

УДК 621.396

## ОЦЕНКА ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ СКАЧКООБРАЗНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

*Р. А. Ершов* \*, *О. А. Морозов*, *В. Р. Фидельман*

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

В работе предлагается метод определения взаимной временной задержки распространения сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по различным каналам. Для компенсации влияния эффекта Доплера при регистрации сигналов используется модифицированный алгоритм вычисления функции неопределённости, допускающий распараллеливание вычислений. Представлены результаты исследования эффективности предложенного метода.

### ВВЕДЕНИЕ

Современные цифровые системы связи широко используют технологии расширения спектра для повышения помехозащищённости и надёжности каналов передачи информации в сложных условиях распространения сигналов. Методы расширения спектра могут базироваться на изменении параметров информационного сигнала (фазы, частоты и временного положения сигнала) в соответствии со специальным кодом, формируемым на основе псевдослучайной последовательности. В системах связи наиболее широкое распространение получили технологии расширения спектра методом прямой последовательности и методы многочастотной модуляции [1, 2].

Одним из видов многочастотной модуляции, который активно используется в сетях мобильной радиосвязи с множественным доступом, является технология ортогонального частотного мультиплексирования большого количества частотных составляющих (поднесущих) сигнала (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM [1, 3, 4]). Другой метод частотного расширения спектра основан на псевдослучайной перестройке рабочей частоты скачкообразным изменением в выделенном для работы системы диапазоне (frequency hopping spread spectrum, FHSS [2]). Под скачкообразным изменением частоты понимается периодическая перестройка одной или нескольких частот, используемых для передачи сигналов. Сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиопульсов, несущие частоты которых перестраиваются в определённом диапазоне. Характерным примером являются системы связи, построенные на основе стандарта «Link16» [5, 6].

В сверхширокополосных системах связи с подвижными объектами одной из ключевых задач является синхронизация приёмников сигналов и по времени, и по частоте. Для решения этой задачи разработаны различные подходы к оценке и компенсации частотных сдвигов и временных задержек сигналов [7]. Совместное определение частотного сдвига и взаимной временной задержки сигналов актуально и как самостоятельная задача, которая возникает при решении ряда практических вопросов в различных прикладных областях науки и техники, таких как радиолокация, навигация, обработка сигналов антенных решёток, дефектоскопия, сейсморазведка [5, 7, 8] и др.

Использование спутникового сегмента в современных системах связи и навигации вносит дополнительную существенную априорную неопределённость в частотно-временные параметры сигналов, связанную, в частности, с существенным влиянием эффекта Доплера. Эффект Доплера

\* romanershov@nifti.unn.ru

приводит к смещению и масштабированию частотного спектра сигнала, что особенно сильно проявляется при ретрансляции сигналов спутниковыми системами, находящимися на высокоэллиптических орбитах.

Широкий диапазон возможного изменения частотно-временных параметров сверхширокополосных сигналов и требование их обработки в жёстких временных рамках приводят к необходимости разработки эффективных методов оценки параметров таких сигналов с учётом их специфики. В данной работе предлагается вычислительно эффективный алгоритм оценки взаимной временной задержки сверхширокополосных сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, а также проведено исследование его помехоустойчивости.

## 1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ

Задача определения взаимной временной задержки формулируется следующим образом: для сигналов

$$s_1(t) = x(t) + \xi(t), \quad s_2(t) = \tilde{x}[(1 - \alpha)t - \Delta t] + \eta(t),$$

распространяющихся по разным каналам с различными шумовыми характеристиками и принимаемых независимыми синхронизированными по времени приёмниками, необходимо определить задержку  $\Delta t$  распространения сигнала. Будем считать, что сигнал  $x(t)$  известен априорно или регистрируется в одном из каналов (опорном) с хорошим отношением сигнал/шум, сигнал  $\tilde{x}[(1 - \alpha)t - \Delta t]$  представляет собой задержанную во времени искажённую копию сигнала  $x(t)$ . Здесь  $\alpha = V/c$  — отношение относительной радиальной скорости движения источника и приёмника  $V$  и скорости света  $c$ ,  $\xi(t)$  и  $\eta(t)$  — некоррелированные с сигналами аддитивные шумы в разных каналах распространения.

Пусть влиянием факторов, приводящим к масштабированию частотного спектра сигналов (в частности, эффектом Доплера), можно пренебречь, а шум представляет собой реализацию гауссовского процесса с нулевым средним. Тогда асимптотически оптимальной схемой в смысле максимального правдоподобия для определения взаимной временной задержки является «обобщённый кросс-коррелятор» — схема, которая объединяет оптимальный фильтр для предварительной фильтрации сигналов на основе априорных сведений о спектральном характере шума с целью повышения отношения сигнал/шум и коррелятор [7].

При наличии искажений (масштабирования) спектра сигнала (что в системах связи с подвижными объектами обусловлено влиянием эффекта Доплера) для определения временной задержки сигналов традиционно применяется реализация метода максимального правдоподобия на основе вычисления взаимной функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов [9].

Для узкополосных сигналов масштабированием спектра при обработке достаточно длинных (до нескольких сотен символов) выборок обычно можно пренебречь. В этом случае проводится лишь компенсация неизвестного частотного сдвига  $\Delta f$  несущих частот сигналов. Для совместной оценки временной задержки и смещения частоты функция неопределённости [9] является естественным обобщением взаимной корреляционной функции:

$$A(\Delta t, \Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(t) s_2^*(t + \Delta t) \exp(-j 2\pi \Delta f t) dt, \quad (1)$$

где индекс «\*» обозначает комплексное сопряжение. Для узкополосных сигналов положение главного максимума функции неопределённости соответствует взаимной временной задержке и доплеровскому сдвигу частоты между сигналами.

Основным ограничением применения функции неопределённости для совместной оценки взаимной временной задержки и доплеровского смещения является высокая вычислительная сложность её расчёта. Даже с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье количество операций при расчёте функции неопределённости составляет порядка  $O(N_2 - N_1) N_1 \log N_1$ , где  $N_1$  и  $N_2$  — длины опорного и исследуемого сигналов соответственно. Такое количество операций не позволяет оценивать временные задержки в реальном масштабе времени. В работе [10] предложен эффективный метод расчёта функции неопределённости узкополосных сигналов, допускающий распараллеливание вычислений, который в данной работе положен в основу алгоритма оценки частотно-временных характеристик сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

## 2. ВЗАИМНАЯ ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Псевдослучайная перестройка рабочей частоты сигнала происходит в полосе, включающей в себя набор частотных каналов. Каждый канал можно рассматривать как спектральную область с центральной частотой, являющейся одной из возможных несущих частот в выделенном диапазоне. Каналы могут быть смежными или могут разделяться не используемыми в данный момент спектральными областями.

Ширина спектральной полосы сигнала наряду с отношением сигнал/шум является важнейшим параметром, определяющим точность оценки взаимной временной задержки сигналов [11] корреляционными методами. Для сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, являющихся сверхширокополосными сигналами, функция неопределённости не позволяет точно компенсировать частотное смещение, поскольку сигналы каждого частотного канала характеризуются своим смещением несущей частоты.

Функция неопределённости сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в случае длинных реализаций сигналов не имеет главного максимума, соответствующего конкретной взаимной временной задержке и доплеровскому сдвигу. Максимум вдоль оси частот такой функции неопределённости становится размытым вследствие влияния доплеровского сдвига, различного в каждом частотном канале ( $\Delta f_i = \alpha f_i$ ), что не позволяет дать достоверную оценку временной задержки. В случае коротких выборок состоятельность оценки будет низкой вследствие сильного влияния шума.

На рис. 1 для различных сигналов представлены сечения функции неопределённости вдоль оси частот, при которых наблюдается максимум для текущего временного сдвига. На рис. 1а представлено сечение для узкополосного сигнала с минимальной частотной модуляцией (minimum shift keying, MSK), скорость передачи данных сигнала принята равной 100 кбит/с.

На рис. 1б показано сечение функции неопределённости сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Несущая частота сигналов меняется случайным образом в полосе с шириной 150 МГц (от 950 до 1 100 МГц), разделённой на 51 частотный канал с шириной 3 МГц. Для передачи информационной последовательности используется MSK-манипуляция со скоростью передачи 5 Мбит/с. Скачок несущей происходит после передачи каждых 32 бит последовательности. Временная задержка распространения сигнала в исследуемом канале задавалась равной 4 000 отсчётам, доплеровский сдвиг первого частотного канала 10 кГц.

Как видно из рис. 1б, даже при достаточно высоком отношении сигнал/шум (ОСШ) порядка 3 дБ в сечении функции неопределённости сверхширокополосных сигналов появляются побочные максимумы, сравнимые по величине с главным.

С ростом доплеровского смещения сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в исследуемом канале резко ухудшается выраженность главного максимума функции неопреде-

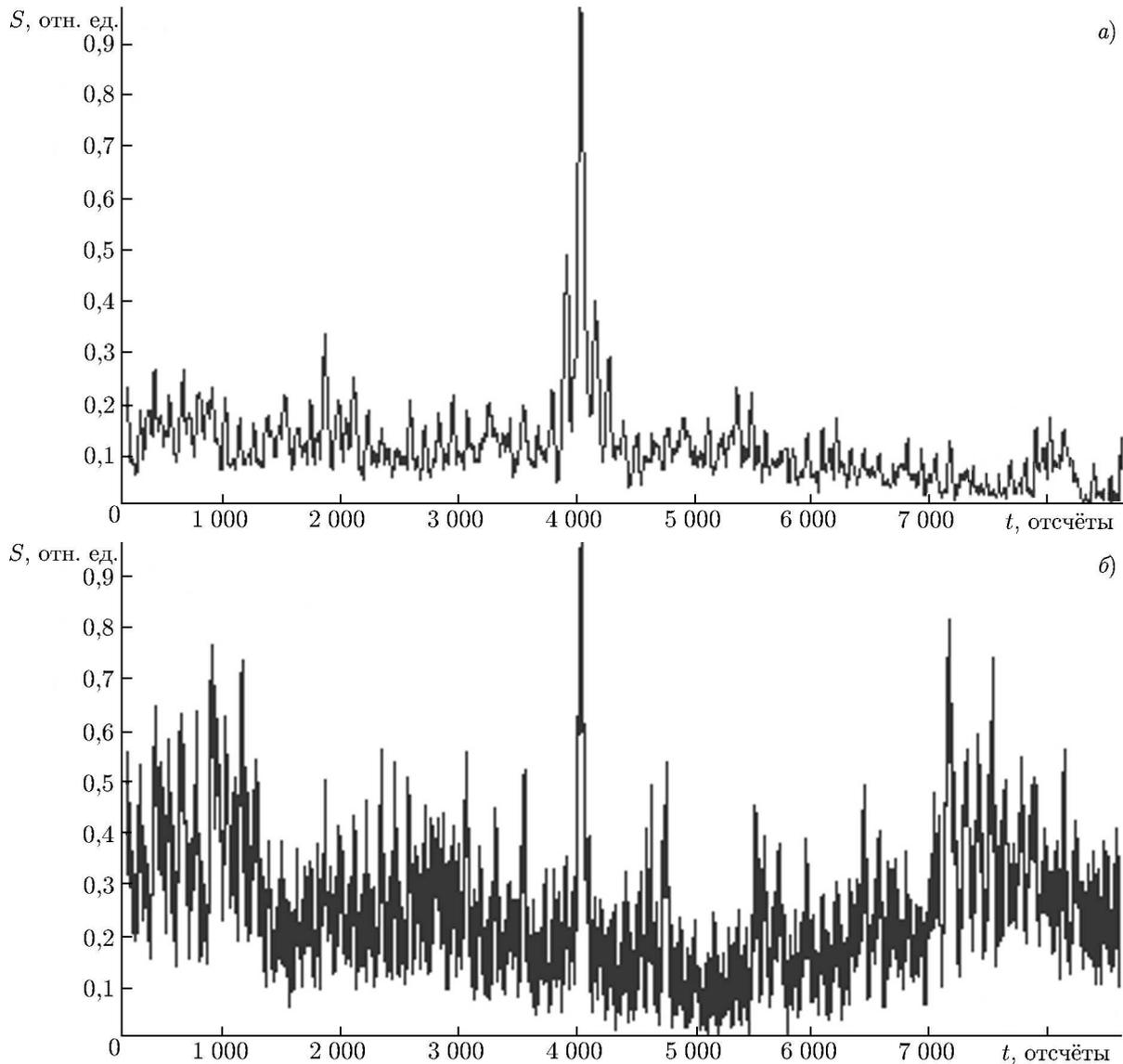


Рис. 1. Вид сечений взаимной функции неопределённости при отношении сигнал/шум, равном 3 дБ, для MSK-сигналов (узкополосных, *а*) и сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (сверхширокополосных, *б*)

лённости. Для определения достоверности оценки временной задержки используются различные безразмерные критерии, один из них, характеризующий степень выраженности главного максимума в сечении функции неопределённости, обсуждается в следующем разделе. Зависимость данного критерия от доплеровского сдвига частот для сигнала с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты приведена на рис. 2.

Для обработки сигналов с временным разделением доступа и технологией расширения спектра, основанной на псевдослучайной перестройке рабочей частоты, предлагается разбиение принимаемых сверхширокополосных сигналов на  $M$  частотных каналов (например, при помощи алгоритма цифровой фильтрации сигналов) и последующее вычисление функции неопределённости сигналов в этих каналах. Поскольку частоты псевдослучайной перестройки определяются протоколом системы связи и считаются заранее известными, синтез цифровых фильтров, настроенных

на каждую из возможных центральных частот, может быть выполнен заранее.

Поскольку каналы в частотном пространстве не перекрываются, то, проведя цифровую фильтрацию, мы получим набор из  $M$  узкополосных сигналов с короткой длительностью информационной части (длительность будет короткой, т. к. между двумя последовательными скачками частоты полезный сигнал наблюдается только в одном частотном канале, а остальные частотные каналы в это время занимает только шум).

Для полученного набора сигналов можно применять алгоритм построения функции неопределённости, однако степень выраженности главного максимума, соответствующего взаимной временной задержке между сигналами и доплеровскому смещению в данном канале, будет низкой вследствие малой длины информационной части и достаточно высокого уровня шума.

Для учёта всех частотных каналов предлагается модификация алгоритма вычисления функции неопределённости сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

### 3. АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Входными данными для предложенного алгоритма являются реализации сигнала  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  в опорном и исследуемом каналах соответственно. Сигнал  $s_2(t)$  является копией сигнала  $s_1(t)$ , искажённой вследствие эффекта Доплера и задержанной по времени. Необходимо оценить временную задержку  $\tau = \Delta t$  между этими сигналами. Далее будем считать, что сигналы в форме квадратурных компонент переведены в цифровую форму, частота дискретизации сигналов  $f_s$  удовлетворяет теореме Котельникова—Шеннона и все операции проводятся с дискретными отсчётами. В основу алгоритма оценки временной задержки положен предложенный в работе [10] вычислительно эффективный метод расчёта функции неопределённости, допускающий распараллеливание вычислений. Алгоритм заключается в разбиении последовательностей  $s_1[n]$  и  $s_2[n]$  на неперекрывающиеся блоки с длиной  $d$  ( $n$  — номер отсчёта). Максимальная длина блока

$$d_{\max} = \frac{f_s}{2(f_{\max} + \Delta f_{\max})} \quad (2)$$

зависит от частоты дискретизации сигнала  $f_s$ , граничной частоты в спектре принимаемых сигналов  $f_{\max}$  и максимального возможного в данной задаче доплеровского сдвига  $\Delta f_{\max}$  [10].

Число блоков, составляющих опорный сигнал, равно  $L = N_1/d$ . С учётом дискретизации и последующего разбиения выражение для вычисления функции неопределённости принимает следующий вид:

$$A(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld+k] \exp \left[ -j \frac{2\pi (ld+k)m}{N_1} \right], \quad (3)$$

где  $r_n[k] = s_1[k]s_2^*[k+n]$ , знак «\*» означает комплексное сопряжение.

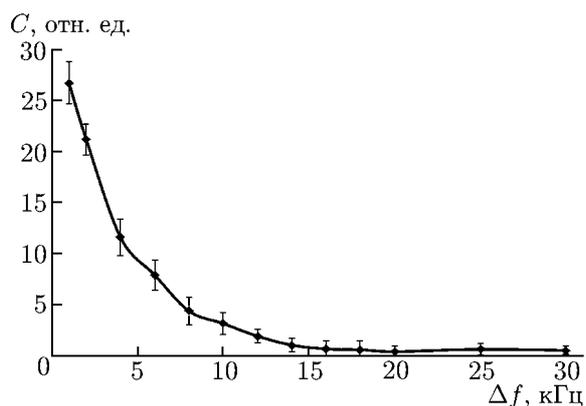


Рис. 2. Зависимость степени выраженности (9) главного максимума функции неопределённости сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты от доплеровского сдвига  $\Delta f$  частоты в первом частотном канале (несущая частота 950 МГц) исследуемого сигнала

Выражение (3) можно упростить, приняв во внимание результаты работ [9, 10], что  $\max(k)/N_1 = \Delta f/f_s \ll 1$ , следовательно,  $\exp(-j2\pi km/N_1) \approx 1$ . В самом деле, если максимальный возможный доплеровский сдвиг (для канала на несущей 1100 МГц) принять равным 30 кГц, а частоту дискретизации квадратурных компонент входных сигналов на основании теоремы Котельникова—Шеннона выбрать равной 300 МГц, то соотношение  $\Delta f/f_s \ll 1$  будет выполняться с хорошей точностью. С учётом приближений выражение для функции неопределённости запишется следующим образом:

$$A(n, m) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j \frac{2\pi l d m}{N_1}\right) \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld + k], \quad (4)$$

что может быть интерпретировано как дискретное временное преобразование Фурье последовательности вида  $\tilde{r}_n[l] = \sum_{k=0}^{d-1} r_n[ld + k]h[k]$ . Данная последовательность представляет собой результат прореживания (децимации с шагом  $d$ ) выходной последовательности фильтра с конечной импульсной характеристикой [12], которая представляет собой прямоугольное окно  $h[k] = 1$ ,  $k = 0, \dots, d - 1$ .

Вычисление функции неопределённости (4) может быть сведено к перемножению матриц, составленных из входных сигналов, и последующему преобразованию Фурье над каждой строкой полученной матрицы [10]. Все эти операции могут быть эффективно выполнены посредством параллельных вычислений.

На первом шаге алгоритма оценки взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с целью выделения отдельных частотных каналов (см. рис. 3) выполняется цифровая фильтрация исходных сигналов набором заранее синтезированных фильтров. Фильтры должны быть настроены на центр полосы каждого частотного канала, присутствующего в спектре сигнала. Необходимо выполнить временную свёртку сигналов  $s_1$  и  $s_2$  с набором фильтров с импульсными характеристиками  $\{h_i\}$ ,  $i = 0, 1, \dots, M - 1$ , где  $M$  — число всех возможных частот псевдослучайной перестройки. С точки зрения параллельных вычислений, эффективной реализацией фильтрации является алгоритм, основанный на теореме о свёртке:

$$\begin{aligned} s_1^i &= s_1 \otimes h_i = F^{-1}(F\{s_1[n]\} F\{h_i[n]\}), \\ s_2^i &= s_2 \otimes h_i = F^{-1}(F\{s_2[n]\} F\{h_i[n]\}), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $F$  и  $F^{-1}$  — прямое и обратное преобразования Фурье соответственно.

При реализации алгоритма каждый фильтр из набора необходимо каким-либо образом дополнить до длины фильтруемого сигнала. В работе предлагается дополнение нулями до длины  $N_1$  сигнала  $s_1[n]$  в опорном канале и до длины  $N_2$  сигнала  $s_2[n]$  в исследуемом канале, после чего над полученными данными выполняется одновременное (параллельное) преобразование Фурье. В результате получается набор  $\{H_i[m]\}$  передаточных характеристик фильтров. Этот набор можно представить в виде матрицы

$$\begin{pmatrix} S[0]H_0^*[0] & S[1]H_0^*[1] & \dots & S[L-2]H_0^*[L-2] & S[L-1]H_0^*[L-1] \\ S[0]H_1^*[0] & S[1]H_1^*[1] & \dots & S[L-2]H_1^*[L-2] & S[L-1]H_1^*[L-1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S[0]H_{N-1}^*[0] & S[1]H_{N-1}^*[1] & \dots & S[L-2]H_{N-1}^*[L-2] & S[L-1]H_{N-1}^*[L-1] \end{pmatrix},$$

каждая строка которой поэлементно перемножается с отсчётами спектра сигнала  $S[m]$ . Для получения выходных сигналов выполняется обратное преобразование Фурье над каждой строкой

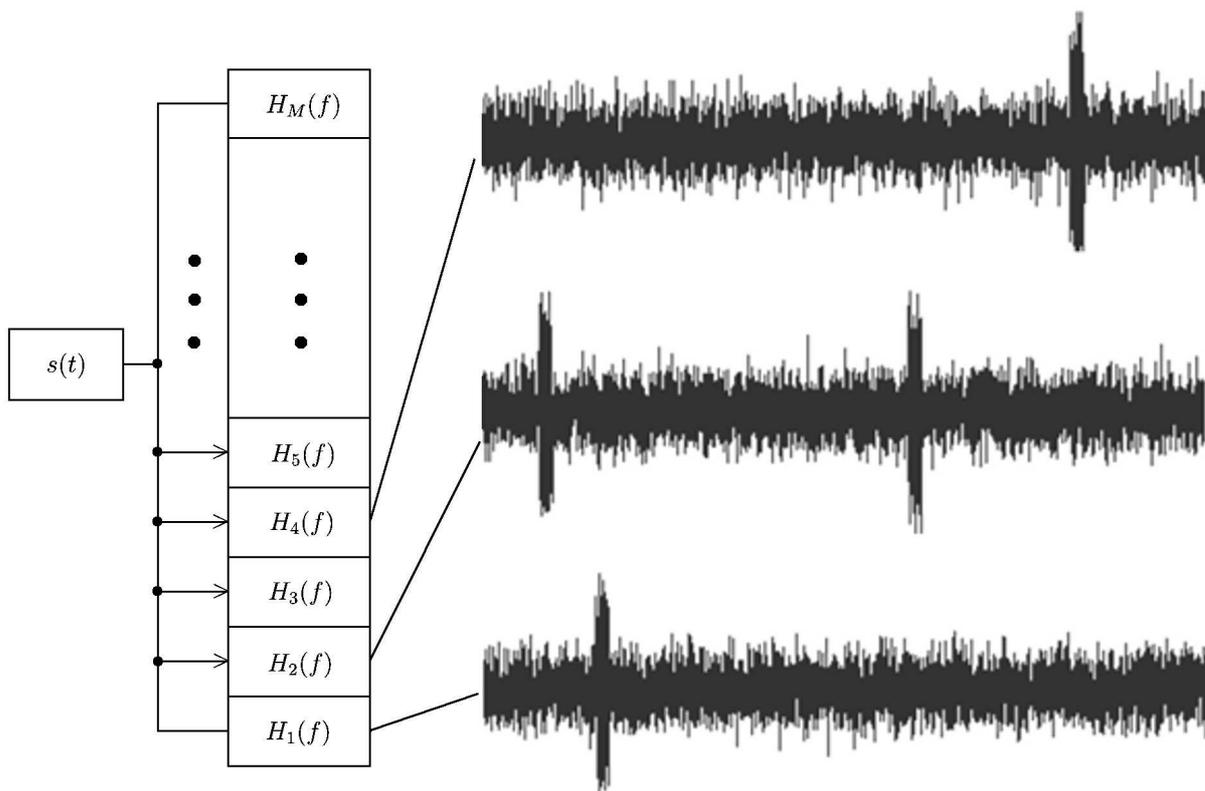


Рис. 3. Вид сигналов в отдельных частотных каналах, отношение сигнал/шум равно 3 дБ

вышеприведённой матрицы произведений. В результате цифровой фильтрации на выходе получается набор  $\{s_1^i\}$  и  $\{s_2^i\}$  сигналов в каждом из  $M$  возможных частотных каналов.

Далее по набору сигналов  $\{s_1^i\}$  и  $\{s_2^i\}$  с учётом выбранного шага  $d$  рассчитываются элементы матрицы [10]

$$P_{kl}^i = \sum_{m=0}^{d-1} s_2^{i*}[dk + l + m]s_1^i[k + dl + m]. \tag{6}$$

Диагональные элементы  $P_{kl}^i$  образуют векторы, над которыми необходимо выполнить преобразование Фурье для вычисления функции неопределённости. Такой подход к вычислению поэлементного произведения сигналов допускает эффективный параллельный расчёт. Несмотря на то, что недиагональные элементы (6) не несут полезной информации, вычислительная эффективность данного алгоритма существенно превосходит эффективность последовательной реализации вычисления функции неопределённости.

Набор сечений модулей функции неопределённости каждого частотного канала вычисляется прямым преобразованием Фурье векторов, образованных диагональными элементами матриц  $P_{kl}^i$ :

$$S^i[n] = \max_m \left| \sum_{s=0}^{N_1/d-1} P_{s+n,s}^i \exp\left(-j \frac{2\pi sdm}{N_1}\right) \right|. \tag{7}$$

Слабая степень выраженности максимума сечения  $S^i[n]$  в одном частотном канале, как описывалось выше, не позволяет дать достоверную оценку взаимной временной задержки. По полученному набору сечений в  $M$  каналах проводится усреднение. В полученном усреднённом сигнале

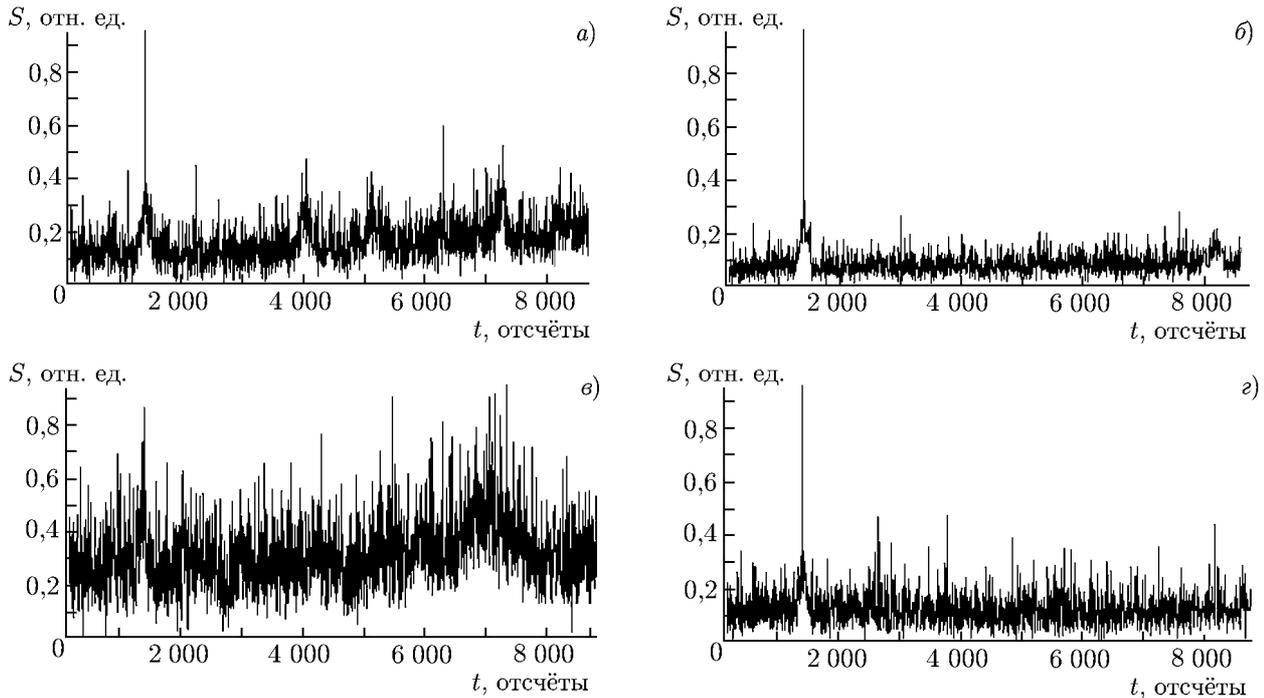


Рис. 4. Сечения функции неопределённости сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при отношении сигнал/шум, равном 0 дБ (а, б); отношении сигнал/шум, равном -3 дБ (в, г). На панелях а, в представлены сечения по одному каналу, на панелях б, г — суммарное сечение по всем каналам

индекс  $n^*$  максимального элемента будет соответствовать искомой задержке:

$$\tau = t_{n^*} : \sum_{i=1}^M S^i[n^*] = \max_n \left( \sum_{i=1}^M S^i[n] \right). \tag{8}$$

Далее по суммарному сигналу функций неопределённости каналов вычисляется критерий

$$C = \max_n \left( \sum_{i=1}^M S^i[n] \right) / \sqrt{\text{var} \left( \sum_{i=1}^M S^i[n] \right)}, \tag{9}$$

характеризующий достоверность оценки временной задержки  $\tau$ . Критерий  $C$  представляет собой отношение максимального значения в суммарном сигнале к среднеквадратичному отклонению.

#### 4. ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА

Для исследования предложенного алгоритма проведено моделирование сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Параметры сигналов, использованных при моделировании, описаны выше. Для анализа эффекта Доплера принято во внимание, что смещение частоты в каждом канале пропорционально несущей частоте для данного канала. При этом задавалось доплеровское смещение частоты первого частотного канала  $\Delta f_1$  и вычислялся масштабный коэффициент  $\alpha = V/c = \Delta f_1/f_1$ , который использовался при вычислении смещений частот в других каналах ( $\Delta f_i = \alpha f_i$ ). Ввиду малой длительности информационной части сигналов в каждом частотном канале масштабированием модулирующей последовательности можно пренебречь.

С помощью алгоритма цифровой фильтрации (4) сигнал с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты разбивается на  $M = 51$  узкополосных сигналов, соответствующих набору возможных частотных каналов (см. рис. 3).

На рис. 4 представлены полученные в результате расчётов сечения функции неопределённости с использованием предложенного алгоритма. На рис. 4а, б показаны сечения функции неопределённости, соответствующие отношению сигнал/шум, равному 0 дБ. На рис. 4в, г показаны сечения функции неопределённости, соответствующие отношению сигнал/шум, равному  $-3$  дБ. Как видно из рис. 4, сечение в одном канале имеет слабо выраженный максимум, тогда как по максимуму суммарного сигнала функций неопределённости каналов можно дать достоверную оценку временной задержке.

Для определения доверительной вероятности (вероятности попадания в доверительный интервал) оценки взаимной временной задержки сигналов проведено статистическое исследование алгоритма. Используемый в алгоритме моделирования порог принятия решения определялся на основе критерия Неймана—Пирсона, доверительный интервал соответствовал длительности одного информационного символа. Для каждого отношения сигнал/шум проведено усреднение по 1 000 реализаций, в результате чего оценена вероятность правильного обнаружения  $P_0$ . Полученная зависимость  $P_0$  от отношения сигнал/шум для алгоритма, основанного на непосредственном вычислении функции неопределённости, и для предложенного алгоритма показана на рис. 5. Из рис. 5 следует, что модификация алгоритма позволяет существенно повысить доверительную вероятность правильного обнаружения задержки при отношении сигнал/шум выше  $-(6 \div 7)$  дБ.

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен эффективный алгоритм определения взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Поскольку такие сигналы обладают широкой спектральной полосой, прямой метод построения и анализа взаимной функции неопределённости не даёт состоятельной оценки взаимной временной задержки.

Суть алгоритма состоит в разделении сигнала на отдельные частотные каналы и последующем вычислении взаимной функции неопределённости сигналов в каждом канале. Суммирование сечений функции неопределённости по всем каналам позволяет повысить доверительную вероятность правильной оценки взаимной временной задержки при низких отношениях сигнал/шум (например, для уровня  $-5$  дБ доверительная вероятность повышается примерно в 9 раз).

Предложенный подход может быть использован при построении алгоритма местоопределения источника излучения разностно-дальномерным методом. Возможность распараллеливания вычислений при реализации предложенного алгоритма позволит решать задачу оценки взаимной временной задержки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в реальном времени.

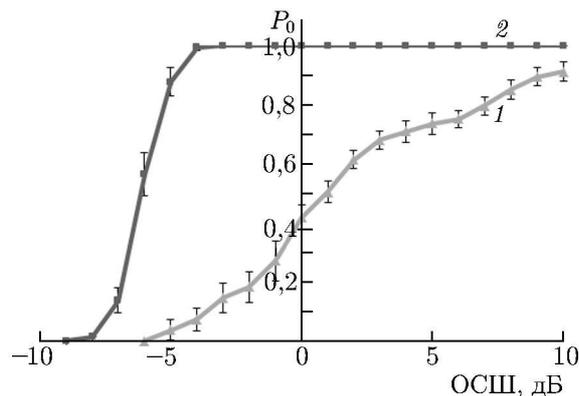


Рис. 5. Зависимость доверительной вероятности  $P_0$  правильного определения взаимной временной задержки от отношения сигнал/шум (ОСШ) для алгоритма, основанного на непосредственном вычислении функции неопределённости (кривая 1), и для рассмотренного в работе алгоритма (кривая 2)

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания Минобрнауки РФ образовательным организациям высшего образования в сфере научной деятельности ФТ-1-01201459263 и частично поддержана грантом программы «5-100» (соглашение 02.В.49.21.0003 от 27.08.2013 между Минобрнауки РФ и ННГУ им. Н. И. Лобачевского).

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
2. Борисов В. И., Зинчук В. М., Лимарев А. Е. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радиософт, 2008. 512 с.
3. Бочков Г. Н., Горохов К. В., Колобков А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 3. С. 184.
4. Мальцев А. А., Рубцов А. Е., Пудеев А. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 2. С. 174.
5. Hura M., McLeod G., Larson E., et al. Interoperability: continuing challenge in coalition air operations. Santa Monica: RAND, 2000. 235 p.
6. Lekkakos D., Kragh F., Robertson C. Performance analysis of a Link-16 compatible waveform using errors-and-erasures decoding when corrupted by pulse-noise interference // Military Communications Conference, MILCOM 2009. IEEE, 2009. P. 1.
7. Carter G. C. Coherence and time delay estimation — an applied tutorial for research, development, test, and evaluation engineers. Piscataway: IEEE-Press, 1993.
8. Флакман А. Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 12. С. 1064.
9. Stein S. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing. 1981. V. 29, No. 3. P. 588.
10. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.
11. Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Ипатов П. В. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
12. Опенгейм А. В., Шафер Р. В. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2009. 856 с.

Поступила в редакцию 6 мая 2014 г.; принята в печать 14 июля 2014 г.

### ESTIMATION OF MUTUAL TIME DELAY OF SIGNALS WITH PSEUDORANDOM FREQUENCY HOPPING

*R. A. Ershov, O. A. Morozov, and V. R. Fidelman*

The method for determining the mutual time delay during propagation of signals with pseudorandom frequency hopping over various channels is proposed. A modified algorithm for calculating the uncertainty function, which permits calculation parallelizing, is used to compensate the Doppler-effect influence during the signal recording. The results of the study of the proposed-method efficiency are presented.