

СЕТИ СВЯЗИ. НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.396.93 (075.8)

ПЕЛЕНГАЦИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ В СЕТЯХ LTE

А.Л. Гельгор, доцент Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (СПбПУ), кафедра радиоэлектронных средств защиты информации, к.т.н.; a_gelgor@mail.ru

И.И. Павленко, аспирант СПбПУ, кафедра радиоэлектронных средств защиты информации; ipavlenko.mail@gmail.com

Г.А. Фокин, доцент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), кафедра радиопередающих устройств и средств подвижной связи, к.т.н.; grihafokin@gmail.com

А.И. Горлов, ассистент СПбПУ, кафедра радиоэлектронных средств защиты информации; anton.gorlov@yandex.ru

Е.А. Попов, доцент СПбПУ, кафедра радиоэлектронных средств защиты информации, к.т.н.; eugarop@gmail.com

В.А. Лаврухин, начальник научно-образовательного центра СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича; lavrukhin@sut.ru

М.А. Сиверс, профессор СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича, кафедра радиопередающих устройств и средств подвижной связи, д.т.н.; m.sivers@mail.ru

Предложен алгоритм вычисления пеленга базовых станций LTE, необходимый для радиочастотного контроля. Предлагается использование подвижного объекта с фазированной антенной решеткой. Алгоритм основан на анализе пиков корреляционных функций общих опорных сигналов. Идентификация прямой видимости осуществляется путем сравнения модифицированного К-фактора с пороговым значением. Для сравнения рассмотрены алгоритмы вычисления пеленга по необработанному сигналу и по пикам корреляционных функций первичных синхросигналов. Все алгоритмы апробированы на реальных записях сигналов. Показано, что предложенный алгоритм обеспечивает лучшие результаты.

Ключевые слова: оценка пеленга, LTE, фазированная антенная решетка, первичные синхросигналы, общие опорные сигналы.

Введение. Появление новых беспроводных систем передачи информации стимулирует развитие контролирующих служб, в задачи которых входят оценка параметров сигналов и локализация источников их излучения. Операторы систем мобильной связи, в том числе GSM, UMTS, LTE, зачастую допускают нелегальную установку базовых станций (БС), и одной из задач контролирующих служб является поиск (локализация) таких БС. Основой большинства методов локализации источников радиоизлучения является совместный анализ нескольких пеленгов (направлений, с которых поступает излучение) одного источника радиоизлучения. В свою очередь, пеленг обычно получают с использованием антенны с изменяемой диаграммой направленности (ДН). Широко используются, например, фазированные антенные решетки (ФАР).

Целью статьи является разработка и апробация алгоритма вычисления пеленга БС LTE в условиях наличия 8-элементной ФАР и блока первичной синхронизации с БС LTE, смонтированных на подвижном объекте.

Анализ публикаций по данной тематике показал, что подобные задачи уже ставились [1–3]. Однако, во-первых, вычисление пеленга являлось составной задачей алгоритма улучшения приема сигнала подвижным объектом с ФАР, а не локализации БС. Решался вопрос формирования ДН ФАР в направлении максимальной мощности одной БС и с нулями ДН в направлении остальных БС. Фактор наличия или отсутствия прямой видимости, важный при локализации БС, не рассматривался. Во-вторых, анализировался только алгоритм, основанный на обработке корреляционной функции (КФ) синхросигналов.

В данной работе представлены несколько алгоритмов вычисления пеленга, основанных на определении направления, с которого приходит сигнал максимальной мощно-

сти. Выбор направления зависит от линейной комбинации сигналов, поступающих на антенные элементы ФАР.

Первый алгоритм вычисления пеленга не предусматривает предварительной обработки сигналов. Такой способ, простой в реализации и даже не требующий наличия блока первичной синхронизации с БС LTE, тем не менее не позволяет дифференцировать сигналы разных источников и определять наличие прямой видимости. Первый алгоритм инвариантен относительно системы мобильной связи.

Второй алгоритм, основанный на обработке значений пиков первичного синхросигнала (ПСС), позволяет дифференцировать сигналы разных источников, однако, как и первый алгоритм, не дает возможности определять наличие прямой видимости.

Третий алгоритм также предполагает обработку значений пиков КФ общего опорного сигнала (ООС). Общий опорный сигнал передается в более широкой, чем первичный синхросигнал, полосе частот, поэтому у КФ ООС разрешающая способность по времени лучше, чем у КФ ПСС. И все же без дополнительной обработки этот алгоритм также не позволяет определять наличие прямой видимости.

Для идентификации наличия прямой видимости предлагается следующий подход. КФ общего опорного сигнала принимается в качестве оценки импульсной характеристики (ИХ) канала между передающей антенной БС и приемной антенной ФАР. Далее вычисляется отношение максимума КФ ООС к сумме значений элементов КФ ООС, превышающих заданный уровень (модифицированный К-фактор K_m). Решение в пользу наличия прямого луча выносится при превышении значения K_m некоторого порога. Таким образом, четвертый алгоритм отличается от третьего тем, что вычисление пеленга производится только при условии наличия прямой видимости, которое определяется по значению K_m .

Для сравнения качества функционирования предложенных алгоритмов были проведены натурные испытания в Санкт-Петербурге. Маршрут следования подвижного объекта с ФАР был разработан таким образом, чтобы была возможность исследовать различные условия распространения сигналов от БС до ФАР.

Корреляционные свойства ПСС. В стандарте LTE определено три различных первичных синхросигнала, которые используются для обнаружения сигнала БС. Независимо от значения ширины полосы частот, выделенной оператору связи, ПСС всегда передается в самой узкой из возможных полосе частот — 1,08 МГц. Таким образом, если исходная запись сигнала производится с частотой дискретизации 30,72 МГц, при поиске ПСС достаточно рассматривать

прореженный в $C_d = 16$ раз (C_d – коэффициент децимации) сигнал, т.е. с частотой дискретизации 1,92 МГц.

Рассмотрим корреляционные свойства ПСС. Для этого вычислим ненормированную КФ вида

$$CorPSS_{i,j}[k,r] = \left[\sum_{n=0}^{127} TS_PSS_j^{(1)}[k+16n] \exp(j\varphi(k,r,n)) PSS^{(16)} * [i,n] \right], \quad (1)$$

$i,j = 0, 1, 2, k = -(2047 + 144), \dots, 2047,$
 $r = -NF, \dots, NF; \varphi(k, r, n) = 2\pi\Delta fr(k + 16n)\Delta t,$

где i, j — номера рассматриваемых ПСС; k и r — переменные сдвига по осям времени и частоты соответственно; $TS_PSS_j^{(1)}[k]$ — тестовый сигнал, рассчитанный для частоты дискретизации 30,72 МГц (непрореженный), состоящий из первичного синхросигнала с номером j , его циклического префикса длиной 144 отсчета и 2047 нулевых отсчетов справа и слева для построения непериодической корреляционной функции (табл. 1); $PSS^{(16)}$ — массив размерностью 3×128 отсчетов первичных синхросигналов во временной области для частоты дискретизации 1,92 МГц; символ * означает операцию комплексного сопряжения; 128 — длина OFDM-символа для $C_d = 16$; Δf — шаг по частоте, в герцах, для вычисления КФ в условиях ненулевой частотной отстройки между центральной частотой принимаемого сигнала и центральной частотой гетеродина приемника; $\Delta t = 1/(15000 \times 2048)$ с — интервал дискретизации по времени для частоты дискретизации 30,72 МГц; $\varphi(k, r, n)$ — значение необходимого изменения фазы $(k + 16n)$ -го элемента тестового сигнала $TS_PSS_j^{(1)}[k]$ для осуществления частотного сдвига Δfr ; NF — половина рассматриваемых значений отстройки по частоте.

Таблица 1. Значения тестового сигнала $TS_PSS_j^{(1)}[k]$

k	$TS_PSS_j^{(1)}[k]$	Количество значений
-2191, ..., -145	0	2047
-144, ..., -1	$PSS^{(1)}[j, 2048 + k]$	144
0, ..., 2047	$PSS^{(1)}[j, k]$	2048
2048, ..., 4094	0	2047

С учетом требований к точности установки центральной частоты мобильного терминала и БС [4–5], а также возможных отстроек, вызванных эффектом Доплера, например, для скорости 60 км/ч, суммарная отстройка между центральной частотой принимаемого сигнала и центральной частотой гетеродина приемника может достигать 971 Гц. Это чуть менее 7% частотного разноса между поднесущими OFDM-сигнала.

Выражение (1) описывает семейство КФ для всех возможных комбинаций i и j — всего девять функций. Для $i = j$ получаем подсемейство из трех автокорреляционных функций (АКФ), для $i \neq j$ — подсемейство из шести взаимно-корреляционных функций (ВКФ). Для более удобного анализа корреляционных свойств ПСС рассмотрим следующие функции:

$$MinCorPSS_{AC}[k,r] = \min_{i=j} \{CorPSS_{i,j}[k,r]\};$$

$$MaxCorPSS_{AC}[k,r] = \max_{i=j} \{CorPSS_{i,j}[k,r]\};$$

$$MinCorPSS_{CC}[k,r] = \min_{i \neq j} \{CorPSS_{i,j}[k,r]\};$$

$$MaxCorPSS_{CC}[k,r] = \max_{i \neq j} \{CorPSS_{i,j}[k,r]\}.$$

В работе были вычислены корреляционные функции (1) для $\Delta f = 150$ Гц (1% от разноса между поднесущими) и $NF = 7$. На рис. 1, а представлены сечения $MinCorPSS_{AC}$ и $MaxCorPSS_{AC}$, а на рис. 1, б — сечения $MinCorPSS_{CC}$ и $MaxCorPSS_{CC}$. В обоих случаях $r = 0$, т.е. показаны результаты без частотной отстройки; за 0 дБ принято значение АКФ ПСС при нулевом смещении $MaxCorPSS_{AC}[0,0]$.

Из анализа кривых на рис. 1 следует, что, во-первых, АКФ ПСС имеют широкий главный лепесток -39 отсчетов по уровню -3 дБ и высокие боковые лепестки. Следовательно, при наличии многолучевости в канале пик АКФ ПСС будет сильно «размазан». Во-вторых, ВКФ ПСС неравномерны и имеют высокий пик при нулевом сдвиге (от -9 до -4 дБ). Таким образом, сигнал соседнего сектора БС также может оказывать сильное влияние на значение пика АКФ ПСС. Анализ КФ ПСС при наличии частотного сдвига ($7 \leq r \leq 7$) показал, что результаты, полученные для $r = 0$, практически не изменяются.

При обработке реальных сигналов значение номера ПСС и его положение в сигнале будут известны (так как в состав комплекса локализации БС входит модуль первичной синхронизации), поэтому фактически потребуются

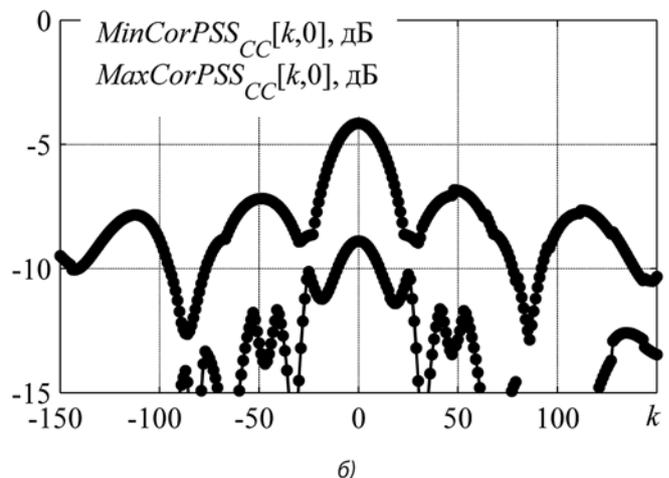
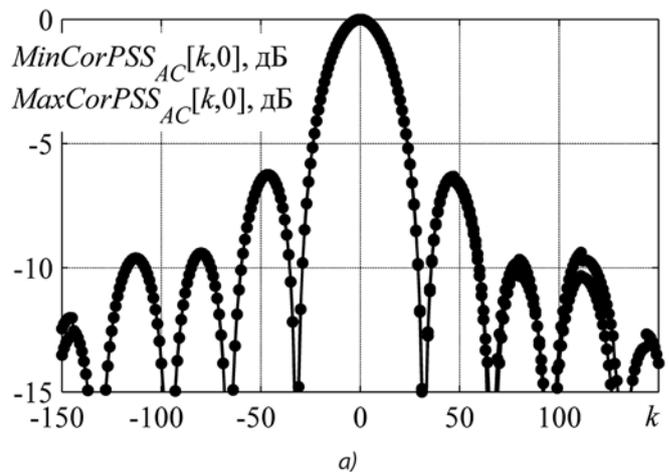


Рис. 1. АКФ (а) и ВКФ (б) первичных синхросигналов без частотной отстройки

производить вычисление АКФ ПСС для каждого антенно-го элемента ФАР:

$$IRE_PSS_{Ar}[k] = \sum_{n=0}^{127} RS_{Ar}^{(16)}[Shift_{PSS} + n + k]PSS^{(16)} * [i, n];$$

$$Ar = 0, 1, \dots, M - 1,$$

где $RS_{Ar}^{(16)}[k]$ — фильтрованный и прореженный в 16 раз сигнал с Ar -го антенного элемента ФАР; M — количество антенных элементов ФАР; $Shift_{PSS}$ — синхронизация с началом ПСС, общая для всех антенных элементов; в качестве значения i подставляется номер ПСС, определенный в ходе первичной синхронизации.

Корреляционные свойства ООС. ПСС не обеспечивают хорошее разрешение лучей по времени, поэтому предлагается использовать ООС. Основным преимуществом ООС перед ПСС является их широкополосность. Рассмотрим корреляционные свойства ООС:

$$CorCRS_{P1,P2}[k, r] = \left| \sum_{n=0}^{2047} TS_CRS_{P1}[n + k] \exp(j\phi(k, r, n)) CRS_{P2}^*[n] \right|; \quad (2)$$

$$P = [N_{ID}^{cell}, RB, At, Slot, Symbol, CP];$$

$$N_{ID}^{cell} = 0, 1, \dots, 503; RB = 6, 15, 25, 50, 75, 100; At = 0, 1, 2, 3;$$

$$Slot = 0, 1, \dots, 19; Symbol = 0, \dots, 6; CP = 0, 1,$$

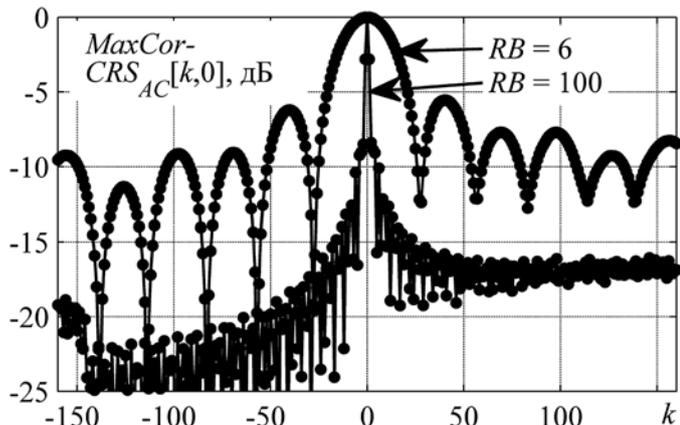
где N_{ID}^{cell} — физический идентификатор соты; RB — количество ресурсных блоков, выделенных БС; At — номер передающей антенны БС; $Slot$ — номер слота в кадре; $Symbol$ — номер OFDM-символа в слоте; CP — тип циклического префикса OFDM-символа: 0 — нормальный, 1 — расширенный; CRS — массив размерностью 1×2048 отсчетов ООС во временной области, определяемый вектором параметров P ; $TS_CRS_{P1}[k]$ — тестовый сигнал, рассчитываемый аналогично $TS_PSS_j^{(1)}[k]$ в (1), но для ООС.

Используемые значения At зависят от конфигурации БС, значения $Symbol$ — от значений At и CP .

Очевидно, что, как и в случае с синхросигналами, для изучения автокорреляционных свойств ООС удобно рассматривать функцию

$$MaxCorCRS_{AC}[k, r] = \max_{P1=P2} \{CorCRS_{P1,P2}[k, r]\}.$$

В работе были вычислены все АКФ ООС для $-160 \leq k \leq 160$ и $NF = 7$. На рис. 2 представлены сечения $MaxCorCRS_{AC}$ для случая $r = 0$, т.е. без частотной отстройки, а в табл. 2 — зна-



чения ширины сечений $MaxCorCRS_{AC}$ для $r = 0$ по заданному уровню.

Таблица 2. Ширина сечений $MaxCorCRS_{AC}$ для $r = 0$

$MaxCorCRS_{AC}[k, 0]$, дБ	RB					
	6	15	25	50	75	100
-3	33,8	13,6	8,2	4,1	2,4	2,1
-5	41,4	16,6	10,0	4,7	3,0	2,8
-10	-	72,2	43,0	21,1	12,2	8,3
-15	-	-	-	-	63,2	39,1

Из анализа представленных на рис. 2 и в табл. 2 данных следует, что, во-первых, с увеличением количества ресурсных блоков, выделенных сети, сужается основной лепесток АКФ ООС, т.е. улучшается разрешающая способность оценки ИХ по времени. Во-вторых, с увеличением числа ресурсных блоков уменьшается уровень боковых лепестков АКФ, т.е. повышается разрешающая способность оценки ИХ по уровню сигнала. Исследование $MaxCorCRS_{AC}$ для $r \neq 0$ показало, что для $-7 \leq r \leq 7$ центральные лепестки АКФ для всех значений RB уменьшаются не более чем на 0,04 дБ. Таким образом, наличие частотной отстройки фактически не сказывается на результатах вычисления АКФ ООС.

Рассмотрим вопрос влияния аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) на качество оценки ИХ по АКФ ООС. При вычислении АКФ ООС отношение сигнал/шум увеличивается в число раз, равное количеству опорных сигналов. В табл. 3 представлены значения частотно-временных ресурсов (ЧВР) одного OFDM-символа N_{CSR} и значения увеличения отношения сигнал/шум ΔSNR при построении АКФ ООС в зависимости от числа ресурсных блоков.

Таблица 3. Выигрыш в отношении сигнал/шум при построении АКФ ООС

RB	6	15	25	50	75	100
N_{CSR}	12	30	50	100	150	200
ΔSNR , дБ	10,8	14,8	17,0	20,0	21,8	23,0

Из анализа данных табл. 2–3 следует, что составляющая АБГШ при построении АКФ ООС фактически может не учитываться, так как отношение сигнал/шум будет всегда ниже, чем уровень собственных боковых пиков АКФ ООС.

Рассмотрим взаимно-корреляционные свойства ООС. Количество ВКФ в (2) крайне велико, и для сокращения вычислений будем рассматривать только значения $CorCRS_{CC}(P1, P2) = CorCRS_{P1, P2}[0, 0]$, т.е. без частотной и временной отстройки. В табл. 4 представлены средние и максимальные значения для полученных выборок $CorCRS_{CC}$ для разных значений RB .

Таблица 4. Средние и максимальные значения ВКФ ООС для двух равномоных сигналов

RB	6	15	25	50	75	100
$E\{CorCRS_{CC}\}$	-5,9	-7,9	-9,0	-10,5	-11,4	-12,0
$\max\{CorCRS_{CC}\}$	-0,7	-1,5	-2,8	-3,7	-4,6	-5,2

Данные, представленные в табл. 4, могут быть непосредственно использованы для оценки разрешающей способности ИХ по уровню.

При обработке реальных сигналов синхронизация с началом OFDM-символа, содержащего ООС, известна; также известны все параметры, определяющие ООС, поэтому фактически необходимо производить вычисление АКФ ООС для каждого антенного элемента ФАР:

$$IRE_CRS_{Ar,At}[k] = \sum_{n=0}^{2047} RS_{Ar}^{(1)}[Shift_{Symbol} + n + k]CRS_P^*[n],$$

где $RS_{Ar}^{(1)}[k]$ — непрореженный сигнал с Ar -го антенного элемента ФАР, т.е. записанный с частотой дискретизации 30,72 МГц; $Shift_{Symbol}$ — синхронизация с началом OFDM-символа, содержащего ООС, общая для всех антенных элементов; в качестве значения P подставляются соответствующие параметры, определяющие ООС.

На рис. 3 представлены кривые модуля функции IRE_CRS для двух БС: более мощной и менее мощной, полученные на основе анализа записи реального сигнала. В обоих случаях $RB = 75$. Из анализа кривых следует, что шумовой уровень функции IRE_CRS ниже для сигнала более мощной БС (≈ -15 дБ), чем для сигнала более слабой БС (≈ -10 дБ).

Вычислим модифицированный K -фактор:

$$K_m = \frac{|IRE_CRS_{Ar,At}[0]|}{\sum_{k \in Q} |IRE_CRS_{Ar,At}[k]|};$$

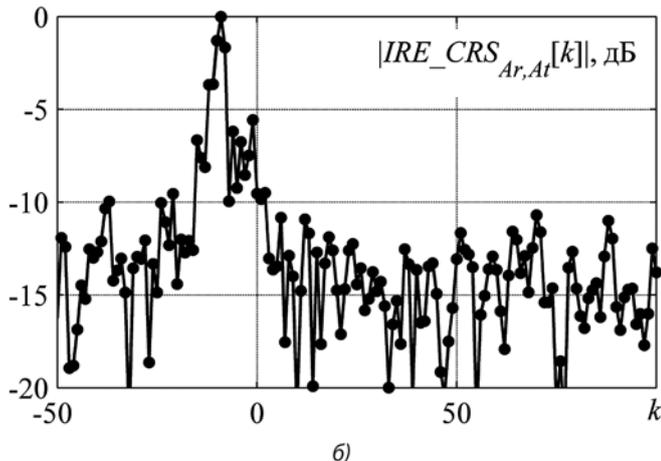
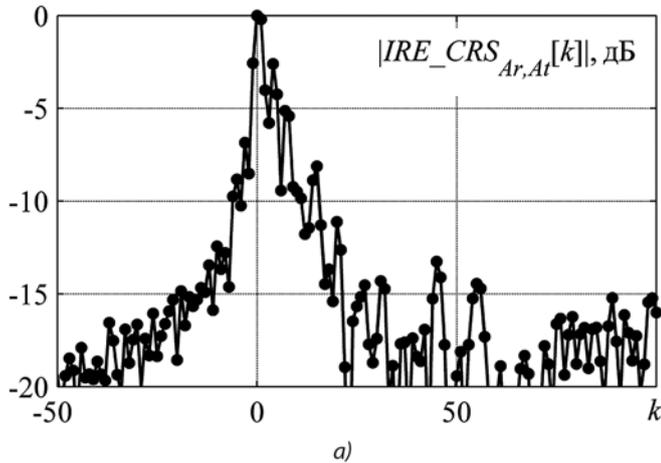


Рис. 3. Модуль КФ ООС для относительно мощной (а) и слабой (б) БС

$$Q = \{k : IRE_CRS_{Ar,At}[k] \geq b\},$$

т.е. рассмотрим отношение максимального значения IRE_CRS к сумме всех значений IRE_CRS , превышающих порог b . В качестве b выбрано число $E\{CorCRS_{CC}\}$ из табл. 4.

Алгоритм вычисления пеленга с использованием ФАР.

В данной работе для вычисления пеленга на основе обработки сигналов, поступающих на ФАР, используется алгоритм формирования ДН [6]. Приведем основные выкладки. Без ограничения общности допустим, что источник излучения (БС) находится на достаточном расстоянии, чтобы считать волну, приходящую на ФАР, плоской. Элементы ФАР расположены в плоскости, параллельной земле.

В зависимости от алгоритма вычисления пеленга в нашем распоряжении будут либо последовательности отсчетов сигнала с антенных элементов ФАР (RS_{Ar}), либо последовательности значений пиков КФ ПСС:

$$IRE_PSS_{Ar}[\hat{k}];$$

$$\hat{k} = \arg \{ \max_k (IRE_PSS_{Ar}[k]) \}$$

или ООС

$$IRE_CRS_{Ar,At}[\hat{k}];$$

$$\hat{k} = \arg \{ \max_k (IRE_CRS_{Ar,At}[k]) \}$$

также с разных антенных элементов ФАР. В любом случае запишем эти последовательности следующим образом:

$$\mathbf{x}(t) = (\mathbf{x}(t_0), \mathbf{x}(t_1), \dots, \mathbf{x}(t_{N-1})) = \begin{pmatrix} x_0(t_0) & x_0(t_1) & \dots & x_0(t_{N-1}) \\ x_1(t_0) & x_1(t_1) & \dots & x_1(t_{N-1}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{M-1}(t_0) & x_{M-1}(t_1) & \dots & x_{M-1}(t_{N-1}) \end{pmatrix},$$

где M — количество антенных элементов ФАР; N — количество элементов в последовательности отсчетов сигнала либо в последовательности значений пиков КФ ПСС или ООС.

Для моделирования диаграммы направленности с помощью ФАР рассматривается линейная комбинация сигналов с антенных элементов ФАР:

$$\mathbf{y}(t, \theta) = \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{x}(t);$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(j\varphi_1(\theta)), \exp(j\varphi_2(\theta)), \dots, \exp(j\varphi_{M-1}(\theta))]^T,$$

где $\mathbf{a}(\theta)$ — направляющий вектор; значения фаз $\varphi_1(\theta), \varphi_2(\theta), \dots, \varphi_{M-1}(\theta)$ выбираются так, чтобы результирующая диаграмма направленности ФАР имела направление на угол θ .

Вычислим среднюю мощность сигнала, приходящего с направления θ :

$$P(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |y(t_n, \theta)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{x}(t_n)\mathbf{x}^H(t_n)\mathbf{a}(\theta) = \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}_{xx}\mathbf{a}(\theta);$$

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}(t_n)\mathbf{x}^H(t_n).$$

Исходя из геометрического расположения антенных элементов ФАР, вычислим эталонные направляющие векторы для значений θ с шагом в $2\pi/360 = 1^\circ$. Таким образом, вычисление пеленга $\hat{\alpha}$ сводится к поиску аргумента максимума мощности сигнала:

$$\hat{\alpha} = \arg \{ \max_{\theta} (P(\theta)) \}.$$

Укажем некоторые особенности вычисления пеленга с помощью разных алгоритмов, обусловленные возможностями элементной базы. Запись сигнала производилась периодически, синхронно со всех антенных элементов ФАР. Алгоритм 1 предусматривает обработку сигнала длительностью 17 кадров в полосе 1,08 МГц, алгоритм 2 — обработку последовательности пиков КФ ПСС, полученных для каждого первого ПСС в 17 кадрах, алгоритмы 3 и 4 — обработку последовательности пиков КФ ООС, полученных для каждого первого ООС в каждом слоте в 17 кадрах. Для алгоритмов 3 и 4 учитывался сигнал только первой антенны БС.

Результаты сравнения алгоритмов вычисления пеленга, полученные в ходе натурных испытаний. При выполнении эксперимента были известны положения всех БС и направления их антенн. В подвижном объекте производилось непрерывное вычисление координат, скорости и направления движения объекта. Путем сопоставления имеющихся данных для каждой записи было получено истинное направление (пеленг) для каждой БС.

В качестве параметра, характеризующего эффективность алгоритма, использовалось значение вероятности попадания оценки пеленга $\hat{\alpha}$ в заданный угловой интервал $\Delta\alpha$ вокруг истинного значения α :

$$P_L = P\{|\alpha - \hat{\alpha}| \leq \Delta\alpha\}.$$

Рассмотрим вопрос выбора порогового значения K_0 для алгоритма 4. Сравнение значения K_m с пороговым K_0 требуется для подтверждения наличия прямой видимости. Идентификация прямой видимости позволяет исключить из рассмотрения случаи вычисления пеленга по отраженному сигналу и, следовательно, повысить P_L . В условиях натурального эксперимента определить наличие или отсутствие прямой видимости затруднительно, поэтому вероятностные характеристики алгоритма идентификации прямой видимости не рассматривались. Вместо этого порог K_0 выбирался на основе анализа вероятности ложной идентификации прямой видимости, т.е. вероятности вынесения решения в пользу наличия прямой видимости при ее отсутствии. В свою очередь, отсутствие прямой видимости будем опре-

делять по непопаданию оценки пеленга в заданную окрестность истинного значения пеленга:

$$P_{FA}(K_0) = P\{K_m \geq K_0 / |\alpha - \hat{\alpha}| > \Delta\alpha\}.$$

На рис. 4 представлены зависимости $P_{FA}(K_0)$ и $P_D(K_0)$, где $P_D(K_0)$ — вероятность верной идентификации прямой видимости:

$$P_D(K_0) = P\{K_m \geq K_0 / |\alpha - \hat{\alpha}| \leq \Delta\alpha\}.$$

Из анализа кривых на рис. 4 следует, что обе вероятности уменьшаются при увеличении K_0 , однако вероятность ложной идентификации прямой видимости уменьшается быстрее, чем вероятность верной идентификации, что подтверждает разумность использования значения K_m при оценке наличия прямой видимости. Значение порога K_0 выбиралось по уровню допустимой вероятности ложной идентификации прямой видимости:

$$K_0 = \min_K \{K : P_{FA}(K) \leq 0,3\}.$$

На рис. 5 представлена зависимость вероятности правильного пеленга от порога K_0 для способа 4. Видно, что кривая на рис. 5 возрастает с увеличением K_0 .

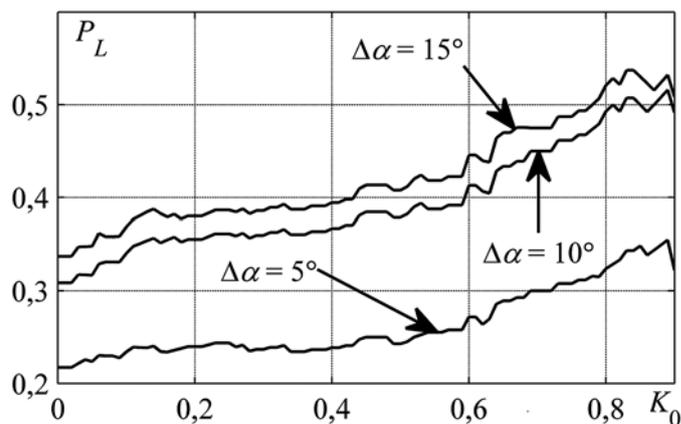


Рис. 5. Зависимости правильного пеленга от порога K_0

В табл. 5 представлены значения вероятности правильного пеленга для разных алгоритмов и разных значений $\Delta\alpha$. Также результаты разделены по типу анализируемых БС: в случае 1 рассматриваются только самые мощные БС, т.е. одна БС для одной записи, в случае 2 — все БС (от двух до пяти), обнаруженные блоком первичной синхронизации.

Таблица 5. Значения P_L для разных алгоритмов и разных случаев

Случай	Алгоритм	P_L		
		$\Delta\alpha = 5^\circ$	$\Delta\alpha = 10^\circ$	$\Delta\alpha = 15^\circ$
1. Только самые мощные БС	1	0,23	0,36	0,41
	2	0,18	0,30	0,34
	3	0,23	0,34	0,38
	4	0,37	0,54	0,57
2. Все БС	1	0,17	0,26	0,32
	2	0,15	0,23	0,27
	3	0,22	0,31	0,34
	4	0,35	0,49	0,52

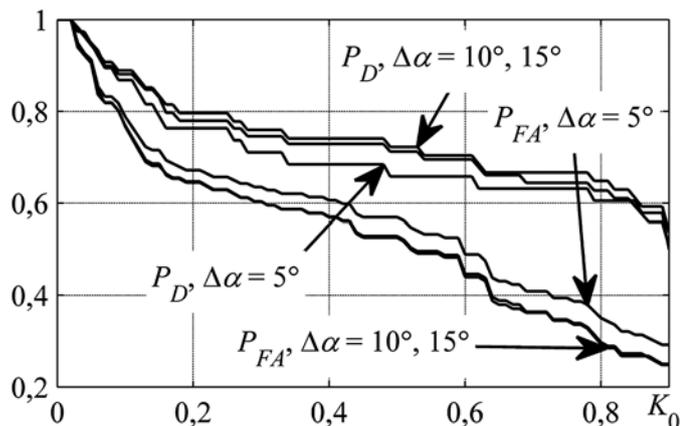


Рис. 4. Зависимости $P_{FA}(K_0)$ и $P_D(K_0)$

Алгоритм 1 не предусматривает поиск нескольких БС, тем не менее для возможности сравнения с ним в случае 2 сделано следующее допущение: пеленг, вычисленный с использованием алгоритма 1, присваивался всем БС, найденным блоком первичной синхронизации.

Отметим, что, хотя в работе был рассмотрен алгоритм 1, его использование на практике не представляет интереса, так как он не позволяет идентифицировать БС.

Заключение. Анализ представленных в табл. 5 данных позволяет сделать ряд выводов:

- увеличение значения $\Delta\alpha$ приводит к увеличению P_L для всех алгоритмов;
- результаты всех алгоритмов при переходе от случая 1 к случаю 2 ухудшаются. Это обусловлено возрастанием мощности структурной помехи при рассмотрении менее мощных по отношению к первой БС;
- алгоритм 3 всегда показывает лучшие результаты, чем алгоритм 2. По-видимому, это объясняется лучшим решением по времени КФ ООС по отношению к КФ ПСС и, следовательно, меньшим вкладом отраженных лучей в значение пика КФ ООС;
- в случае 1 алгоритм 1 показывает результаты лучше, чем алгоритмы 2 и 3. Возможно, это обусловлено учетом значительно большей энергии сигнала при реализации алгоритма 1. В самом деле, при реализации алгоритма 1 учитывается сигнал всех кадров в полосе 1,08 МГц, при реализации алгоритма 2 — энергия только одного ПСС за один кадр, а при реализации алгоритма 3 — энергия 20 ООС за один кадр;
- в обоих случаях алгоритм 4 показывает заметно лучшие результаты, чем все остальные алгоритмы.

Данная работа выполнена при поддержке Правительства Санкт-Петербурга за счет субсидии молодым ученым, молодым кандидатам наук вузов, отраслевых и академических институтов, расположенных на территории Санкт-Петербурга.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Yo-Han Ko, Chang-Hwan Park, Yong Soo Cho.** Joint Methods of Cell Searching and DoA Estimation for a Mobile Relay Station with Multiple Antennas //IEEE GLOBECOM 2008, pp. 1–4, 2008.
2. **Rothna Pec, Yong Soo Cho.** A Parameter Estimation Technique for an LTE-based Mobile Relay Station with Antenna Array //ICT Convergence (ICTC), 2013 International Conference on, pp. 134–135, 2013.
3. **Yo Han Ko, Yeung Jun Kim, Hyun Il Yoo, Won Young Yang, Yong Soo Cho.** 2-D DoA Estimation with Cell Searching for a Mobile Relay Station with Uniform Circular Array //IEEE Transaction on Communications, V. 58, issue 10, pp. 2805–2809, October 2010.
4. 3GPP TS 36.104 V11.8.2. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 11) //3rd Generation Partnership Project, Tech. Rep., April, 2014.
5. 3GPP TS 36.101 V11.8.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (Release 11) //3rd Generation Partnership Project, Tech. Rep., March, 2014.
6. **Zhizhang Chen, Gopal Gokeda, Yiqiang Yu.** Introduction to Direction-of-Arrival Estimation.— Artech House Publishers, 2010.

Получено 09.06.14

УДК 621.391

ПОСТРОЕНИЕ МОДЕЛИ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛЬНОГО ТРАФИКА В СЕТИ СВЯЗИ НА БАЗЕ ПОДСИСТЕМЫ IMS

А. А. Гамиль, аспирант СПбГУТ им. М. А. Бонч-Бруевича; obad-85a@mail.ru

Н. А. Куликов, аспирант СПбГУТ им. М. А. Бонч-Бруевича; менеджер проектов ООО «НТЦ Протей»; kulikov@protei.ru

Развитие систем связи последних десятилетий привело к появлению архитектуры IMS. Одной из наиболее важных ее задач является поддержка качества услуг, в первую очередь минимизация задержек доступа к услугам. Однако пока данный вопрос изучен недостаточно хорошо. Предлагается математическая модель оценки качества услуг, предоставляемых сетью IMS.

Ключевые слова: IMS, NGN, ТфОП, качество обслуживания, СеМО, вариация задержки.

Введение. Появление концепции IMS (IP Multimedia Subsystem) как решения для построения мультисервисных сетей привело к эволюционному переходу сети связи общего пользования к пакетизации. Изначально технология IMS разрабатывалась консорциумом 3GPP для сетей мобильной связи 3G, затем была предложена и для фиксированных сетей связи следующего поколения (Next Generation Network, NGN). Для установления сессий, управления ими и их разделения в подсистеме IMS используется протокол сигнализации (Session Initiation Protocol, SIP), а при выполнении процессов авторизации, аутентификации и учета — прото-

кол Diameter [1]. Эти сигнальные трафики характеризуют параметры качества обслуживания (Quality of Service, QoS), поэтому остановимся на характеристиках QoS, регламентируемых рекомендациями МСЭ-Т.

В табл. 1 приведены нормированные значения показателей качества предоставления услуги в IP-сетях: средняя задержка пакетов (IP Packet Time Delay, IPTD) и вариация задержки пакетов (джиттер) (IP Packet Delay Variation, IPDV) — в зависимости от класса QoS [2]. Наиболее жесткие требования к параметрам прописаны для нулевого

Таблица 1. Показатели качества предоставления услуги в IP-сетях

Показатель качества	Классы QoS					
	0	1	2	3	4	5
IPTD, мс	100	400	100	400	1000	Н/д
IPDV, мс	50	50	Н/д	Н/д	Н/д	Н/д