, позволяет с высоким качеством распо-

знать флюктуїруючу пачку (характерну при наложенні 2-х сигналів, отражених від одиночних цілей) по порівнянню з нефлюктуїруючою, не смотря на крайню слабку характер флюктуацій.

По итогам аналізу СПГ для 2-х характерних нестационарних сигналів (рис. 5, 6) можна зробити висновок про достатньо високі можливості виділення локальних особливостей сигналів системою аналізу Хаара, які значно переважають можливості оконного перетворення Фур'є.

Однак необхідно зазначити, що перетворення Хаара має певні недоліки, які пов'язані з поганими аналітичними властивостями, зумовленими різким перепадом на границях інтервалів, т.е. *плохою гладкістю* базисної функції. Крім того, вейвлети Хаара не мають достатньо доброї *локалізації по частоті*.

Для дослідження "пределних" можливостей аналізу ДПХ зроблено розрахунок СПГ для нестационарного сигналу великої складності. Як сигнал використано синусоїду(s), на яку накладено меандр прямокутних імпульсів з змінною частотою (s1). Аналітичне вираження сигналу має вигляд:

$$S(t) = \sin(t) + \alpha \operatorname{sign}\left(\sin\left(\frac{(t-7)^2}{3}\right)\right),$$

де α – коефіцієнт, прийнятий рівним 0,1 для ілюстрації сигналу на рис. 7, і 0.0001 – для розрахунку СПГ.

Результати представлені на рис. 7. На верхній частині рис. показані окремі складові сигнали (сумарний сигнал при рівні меандра 0,0001 представляє з себе «чисту» синусоїду).

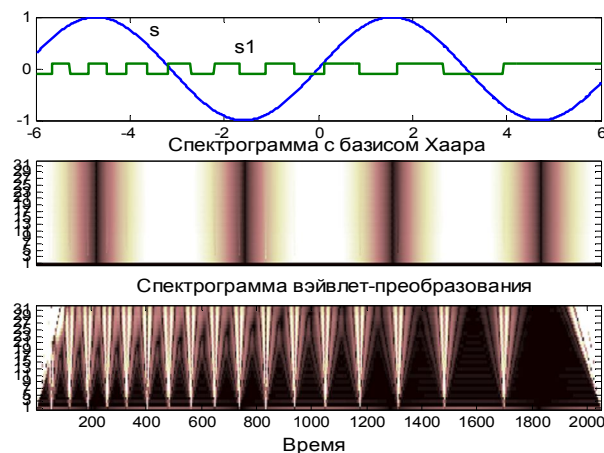


Рис. 7. Результати дослідження

Середня частина рис. 7 демонструє результат ДПХ. Очевидно, що для даного сигналу особливості у вигляді скачків на синусоїді не видно. СПГ характеризує тільки синусоїду (темні смуги – екстремуми). Цей факт пояснюється наявністю недоліків базисної функції, яка є простішим вейвлетом.

На нижньому рис. 7 показано СПГ того ж сигналу при використанні популярного вейвлета Добеші. На СПГ чітко фіксуються світлі смуги всієї скачки від імпульсів меандра. Деяке ускладнення спектра по краях викликане обмеженням сигналу в часовій області. Особливо слід зазначити, що при такій малій величині амплітуди меандра (зменшена порівнянню з синусоїдою в 1000 разів) зовнішній сигнал не відрізняється від звичайної синусоїди. При Фур'є-перетворенні така функція взагалі не показує жодних особливостей – вона представляється єдиною дискретною лінією.

Висновки

В Фур'є-перетвореннях базисні функції мають нескінченний носій, при якому неможливо виявити окремі особливості в сигналі, перетворення забезпечує якісний аналіз глобальних змін, характерних для стаціонарних сигнальних функцій.

Кратковременний (оконний) аналіз дає можливість зв'язати частотний спектр з малою частиною сигналу, локалізованою в окні, однак при цьому "радіуси" оконних функцій фіксуються. Це дозволяє з достатньою точністю аналізувати тільки або високочастотні, або низькочастотні складові сигналу.

Система Хаара забезпечує, так звану, *кратно розрешаючий аналіз* (КРА), при якому базисна функція стає *масштабовуваною*. ДПХ не здійснює пошуку циклических частот, як у Фур'є-аналізі, а визначає розміри "деталей" (всплесків, скачків) і фіксує їх положення на часовій осі. Використовуючи ідею КРА, була побудована (І.Добеші) сім'я базисних функцій – всплесків (*вейвлетів*), які мають властивості системи Хаара (ортogonalність і компактність носія) і забезпечують високоефективну спектральну обробку, звану *вейвлет-аналізом* (ВА). Питання застосування ВА до обробки сигналів розглядаються в інших статтях.

Список літератури

1. Астаф'єва Н.М. Вейвлет-аналіз: основи теорії та приклади застосування // *Успіхи фізических наук*. – 1998. – Т. 166, № 11. – С. 1145-1170.
2. Вороб'єв В.І. Теорія та практика вейвлет-перетворення / В.І. Вороб'єв, В.Г. Грибулін. – СПб.: *Ізд-во ВУС*, 1999.
3. Малоземцев В.Р. Хаарівські спектри дискретних свертків / В.Р. Малоземцев, С.М. Машарський // *Вычисл. мат. и матем. физика*. – 2000. – Т. 40, № 6. – С. 954-960.
4. Дьяконов В.П. *MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров* / В.П. Дьяконов. – М.: ДМК Пресс, 2011 – 976 с.

Поступила в редакцію 8.08.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. І.В. Рубан, Харківський університет Воздушних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

**ОЦІНКА МОЖЛИВОСТЕЙ ВИЯВЛЕННЯ ХАРАКТЕРНИХ ОСОБЛИВОСТЕЙ
НЕСТАЦІОНАРНИХ СИГНАЛІВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ХААРУ**

В.П. Долгушин, Р.Ю. Кольцов, Е.С. Ленков, В.М. Лоза

Розглянуті питання аналітичного обґрунтування спектрального представлення складної сигнальної функції на основі системи функцій Хаара, метод побудови швидких алгоритмів перетворення, приведені результати обчислення спектрів по базису Хаара декількох нестационарних сигналів, по аналізу яких сформульована оцінка інформаційних можливостей методу.

Ключові слова: *сигнальна функція, дискретне перетворення, спектральне представлення.*

**ESTIMATION OF POSSIBILITIES OF EXPOSURE OF CHARACTERISTIC FEATURES
OF NON-STATIONARY SIGNALS BY METHOD OF DISCRETE TRANSFORMATION OF HAAR**

V.P. Dolgushin, R.Y. Kol'cov, E.S. Lenkov, V.N. Loza

Vine the questions of analytical ground of spectral presentation of difficult alarm function are Considered on the basis of the system of functions of Haar, method of construction of rapid algorithms of transformation, the results of calculation of spectrums are resulted on the base of Haar of a few non-stationary signals, on the analysis of which an estimation is formulated estimation of informative possibilities of method.

Keywords: *alarm function, discrete transformation, spectral presentation.*