

УДК 681.327.8

## Практические аспекты применения функции неопределенности в задачах оценки качества шумового сигнала\*

Е.А. ВАСЕЧКИН<sup>1</sup>, И.В. ГАВРИЛОВ<sup>2</sup>, О.О. БАСОВ<sup>3</sup>

<sup>1</sup> 302034, РФ, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35, Академия ФСО России, к. т. н., докторант, e-mail: oobasov@mail.ru

<sup>2</sup> 302034, РФ, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35, Академия ФСО России, адъюнкт, e-mail: djonv87@inbox.ru,

<sup>3</sup> 302034, РФ, г. Орёл, ул. Приборостроительная, 35, Академия ФСО России, адъюнкт, e-mail: ilya\_vch@pisem.net

В данной работе затрагивается проблема применения методики оценки качества шумового сигнала, а именно степени неопределенности этого сигнала. Эту проблему предлагается решать, используя для оценки качества шумового сигнала функцию неопределенности двух его выборок ограниченной длины. Обосновано использование функции неопределенности для оценки степени неопределенности мгновенных значений шумового сигнала. Осуществлен переход от непрерывной по времени и частоте функции неопределенности двух сигналов к дискретной форме функции неопределенности по данным параметрам. Рассмотрена проблема краевого эффекта при вычислениях функции неопределенности конечных по длине реализаций шумового сигнала, а также способ устранения погрешности вычислений, связанной с этим эффектом. Представлен алгоритм, позволяющий находить наиболее вероятные по критерию максимального правдоподобия значения частотного и временного сдвига двух реализаций шумового сигнала. Сформулировано и доказано утверждение, использование которого позволяет сократить вычислительную сложность переборного метода нахождения временного и частотного сдвига функции неопределенности. В заключении приведены основные результаты работы и обозначена область применения представленного математического аппарата расчёта функции неопределенности и поиска её максимального значения: оценка степени неопределенности мгновенных значений шумового сигнала.

**Ключевые слова:** генератор шума, маскирующий сигнал, функция неопределенности, быстрое преобразование Фурье, дискретизация, квантование, корреляционная функция, краевой эффект, частотный сдвиг, временной сдвиг

### ВВЕДЕНИЕ

Для защиты конфиденциальной информации, циркулирующей в объектах информатизации [1], в ряде случаев используют генераторы шума [2]. К генерируемому маскирующему (шумовому) сигналу предъявляется ряд требований, одним из которых является неопределенность его мгновенных значений.

Существующая методика оценки качества маскирующего сигнала [3] не позволяет оценить степень выполнения данного требования в связи с использованием статистического метода оценки энтропии для ограниченной выборки мгновенных значений сигнала. Возможна ситуация, когда мгновенные значения шумового сигнала будут полностью повторяться через какой-то промежуток времени. В этой ситуации значение энтропии не укажет на наличие периодичности в маскирующем сигнале.

Для оценки неопределенности мгновенных значений анализируемого маскирующего сигнала можно использовать значения его функции неопределенности (ФН). По значению её гло-

---

\* Статья получена 02 апреля 2014 г.

бального максимума можно судить о взаимосвязи мгновенных значений сигнала на достаточно длительном интервале времени [4].

Известные методы поиска максимума ФН [5, 6], основанные на использовании согласованных фильтров, многоканальных корреляторов и быстрого преобразования Фурье, обладают значительной вычислительной сложностью. В условиях ограничений, накладываемых на сложность технической реализации и величину интервала когерентности, актуальной является разработка математического аппарата эффективного поиска максимума ФН.

### 1. ПЕРЕХОД К ДИСКРЕТНОЙ ПО ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЕ ФН

В современных средствах измерения используются цифровые методы обработки сигналов [7]. Следовательно, для адекватного описания ФН существует задача ее дискретизации.

Наиболее часто под ФН понимается и исследуется модуль от корреляционной функции

$$|\chi(\tau, F)| = \frac{1}{2E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} Z(t) \cdot Z^*(t + \tau) \cdot \exp(-j2\pi Ft) dt \right|, \quad (1)$$

где  $E$  – энергия анализируемого шумового сигнала  $Z(t)$ ;  $\tau$ ,  $F$  – сдвиг сигнала по времени и частоте соответственно [8].

При ограничении времени наблюдения за реализацией шумового сигнала  $Z(t)$  ФН (1) определяется как нормированная двумерная корреляционная функция сигнала длительностью  $T_H$ , непосредственно предшествующего данному моменту  $t$ :

$$|\chi(\tau, F)| = \frac{1}{2E} \left| \int_0^{T_H} Z(t) \cdot Z^*(t + \tau) \cdot \exp(-j2\pi Ft) dt \right|. \quad (2)$$

Для перехода к дискретной по времени и частоте ФН сформулировано и доказано следующее утверждение.

**Утверждение 1.** Пусть функция неопределенности сигнала  $Z(t)$  с ограниченным спектром, верхняя частота которого равна  $F_B$ , задана выражением (2), тогда в точках плоскости частота-время  $(k\Delta t, l\Delta F)$  ее значения совпадают со значениями функции

$$|\chi(k\Delta t, l\Delta F)| = \frac{1}{2E} \left| \sum_{n=1}^{N-1} Z(n\Delta t) Z^*(n\Delta t + k\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi l\Delta F k\Delta t) \right|^2, \quad (3)$$

где  $\Delta t$  и  $\Delta F$  – значения шага дискретизации по осям времени и частоты соответственно;  $k$  и  $l$  – номера отсчетов ФН по указанным осям;  $Z(n\Delta t)$  – дискретный сигнал  $Z(t)$ ,

$N = \frac{T_H}{\Delta t}$  – число отсчетов в реализации исследуемого сигнала.

**Доказательство**  
Пусть сигнал

$$\tilde{Z}(t) = Z(t) \cdot Z^*(t + \tau) \quad (4)$$

представляет собой произведение двух функций времени. Тогда при неизменном значении  $\tau$  ( $0 \leq \tau < T_H$ ) ФН (2) на интервале наблюдения можно представить в виде

$$\tilde{\chi}(F)|_{\tau=\text{const}} = \frac{1}{2E} \int_0^{T_H} \tilde{Z}(t) \cdot \exp(-j2\pi Ft) dt. \quad (5)$$

Далее рассмотрим сигнал

$$\tilde{Z}_Д(t) = \tilde{Z}(t) \cdot \sum_{n=0}^N \delta(t - n\Delta t) = \sum_{n=0}^N \tilde{Z}(t) \cdot \delta(t - n\Delta t) \quad (6)$$

как результат умножения непрерывного сигнала  $\tilde{Z}(t)$  на дельта-функцию  $\delta(t)$  ( $\Delta t = \frac{1}{F_D}$  – период дискретизации;  $F_D \geq 2F_B$  – частота дискретизация).

Тогда выражение (5) примет вид

$$\tilde{\chi}(F)|_{\tau=\text{const}} = \frac{1}{2E} \int_0^{T_H} \sum_{n=0}^N \tilde{Z}(t) \cdot \delta(t - n\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi Ft) dt. \quad (7)$$

С учетом изменения порядка суммирования и интегрирования и фильтрующего свойства дельта-функции

$$\tilde{\chi}(F)|_{\tau=\text{const}} = \frac{1}{2E} \sum_{n=0}^N \tilde{Z}(n\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi Fn\Delta t). \quad (8)$$

Комплексные экспоненты под знаком суммы в выражении (8) являются периодическими функциями с периодом

$$\Delta F(n) = \frac{1}{n\Delta t}, n = 1 \dots N. \quad (9)$$

При повторении сигнала с минимальным периодом, равным времени наблюдения  $T_H$ , получим дискретный спектр сигнала, состоящий из  $N$  гармоник, кратных

$$\Delta F = \frac{1}{N\Delta t} = \frac{1}{T_H}, \quad (10)$$

тогда

$$\tilde{\chi}(l\Delta F)|_{\tau=\text{const}} = \frac{1}{2E} \sum_{n=0}^N \tilde{Z}(n\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi l\Delta F n\Delta t), \quad (11)$$

где  $l$  – номер дискретного отсчета в спектре частот анализируемого сигнала.

Полученное выражение (11) с учетом (3) можно записать в виде

$$\tilde{\chi}(l\Delta F)|_{\tau=\text{const}} = \frac{1}{2E} \sum_{n=0}^N Z(n\Delta t) \cdot Z^*(n\Delta t + \tau) \cdot \exp(-j2\pi l\Delta F n\Delta t). \quad (12)$$

Сняв введенное ограничение на постоянство  $\tau$ , представим ее как

$$\tau = p\Delta t, \quad (13)$$

где  $\Delta t = s\Delta t$ ,  $s = 1, 2, \dots$

С учетом (12) выражение (11) примет вид

$$\tilde{\chi}(k\Delta t, l\Delta F) = \frac{1}{2E} \sum_{n=0}^N Z(n\Delta t) \cdot Z^*(n\Delta t + k\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi l\Delta F n\Delta t), \quad (14)$$

где  $k = p \cdot s$ .

Модуль выражения (14) соответствует выражению (3).

**Утверждение 1 доказано.**

## 2. КРАЕВОЙ ЭФФЕКТ

При расчетах дискретной ФН сигналов конечной длины возникает проблема краевого эффекта. Суть его заключается в том, что при осуществлении вычислений необходимо производить сдвиг одной числовой последовательности относительно другой. При этом значения на концах последовательностей не попадают в область пересечения, а значит, не учитываются при вычислениях. Это приводит к тому, что независимо от значений дискретных отчетов сигнала значение ФН будет уменьшаться [9]. Решением этой проблемы является введение корректирующего коэффициента, зависящего от длины сдвига [10].

Сформулируем следующее утверждение.

**Утверждение 2.** Пусть при вычислении дискретной по времени и частоте ФН (3) сигнала  $Z(t)$  осуществляется сдвиг на  $k$  отсчетов по временной оси, тогда для устранения погрешности, связанной с краевым эффектом, необходимо умножить значение модуля ФН на коэффициент  $\frac{N-k}{N}$ .

### Доказательство

На рис. 1 показано уменьшение модуля значения ФН с ростом сдвига  $k\Delta t$  в результате краевого эффекта для одного и того же значения сдвига  $l\Delta F$ . Здесь  $|\chi_{true}(i \cdot \Delta t)|$  – истинное значение модуля ФН сигнала длительностью  $N \cdot \Delta t$  при определенном сдвиге  $i \cdot \Delta t$ ;  $|\chi(i \cdot \Delta t)|$  – значение модуля ФН сигнала длительностью  $N \cdot \Delta t$ , получаемое при расчетах без учета краевого эффекта.

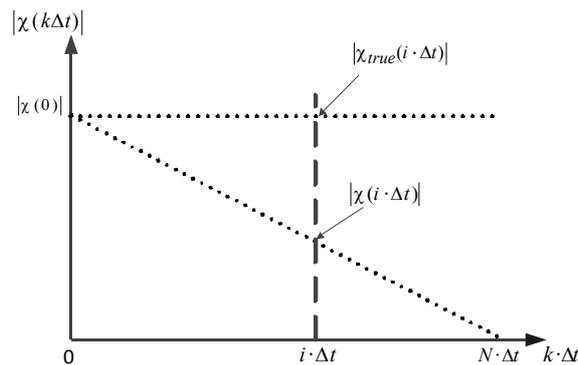


Рис. 1. Изменение модуля ФН в зависимости от длины сдвига

На основе рисунка получаем

$$\frac{|\chi_{true}(i \cdot \Delta t)| - |\chi(i \cdot \Delta t)|}{i \cdot \Delta t} = \frac{|\chi(0)|}{N \cdot \Delta t}. \quad (15)$$

Откуда

$$\chi_{true}(i \cdot \Delta t) = \frac{N}{N-i} \chi(i \cdot \Delta t). \quad (16)$$

Следовательно, для коррекции краевого эффекта необходимо использовать коэффициент, равный  $\frac{N-k}{N}$ , где  $k$  – количество отсчетов, на которые осуществляется сдвиг сигнала во временной области при вычислении ФН.

**Утверждение 2 доказано.**

При значениях сдвига, соизмеримых с длиной выборки, для уменьшения погрешности при вычислении ФН необходимо производить корректировку значения модуля ФН с использованием полученного коэффициента.

### 3. УМЕНЬШЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СЛОЖНОСТИ ПОИСКА МАКСИМУМА ФН

Полный расчет ФН (3) шумового сигнала для множества возможных значений сдвигов по времени и по частоте является вычислительно емкой задачей. Для определения временного  $\tau$  и частотного  $F$  сдвига в известных пределах можно использовать построение сечений ФН, используя для этой цели алгоритм (рис. 2), основанный на сравнении спектров с временным перебором [11].

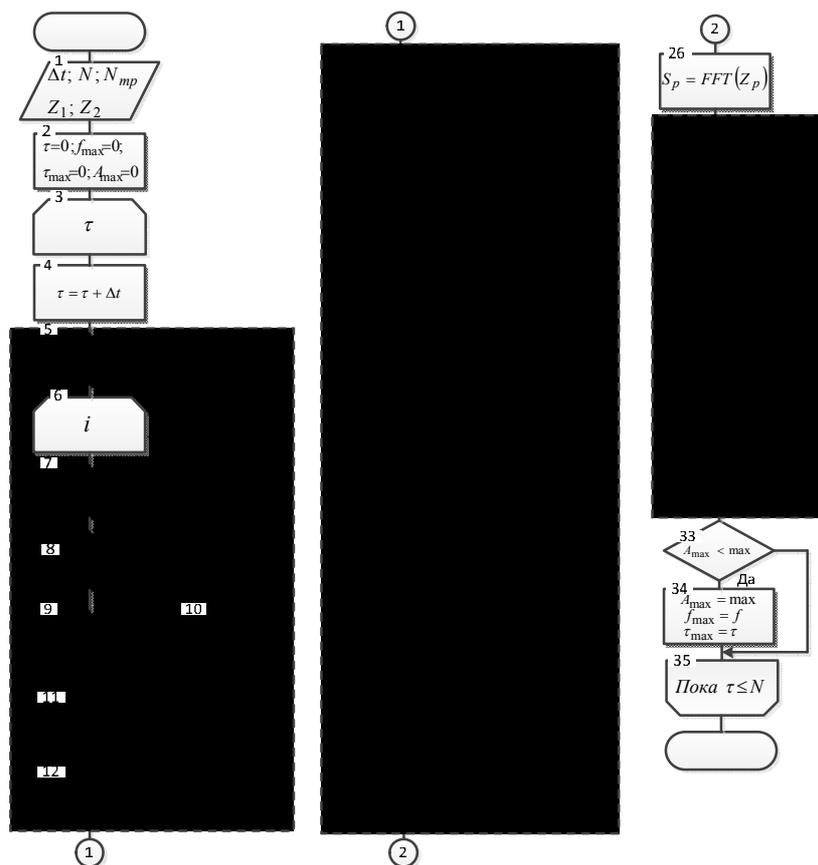


Рис. 2. Алгоритм определения временного  $\tau$  и частотного  $F$  сдвига ФН

Исходными данными для его работы являются:

- $\Delta t$  – период дискретизации;
- $N$  – длительность исследуемых реализаций сигналов (число отсчетов);
- $N_{\text{тр}}$  – длина обрабатываемой выборки (размерность ДПФ);
- $Z_1$  и  $Z_2$  – реализации шумового сигнала, сдвинутые друг относительно друга во времени.

Получение сечений ФН осуществляется следующим образом. Последовательно выбирается значение временного сдвига (символ 4) и производится умножение реализаций сигнала со сдвигом  $\tau$  (блок символов I). Далее полученная выборка прореживается путем свертки с прямоугольным окном и передискретизации с более низкой частотой (блок символов II). Применение данной операции обосновывается необходимостью сокращения вычислительной сложности при выполнении БПФ на больших выборках данных.

ФН шумового сигнала рассчитывается (символ 26) на основе ее представления в дискретной форме (3). При аппаратной реализации данного алгоритма наиболее эффективным для

функционирования в реальном времени является использование длины выборки  $N_{тр}$ , независимой от длины  $N$  выборок исследуемых сигналов. Такая независимость обеспечивается автоматическим подбором степени прореживания (символ 13) сигнала.

После выполнения спектрального преобразования получается оценка взаимной корреляционной функции спектров двух реализаций маскирующего сигнала. В полученной выборке ищется отсчет с наибольшим значением модуля и запоминается как само значение, так и его координаты, соответствующие оптимальному частотному сдвигу при данном значении временного сдвига (блок символов III). Далее весь процесс повторяется с модифицированным значением временного сдвига.

В результате итерационного процесса накапливается информация, представляющая собой описание кривой, сопоставляющей с каждым значением временного сдвига оптимальное значение частотного, и сечение ФН этой кривой. Глобальный максимум данного сечения ФН дает значение временного сдвига  $\tau_{max}$ , а значение секущей кривой в точке найденного максимума – частотный сдвиг  $f_{max}$  (символы 33 и 34).

Параметры  $\tau_{max}$  и  $f_{max}$  являются выходными для разработанного алгоритма и соответствуют требуемым оценкам максимального правдоподобия величины сдвига между сигналами  $Z_1$  и  $Z_2$  во временной  $\hat{\tau}$  и частотной  $\hat{F}$  областях соответственно [12].

Для построения сечений ФН параллельными плоскостями  $\tau \cdot F$  с использованием предложенного алгоритма (рис. 2) сформулировано и доказано следующее утверждение.

**Утверждение 3.** Пусть в результате равномерного квантования по уровню нормированной ФН на ее сечениях

$$|\tilde{\chi}_i(k\Delta\tau, l\Delta F)| \approx 1 - i\Delta |\chi(\tau, F)|, \quad (18)$$

где  $i = 0, 1, \dots$  – номер уровня квантования,  $\Delta |\chi(\tau, F)|$  – шаг квантования плоскостями, параллельными плоскости  $\tau \cdot F$ , имеются пары значений  $\{k_i, l_i\}$ , соответствующие максимальным временному и частотному сдвигу.

Тогда полученные пары значений  $\{k_i, l_i\}$  представляют собой переупорядоченные пары  $\{k, l_k\}$  (для  $k = 1, 2, \dots$ ), получаемые сечением нормированной ФН

$$|\chi(k\Delta t, l\Delta F)| = \frac{1}{2E} \left| \sum_{n=0}^N Z(n\Delta t) Z^*(n\Delta t + k\Delta t) \cdot \exp(-j2\pi l\Delta F k\Delta t) \right| \quad (19)$$

кривой, сопоставляющей с каждым значением  $k\Delta t$  временного сдвига оптимальное (в смысле максимума ФН) значение  $l_k\Delta F$  частотного сдвига [13].

**Доказательство**

Сечение нормированной ФН кривой, сопоставляющей с каждым значением  $k\Delta t$  временного сдвига оптимальное (в смысле максимума ФН) значение  $l_k\Delta F$  частотного сдвига, позволяет для значения  $k = 1, 2, \dots$  получить матрицу значений

$$A = \begin{bmatrix} 1 & l_1 & |\chi(\Delta t, l_1\Delta F)| \\ 2 & l_2 & |\chi(2\Delta t, l_2\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k & l_k & |\chi(k\Delta t, l_k\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Равномерное квантование по уровню нормированной ФН (19) приводит к получению ее значений, равных значениям уровней квантования  $|\tilde{\chi}_i(k\Delta t, l\Delta F)|$ , что приведет к следующему изменению матрицы (20) [14]:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 1 & l_1 & |\tilde{\chi}_i(\Delta t, l_1\Delta F)| \\ 2 & l_2 & |\tilde{\chi}_i(2\Delta t, l_2\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k & l_k & |\tilde{\chi}_i(k\Delta t, l_k\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Пары значений  $\{k_i, l_i\}$  на сечениях квантованной по уровню ФН позволяют получить матрицу значений вида

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} k_1 & l_1 & |\tilde{\chi}_1(k_1\Delta t, l_1\Delta F)| \\ k_2 & l_2 & |\tilde{\chi}_2(k_2\Delta t, l_2\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ k_i & l_i & |\tilde{\chi}_i(k_i\Delta t, l_i\Delta F)| \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Сравнение выражений (21) и (22) позволяет сделать вывод о том, что матрица  $\tilde{B}$  представляет собой переупорядоченную по строкам матрицу  $\tilde{A}$ , при этом, исходя из размера шага квантования  $\Delta|\chi(\tau, F)|$ , возможны два случая:

1) в матрице  $\tilde{B}$  могут отсутствовать значения  $k_i$  и  $l_i$  для некоторых значений уровней квантования  $|\tilde{\chi}_i(k\Delta t, l\Delta F)|$  (при малом  $\Delta|\chi(\tau, F)|$ ) – такие строки следует исключить;

2) для некоторых значений уровней квантования  $|\tilde{\chi}_i(k\Delta t, l\Delta F)|$  в матрице  $\tilde{B}$  будут присутствовать более одной строки (при большом  $\Delta|\chi(\tau, F)|$ ) – из них следует выбрать ту пару значений  $\{k_i, l_i\}$  (и соответственно, строку), которая соответствует максимальному временному и частотному сдвигу.

Таким образом, в модифицированной матрице  $\tilde{B}$  (с вычеркнутыми строками) присутствуют все значения  $|\tilde{\chi}_i(\Delta t, l_1\Delta F)|$ , присутствующие в матрице  $\tilde{A}$ , что указывает на соответствие пар значений  $\{k_i, l_i\}$  переупорядоченным парам значений  $\{k, l_k\}$ .

**Утверждение 3 доказано.**

Исходя из данного утверждения, с целью сокращения вычислительной сложности нахождения максимума ФН маскирующего сигнала целесообразно использовать алгоритм определения временного и частотного сдвига ФН (рис. 2) – для описания кривой, сопоставляющей с каждым значением временного сдвига оптимальное значение частотного, и сечение ФН этой кривой, и процедуру переупорядочивания полученных значений [15].

Таким образом, задавая шаг  $\Delta|\chi(\tau, F)|$  сечения, возможно с требуемой точностью описать форму ФН.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе представленных данных сформулированы следующие выводы:

- использование дискретной по времени, частоте и уровню ФН, а также алгоритма вычисления сечений ФН позволяет снизить вычислительную сложность и повысить точность оценки максимального значения ФН различных реализаций шумового сигнала;
- точность и вычислительная сложность оценивания ФН пропорциональна числу уровней квантования, а также длительности шага дискретизации по временной и частотной оси;

– для устранения проблемы краевого эффекта при вычислении ФН двух сигналов необходимо умножить значение модуля функции на корректирующий коэффициент.

Представленный математический аппарат расчета ФН и поиска ее максимального значения может быть использован для оценки степени неопределенности мгновенных значений шумового сигнала.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ Р 50922-2006. Защита информации. Основные термины. Основные термины и определения. – Взамен ГОСТ Р 50922-96. – М.: Госстандарт, 2006. – 20 с.
2. Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В. Защита от утечки информации по техническим каналам: учеб. пособие для вузов. – М.: Горячая линия–Телеком, 2005. – 416 с.
3. Железняк В.К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб. пособие. – СПб.: ГУАП, 2006. – 166 с.
4. Охрименко А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. – Минск: МРТИ, 2004. – 298 с.
5. Ward P.W., Betz J.W., Hegarty C.J. Satellite Signal Acquisition, Tracking, and Data Demodulation // Understanding GPS Principles and Applications / E. Kaplan and C. Hegarty (eds.). – Boston; London: Artech House, 2005. – Ch. 5. – P. 153-240.
6. Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
7. Демина Л.Н. Методы и средства измерений, испытаний и контроля: учеб. пособие. – М.: НИЯУ МИФИ, 2010. – 292 с.
8. Ксендзук А.В. Исследование функций неопределенности в радиосистемах с синтезированием апертуры // Авиационно-космическая техника и технология. – 2000. – Вып. 21. – С. 148–152.
9. Chateld C. The Analysis of Time Series. – London: Chapman and Hall, 1998. – 62 p.
10. DeFatta D.J., Lucas J.G., Hodgkiss W.S. Digital Signal Processing: A System Design Approach, Section 6.9. – New York: Wiley, 1988. – 306 p.
11. Griffiths H.D. From a different perspective: principles, practice and potential of bistatic radar // Proceedings of the International Radar conference, 2003, Adelaide, Australia, 3–5 Sept. 2003. – P. 1–7.
12. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
13. Ходыко Д.Л., Саломатин С.Б. Последовательно-параллельный поиск и оценка параметров сложного сигнала с помощью спектрально-корреляционных преобразований // Доклады БГУИР. – 2008. – № 1. – С. 16–21.
14. Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радионизлучений. – СПб.: ВАС, 1998. – 368 с.
15. Каменский И.В. Синтез, анализ, формирование и обработка дискретно-кодированных по частоте радиолокационных сигналов: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – М., 2008. – 19 с.

*Васечкин Евгений Александрович*, аспирант Академии ФСО России. Основное направление научных исследований – формирование маскирующих сигналов и оценка их качества. Имеет 4 публикации. E-mail: djonv87@inbox.ru

*Гагрилов Илья Вячеславович*, аспирант Академии ФСО России. Основное направление научных исследований – контроль параметров средств активной защиты информации. Имеет 4 публикации. E-mail: ilya\_vch@pisem.net

*Басов Олег Олегович*, кандидат технических наук, докторант Академии ФСО России. Основное направление научных исследований – обработка и кодирование речевых и иконических сигналов, проектирование полимодальных инфокоммуникационных систем. Имеет 145 публикации. E-mail: oobasov@mail.ru

#### ***Practical aspects of using ambiguity function in tasks of assessing the quality of the noise signal***

*E.A. VASECHKIN<sup>1</sup>, I.V. GAVRILOV<sup>2</sup>, O.O. BASOV<sup>3</sup>*

<sup>1</sup> Academy of Federal Agency of protection of Russian Federation, 35, Priborostroitel'naya Street., Orel, 302034, Russian Federation, PhD in Technics; PhD student, e-mail: oobasov@mail.ru

<sup>2</sup> Academy of Federal Agency of protection of Russian Federation, 35, Priborostroitel'naya Street., Orel, 302034, Russian Federation, adjunct, e-mail: djonv87@inbox.ru

<sup>3</sup> Academy of Federal Agency of protection of Russian Federation, 35, Priborostroitel'naya Street., Orel, 302034, Russian Federation, adjunct, e-mail: ilya\_vch@pisem.net

In this paper we address the problem of methodology for assessing the quality of the noise signal, namely the degree of uncertainty of this signal. This issue is proposed to solve using to assess the quality of the noise signal, the ambiguity function of two samples of limited length. The author suggests ambiguity function using for assessing the

---

\* Received 02 April 2014.

degree of uncertainty of instantaneous values of the noise signal. The transition from time and frequency continuous uncertainty function of the two signals to discrete on according to these parameters is realized in the article. Specified issue of the tip effect while calculating the uncertainty function of finite length implementations of the noise signal and the methods calculations error elimination related to that effect are pointed out. The author presents the algorithm that allows to find the most probable values by the likelihood ration test of frequency and skewing of the two implementations of the noise signal. It is formulated and proved the affirmation, the use of which allows to reduce the computational complexity of the search method of finding the time and frequency offset uncertainty function. In conclusion summarizes the results and shows the application area of the mathematical apparatus of uncertainty function calculation and find its maximum value: the estimation of the uncertainty of instantaneous values of the noise signal.

**Keywords:** noise generator, masking signal, uncertainty function, fast Fourier transform, discretization, quantization, correlation function, tip effect, frequency offset, skewing

## REFERENCES

1. GOST R 50922-2006. *Zashchita informatsii. Osnovnye terminy. Osnovnye terminy i opredeleniya* [National standard R 50922-2006. Protection of information. Basic terms. Basic terms and definitions]. Moscow, Gosstandart Publ., 2006. 20 p.
2. Buzov G.A., Kalinin S.V., Kondrat'ev A.V. *Zashchita ot utechki informatsii po tekhnicheskim kanalim* [Protection against information leakage through technical channels]. Moscow, Hotline-Telecom Publ., 2005. 416 p.
3. Zheleznyak V.K. *Zashchita informatsii ot utechki po tekhnicheskim kanalim* [Information Protection against leakage through technical channels]. St. Petersburg, GUAP Publ., 2006. 166 p.
4. Okhrimenko A.E. *Osnovy izvlecheniya, obrabotki i peredachi informatsii* [Grounds for extraction, processing and transmitting information]. Minsk, MRTI Publ., 2004. 298 p.
5. Ward P.W., Betz J.W., Hegarty C.J. *Satellite Signal Acquisition, Tracking, and Data Demodulation*. Ch. 5 of Understanding GPS Principles and Applications. E. Kaplan and C. Hegarty (eds.). 2005. pp. 153-240.
6. Zhuravlev V.I. *Poisk i sinkhronizatsiya v shirokopolosnykh sistemakh*. [Search and synchronization in broadband systems]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1986. 240 p.
7. Demina L.N. *Metody i sredstva izmerenii, ispytaniy i kontrolya* [Methods and means of measurements, tests and control]. Moscow, MEPhI Publ., 2010. 292 p.
8. Ksendzuk A.V. *Issledovanie funktsii neopredelennosti v radiosistemakh s sintezirovaniem apertury* [Study of the functions of uncertainty in the radio systems with synthetic aperture] *Aviatsionno-kosmicheskaya tekhnika i tekhnologiya – Aerospace technics and technology*, 2000. iss. 21, pp. 148-152.
9. Chateld C. *The Analysis of Time Series*. London, Chapman and Hall, 1998. 62 p.
10. DeFatta D.J., Lucas J.G., Hodgkiss W.S. *Digital Signal Processing: A System Design Approach*, Section 6.9. New York, Wiley, 1988. 306 p.
11. Griffiths H.D. From a different perspective: principles, practice and potential of bistatic radar. Proceedings of the International Radar conference, 2003, Adelaide, Australia, 3-5 Sept. 2003, pp. 1-7.
12. Tikhonov V.I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical radio engineering]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1982. 624 p.
13. Khodyko D.L., Salomatin S.B. *Posledovatel'no-parallelnyi poisk i otsenka parametrov slozhnogo signala s pomoshch'yu spektral'no-korrelyatsionnykh preobrazovaniy* [Series-parallel search and estimation of parameters of complex signal by using the spectral-correlation transformations]. *Doklady BGUIR – Reports of BSUIR*, 2008, no. 1, pp. 16-21.
14. Alekseev A.A., Kirillov A.B. *Tekhnicheskii analiz signalov i raspoznavanie radioizlucheniya* [Technical analysis of signals and recognition of radio emitters]. St. Petersburg, VAS Publ., 1998. 368 p.
15. Kamenskii I.V. *Sintez, analiz, formirovaniye i obrabotka diskretno-kodirovannykh po chastote radiolokatsionnykh signalov*. Avtoref. diss. kand. tekhn. nauk [Synthesis, analysis, formation and processing of discrete-coded according to the frequency of the radar signals: Autoabstract for PhD eng. sci. diss.]. Moscow, 2008. 19 p.