

УДК 621.396

## МЕТОД ОЦЕНКИ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ДОСТУПА

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

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

В задаче определения местоположения источников сигналов предложен метод оценки взаимных временных задержек распространения сигналов нескольких источников излучения спутниковой системы связи с кодовым разделением доступа. Для устранения неоднозначности определения задержек, возникающей при наличии в системе нескольких источников, предложен алгоритм, основанный на последовательном исключении определённых задержек из сигналов и последующей корреляционной обработке.

### ВВЕДЕНИЕ

Системы спутниковой связи совершенствуются в направлении не только повышения пропускной способности, но и повышения помехозащищённости каналов связи. Системы связи с кодовым разделением доступа в каналах (Code Division Multiple Access, CDMA) являются лучшими по критерию помехозащищённости и эффективного использования частотно-временного ресурса. Технология CDMA обеспечивает высокое качество передачи информации при одновременном снижении мощности излучения. Использование для передачи информации шумоподобных сигналов позволяет получать высокую энергетическую скрытность передаваемой информации и, как следствие, высокую конфиденциальность пересылаемых данных [1]. В современных системах спутниковой связи, например в системе связи для мобильных пользователей (Mobile User Objective System, MUOS) [2], широко используются сигналы с расширенным спектром и кодовым разделением доступа.

В системах спутниковой связи с подвижными объектами и в других системах, имеющих космический сегмент, очень важной является возможность определения параметров принимаемых сигналов и максимально точных оценок местоположения их источников. Это необходимо для обеспечения устойчивой работы базовых станций, космических ретрансляторов и терминалов (абонентов) таких систем. Определение местоположения источников излучения является актуальной задачей и для других технических приложений, причём современная тенденция заключается в использовании для определения местоположения многопозиционных пассивных систем пеленгации.

Использование спутникового сегмента в системах связи вносит существенную априорную неопределённость в частотно-временные параметры сигналов, в частности связанную с влиянием эффекта Доплера и высоким уровнем шумов. Известные методы оценки частотно-временных параметров широкополосных сигналов, например сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты системы «Link-16» [3], являются эффективными в условиях низкого отношения сигнал/шум (ОСШ) и масштабирования спектров сигналов вследствие влияния эффекта Доплера. В системах связи с кодовым разделением доступа возникает проблема одновременного позиционирования нескольких источников излучения [4]. Применение традиционных корреляционных

---

\* romanershov@nifti.unn.ru

алгоритмов в данных системах не позволяет однозначно определять неизвестные параметры сигналов.

В работе предложен и исследован метод определения взаимных временных задержек в спутниковых системах с кодовым разделением доступа, который может быть использован в пассивных системах определения местоположения источника сигнала. Предложенный алгоритм позволяет устранить возникающую при применении корреляционной обработки неоднозначность.

### 1. ОЦЕНКА ВЗАИМНЫХ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ ДОСТУПА

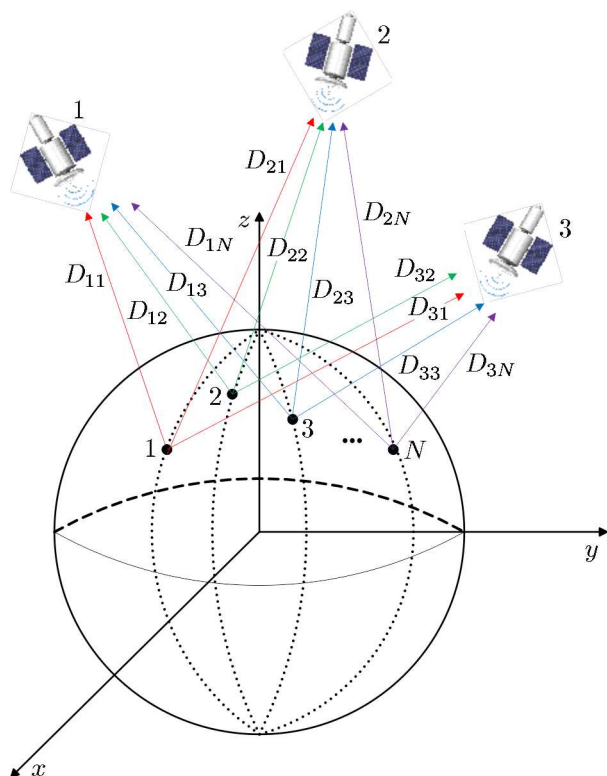


Рис. 1. Схема многопозиционной спутниковой системы определения местоположения  $N$  источников

от  $i$ -го источника до первого (опорного) спутника,  $i = 1, \dots, N, j = 1, \dots, 3, c$  — скорость света.

Модель сигналов, принимаемых спутниками, может быть записана следующим образом:

$$s_1(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) + \xi(t), \quad s_2(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{x}_i(t + \tau_{2i}) + \eta_2(t), \quad s_3(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{x}_i(t + \tau_{3i}) + \eta_3(t), \quad (2)$$

где  $x_i(t), i = 1, \dots, N$  — сигнал, излучаемый  $i$ -м источником, сигналы  $\tilde{x}_i(t + \tau_{ji}), j = 2, 3$  представляют собой искажённые и задержанные копии сигнала  $x_i(t)$ ;  $\xi(t)$  — некоррелированный с сигналами от источников шум в опорном канале,  $\eta_2(t), \eta_3(t)$  — шумы в исследуемых каналах. Для применения разностно-дальномерного метода необходимо для каждого источника с номером  $i$  определить пару временных задержек  $\tau_{2i}$  и  $\tau_{3i}$ .

Рассмотрим многопозиционную спутниковую систему пассивной пеленгации, в которой необходимо определить координаты источников излучения ( $i = 1, \dots, N$ ), находящихся на земной поверхности (см. рис. 1). Для определения местоположения одного источника излучения методами пассивной пеленгации, например с использованием разностно-дальномерного метода, необходимо наличие в системе минимум двух пар ретрансляторов сигналов (искусственных спутников Земли). При наличии нескольких источников для определения местоположения может быть использована одна спутниковая группировка, если все источники находятся в зоне видимости спутников. Без ограничения общности рассмотрим систему с тремя спутниками.

Для определения местоположения источников необходимо найти взаимные временные задержки распространения сигналов по различным каналам относительно канала распространения к спутнику, принятому в качестве опорного:

$$\tau_{ji} = \frac{1}{c} (D_{ji} - D_{1i}), \quad (1)$$

где  $D_{ji}$  — расстояние (наклонная дальность) от  $i$ -го источника до  $j$ -го спутника,  $D_{1i}$  — расстояние

Традиционно для оценки взаимной временной задержки пары сигналов в условиях априорной неопределённости их параметров и низкого отношения сигнал/шум применяется схема, называемая обобщённым кросс-коррелятором [5]. Если шумы представляют собой реализации гауссовских процессов с нулевым средним, данная схема является асимптотически оптимальной в смысле максимального правдоподобия. Метод сводится к вычислению взаимной корреляционной функции предварительно отфильтрованных с целью повышения ОСШ сигналов  $\hat{s}_1(t)$  и  $\hat{s}_2(t)$ :

$$R_{12}(\Delta t) = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{s}_1(t) \hat{s}_2^*(t + \Delta t) dt, \quad (3)$$

где  $T$  — длительность опорного сигнала, звёздочка означает комплексное сопряжение. Подходы к созданию фильтров обычно основаны на выделении той области в спектре сигналов, в которой ОСШ максимально. В литературе [6, 7] рассмотрены различные критерии, применяемые при таком подходе во временной и частотной областях.

Взаимная временная задержка оценивается по положению главного максимума модуля взаимной корреляционной функции:

$$\tau : \max_{\Delta t} |R_{12}(\Delta t)| = R_{12}(\tau). \quad (4)$$

К характерным особенностям задач определения взаимной временной задержки сигналов с использованием космического сегмента можно отнести широкий диапазон возможных временных задержек (от нуля до 100 мс), высокие значения радиальной скорости ( $V/c \approx 10^{-5}$ ) ретрансляторов сигнала (например, спутников-ретрансляторов, находящихся на высокой эллиптической орбите) и, как следствие, наличие частотного смещения в спектрах сигналов, вызванного эффектом Доплера, и низкое отношение сигнал/шум (обычно ниже 0 дБ).

В условиях априорной неопределённости несущей частоты, которая может быть вызвана несогласованием приёмной и передающей аппаратуры, а также влиянием эффекта Доплера, взаимная временная задержка традиционно оценивается на основе анализа положения главного максимума взаимной функции неопределённости сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  [8, 9]:

$$A(\Delta t, \Delta f) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) s_2^*(t + \Delta t) \exp(-j2\pi \Delta f t) dt, \quad (5)$$

где  $\Delta f$  — величина частотного смещения принимаемых сигналов. Существенным недостатком оценки взаимной временной задержки на основе выражения (5) является высокая вычислительная сложность расчёта взаимной функции неопределённости, поскольку предполагается полный перебор по всему диапазону неопределённости временных и частотных сдвигов ( $\Delta t, \Delta f$ ). Вычислительная сложность данного алгоритма оценивается как  $O[N_1^2(N_2 - N_1)]$ , где  $N_1$  и  $N_2$  — длины массивов отсчётов дискретизованных сигналов в опорном и исследуемом канале соответственно.

В работе [9] предложен эффективный алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости сигналов, допускающий распараллеливание и реализацию на графических процессорах с целью повышения производительности. Алгоритм основан на вычислении взаимной функции неопределённости согласно выражению

$$A(n, m) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \exp\left(-j \frac{2\pi l d m}{N_1}\right) \sum_{k=0}^{d-1} r_{n(ld+k)}, \quad (6)$$

представляющего собой дискретное преобразование Фурье последовательности  $\tilde{r}_{nl} = \sum_{k=0}^{d-1} r_{n(ld+k)}$ . Данная последовательность является результатом низкочастотной фильтрации с последующей децимацией с шагом  $d$  (Integrated-and-Dump filter, I&D) последовательности  $r_n[k] = s_1[k] s_2^*[k + n]$ .

Алгоритм вычисления взаимной функции неопределённости на основе выражения (6) может быть распараллелен и реализован на графических процессорах, поскольку выражение (6) может быть интерпретировано как быстрое преобразование Фурье строк матрицы с элементами  $\tilde{r}_{nl}$ , где  $n$  — номер строки,  $l$  — номер столбца. В свою очередь, данная матрица может быть получена путём параллельного матричного перемножения матриц, построенных из блоков отсчётов опорного и исследуемого сигналов соответственно [9].

Известны также другие методы компенсации смещения частоты в задаче определения взаимной временной задержки. В работе [10] предложен эффективный метод компенсации доплеровского сдвига, основанный на нелинейной фильтрации гармонического заполнения сигналов с использованием метода гармонического разложения Писаренко. Соответствующий алгоритм сводится к фильтрации принимаемых сигналов и получению «функции текущей частоты», являющейся, по сути, аналогом модулирующей функции. В работе [11] предложена реализация алгоритма фильтрации сигналов на базе квадратичных фильтров, основанных на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона. Взаимная корреляционная функция обработанных сигналов имеет главный максимум, соответствующий взаимной временной задержке. Данные алгоритмы обладают высокой вычислительной эффективностью и могут быть применены для оценки временных задержек корреляционными методами в условиях априорной неопределённости несущей частоты.

## 2. ПРОБЛЕМА НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК

Для оценки временных задержек  $\tau_{ji}$  в системе (2) рассмотрим подход, основанный на вычислении взаимных корреляционных функций  $R_{12}(\Delta t)$  и  $R_{13}(\Delta t)$  (4). При этом, как видно из выражений (2) и (3), взаимные корреляции будут иметь следующую форму:

$$\begin{aligned} R_{12}(\Delta t) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{2j})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t) \approx \sum_{i=1}^N R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{2i})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t), \\ R_{13}(\Delta t) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{3j})}(\Delta t) + R_{n1}(\Delta t) \approx \sum_{i=1}^N R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{3i})}(\Delta t) + R_{n2}(\Delta t), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{kj})}(\Delta t)$  — взаимная корреляционная функция сигнала  $x_i(t)$  со сдвинутой на время  $\tau_{kj}$  ( $k = 2, 3$ ) копией сигнала  $x_j(t)$ . При этом принимается во внимание неравенство  $\max_{\Delta t} |R_{x_i(t), x_j(t+\tau_{kj})}(\Delta t)| \ll \max_{\Delta t} |R_{x_i(t), x_i(t+\tau_{ki})}(\Delta t)|$ . Это неравенство выполняется в CDMA-системе с хорошей точностью, поскольку каждому источнику назначается уникальный псевдослучайный код, обладающий хорошими корреляционными свойствами [12]. Взаимные корреляционные функции, связанные с шумами и слабо влияющие на общий вид корреляции (7), вынесены в отдельные слагаемые  $R_{n1}(\Delta t)$  и  $R_{n2}(\Delta t)$ .

Сначала рассмотрим общий алгоритм, полагая, что взаимные задержки распространения сигналов от различных источников не совпадают. При этом взаимные корреляционные функции в CDMA-системе, содержащей  $N$  источников, имеют  $N$  максимумов, соответствующих взаимным временным задержкам распространения сигналов (7). На рис. 2 представлен пример взаимных корреляционных функций сигналов при  $N = 3$ . В исследуемых каналах ОСШ принято равным 0 дБ.

При непосредственном вычислении корреляции возникает проблема неоднозначности соотношения максимумов различных корреляционных функций с номером источника. Для определения

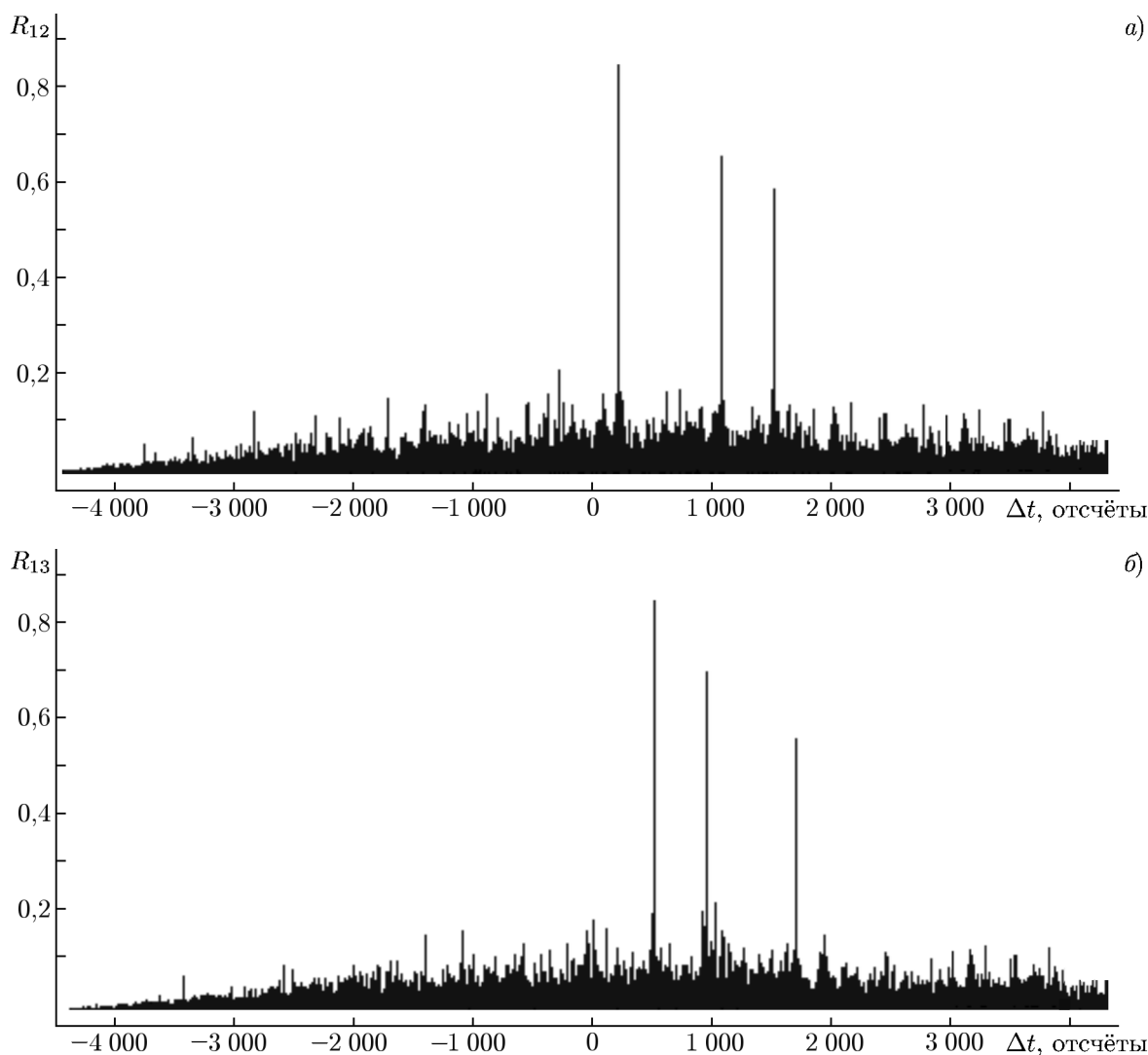


Рис. 2. Вид взаимных корреляционных функций сигналов, принимаемых спутниками,  $N = 3$ , ОСШ= 0 дБ

местоположения  $i$ -го источника необходимо найти две взаимные временные задержки  $\tau_{2i}$  и  $\tau_{3i}$ . Если задержка  $\tau_{2i}$  определена по положению одного из максимумов  $R_{12}$ , то задача нахождения задержки  $\tau_{3i}$  по положению соответствующего пика корреляционной функции  $R_{13}$  имеет неоднозначное решение.

В работе [13] предложен метод устранения неоднозначности определения временных задержек распространения широкополосных акустических сигналов в многопозиционной системе малой дальности. Данный метод основан на вычислении многомерной корреляционной функции, которая в случае наличия трёх приёмников и  $N$  источников записывается в виде

$$R_{2D}(\Delta t_1, \Delta t_2) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) s_2(t + \Delta t_1) s_3(t + \Delta t_2) dt. \quad (8)$$

При этом предполагается наличие в функции  $R_{2D}(\Delta t_1, \Delta t_2)$   $N$  максимумов, каждый из которых однозначно соответствует паре задержек  $(\tau_{2i}, \tau_{3i})$  на плоскости  $(\Delta t_1, \Delta t_2)$ .

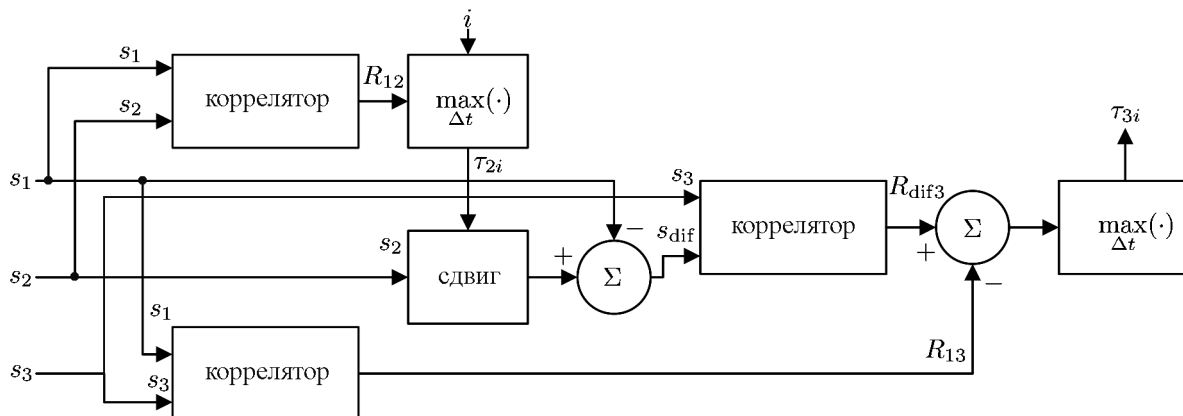


Рис. 3. Структурная схема метода оценки временных задержек

Однако основанный на (8) метод неприменим для спутниковых систем связи, поскольку спутниковые группировки, используемые в данных системах, характеризуются «геометрической бедностью»: спутники сосредоточены в достаточно узком конусе прямой видимости источника излучения [14]. Кроме того, нахождение двумерной корреляционной функции (8) является вычислительно трудной задачей и требует порядка  $O[N_1(N_2 - N_1)(N_3 - N_1)]$  операций, где  $N_1, N_2, N_3$  — длины массивов отсчётов дискретизованных сигналов  $s_1, s_2$  и  $s_3$  соответственно.

### 3. МЕТОД РАЗНОСТНЫХ СИГНАЛОВ

Для устранения неоднозначности при нахождении взаимных временных задержек в задаче определения местоположения источников излучения в CDMA-системах предлагается эффективный алгоритм, структурная схема которого показана на рис. 3.

Сигналы  $s_1(t), s_2(t)$  и  $s_3(t)$ , ретранслированные спутниками, подвергаются корреляционной обработке и поступают на два коррелятора. На выходе одного из корреляторов получается взаимная корреляционная функция (3)  $R_{12}(\Delta t)$ , на выходе второго — взаимная корреляционная функция  $R_{13}(\Delta t)$ . Задержку  $\tau_{2i}$ , соответствующую  $i$ -му источнику, можно найти, выделив  $i$ -й корреляционный пик и оценив его положение на временной оси (4). Далее необходимо, решив проблему неоднозначности, определить соответствующую этому же источнику временную задержку  $\tau_{3i}$ . Для этого в схему (рис. 3) вводится блок, сдвигающий сигнал  $s_2(t)$  на задержку  $\tau_{2i}$ . Сдвиг может осуществляться программным образом при условии работы с дискретными массивами отсчётов. Сигнал на выходе сдвигающего блока имеет вид

$$\tilde{s}_2(t) = \sum_{k=1}^N x_k(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) + \eta_2(t - \tau_{2i}) = x_i(t) + \sum_{k=1, k \neq i}^N x_k(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) + \eta_2(t - \tau_{2i}). \quad (9)$$

Сдвиг сигнала на величину задержки позволяет с хорошей точностью выделить компоненту  $x_i(t)$ , излучаемую  $i$ -м источником, без задержки (9). Далее выделенная компонента может быть существенно ослаблена путём формирования разностного сигнала на сумматоре:

$$s_{\text{dif}}(t) = \tilde{s}_2(t) - s_1(t) = \sum_{k=1, k \neq i}^N [x_k(t + \tau_{2k} - \tau_{2i}) - x_k(t)] + \eta_2(t - \tau_{2i}) - \xi(t). \quad (10)$$

Временная задержка  $\tau_{3i}$  может быть вычислена на основании того факта, что в сформированном разностном сигнале (10) не содержится (существенно ослаблена) компонента  $i$ -го источни-

ка. С учётом предположений, аналогичных применявшимся при получении выражения (7), для взаимной корреляционной функции  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  разностного сигнала  $s_{\text{dif}}(t)$  и сигнала на третьем спутнике  $s_3(t)$  можно записать следующее:

$$R_{\text{dif3}}(\Delta t) = \sum_{k=1, k \neq i}^N \sum_{j=1}^N R_{x_k(t+\tau_{2k}-\tau_{2i}), x_j(t+\tau_{3j})}(\Delta t) - \sum_{k=1, k \neq i}^N \sum_{j=1}^N R_{x_k(t), x_j(t+\tau_{3j})}(\Delta t) + R_n(\Delta t) \approx \\ \approx \sum_{k=1, k \neq i}^N [R_{x_k(t+\tau_{2k}-\tau_{2i}), x_k(t+\tau_{3k})}(\Delta t) - R_{x_k(t), x_k(t+\tau_{3k})}] + R_n(\Delta t). \quad (11)$$

Анализ выражения (11) показывает, что взаимная корреляционная функция  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  имеет  $2N - 2$  пиков при условии, что взаимные временные задержки распространения от разных источников не совпадают. На рис. 4а, б показан пример функций  $R_{13}(\Delta t)$  и  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  при числе источников  $N = 3$ . Положение  $N - 1$  пиков соответствует временным задержкам  $\tau_{3k}$ ,  $k = 1, \dots, N$ ,  $k \neq i$ , положение других  $N - 1$  пиков — временным задержкам  $\tau_{3k} - \tau_{2k} + \tau_{2i}$ , внесённым дополнительно при формировании разностного сигнала (рис. 4б). Следует заметить, что во взаимной корреляционной функции  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  отсутствует пик, соответствующий задержке  $\tau_{3i}$ , в то время как в корреляционной функции  $R_{13}(\Delta t)$  (7) он имеет место. Из этого следует, что искомую задержку  $\tau_{3i}$  можно определить путём сравнения корреляционных функций  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  и  $R_{13}(\Delta t)$  (рис. 4а, б).

Сравнение корреляционных функций может быть реализовано, например, путём вычитания функции  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  из функции  $R_{13}(\Delta t)$ . Их разность содержит один глобальный максимум, положение которого соответствует искомой взаимной временной задержке  $\tau_{3i}$  (см. рис. 4б).

Таким образом, с помощью предложенного алгоритма можно оценить полный набор взаимных временных задержек ( $\tau_{2i}$ ,  $\tau_{3i}$ ), необходимых для определения местоположения  $i$ -го источника. Применяя данный алгоритм циклически для каждого номера  $i = 1, \dots, N$ , можно определить взаимные временные задержки, соответствующие всем источникам в системе.

Рассмотренный подход применим при следующих условиях: 1) временные задержки распространения сигналов от разных источников не совпадают (различные максимумы корреляции не сливаются); 2) во взаимной корреляции  $R_{\text{dif3}}(\Delta t)$  на месте отсутствующего максимума не возникает максимум, соответствующий дополнительно внесённой при формировании разностного сигнала задержке. При нарушении данных допущений необходима дополнительная информация о задержках распространения сигналов, в частности она может быть получена путём увеличения количества ретрансляторов. При числе спутников, большем трёх, местоположения источников сигналов определяются путём циклического применения предложенного метода разностных сигналов, при этом вычисляется большее число задержек.

#### 4. МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА

Для исследования предложенного алгоритма оценки взаимных временных задержек было проведено имитационное моделирование спутниковой CDMA-системы, состоящей из  $N = 3$  источников излучения и трёх спутников. Координаты источников задавались случайным образом на поверхности Земли в области с радиусом 300 км. В сигналы вносились временные задержки распространения, рассчитанные на основе выражения (1).

Сигналы, распространяющиеся в системе, моделировались в виде квадратурных компонент на основе протокола, параметры которого задавались близкими к параметрам сигналов стандарта CDMA2000 [15]. Каждому источнику назначался уникальный код Голда 8-го порядка (длина кодовой последовательности 255), тактовая частота кодовой последовательности  $F_c = 3,5$  МГц,

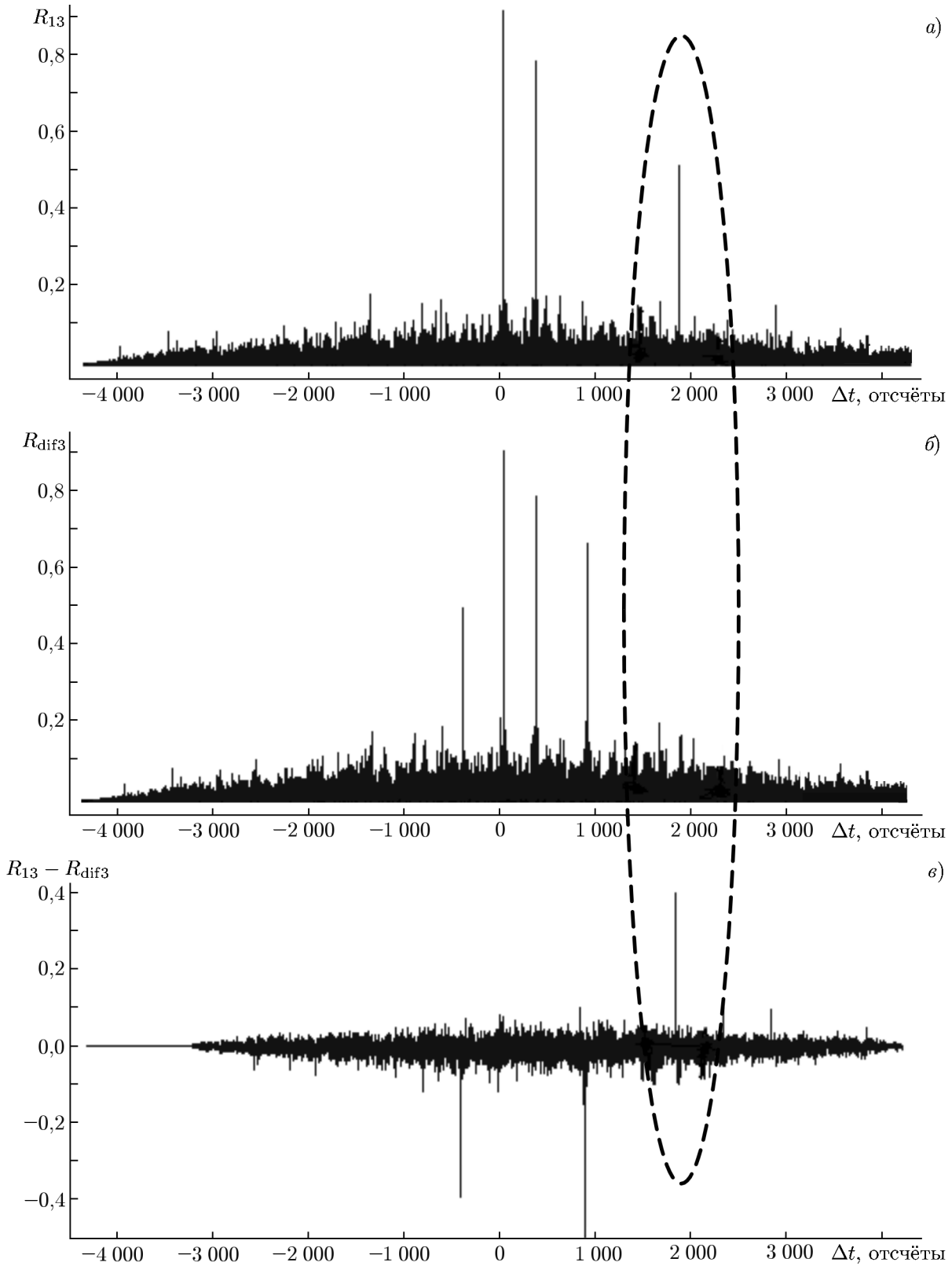


Рис. 4. Вид взаимных корреляционных функций  $R_{13}(\Delta t)$  (а) и  $R_{\text{dif}3}(\Delta t)$  (б) и их разность (в) при  $N = 3$ , ОСШ=0 дБ



скорость передачи информации  $B_T = 100$  кБит/с, отношение сигнал/шум ОСШ=0 дБ. Каждый бит информационной последовательности заменялся  $L = 35$  битами последовательности  $\{c_i\} : c_i = a \oplus b_i, i = 1, \dots, L$  где  $a$  — значение текущего бита информационной последовательности,  $b_i$  — значение текущего бита кодовой последовательности,  $\oplus$  — операция сложения по модулю 2 (XOR). Модулированный сигнал подвергался полосовой фильтрации в полосе пропускания  $B = F_c = 3,5$  МГц. На основе предложенного алгоритма (рис. 4) оценивались взаимные временные задержки распространения сигналов.

Поскольку решение проблемы неоднозначности определения временных задержек основано на сдвиге принимаемого сигнала на величину оценённой задержки, исследуем устойчивость алгоритма к ошибкам нахождения взаимных временных задержек сигналов  $\tau_{2i}$  корреляционным методом. Ошибка в определении задержек  $\tau_{2i}$  приводит к неполной компенсации компонент, излучаемых соответствующим источником и, как следствие, к неполному ослаблению корреляционного максимума. В качестве количественного критерия устойчивости алгоритма выбрана безразмерная величина, представляющая собой отношение величин корреляционных максимумов:

$$K = \frac{R_{13}(\tau_{3i})}{R_{\text{dif3}}(\tau_{3i})}, \quad (12)$$

где  $\tau_{3i}$  — определяемая задержка распространения сигнала от  $i$ -го источника. Таким образом, введённый критерий (12) характеризует величину относительного уменьшения корреляционного максимума после компенсации сигнала от источника.

На рис. 5 приведена зависимость  $K$  от относительной ошибки (в долях длительности бита кодовой последовательности  $\Delta T = F_c^{-1}$ ) определения взаимной временной задержки  $\tau_{2i}$ . Полученные результаты усреднялись по 1 000 реализациям.

Пороговое значение  $K$  определялось на основе статистического моделирования алгоритма по критерию Неймана—Пирсона с вероятностью ложной тревоги  $10^{-2}$ . Эффективность компенсации сигналов снижается с увеличением ошибки определения задержек (см. рис. 5), однако метод устойчив при ошибках определения примерно до  $(0,3 \div 0,4) \Delta T$ . При этом вероятность правильного определения временных задержек составляет не менее 0,8. При больших ошибках значение  $K$  становится ниже порогового.

Поскольку при распространении сигналов к движущимся спутникам возникает смещение спектров вследствие эффекта Доплера, представляет интерес исследовать устойчивость алгоритма к доплеровским сдвигам в спектрах сигналов. При моделировании в сигналы  $s_2$  и  $s_3$  вносилось доплеровское смещение спектра с величиной  $\Delta f$  для сигнала  $s_2$  и  $-\Delta f$  для сигнала  $s_3$ . Зависимость  $K$  от величины смещения  $\Delta f$ , полученная усреднением по 1 000 реализациям, представлена на рис. 6.

При величине порога, аналогичной рис. 5, метод работает устойчиво при величинах доплеровского сдвига до  $100 \div 150$  Гц (см. рис. 6). При дальнейшем увеличении доплеровского сдвига алгоритм не позволяет дать состоятельные оценки временных задержек, поскольку во взаимных корреляционных функциях появляются побочные максимумы, сравнимые по амплитуде с главным. В условиях существенного влияния эффекта Доплера применение алгоритма разностных сигналов к оценке временных задержек распространения сигналов в системе и последующей оценке местоположения источников сигналов возможно при ограничении на длительность обрабатываемых сигналов, либо с использованием алгоритмов компенсации. Для компенсации доплеровского сдвига могут быть применены алгоритмы предварительной фильтрации принимаемых сигналов [10, 11], либо алгоритм предварительной оценки доплеровского сдвига, в частности основанный на вычислениях взаимной функции неопределённости принимаемых сигналов с помощью выражения (6).

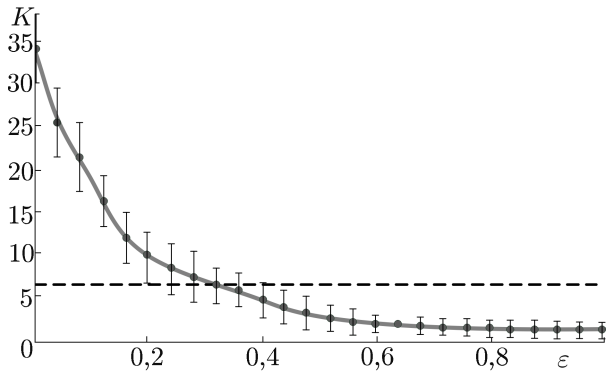


Рис. 5. Зависимость  $K$  от ошибки определения временных задержек

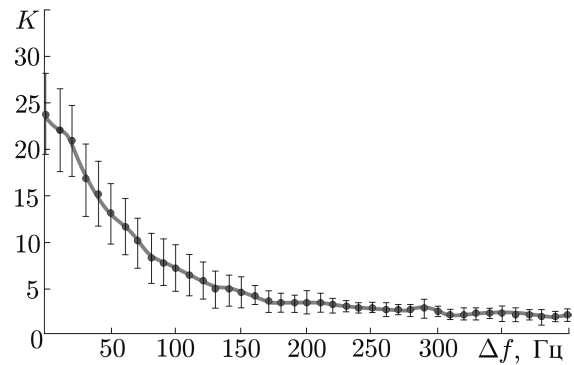


Рис. 6. Зависимость  $K$  от доплеровского сдвига

## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе предложен алгоритм определения взаимных временных задержек распространения сигналов спутниковых систем связи с кодовым разделением доступа, основанный на применении традиционных корреляционных методов к решению данной задачи и позволяющий устранять неоднозначность соотнесения корреляционных пиков и источников излучения.

Суть предложенного алгоритма состоит в последовательном подавлении компонент от источника в принимаемых спутниковых сигналах и последующей корреляционной обработке. Подавление компонент от источника основано на предварительном выделении данных компонент в принимаемых сигналах путём сдвига и формировании разностных сигналов. Сравнение корреляционных функций позволяет получить устойчивую оценку взаимных временных задержек. Предложенный алгоритм может быть использован в спутниковых системах связи с подвижными объектами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Oetting J. D., Jen T. // Johns Hopkins APL Technical Digest. 2011. V. 30, No. 2. P. 103.
3. Ершов Р. А., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 2. С. 157.
4. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Беван Д. Н., Аверин И. М. // Изв. вузов. Радиофизика. 2008. Т. 51, № 2. С. 162.
5. Carter G. C. // Proc. IEEE. 1985. V. 75, No. 2. P. 236.
6. Knapp C. H., Carter G. C. // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Proc. 1976. V. ASSP-24, No. 4. P. 320.
7. Haas W. H., Lindquist C. S. // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Proc. 1981. V. ASSP-29, No. 3. P. 540.
8. Stein S. // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Proc. 1981. V. ASSP-29, No. 3. P. 588.
9. Логинов А. А., Марычев Д. С., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.
10. Морозов О. А., Солдатов Е. А., Фидельман В. Р. // Автометрия. 1995. № 2. С. 108.
11. Логинов А. А., Морозов О. А., Хмелев С. Л. // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 5–6. С. 503.

12. Никитин Г. И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов. Учебное пособие. СПб: СПбГУАП, 2003. 86 с.
13. Канаков В. А., Горда В. В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2013. Т. 56, № 2. С. 124.
14. Гринь И. В., Ершов Р. А., Морозов О. А., Фидельман В. Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2014. № 4(32). С. 71.
15. Yang S. C. 3G CDMA2000 Wireless System Engineering. Boston—London: Artech House, 2004. 260 p.

Поступила в редакцию 28 июля 2016 г.; принята в печать 24 ноября 2016 г.

**A METHOD FOR ESTIMATING THE TIME DELAYS DURING THE SIGNAL  
PROPAGATION FROM THE SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS WITH  
THE CODE-DIVISION ACCESS**

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

We propose a method for estimating mutual time delays during the signal propagation from several radiation sources of a satellite communication system with the code division access to be used when solving the problem of locating the signal sources. To eliminate ambiguity in determining the delays, which is observed in the presence of several sources in the system, we propose the algorithm which is based on the sequential elimination of the determined delays from the signals and the subsequent correlation processing.