

Источник: <https://cyberleninka.ru/article/v/opredelenie-mestopolozheniya-polzovatelya-v-wi-fi-seti>

УДК 621.391.1

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ В WI-FI СЕТИ**© 2011 г. *И.М. Аверин*<sup>1</sup>, *В.Т. Ермолаев*<sup>1,2</sup>, *А.Г. Флакман*<sup>1,2</sup>, *В.Ю. Семенов*<sup>2</sup><sup>1</sup> ООО «Мера-НН», Н. Новгород<sup>2</sup> Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского

vyusemenov@rambler.ru

Поступила в редакцию 16.05.2011

Предложен метод определения местоположения пользователя внутри помещения с использованием инфраструктуры локальных беспроводных сетей (WLAN) семейства Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11). В качестве метрики, применяемой для решения задачи позиционирования, используется функция частотной когерентности пространственного канала между точкой доступа и антенной пользователя. Оценивается необходимая полоса пропускания приемника. Показано, что данный метод позиционирования обеспечивает более высокую точность, чем метод, основанный на анализе распределения мощности в спектре принимаемого сигнала.

*Ключевые слова:* определение местоположения, функция частотной когерентности, многолучевой радиоканал, беспроводная локальная сеть.

**Введение**

В настоящее время все большее значение приобретает информация о местонахождении того или иного объекта. Например, в перспективных системах беспроводной передачи данных подобная информация позволяет значительно повысить качество и расширить перечень сервисов, предоставляемых пользователям. На текущий момент широкое применение нашли системы глобального позиционирования GPS и ГЛОНАСС [1, 2], которые обеспечивают точность позиционирования 5–10 м практически в любой точке земного шара. Однако такая высокая точность достигается в условиях открытой местности. Внутри зданий точность определения местоположения значительно ухудшается, что связано, в первую очередь, с многолучевым характером распространения сигналов внутри помещений.

Преодолеть указанную проблему позволяет развертывание специальных систем локального позиционирования. Такие системы находят применение на крупных стоянках машин для их охраны, складах продукции для отслеживания перемещения товаров. Они могут использоваться в крупных аэропортах и железнодорожных вокзалах для навигации пассажиров к нужным терминалам и т.д. Другое направление в решении задачи позиционирования связано с использованием уже существующих систем мобильной связи и доступа в Интернет. В частности, для локального позиционирования может

быть предложен подход, основанный на использовании существующей инфраструктуры локальных беспроводных сетей (WLAN). В состав WLAN входят так называемые точки доступа и оборудование пользователя. С позиции решения задач навигации важным моментом является то, что точки доступа размещаются стационарно в местах с известными координатами и являются приемниками сигнала в некоторой полосе частот. Оборудование пользователя (объекта с неизвестным местоположением) является передатчиком в той же полосе частот. Характеристики сигнала, принятого точкой доступа, могут использоваться для оценки координат пользователя.

Для позиционирования объектов внутри помещения обычно используются методы, известные в зарубежной литературе как «fingerprint» [3]. В их основе лежит идея позиционирования с использованием заранее сформированной базы данных, в которой хранятся сведения о значениях некоторой метрики для точек с известными координатами. Совокупность таких точек образует опорную сетку. Позиционирование производится путем сравнения выбранной метрики для текущего положения объекта со значениями метрик из базы данных и выбора ближайшей по метрике опорной точки в качестве оценки местоположения объекта. Точность позиционирования в значительной степени определяется выбором метрики. В качестве метрики обычно используется распределение мощности сигнала в рабочем диапазоне частот [4, 5]. Однако достигаемая при

этом точность является невысокой. Поэтому проблема выбора метрики является актуальной.

В настоящей работе рассматривается метод определения местоположения пользователя внутри помещения с использованием инфраструктуры WLAN семейства Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11) [6]. Предполагается, что позиционирование пользователей является дополнительным сервисом данной локальной сети. Метод относится к классу «fingerprint». В качестве метрики, применяемой для решения задачи позиционирования, предлагается использовать функцию частотной когерентности канала связи между точкой доступа и оборудованием пользователя. Предполагается, что опорная сетка формируется на этапе развертывания WLAN путем последовательного размещения тестового передатчика в точках с известными координатами и записи характеристик соответствующих сигналов, принимаемых точкой доступа.

### Метод позиционирования

**Функция частотной когерентности.** В многолучевом канале передаваемый сигнал  $s_0(t)$  распространяется по многим путям (лучам), и  $n$ -й путь характеризуется задержкой сигнала  $\tau_n$  и коэффициентом передачи  $\alpha_n$ , так что сигнал на входе приемника можно записать в виде

$$s(t) = \sum_n \alpha_n s_0(t - \tau_n). \quad (1)$$

Передающая функция  $H(f)$  канала получается из (1), если передаваемый сигнал  $s_0(t) = \exp(j2\pi f t)$ , т.е. является гармоническим сигналом единичной амплитуды. При этом

$$H(f) = \sum_n \alpha_n \exp(-j2\pi f \tau_n). \quad (2)$$

Расстояние  $r_n$ , проходимое сигналом вдоль  $n$ -го пути, связано с задержкой  $\tau_n$  очевидным соотношением  $r_n = c\tau_n$ , где  $c$  – скорость света.

Передающая функция (2) зависит от взаимного положения передатчика и приемника. Системы связи стандарта IEEE 802.11 работают в диапазонах частот 2.4 ГГц и 5–6 ГГц. В этом случае в условиях многолучевости передающая функция  $H(f)$  является высокочувствительной к изменению местоположения пользователя. Достаточно переместить передатчик на расстояние в половину длины волны ( $\approx 2$ – $3$  см или  $\approx 6$  см), чтобы показатели экспонент в (2) изменились на величину порядка  $\pi$ . Такая функция сохраняет информацию о местоположении пользователя в очень малой области пространства, что приводит к необходимости использо-

вания большого числа опорных точек. Более подходящей для решения задачи позиционирования является функция частотной когерентности канала, которая вводится следующим образом [7]:

$$\Psi(\Delta f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} H(f)H^*(f + \Delta f)df}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}, \quad (3)$$

где  $(\cdot)^*$  означает комплексное сопряжение.

Подставляя (2) в (3), получим функцию частотной когерентности канала в виде

$$\Psi(\Delta f) = \frac{\sum_n |\alpha_n|^2 \exp(j2\pi \Delta f \tau_n)}{\sum_n |\alpha_n|^2}. \quad (4)$$

Эта функция, как и функция  $H(f)$ , зависит от положения пользователя. Для ее измерения необходимо иметь два гармонических сигнала с изменяющимся разномом  $\Delta f$  по частоте. При условии  $\Delta f \ll f$  чувствительность функции  $\Psi(\Delta f)$  к изменению положения пользователя значительно меньше, чем функции  $H(f)$ .

Для двулучевого канала с разностью времен прихода лучей  $\Delta \tau$  и коэффициентами передачи  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$  модуль функции частотной когерентности (4) канала равен

$$|\Psi(\Delta f)| = |\cos(\pi \Delta f \Delta \tau)|. \quad (5)$$

На практике функция частотной когерентности может быть измерена в области частот, ограниченной полосой пропускания приемника  $\Omega$ , т.е.  $0 \leq \Delta f \leq \Omega$ . В этом случае интегрирование в (3) следует выполнять в конечных пределах. В результате получим, что

$$\Psi(\Delta f) = \frac{\int_{-\Omega/2}^{\Omega/2 - \Delta f} H(f)H^*(f + \Delta f)df}{\int_{-\Omega/2}^{\Omega/2} |H(f)|^2 df}. \quad (6)$$

Подставляя (2) в (6) и вводя функцию  $\text{sinc}(x) = \sin x/x$ , найдем следующее выражение для функции частотной когерентности канала с учетом полосы пропускания приемника:

$$\Psi(\Delta f) = \left(1 - \frac{\Delta f}{\Omega}\right) \sum_n \sum_m \alpha_n \alpha_m^* \text{sinc}[\pi(\Omega - \Delta f)(\tau_n - \tau_m)] \times \exp[j\pi \Delta f(\tau_n + \tau_m)] / \sum_n \sum_m \alpha_n \alpha_m^* \text{sinc}[\pi \Omega(\tau_n - \tau_m)]. \quad (7)$$

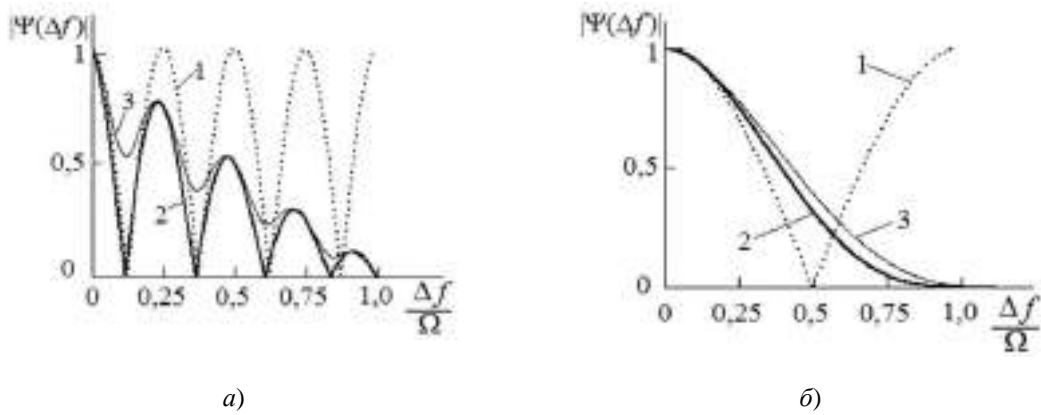


Рис. 1. Функции частотной когерентности радиоканала, когда полоса пропускания приемника больше полосы когерентности канала (а) и меньше полосы когерентности канала (б)

а) Ширина полосы пропускания приемника  $\Omega=4(\Delta\tau)^{-1}$ . 1) Модуль функции частотной когерентности канала. 2) Модуль функции частотной когерентности канала с учетом полосы пропускания приемника  $\alpha_1=\alpha_2=1$ . 3) Модуль функции частотной когерентности канала с учетом полосы пропускания приемника  $\alpha_1=1, \alpha_2=0.5$

б) Ширина полосы пропускания приемника  $\Omega=(\Delta\tau)^{-1}$ . 1) Модуль функции частотной когерентности канала. 2) Модуль функции частотной когерентности канала с учетом полосы пропускания приемника  $\alpha_1=\alpha_2=1$ . 3) Модуль функции частотной когерентности канала с учетом полосы пропускания приемника  $\alpha_1=1, \alpha_2=0.5$

Рассмотрим двулучевой канал с разностью времен прихода лучей  $\Delta\tau$ . При этом удобно считать, что  $\tau_1=-0.5\Delta\tau$  и  $\tau_2=0.5\Delta\tau$ . Значения модуля функции (7) представлены на рис. 1 в виде кривых 2 и 3, рассчитанных для двух вариантов коэффициентов передачи:  $\alpha_1=\alpha_2=1$  и  $\alpha_1=1, \alpha_2=0.5$  соответственно. Здесь также показана для сравнения функция (5) в виде кривой 1. Ширина полосы пропускания приемника принималась равной  $\Omega=4(\Delta\tau)^{-1}$  (рис. 1а) и  $\Omega=(\Delta\tau)^{-1}$  (рис. 1б).

Видно, что приемник искажает функцию частотной когерентности канала. Степень этого искажения зависит от соотношения между полосой  $\Omega$  пропускания приемника и полосой  $\Omega_{coh}$  когерентности канала, равной  $\Omega_{coh}\approx(\sigma_\tau)^{-1}$  [7], где  $\sigma_\tau$  – среднеквадратическое отклонение от средней задержки. Для двух рассматриваемых вариантов коэффициентов передачи полоса когерентности  $\Omega_{coh}=2/\Delta\tau$  и  $\Omega_{coh}=2.5/\Delta\tau$  соответственно. Таким образом, если полоса пропускания  $\Omega$  приемника выбрана больше полосы  $\Omega_{coh}$  когерентности канала, то зависимость функции частотной когерентности от параметров многолучевости ( $\tau_1, \tau_2, \alpha_1$  и  $\alpha_2$ ) проявляется достаточно хорошо, что отражается в кривых 2 и 3 на рис. 1а. В противоположном случае ( $\Omega<\Omega_{coh}$ ) основное влияние на функцию частотной когерентности оказывает полоса пропускания приемника, а не параметры многолучевости, что хорошо видно на рис. 1б.

Системы связи стандарта IEEE 802.11 основаны на технологии ортогонального частотного

мультиплексирования (Orthogonal Frequency Division Multiple – OFDM), в соответствие с которой используется дискретный набор из  $N$  ортогональных частот (поднесущих) для параллельной передачи информации. При этом  $k$ -я частота равна  $f_k = f_0 + [k - 0.5(N + 1)]\Delta f_{sc}$ , где  $\Delta f_{sc}$  – расстояние между соседними поднесущими,  $f_0$  – центральная частота. Полоса пропускания приемника  $\Omega = N\Delta f_{sc}$ .

Для OFDM-систем функция частотной когерентности многолучевого канала (6) может быть представлена в дискретной форме в виде

$$\Psi(l) = \sum_{k=1}^{N-1} H_k H_{k+l}^* / \sum_{k=1}^N |H_k|^2, \quad (8)$$

где  $H_k = H(f_k)$  – значение передаточной функции на  $k$ -й поднесущей,  $l$  – разность значений индексов поднесущих (определяет значение частотного разноса).

*Алгоритм позиционирования.* Сигнал  $s_k(x, y, z)$ , принятый от передатчика с координатами  $(x, y, z)$  на  $k$ -й поднесущей, можно записать в виде [7, 8]

$$s_k(x, y, z) = \sqrt{P_0} H_k(x, y, z) d_k + \zeta_k, \quad (9)$$

где  $P_0$  – мощность передатчика,  $H_k(x, y, z)$  – коэффициент передачи на  $k$ -й частоте,  $d_k$  – передаваемый на  $k$ -й частоте известный сигнал, предназначенный для оценки канала,  $\zeta_k$  – белый гауссов шум с нулевым средним и единичной дисперсией  $\sigma_0^2$ .

Оценку  $\hat{H}_k(x, y, z)$  коэффициента передачи найдем из (9) в виде  $\hat{H}_k(x, y, z) = s_k(x, y, z) / \sqrt{P_0} d_k$ .

Далее вычислим оценку функции частотной когерентности для разных частотных сдвигов, равную

$$\widehat{\Psi}(l, x, y, z) = \sum_{k=1}^{N-l} \widehat{H}_k(x, y, z) \times \widehat{H}_{k+l}^*(x, y, z) / \sum_{k=1}^N |\widehat{H}_k(x, y, z)|^2, \quad (10)$$

где  $l=1, 2, \dots, N-1$ . Полученные оценки  $\widehat{\Psi}(l, x, y, z)$  являются метриками точек в помещении и сохраняются в базе данных.

Предположим теперь, что пользователь находится в точке с координатами  $(x_0, y_0, z_0)$  и задачей является нахождение оценки  $(\widehat{x}_0, \widehat{y}_0, \widehat{z}_0)$  его местоположения. При этом будем считать, что для текущего положения пользователя получена оценка  $\widehat{\Psi}(l, x_0, y_0, z_0)$  функции частотной когерентности.

Предлагаемый алгоритм позиционирования (оценки координат пользователя) относится к типу «nearest-neighbor» [4] и, с учетом введенной метрики, описывается следующим выражением

$$(\widehat{x}_0, \widehat{y}_0, \widehat{z}_0) = \underset{p}{\operatorname{argmin}} \sum_{l=1}^N |\widehat{\Psi}(l, x_0, y_0, z_0) - \widehat{\Psi}(l, x_p, y_p, z_p)|^2, \quad (11)$$

где  $(x_p, y_p, z_p)$  – координаты  $p$ -го передатчика. Таким образом, пользователю приписываются координаты ближайшей опорной точки по среднеквадратической метрике, основанной на функции частотной когерентности многолучевого канала.

**Результаты моделирования**

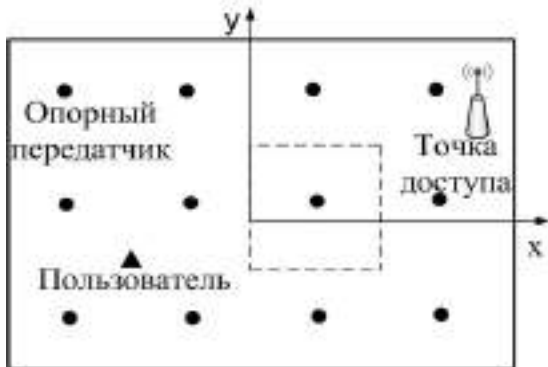


Рис. 2. Топология сети в прямоугольной комнате

*Модель беспроводного канала.* Для иллюстрации эффективности предложенного метода позиционирования рассмотрим двумерную задачу. В качестве помещения выберем однород-

ную прямоугольную комнату. Пусть для создания базы данных в комнате сформирована двумерная сетка из опорных передатчиков, расположенных с одинаковым шагом  $\Delta$  по координатам  $x$  и  $y$ . В качестве модели распространения сигналов выберем лучевую модель с двукратным отражением от стен комнаты. Такая модель является детерминированной и основанной на законах геометрической оптики. На рис. 2 показана топология рассматриваемой сети.

Комплексная амплитуда полезного сигнала, принятого точкой доступа от  $p$ -го передатчика на частоте  $f$ , с точностью до несущественного множителя равна

$$S(f) = \frac{1}{r_0} \exp(-j2\pi f r_0 / c) + \sum_{i=1}^4 \frac{\Phi}{r_i^{(1)}} \exp(-j2\pi f r_i^{(1)} / c) + \sum_{i=1}^{12} \frac{\Phi^2}{r_i^{(2)}} \exp(-j2\pi f r_i^{(2)} / c), \quad (12)$$

где  $\Phi$  – коэффициент отражения от стен комнаты. Первое слагаемое в (12) описывает сигнал, прошедший по прямому лучу, а  $r_0$  – расстояние между передатчиком и приемником. Вторая сумма дает 4 сигнала, однократно отраженные от стен комнаты, где  $r_i^{(1)}$  – соответствующие расстояния для каждого из этих сигналов. Аналогично третья сумма дает 12 двукратно отраженных сигналов, а  $r_i^{(2)}$  – расстояние для каждого из них.

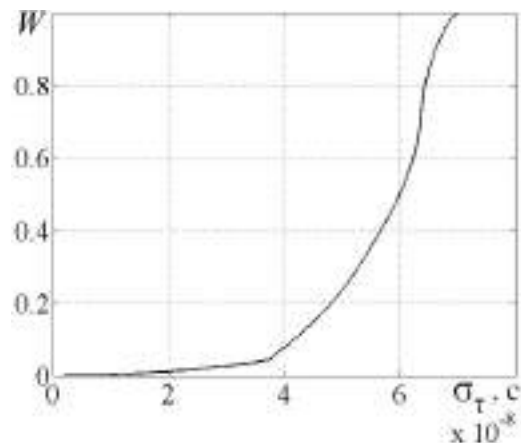


Рис. 3. Интегральная функция распределения отклонения задержки сигнала от ее среднего значения

При моделировании будем рассматривать комнату размером  $60 \times 40$  м, координаты точки доступа зададим равными  $x_{AP}=29.2$  м,  $y_{AP}=16.2$  м. Пусть центральная частота  $f_0=2.4$  ГГц, ширина полосы  $\Omega=40$  МГц, число поднесущих

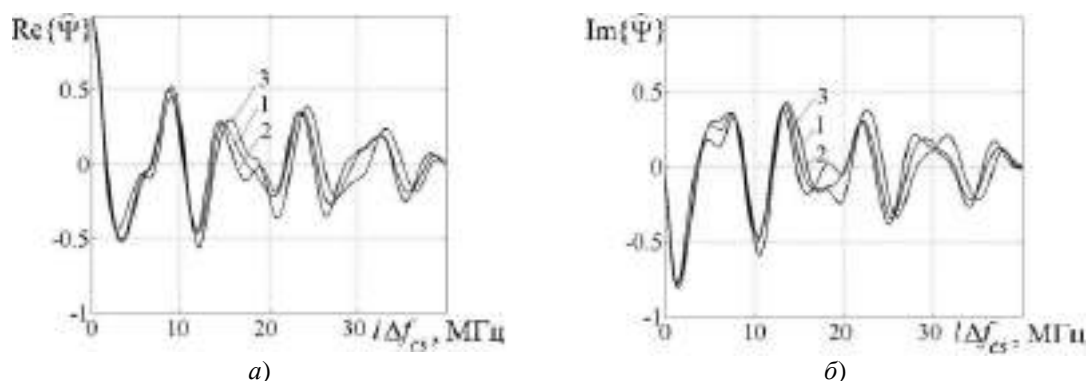


Рис. 4. Реальная (а) и мнимая (б) части функции частотной когерентности радиоканала

а) Реальная часть функции частотной когерентности радиоканала 1) для точки с координатами (2 м, 0 м); 2) для точки с координатами (2 м, 2.4 м); 3) для точки с координатами (4.4 м, 0 м)

б) Мнимая часть функции частотной когерентности радиоканала 1) для точки с координатами (2 м, 0 м); 2) для точки с координатами (2 м, 2.4 м); 3) для точки с координатами (4.4 м, 0 м)

$N_{sc}=64$ , а коэффициент отражения  $\Phi=-0.7$  и не зависит от угла падения. Величина временной дисперсии сигнала в рассматриваемой комнате характеризуется среднеквадратическим отклонением (СКО)  $\sigma_\tau$  задержки сигнала от средней задержки [8]. Для оценки  $\sigma_\tau$  зададим 10000 положений пользователя, случайным и равновероятным образом распределенных по комнате. На рис. 3 показана интегральная функция распределения  $W(\sigma_\tau)$  отклонения задержки от ее среднего значения, выраженной в наносекундах. СКО  $\sigma_\tau$  составляет 56.5 наносекунд, что соответствует  $\approx 17$  м. При этом полоса  $\Omega_{coh}$  когерентности канала  $\Omega_{coh} \approx 18$  МГц, то есть более чем в 2 раза меньше, чем полоса пропускания приемника ( $\Omega=40$  МГц).

На рис. 4 показаны реальная (слева) и мнимая (справа) части функции частотной когерентности  $\hat{\Psi}(\Delta f_{sc}, x, y)$  в зависимости от частотного разноса  $\Delta f_{sc}$  (МГц), вычисленной с помощью (9) и (10) для трех точек комнаты с координатами (2 м, 0 м), (2 м, 2.4 м), (4.4 м, 0 м) (кривые 1, 2, 3 соответственно). Видно, что функция  $\hat{\Psi}(\Delta f_{sc}, x, y)$  изменяется достаточно медленно при перемещении пользователя на расстояние 2.4 м, то есть на 10 длин волн.

**Предельная точность позиционирования.** При использовании алгоритма «nearest-neighbor» минимальная ошибка позиционирования пользователя определяется дискретностью расположения опорных точек. Плотность вероятности  $w(\rho)$  ошибки  $\rho$  дискретизации найдем из геометрических соображений. Выберем квадрат со стороной  $\Delta$ , в центре которого расположен один из передатчиков (см. рис. 2). Истинное положение пользователя является случайным внутри этого квадрата с равномер-

ной плотностью вероятности, а в качестве оценки его положения будет выбрано положение данного передатчика. Функция  $w(\rho)$  определяется отношением длины окружности радиуса  $\rho$  (при  $\rho < \Delta/2$ ) или части этой окружности (при  $\Delta/2 < \rho < \Delta$ ), помещающейся в данном квадрате, к площади  $\Delta^2$  самого квадрата. Можно показать, что

$$w(\rho) = \begin{cases} \frac{2\rho}{\Delta^2}, & 0 \leq \rho < \frac{\Delta}{2}, \\ \frac{2\rho}{\Delta^2} \left[ \pi - 4 \arccos\left(\frac{\Delta}{2\rho}\right) \right], & \frac{\Delta}{2} \leq \rho < \frac{\Delta}{2}\sqrt{2}, \\ 0, & \rho > \frac{\Delta}{2}\sqrt{2}. \end{cases} \quad (13)$$

При этом для средней ошибки дискретизации будем иметь

$$\langle \rho \rangle = \frac{\Delta}{6} \left[ \sqrt{2} + \text{Re}(\arctan \sqrt{2}) \right]. \quad (14)$$

**Ошибки позиционирования.** Для оценки эффективности предложенного метода позиционирования было проведено компьютерное Монте-Карло моделирование. Положение пользователя в рассматриваемой комнате задавалось случайным и равновероятным. При этом моделировалось 10000 реализаций. Для систем беспроводного Интернета стандарта IEEE 802.11 характерны высокие отношения сигнал/шум. Поэтому при моделировании отношение сигнал/шум выбиралось равным 30 дБ. Для каждой реализации вычислялась функция частотной когерентности (10) и оценивались координаты пользователя с помощью алгоритма (11). Далее находилась интегральная функция распределения ошибки позиционирования.

Эффективность предложенного метода будем сравнивать с эффективностью «мощностного» метода, который основан на оценке мощно-

сти сигнала  $\hat{P}(f_k, x_0, y_0)$  на  $N$  ортогональных поднесущих. Соответствующий алгоритм позиционирования имеет вид

$$(\hat{x}_0, \hat{y}_0) = \underset{P}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=1}^N [\hat{P}(f_k, x_0, y_0) - \hat{P}(f_k, x_p, y_p)]^2. \quad (15)$$

На рис. 5 представлены результаты моделирования для интегральной функции распределения ошибки позиционирования  $W(\rho)$  для двух расстояний между опорными передатчиками:  $\Delta=2$  м и 4 м (кривые 1 и 2 соответственно). Кривые 3 и 4 показывают интегральную функцию распределения ошибки дискретизации, полученную путем интегрирования функции  $w(\rho)$  из (13) для  $\Delta=2$  м и 4 м (кривые 3 и 4 соответственно). Наконец, кривые 5 и 6 отображают результаты моделирования для «мощностного» метода при  $\Delta=2$  м и 4 м соответственно.

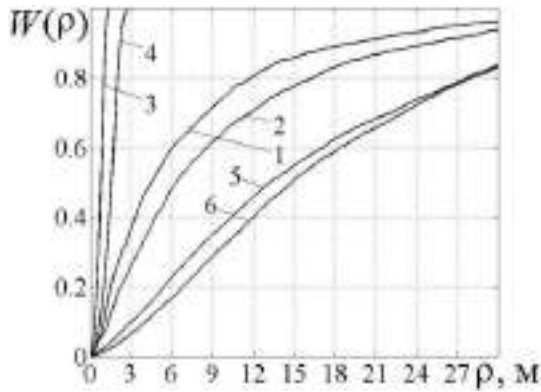


Рис. 5. Интегральные функции распределения ошибки позиционирования для двух расстояний между опорными передатчиками:

- 1) метод на основе функции частотной когерентности для  $\Delta=2$  м;
- 2) метод на основе функции частотной когерентности для  $\Delta=4$  м;
- 3) теоретическая точность для  $\Delta=2$  м;
- 4) теоретическая точность для  $\Delta=4$  м;
- 5) «мощностной» метод для  $\Delta=2$  м;
- 6) «мощностной» метод для  $\Delta=4$  м

Из представленных результатов следует, что точность метода позиционирования на основе частотной функции когерентности значительно выше точности «мощностного» метода. Так, при прочих равных условиях медианная ошибка оценки координат пользователя уменьшается с 13.3 м до 4.5 м ( $\Delta=2$  м) и с 14.8 м до 6.3 м ( $\Delta=4$  м) за счет использования предложенного метода.

Полученные выше результаты соответствуют ширине полосы  $\Omega=40$  МГц. Развитие семейства стандартов IEEE 802.11 предполагает расширение полосы до 80 МГц [9]. Поэтому представляет интерес зависимость эффектив-

ности метода от ширины полосы  $\Omega$ . На рис. 6 представлены интегральные функции распределения ошибки позиционирования  $W(\rho)$  для разных значений  $\Omega=10, 20, 40, 60$  и 80 МГц (кривые 1,2,3,4,5 соответственно). При этом число поднесущих не менялось и составляло  $N=64$ , и они равномерно распределялись по полосе. Расстояние между опорными передатчиками равно  $\Delta=2$  м. Видно, что с увеличением ширины полосы точность позиционирования возрастает. Так, для полосы 80 МГц точность по медианному уровню составляет 3.1 м вместо 6.3 м при полосе 20 МГц.

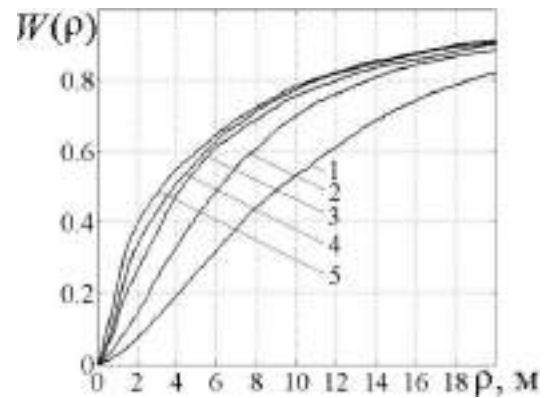


Рис. 6. Интегральные функции распределения ошибки позиционирования для разных значений используемой полосы частот:

- 1)  $\Omega=10$  МГц;
- 2)  $\Omega=20$  МГц;
- 3)  $\Omega=40$  МГц;
- 4)  $\Omega=60$  МГц;
- 5)  $\Omega=80$  МГц

### Заключение

Задача локального позиционирования пользователя может быть решена на основе существующей инфраструктуры локальных беспроводных сетей (WLAN) стандарта IEEE 802.11. В качестве метрики точки пространства целесообразно выбрать функцию частотной когерентности многолучевого канала. Для нахождения этой функции необходимо оценить коэффициенты передачи канала на ортогональных частотных поднесущих OFDM-сигнала.

Полоса пропускания приемника должна быть больше полосы когерентности канала. Чем больше отношение полосы пропускания приемника к полосе когерентности канала, тем выше точность позиционирования.

Метод позиционирования на основе функции частотной когерентности канала обеспечивает более высокую точность, чем метод, осно-

ванный на анализе распределения мощности в спектре принимаемого сигнала.

*Список литературы*

1. Rubbany A. El. Introduction to the global positioning system. London: Artech House, 2002. 194 p.
2. Харисов В.Н., Перов А.И., Болдин В.А. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС. М.: ИПРЖР, 1998. 395 с.
3. Hatami A., Alavi B., Pahlavan K., Kanaan M.A. Comparative Performance Evaluation of Indoor Geolocation Technologies // Interdisciplinary Inf. Sciences. 2006. V. 12. № 2. P. 133.

4. Bahl P., and Padmanabhan V. N. RADAR: An in-Building RF-based user location and tracking system // Proc. IEEE INFOCOM. 2000. № 2. P. 775–784.
5. Prasithsangaree P., Krishnamurthy P., and Chrysanthis P.K. On indoor position location with wireless LANs // IEEE PIMRC. 2002. № 2. P. 720–724.
6. IEEE standard 802.11. / New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2007. 1184 p.
7. Hanzo L., Munster M., Choi B.J., Keller T. OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting. IEEE press, Wiley, 2003. 980 p.
8. Прокис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800с.
9. IEEE standard 802.11g. / New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003. 78 p.

### INDOOR POSITION LOCATION WITH Wi-Fi LAN

*I.M. Averin, V.T. Ermolayev, A.G. Flaksman, V.Yu. Semenov*

A method of indoor position location with Wi-Fi LAN infrastructure (IEEE standard 802.11a) has been proposed. The frequency coherence function of a space channel between the access point and the user's antenna is used as a metric for solving the positioning problem. The required receiver bandwidth is estimated. The method proposed has been shown to provide a higher accuracy position location than the one based on the analysis of the received signal power distribution spectrum.

*Keywords:* position location, frequency coherence function, multipath radio channel, wireless local area network.