

РАДИОТЕХНИКА

Radioengineering XXI век

80 лет

11 2017

В номере:

РАДИОСИСТЕМЫ

Выпуск 217

Статистический синтез радиосистем,
№ 22

и др.



тел./факс: (495) 625-9241
e-mail: info@radiotec.ru
<http://www.radiotec.ru>

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 70775 В КАТАЛОГЕ АГЕНТСТВА «РОСПЕЧАТЬ»: ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ



РАДИОТЕХНИКА

Включен в перечень ВАК XXI век

Radioengineering

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Л.П. Андрианова, д.т.н., проф. П.А. Бакулев, д.ф.-м.н., проф. О.В. Бешкий, д.т.н., проф. А.В. Богословский, д.т.н., проф. А.Л. Бузов, д.т.н., проф. С.А. Букашкин, д.т.н., проф. Р.П. Быстров, чл.-корр. РАН В.С. Верба, д.т.н., проф. В.В. Витязев, д.т.н., проф. Э.А. Засовин, д.т.н., доцент А.В. Иванов, д.т.н., проф. Ю.Л. Козирацкий, д.ф.-м.н., проф. А.Г. Козорезов (Великобритания), к.ф.-м.н., с.н.с. В.В. Колесов (зам. главного редактора), д.ф.-м.н., проф. И.Н. Компанец, д.т.н., проф. Г.С. Кондратенков, д.т.н., проф. А.В. Коренной, д.ф.-м.н., проф. Б.Г. Кутуза, д.т.н., проф. В.И. Меркулов, д.т.н., проф. В.Н. Мещанов, д.т.н., проф. В.А. Обуховец, д.т.н., проф. А.И. Перов, д.ф.-м.н. В.П. Плесский (Швейцария), д.ф.-м.н., проф. В.В. Проклов, акад. РАН В.И. Пустовойт, д.т.н., проф. В.Г. Радзиевский, д.т.н., проф. Е.М. Сухарев, д.т.н., проф. Е.Ф. Толстов, д.т.н., проф. В.Н. Ушаков, д.т.н., проф. В.Е. Фарбер, акад. РАН И.Б. Фёдоров, д.т.н., проф. Ю.С. Шинаков, в.н.с. Энрико Верона (Италия), д.т.н., проф. С.В. Ягольников, д.т.н., проф. М.С. Ярлыков.

Главный редактор
академик РАН
Ю. В. Гуляев

EDITORIAL BOARD:

L.P. Andrianova, Academician RAS I.B. Fedorov, Academician RAS V.I. Pustovoi, Dr.Sc. (Eng.), Corresponding Member RAS V.S. Verba, Prof. P.A. Bakulev, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. O.V. Betskii, Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.V. Bogoslovskii, Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.L. Buzov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. S.A. Bukashkin, Dr.Sc. (Eng.), Prof. R.P. Bystrov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.Ye. Farber, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. I.N. Kompanets, Dr.Sc. (Eng.), Prof. G.S. Kondratenkov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.V. Korennoi, Dr.Sc. (Eng.), Prof. Yu.L. Koziratskii, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. A.G. Kozorezov (Great Britain), Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. B.G. Kutuza, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.I. Merkulov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.P. Meshchanov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.A. Obukhovets, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.P. Plessky (Switzerland), Dr.Sc. (Eng.), Prof. A.I. Perov, Dr.Sc. (Phys.-Math.), Prof. V.V. Proklov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.G. Radzievskii, Dr.Sc. (Eng.), Prof. Yu.S. Shinakov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. Ye.M. Sukharev, Dr.Sc. (Eng.), Prof. Ye.F. Tolstov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.N. Ushakov, Dr.Sc. (Eng.), Dr.Sc. (Eng.), Dr.Sc. (Eng.), Prof. V.V. Vityazev, Dr.Sc. (Eng.), Prof. S.V. Yagolnikov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. M.S. Yarlykov, Dr.Sc. (Eng.), Prof. E.A. Zasovin, Dr.Sc. (Eng.), Associate Prof. A.V. Ivanov, associate researcher Enrico Verona (Italy), Ph.D. (Phys.-Math.), Senior Research Scientist V.V. Kolesov (Deputy Editor).

Editor-in-Chief,
Academician RAS,
Yu.V. Gulyaev

Содержание

№ 11 ноябрь 2017 г.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОСИСТЕМ

(Журнал в журнале. Главный редактор – д.т.н., проф. А.И. Перов)

Методы синтеза и алгоритмы оптимальной обработки сигналов в спутниковой навигации

- Синтез и анализ эффективности компенсационного алгоритма фильтрации при воздействии имитационных помех
Перов А.И., Инполитов С.П. 4
- Определение взаимной ориентации и положения транспортных средств с помощью DSRC сигналов
Корогодин И.В., Днепров В.В. 9
- Синтез слабосвязанного алгоритма комплексирования НАП СРНС и ИНС, работающего по наблюдениям псевдодальностей и псевдоскоростей от НКА
Инчагов Ю.М., Шатилов А.Ю. 22
- Пространственно-временной алгоритм обработки сигнала в условиях многолучевого распространения для приемников с антенной решеткой
Харисов В.Н., Пельтин А.В. 32
- Модификация адаптивного фильтра с усреднением по апостериорной плотности вероятности
Куликов Р.С., Захарова Е.В. 39

Анализ алгоритмов обработки сигналов в спутниковой навигации

- Метод временного накопления – основа технологии мониторинга сигналов ГНСС
Харисов В.Н., Пельтин А.В., Валуйев Е.В. 46

Анализ помехоустойчивости навигационного приемника, работающего по импульсному сигналу с внутримпульсной фазовой манипуляцией
Перов А.И.

55

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ В РАДИОТЕХНИКЕ

Методика вычисления статистической оценки показателей надежности измерительных газоаналитических систем специального назначения
Канищев О.А., Лямец Л.Л., Якименко И.В.

66

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ И УСТРОЙСТВ

Обнаружение постепенных отказов в дублированной системе с использованием нечеткой логики
Шишкин В.Ю., Волобуев М.Ф., Скогорев К.К.

72

АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ: ПЕРЕДАЧА, ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Определение параметров доплеровского спектра сигнала, отраженного от цели и широкополосной помехи, методом максимального правдоподобия
Жураковский В.Н., Логвиненко А.С.

78

Оптимальная синхронизация и демодуляция радиосигнала с многопозиционной фазовой манипуляцией
Симонгауз В.И.

87

ПРОБЛЕМЫ И ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ

Сравнительный анализ классических РСА и ММО РСА в задачах дистанционного зондирования земли
Слукин Г.П., Федоров И.Б., Чапурский В.В.

97

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ, РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА

Прогнозирование технического состояния радиоэлектронного оборудования
Сидорчук В.П., Цуприян В.А.

104

Анализ информационных потерь, вызванных линейным участком характеристики блока нелинейного преобразования следящего измерителя
Артюшенко В.М., Воловач В.И.

114

Contents

№ 11 November 2017

STATISTICAL SYNTHESIS OF RADIOSYSTEMS

(Journal in Journal. Editor-in-Chief – Dr. Sci. (Eng), prof. A.I. Perov)

Methods of synthesis and algorithms of optimal signal processing in satellite navigation

Synthesis and analysis of the compensation filtering algorithm efficiency under the influence of imitation interference
Perov A.I., Ippolitov S.P.

8

Mutual angular V2V determinations with DSRC utilization
Korogodin I.V., Dneprov V.V.

21

A Loosely-Coupled GNSS and INS Integration Algorithm using satellite pseudorange and pseudorange rate measurements
Inchagov Yu.M., Shatilov A.Yu.

31

The spatial-temporal algorithm for processing of multipath signal for receivers with an antenna array
Kharisov A.V., Peltin A.V.

38

Modification of the adaptive filter with averaging over a posteriori probability density
Kulikov R.S., Zakharova E.V.

45

Analysis of signal processing algorithms in satellite navigation

The temporary accumulation method – basis of GNSS signals monitoring technology
Kharisov V.N., Peltin A.V., Valuev E.V.

54

Noise immunity analysis of navigation receiver operated with pulse signal with inside phase shift keying
Perov A.I. 65

MATHEMATICAL METHODS IN RADIO ENGINEERING

Method for calculating the statistical estimation of reliability indicators of measuring gas analytical systems for special purposes
Kanischev O.A., Lyamets L.L., Yakimenko I.V. 71

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS AND DEVICES

Detection of gradual failure in a duplicated system using fuzzy logic
Shishkin V.Yu., Volobuev M.F., Skogorev K.K. 77

FUNCTIONAL ALGORITHMS: SIGNAL TRANSMISSION, RECEPTION AND PROCESSING

Determination of the parameters of the Doppler spectrum of the signal reflected from the target and broadband interference by the maximum likelihood method
Zhurakovsky V.N., Logvinenko A.S. 85

Optimal synchronization and demodulation of radio signal with multiposition phase manipulation
Simongauz V.I. 96

ANTENNAS, RADIO-WAVE PROPAGATION AND MICROWAVE ENGINEERING

Comparative analysis of classical SAR and MIMO SAR in the earth remote sensing problems
Slukin G.P., Fedorov I.B., Chapursky V.V. 102

INFORMATION TECHNOLOGIES, RADIO ENGINEERING CIRCUITS AND CIRCUIT-ELEMENT BASE

To the question of forecasting of technical state of aviation electronic equipment
Sidorchuk V.P., Cuprian V.A. 110

Analysis of information loss caused by linear section of nonlinear transformation unit in tracking meter
Artyushenko V.M., Volovach V.I. 111

Все статьи, представленные в данном выпуске журнала, соответствуют номенклатуре специальностей научных работников (Приказ Минобрнауки РФ от 11.08.2009 № 294) по отраслям физико-математических, технических и химических наук.

"Radiotekhnika" (Radioengineering) is the leading scientific and technical journal in Russia. It covers wide spectrum of problems in priority areas of the development in communication, radar, navigation, and radioelectronics. Established in 1937.

Журнал «Радиотехника» переводится на английский язык.

Необходимую информацию о журнале и полный список опубликованных статей, а также аннотации к ним Вы найдете на нашем сайте <http://www.radiotec.ru>

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-25036 от 12 июля 2006 г.
Сдано в набор 21.10.2017. Подписано в печать 27.11.2017. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Гарнитура «Times New Roman».
Печ.л. 14,25. Тираж 600 экз. Изд. № 54.
ООО «Издательство «Радиотехника»: 107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/б. Тел./факс: (7-495)625-92-41, (7-495)625-78-72.
E-mail: info@radiotec.ru

Дизайн и доредакционная подготовка ООО «САЙНС-ПРЕСС».
Отпечатано в ФГУП Издательство «Известия». 127254, ул. Добролюбова, д. 6. Телефон (495) 650-38-80. izv-udprf.ru
Заказ № 3433.

ISSN 0033-8486

© ООО «Издательство «Радиотехника», 2017 г.

Незаконное тиражирование и перевод статей, включенных в журнал, в электронном и любом другом виде запрещено и карается административной и уголовной ответственностью по закону РФ «Об авторском праве и смежных правах»

УДК 621.396

Определение взаимной ориентации и положения транспортных средств с помощью DSRC сигналов

© Авторы, 2017

© ООО «Издательство «Радиотехника», 2017

И.В. Корогодин – к.т.н., доцент, кафедра радиотехнических систем, «Национальный исследовательский университет «МЭИ»
E-mail: korogodin@srns.ru

В.В. Днепров – аспирант, кафедра радиотехнических систем, «Национальный исследовательский университет «МЭИ»
E-mail: vvdneprov@mail.ru

Рассмотрен способ определения относительной ориентации автомобилей в системах автомобиль–автомобиль (V2V). Приведены алгоритм оценивания относительной ориентации, экспериментальные результаты и анализ источников ошибок. Получены результаты моделирования антенной системы, позволяющие учесть взаимное влияние антенн друг на друга и оценить вклад в ошибку угловых измерений. Отмечено, что результаты экспериментов подтверждают работоспособность предложенного способа.

Ключевые слова: V2V, V2I, угломерная аппаратура, беспилотные автомобили, взаимное позиционирование, DSRC, WiFi.

In this paper we describe a relative vehicle-to-vehicle (V2V) attitude estimation approach, an algorithm, experimental results and analysis of error sources. We also describe antenna system electromagnetic simulation results which allow to estimate how mutual influence of antennas decreases angular measurements accuracy. Experimental results prove workability of proposed approach.

Keywords: V2V, V2I, attitude determination, unmanned vehicle, mutual positioning, DSRC, WiFi.

Взаимные угловые измерения в системах V2V (vehicle-to-vehicle) полезны во многих приложениях: автономное вождение, помощь водителю, совместное позиционирование и др. Они могут внести существенный вклад в повышение точности и надежности определения взаимного положения автомобилей. Для сугубо дальномерных методов позиционирования в автомобильных приложениях характерен плохой геометрический фактор. В большинстве ситуаций автомобили движутся цепочкой вдоль дороги. В таких условиях дальномерные методы дают хорошую точность позиционирования вдоль дороги, но не поперек. Данная проблема может быть решена применением угломерных измерений [1]. Углы в совокупности с дальномерными измерениями позволяют точнее определять положение и ориентацию относительно других автомобилей.

Угломерная система оценивает направление на другие автомобили (угол между линией визирования (ЛВ) и продольной осью автомобиля). Реализовать ее можно путем обработки сигналов, излучаемых другим автомобилем (рис. 1). Но можно построить систему, позволяющую измерить и угол между линией визирования и продольной осью передающего автомобиля. Для этого, например, передатчик может излучать сигналы с помощью нескольких антенн.

Оценка сразу двух углов дает существенные преимущества. Когда передатчик и приемник меняются ролями, получаем два независимых измерения для каждого угла. Сравнивая эти измерения, можно находить и отбраковывать аномальные результаты.

В качестве таких измерительных сигналов в данной работе рассматриваются сигналы DSRC IEEE 802.11p. DSRC (Dedicated Short Range Communications) – это стандарт V2V и V2I (vehicle-to-infrastructure) связи, родственен стандарту Wi-Fi IEEE 802.11n. Сигналы DSRC имеют модуляцию с ортогональным частотным разделением (OFDM), несущую частоту в диапазоне 5,8...5,9 ГГц. Полоса сигналов составляет 10 МГц (опционально 20 МГц), излучаемая мощность находится в пределах 15...45 дБм [2–5]. В современных стандартах интеллектуальных транспортных систем, основанных на DSRC, заложены короткие информационные сообщения о безопасности [6]. Эти сообщения имеют высокий приоритет и стабильный пе-



Рис. 1. Конфигурация взаимных угловых измерений

риод, что делает их хорошей основой для угломерных измерений. Сообщения безопасности названы в стандартах США как Basic Safety Message (BSM) [2, 3] и Cooperative Awareness Message (CAM) в европейских стандартах [7]. Период сообщения BSM составляет 100 мс, длина 300 байт, период CAM по умолчанию 500 мс, длина 800 байт.

Примерно 7% современных автомобилей оснащены трансиверами DSRC, ожидается существенное увеличение их числа в ближайшие годы с развитием беспилотных автомобилей и электромобилей. Использование сигналов уже существующей и используемой системы имеет особое практическое и экономическое преимущество. Возможно добавление угломерной функции в уже имеющиеся трансиверы.

Реализация дальномерных измерений на основе сигналов IEEE 802.11р затруднительна, в то время как угломерные измерения могут быть реализованы.

Ц е л ь р а б о т ы – представить алгоритм оценивания углов на основе DSRC-сигналов, результаты имитационного моделирования, экспериментальных исследований и анализ источников ошибок.

Алгоритм обработки сигналов



Рис. 2. Линия визирования передатчик–приемник

Подход к постановке и решению задачи синтеза алгоритма обработки сигналов вдохновлен работами В.Н. Харисова. Рассмотрим модель наблюдений комплексных OFDM-сигналов, принимаемых M антеннами (см. рис. 2). Каждый сигнал содержит K поднесущих частот и излучается собственной передающей антенной. Всего излучается N сигналов, по одному с каждой из N передающих антенн.

Считаем, что наблюдения поступают на некотором временном интервале, и за время наблюдения

получено L отсчетов. Обозначим далее: n – индекс передающей антенны; m – индекс приемной антенны; k – индекс поднесущей; l – индекс времени. Тогда модель наблюдений представим в виде

$$y_l = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N S_{k,n,l} + \mathbf{n}_l, \quad (1)$$

где $y_l = [y_{1,l} \dots y_{M,l}]^T$ – комплексный вектор наблюдений (например, отсчетов с выхода аналогово-цифрового преобразователя (АЦП)) для l -го момента времени; \mathbf{n}_l – комплексный аддитивный белый шум с ковариационной матрицей \mathbf{N} .

Опишем антенные системы соответствующими векторами фокусировки. Под вектором фокусировки понимается вектор выходных комплексных сигналов (нормированных на любой из них) антенной системы при приеме тестового сигнала с направления θ . Направление θ может быть задано через углы, кватернион ориентации и т.п.

Введем обозначения: $\mathbf{H}_{t,k} = \mathbf{H}_{t,k}(\theta_t)$ – вектор фокусировки ($N \times 1$) передающей антенной системы для направления θ_t и k -й поднесущей; $\mathbf{H}_{r,k} = \mathbf{H}_{r,k}(\theta_r)$ – вектор фокусировки ($M \times 1$) приемной антенной системы для направления θ_r . Тогда вектор сигналов $S_{k,n,l}$ может быть записан как

$$S_{k,n,l} = S_{k,n,l}(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{H}_{k,n}(\theta_r, \theta_t) G_{k,n,l} e^{j\varphi_k}, \quad (2)$$

$$G_{k,n,l} = h_{k,n,l} \exp \left[j(\omega_0 + \omega_k) t_l \right], \quad (3)$$

где φ_k – случайная начальная фаза для k -й поднесущей ($\varphi = [\varphi_1 \dots \varphi_K]^T$); $\mathbf{H}_{k,n}$ – n -й столбец матрицы $\mathbf{H}_{r,k} \mathbf{H}_{t,k}^T$, $G_{k,n,l}$ – сигнал в n -й передающей антенны на k -й поднесущей; ω_0 и ω_k – промежуточная и под-

несущая частоты, t_l – l -й момент времени; $h_{k,n,l}$ – модулирующая функция, полагаемая известной (она может быть получена в процессе демодуляции данных перед оценением углов относительной ориентации).

Модель наблюдений (1) содержит три неизвестных случайных вектора: 1) направление на линию визирования θ , со стороны передатчика; 2) направление на линию визирования θ_r , со стороны приемника; 3) вектор начальных фаз ϕ . Рассмотрим алгоритм оценивания этих параметров. Будем искать оценки по критерию минимума среднего риска при простой функции потерь. В этом случае за оценку искомых параметров принимается аргумент максимума апостериорной плотности вероятности наблюдений [8]:

$$\{\hat{\theta}_l, \hat{\theta}_r, \hat{\phi}\} = \arg \max_{\theta_l, \theta_r, \phi} \left\{ p(\theta_l, \theta_r, \phi | y_l^L) \right\}, \quad (4)$$

$$p(\theta_l, \theta_r, \phi | y_l^L) = c p_{pr}(\theta_l, \theta_r) p(y_l^L | \theta_l, \theta_r, \phi), \quad (5)$$

где $p(\theta_l, \theta_r, \phi | y_l^L)$ – апостериорная плотность вероятности; p_{pr} – априорное распределение искомых параметров; c – нормировочная константа.

В приведенной записи компоненты вектора ϕ полагаются равномерно распределенными на интервале $[0; 2\pi]$ независимыми случайными величинами. Данное допущение достаточно грубое, но оно позволяет синтезировать алгоритм, более устойчивый к условиям распространения сигнала.

Полагая априорные распределения θ_l и θ_r гауссовскими с ковариационными матрицами $D_{pr,l}$, $D_{pr,r}$ и средними значениями $\theta_{pr,l}$ и $\theta_{pr,r}$, выражение (4) запишем в виде формулы

$$\{\hat{\theta}_l, \hat{\theta}_r, \hat{\phi}\} = \arg \max_{\theta_l, \theta_r, \phi} \left\{ -\frac{1}{2} \|\theta_l - \hat{\theta}_{pr,l}\|_{D_{pr,l}}^2 - \frac{1}{2} \|\theta_r - \hat{\theta}_{pr,r}\|_{D_{pr,r}}^2 - \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \left\| y_l - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N S_{k,n,l}(\theta_l, \theta_r, \phi) \right\|_N^2 \right\}, \quad (6)$$

где $\|v\|_N^2 = v^+ N^{-1} v$ – квадратичная форма; индекс $+$ – эрмитово сопряжение.

Третье слагаемое может быть преобразовано к виду

$$\sum_{l=1}^L \left\| y_l - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N S_{k,n,l}(\theta_l, \theta_r, \phi) \right\|_N^2 = \sum_{l=1}^L \|y_l\|_N^2 - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \|q_{k,n}\|_N^2 + \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\| q_{k,n} - H_{k,n}(\theta_r, \theta_l) e^{j\phi_k} \right\|_N^2, \quad (7)$$

где $q_{k,n}$ – вектор корреляционных сумм для k -й поднесущей n -го излученного сигнала:

$$q_{k,n} = \sum_{l=1}^L y_l G_{n,k,l}^+. \quad (8)$$

Оценим компоненты вектора ϕ . При фиксированных θ_l, θ_r максимуму (6) соответствует

$$\hat{\phi}_k(\theta_l, \theta_r) = \arg \min_{\phi} \left\{ \sum_{n=1}^N \left\| q_{k,n} - H_{k,n}(\theta_r, \theta_l) e^{j\phi_k} \right\|_N^2 \right\}. \quad (9)$$

Квадратичная форма (в случае диагональной матрицы N с элементами σ^2) принимает вид

$$\sum_{n=1}^N \left\| q_{k,n} - H_{k,n}(\theta_r, \theta_l) e^{j\phi_k} \right\|_N^2 = \sum_{n=1}^N \|q_{k,n}\|_N^2 - 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{\sigma^2} H_{k,n}^+(\theta_l, \theta_r) q_{k,n} e^{-j\phi_k} \right\} + \frac{1}{\sigma^2} H_{k,n}^+(\theta_l, \theta_r) H_{k,n}(\theta_l, \theta_r), \quad (10)$$

где только второе слагаемое зависит от начальной фазы. Следовательно,

$$\hat{\phi}_k(\theta_l, \theta_r) = \arg \max_{\phi} \left\{ \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi_k} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} H_{k,n}^+(\theta_l, \theta_r) q_{k,n} \right\} \right\}. \quad (11)$$

Искомый максимум достигается при выполнении равенства

$$\operatorname{Re} \left\{ e^{-j\varphi_k} \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n} \right\} = \left| \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n} \right|,$$

где $|x|$ – модуль комплексного числа x .

В результате запишем

$$\hat{\varphi}_k = \arg \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n}. \quad (12)$$

Подстановкой (7), (10), (12) в (6) получаем

$$\begin{aligned} \left\{ \hat{\boldsymbol{\theta}}_t, \hat{\boldsymbol{\theta}}_r \right\} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r} & \left\{ -\frac{1}{2} \left\| \boldsymbol{\theta}_t - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{pr},t} \right\|_{D_{\text{pr},t}}^2 - \frac{1}{2} \left\| \boldsymbol{\theta}_r - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{\text{pr},r} \right\|_{D_{\text{pr},r}}^2 + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n} \right| - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{H}_{k,n} (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \right\}. \end{aligned} \quad (13)$$

При отсутствии априорной информации и независимости диаграммы направленности антенн по мощности от направления прихода сигнала (случай постоянного отношения сигнал/шум) алгоритм оценивания направлений на линию визирования может быть упрощен:

$$\left\{ \hat{\boldsymbol{\theta}}_t, \hat{\boldsymbol{\theta}}_r \right\} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r} \left\{ \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n} \right| - \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{H}_{k,n} (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \right\}. \quad (14)$$

Если диаграмма направленности каждой антенны не зависит от направления прихода сигнала (отношение сигнал/шум не зависит от направления), тогда алгоритм оценивания сводится к виду

$$\left\{ \hat{\boldsymbol{\theta}}_t, \hat{\boldsymbol{\theta}}_r \right\} = \arg \max_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r} \left\{ \sum_{k=1}^K \left| \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_{k,n}^+ (\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_r) \mathbf{q}_{k,n} \right| \right\}. \quad (15)$$

Алгоритм состоит из шести шагов (рис. 3).

Шаг 1. Принять и сохранить реализации сигналов.

Шаг 2. Демодулировать сигналы и декодировать данные.

Шаг 3. Восстановить модулирующую функцию поднесущих $G_{k,n,l}$ на основе принятых данных.

Шаг 4. Вычислить корреляционные суммы $\mathbf{q}_{k,n}$ для каждой поднесущей и каждой передающей антенны.

Шаг 5. Загрузить функции $\mathbf{H}_{t,k}(\boldsymbol{\theta}_t)$ и $\mathbf{H}_{r,k}(\boldsymbol{\theta}_r)$ для передающей и приемной антенных систем.

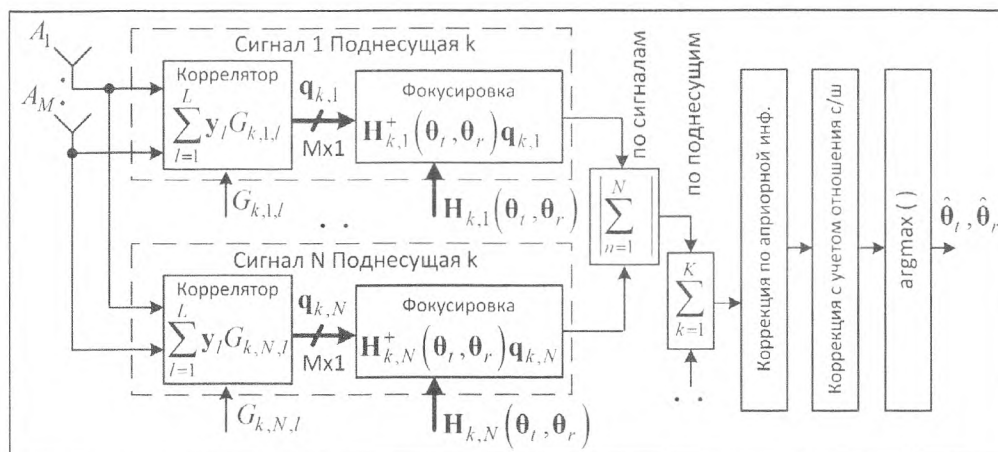


Рис. 3. Схема алгоритма оценивания угла излучения/прихода сигнала

Шаг 6. Перебирая возможные значения $\boldsymbol{\theta}_t$ и $\boldsymbol{\theta}_r$, найти максимум (13) (при наличии априорной информации) или (14) (в случае отсутствия таковой). Искомыми оценками $\hat{\boldsymbol{\theta}}_t, \hat{\boldsymbol{\theta}}_r$ являются соответствующие аргументы максимума.

Рассмотрим «идеальный» случай антенной системы из независимых всенаправленных антенн. Положение m -й антенны в системе координат (СК) XYZ (рис. 2) характеризуется радиус-вектором \mathbf{r}_m . Направление линии визирования приемник–передатчик задается единичным вектором \mathbf{k} в той же СК. В этом случае разности фаз определяются скалярными произведениями $\mathbf{k}^T \mathbf{r}_m$, все амплитуды равны, а вектора фокусировки принимают вид

$$\mathbf{H}_k(\boldsymbol{\theta}) = \left[\exp \left[j \frac{\omega_0 + \omega_k}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_1) \right] \dots \exp \left[j \frac{\omega_0 + \omega_k}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1) \right] \right]^T, \quad (16)$$

где c – скорость света.

Элементы вектора фокусировки (16) для k -й поднесущей могут быть выражены через соответствующие элементы вектора фокусировки для промежуточной частоты:

$$H_{k,m}(\boldsymbol{\theta}) = \exp \left[j \frac{\omega_0}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_1) \right] \exp \left[j \frac{\omega_k}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_1) \right]. \quad (17)$$

Можно обобщить (17) на случай произвольной конфигурации антенной системы:

$$H_{k,m}(\boldsymbol{\theta}) \approx H_{0,m}(\boldsymbol{\theta}) \exp \left[j \frac{\omega_k}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_1) \right], \quad (18)$$

где $H_{0,m}(\boldsymbol{\theta})$ – вектор фокусировки антенной системы на промежуточной частоте, который может быть получен с помощью электродинамического моделирования или с помощью измерений в безэховой камере.

Антенная система. Алгоритм оценивания не ограничивает тип антенной системы. Выражение (13) подходит для амплитудных пеленгаторов, интерферометров и их комбинаций. В данной работе для моделирования и экспериментальных исследований выбрана эквидистантная линейная антенная решетка с всенаправленными антеннами. Предлагаемый вариант исполнения антенной системы представлен на рис. 4. Система состоит из трех вибраторов, размещенных на металлической подложке. Расстояние между антеннами и их высота составляют примерно половину длины волны ($50/2 = 25$ мм). Вибраторы закрыты радиопрозрачной крышкой.

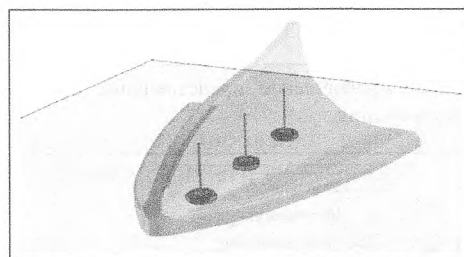


Рис. 4. Эскиз рассматриваемого варианта исполнения антенной системы

Есть несколько причин выбора такого варианта антенной системы: DSRC поддерживает передачу данных в отсутствии прямой видимости, антенны могут располагаться в салоне автомобиля. Но для измерения направления прихода сигнала антенная система должна размещаться на кузове автомобиля в области прямой видимости. Выбранное число антенн позволяет контролировать получаемые измерения и легко их интерпретировать, а расстояние между вибраторами позволяет разрешить фазовую неоднозначность. Длина вибраторов выбрана из соображений согласования импеданса и минимизации размеров.

Рассмотрим разность фаз сигналов для разных приемных антенн как функцию угла прихода сигнала, измеряемого в горизонтальной плоскости (θ на рис. 8). Для эквидистантной линейной антенной решетки с независимыми антеннами разность фаз зависит от угла как синус угла (из (16)):

$$\psi_{\text{indep},m1,k}(\theta) = \frac{\omega_0 + \omega_k}{c} \mathbf{k}^T(\boldsymbol{\theta}) (\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_1) = \frac{(\omega_0 + \omega_k) l_{m1}}{c} \sin(\theta), \quad (19)$$

где l_{m1} – расстояние между m -й и первой антеннами.

В таком случае вектор фокусировки может быть записан как

$$\mathbf{H}_{\text{indep},k}(\boldsymbol{\theta}) = \left[1 \exp \left[j \psi_{\text{indep},21,k}(\boldsymbol{\theta}) \right] \dots \exp \left[j \psi_{\text{indep},M1,k}(\boldsymbol{\theta}) \right] \right]^T. \quad (20)$$

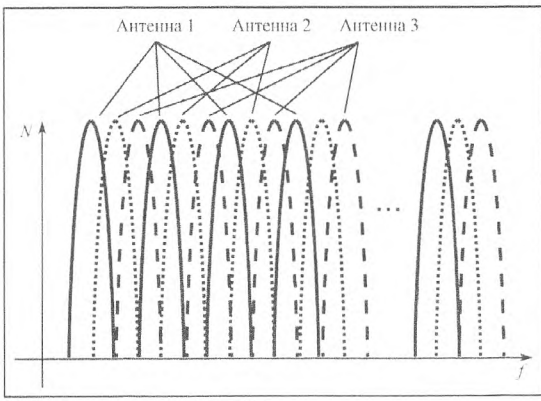


Рис. 5. Графическое представление распределения поднесущих между передающими антеннами

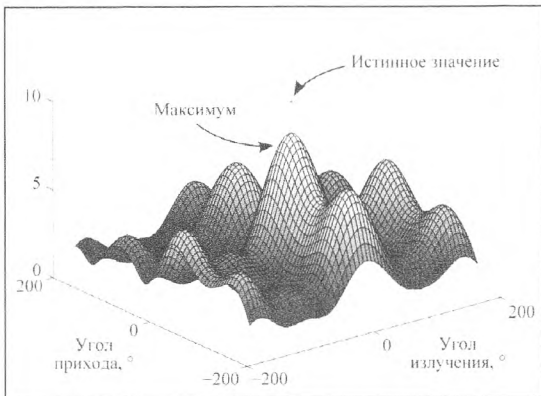


Рис. 6. Графическое представление процесса моделирования

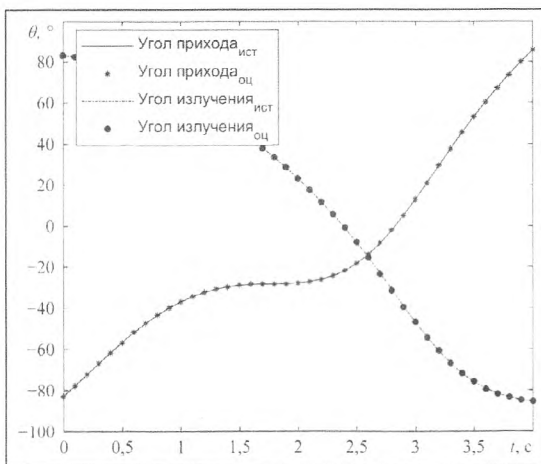


Рис. 7. Графики оценок и истинных значений углов в процессе маневра обгона

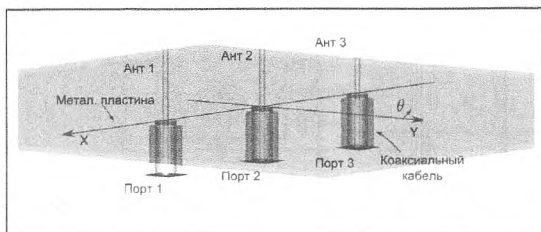


Рис. 8. 3D-вид модели антенной системы в CST

Шумовые ошибки. Было проведено имитационное моделирование полученного алгоритма. Моделировался маневр обгона одного автомобиля другим. Антенные системы обоих автомобилей соответствуют рассмотренной ранее линейной антенной решетке. Разработанная модель включает в себя трансиверы на двух автомобилях, распространение сигнала по каналу прямого прохождения (без замираний) и синтезированный алгоритм оценивания углов. Каждая антенна излучает свою часть поднесущих DSRC сигнала, как показано на рис. 5.

Размер передаваемых данных в каждом пакете составляет 300 байт [3, 9], общая излучаемая мощность – 15 дБм, уровень спектральной плотности мощности собственного шума приемника –170 дБм/Гц.

Имитационное моделирование показало работоспособность синтезированного алгоритма. Ошибки оценивания, обусловленные собственным шумом приемника, были малы (рис. 6 и 7).

По аналогии с системами на основе Wi-Fi [10–12] можно ожидать, что ошибка оценивания, обусловленная собственными тепловыми шумами, пренебрежимо мала по сравнению с ошибками, вызванными многолучевостью, взаимным влиянием антенн, неидентичностью характеристик приемных трактов и пр.

Электродинамическое моделирование

Антенные элементы в выбранной системе расположены близко, поэтому допущение о их независимости является грубым. Они влияют друг на друга и на подстилающую поверхность. Зависимость разности фаз от угла прихода сигнала оказывается более сложной и отличается от случая независимых антенн. С помощью электродинамического моделирования можно оценить разницу $\varepsilon_{\psi} = \psi - \psi_{indep}$ между «идеальным» случаем независимых антенн и случаем, когда антенны влияют друг на друга.

Модель выбранной антенной системы была разработана в пакете CST Microwave Studio (рис. 8). Она близка к реальной антенной решетке, использованной в экспериментах, рассмотренных далее.

Модель содержит металлический экран (идеальный проводник), три четвертьволновых вибратора и подводящие мощность коаксиальные кабели. Размер металлического экрана 15×15 см. Вибраторы являются продолжением центральных жил соответствующих кабелей с диаметром 1,1 мм. Расстояние между соседними вибраторами $\lambda/2$. Диаметр диэлектрической части кабеля 3,92 мм. Диаметр оплетки кабелей 6 мм, она соединена с экраном. На расстоянии 1 см от экрана расположены три порта – источники тестовых сигналов.

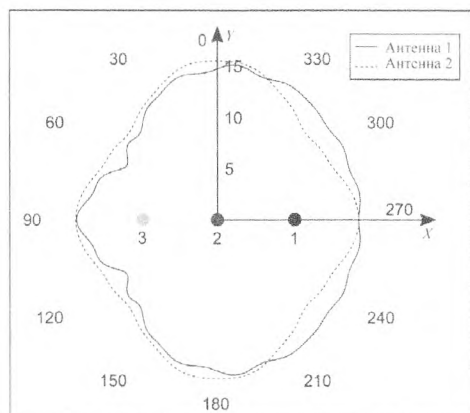


Рис. 9. Графики ДН по мощности, дБВ/м, в горизонтальной плоскости для вертикальной поляризации

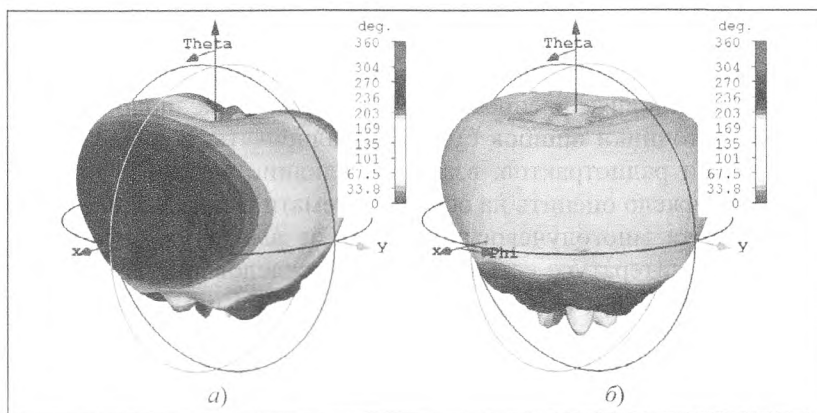


Рис. 10. Графики фазовых ДН theta-компоненты поля: для антенны 1 (а) и антенны 2 (б)

В результате моделирования были получены фазовая диаграмма направленности (ДН) и ДН по мощности для каждого порта. Ввиду симметрии антенной системы результаты для первой и третьей антенны (порта) эквивалентны, поэтому далее будут рассмотрены разности между средней и любой из крайних антенн. Аналогично достаточно рассмотреть разности фаз ψ_{31} между третьей и первой антеннами и ψ_{21} между второй и первой антеннами.

На рис. 9 представлены срезы ДН по мощности в горизонтальной плоскости для вертикальной поляризации. Обе ДН отличаются от ожидаемой для вибратора круговой ДН и не равны между собой: разность между ДН достигает 2 дБ, неравномерность ДН боковой антенны около 5 дБ.

Несмотря на то, что амплитуда зависит от направления, эта зависимость слаба в сравнении с аналогичной зависимостью для фаз. Фазовые ДН представлены на рис. 10. Срезы фазовых ДН двух антенн в горизонтальной плоскости значительно отличаются. Это отличие позволяет оценивать углы прихода/излучения сигнала путем сравнения фаз.

Сравним разности фаз, полученные с помощью электродинамического моделирования, и разности фаз, рассчитанные по формуле (19) для случая независимых антенн. Графики разности фаз как функции от угла в горизонтальной плоскости представлены на рис. 11.

Разности фаз, полученные в модели CST, близки к аналогичным для случая независимых антенн, но все же есть небольшое расхождение в 10...20°. Это расхождение может вносить ошибку в оценивание углов прихода/излучения сигнала до 10° (рис. 12).

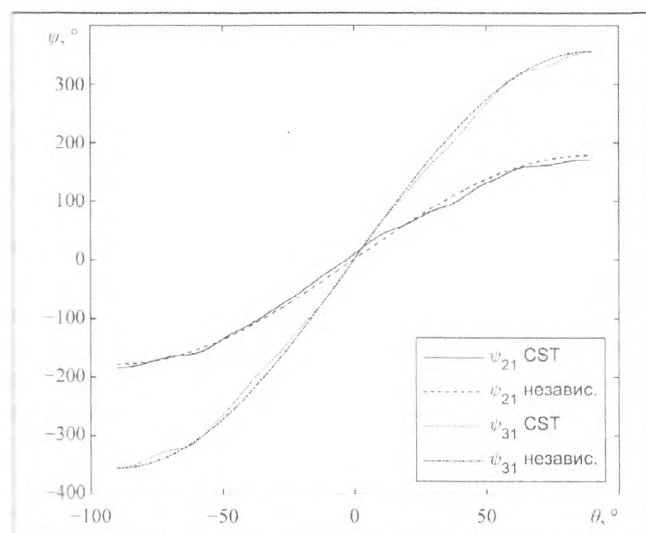


Рис. 11. Графики разности фаз в модели CST и в модели независимых антенн

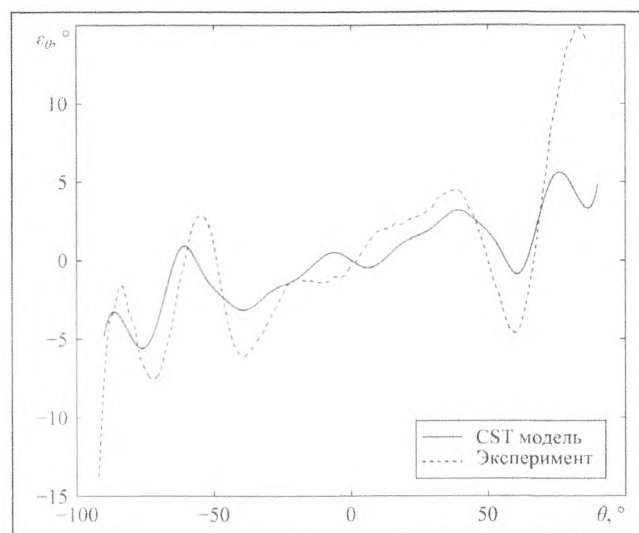


Рис. 12. Графики ошибок оценок угла, вызванных неучтенным взаимным влиянием антенных элементов и подстилающей поверхности

Проведение экспериментальных исследований

Как было показано выше, тепловой шум приемника не вызывает существенных ошибок оценивания в реальных условиях распространения. Можно предположить (и эксперименты это подтверждают), что прочие источники ошибок будут превалировать. В числе таких источников – многолучевость, ошибки калибровки радиотрактов, взаимное влияние антенн и влияние корпуса транспортного средства. Эти факторы тяжело оценить на основе математических моделей, требуется эксперимент.

Ошибка многолучевости зависит от амплитуды, фазы и направления прихода переотраженного сигнала. В литературе есть результаты исследований многолучевых каналов распространения применительно к транспортным средствам [1, 13–16]. Кроме того, дополнение 802.11-14/0259r0 стандарта IEEE 802.11 определяет модель V2V канала с замираниями [17]. Но эти исследования сфокусированы на больших интервалах задержки отраженного сигнала, их модели хорошо описывают межсимвольную интерференцию, но не подходят для оценки влияния многолучевости на угловые измерения.

Эксперимент требуется и для оценки искажения диаграмм направленности из-за взаимного влияния антенн и корпуса транспортного средства. Представленные выше результаты электромагнитного моделирования являются лишь первым приближением, не учитывающим множества факторов.

Макеты. Для проведения экспериментов были созданы макеты приемника и передатчика V2V угловой измерительной системы. И передатчик, и приемник основаны на коммерческих WiFi IEEE 802.11n модулях Intel 5300. Сигналы стандартов Wi-Fi 802.11n и DSRC 802.11p имеют близкую несущую частоту (5,3 и 5,9 ГГц), мощность, структуру и длительность. Сигнал WiFi обладает вдвое большей минимальной полосой, но ее легко сократить до необходимой, обрабатывая половину поднесущих. Перечисленные параметры определяют и ошибку многолучевости, и эффекты взаимного влияния. Это позволяет обобщить на DSRC результаты, полученные для WiFi.

К модулям Intel 5300 существуют сторонняя прошивка и драйверы Linux CSI Tool [18–20], использованные в данных экспериментах. Драйвер CSI Tool позволяет инициировать передачу пакета указанной длительности на стороне передатчика, а на стороне приемника выгрузить измерения амплитуд и фаз поднесущих принятого сигнала для последующей обработки в MATLAB. Измерения представлены в

виде комплексных амплитуд поднесущих, имеющих разрядность по 8 бит для вещественной и мнимой части. Используется частотный диапазон на 5 ГГц, скорость передачи 6 Мбит/с.

Модули установлены в мини-ПК Lenovo Q180, которые работают под управлением ОС Kubuntu 14.04. По сети Ethernet они подключены к общему управляющему ПК.

И для приемника, и для передатчика изготовлены антенные системы (рис. 13). Они изготовлены в соответствии с моделью, представленной выше (см. рис. 4).

Процедура калибровки. Измерения, формируемые приемником, имеют систематические смещения из-за разности задержек в кабелях антенных элементов и радиоприемных трактах. Эти смещения могут быть компенсированы посредством калибровки. Известны различные подходы для проведения подобной калибровки в многоантенных системах [11, 21], но добиться стабильных результатов с их помощью авторам не удалось, поэтому была разработана собственная процедура.

Цель калибровки – получить две поправки к фазе: для второй и для третьей антенны. Для этого макеты располагаются на штативах в открытой местности, причем приемник устанавливается на поворотное устройство (рис. 14). В качестве поворотного устройства использовался REVO EPH-6, который позволяет поворачивать приемник в горизонтальной плоскости равномерно и медленно (180° за 15 мин).

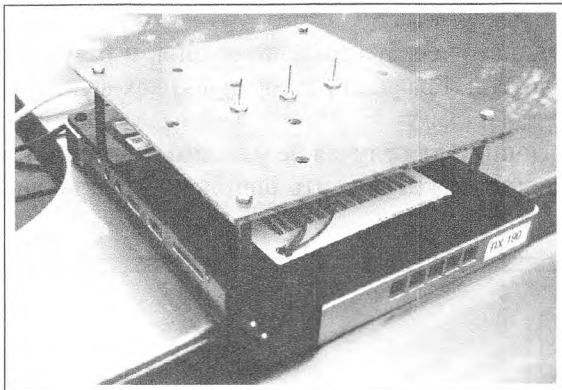


Рис. 13. Макет приемника на крыше автомобиля



Рис. 14. Расположение макетов в процессе процедуры калибровки

Приемник и передатчик поворачиваются в исходное положение так, чтобы все шесть вибраторов выстроились в одну линию (рис. 15). Затем запускается поворотное устройство, а управляющий компьютер инициирует передачу сигнала каждые три секунды. В начале каждого трехсекундного интервала передаются 50 пакетов с нагрузкой длиной 512 бит. Приемник передает на управляющий ПК измерения амплитуд и фаз поднесущих для каждого пакета. Процедура останавливается, когда приемник поворачивается на 180° и антенны вновь выстраиваются в одну линию.

Ввиду равномерности поворота, для каждой группы пакетов известна истинная ориентация приемника: первые измерения соответствуют минус 90°, последние – плюс 90°, остальные равномерно распределены в этом промежутке. Таким образом, появляется возможность сравнить оценки ориентации синтезированным алгоритмом с истинными значениями.

Проводится серия экспериментов для разных положений и расстояния между приемником и передатчиком. По ее результатам перебором найдены калибровочные поправки, минимизирующие сумму невязок измерений. Для предотвращения неоднозначности измерений угол оценивается отдельно по измерениям для антенн 1 и 2, а также антенн 2 и 3:

$$\Delta\psi_2, \Delta\psi_3 = \arg \min \left[\sum_{\text{exp}} \sum_{l=1}^L (\hat{\theta}_{21,l} - \theta_l)^2 + (\hat{\theta}_{32,l} - \theta_l)^2 \right] \quad (21)$$

Процедура калибровки была проведена как для приемника, так и для передатчика.

Проверка результатов электродинамического моделирования. После калибровки макеты могут быть использованы для измерения угловой ориентации. Был проведен эксперимент по проверке результатов электродинамического моделирования. Результаты наблюдений в открытой местности, собранные в процессе процедуры калибровки, были обработаны синтезированным алгоритмом с использованием модели независимых антенн (19). Электродинамическое моделирование предсказывает существенные смещения в оценках угловой ориентации. Эксперименты подтверждают результаты моделирования (см. рис. 12). Полученная в эксперименте кривая зависимости ошибки от угла близка к предсказанной моделированием и повторяет ее по форме. Отсюда сделаем вывод, что при расчете угловой ориентации следует учитывать взаимное влияние антенных элементов и подстилающей поверхности. В противном случае это влияние может вызвать ошибки в оценках углов порядка десятка градусов.

Оценка угловой ориентации в благоприятных условиях приема. Была проведена дополнительная серия экспериментов, аналогичных процедуре калибровки, с целью оценки точности измерения углов. Штативы с приемником и передатчиком располагались на открытой площадке вдали от зданий и автомобилей. В экспериментах поочередно вращался либо приемник, либо передатчик.

Условия распространения влияют на форму гистограмм разностей фаз. В описанных благо-

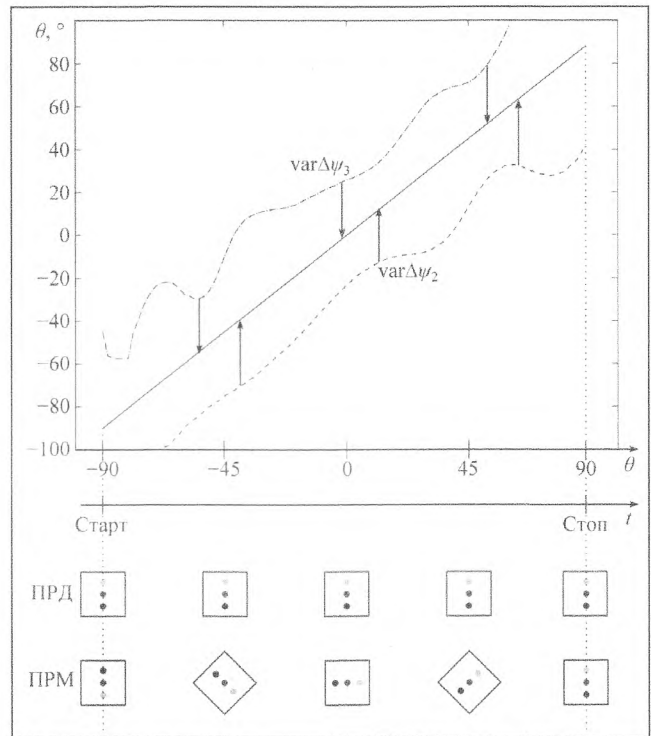


Рис. 15. Графическое представление изменения угла в процессе калибровки: оценки угла по разности фаз между первой и второй антенной (нижняя кривая), второй и третьей антенной (верхняя кривая), истинный угол (средняя линия)

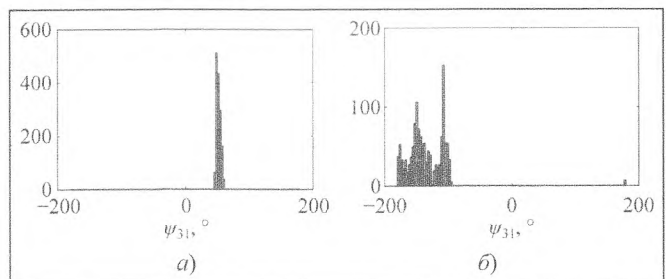


Рис. 16. Примеры гистограмм разностей фаз: для открытой площадки (а); и для парковки (б)

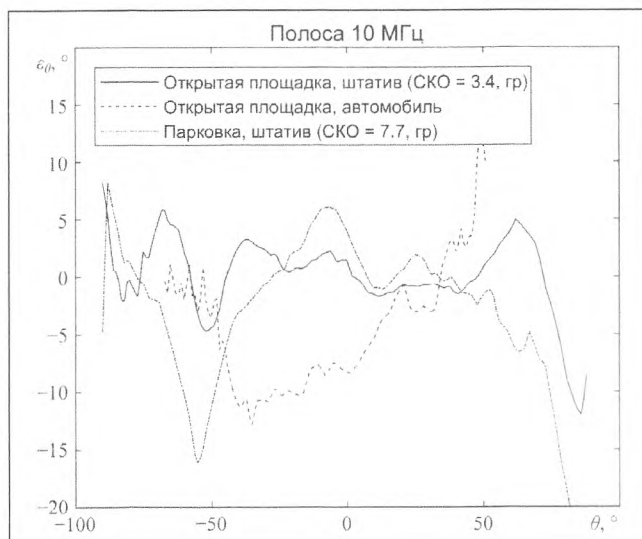


Рис. 17. Графики ошибки оценки угла прихода сигнала (использовались ДН, полученные в CST)

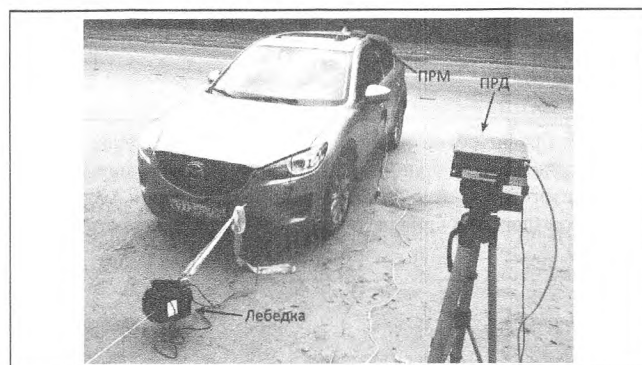


Рис. 18. Фото эксперимента с автомобилем на открытой площадке

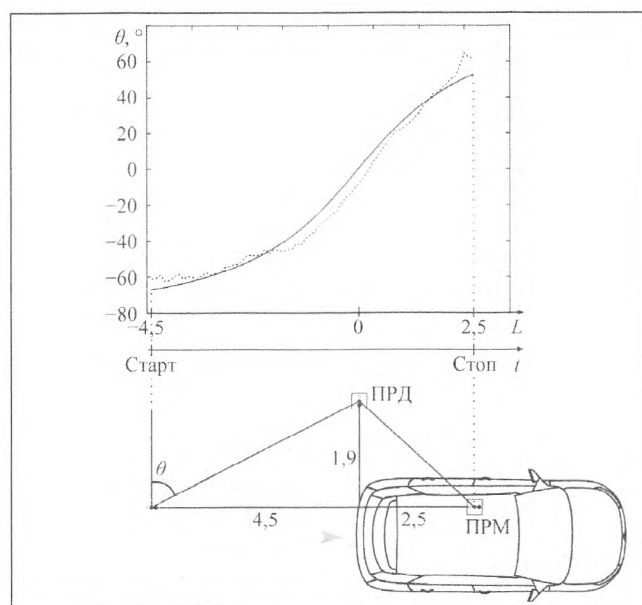


Рис. 19. Графики истинного (пунктир) и оцененного (сплошная линия) значений угла прихода в ходе эксперимента с автомобилем

приятных условиях они острые и близки по форме к нормальному распределению (рис. 16,а).

Полученные наблюдения были обработаны синтезированным алгоритмом. При этом использовались рассчитанные ранее калибровочные поправки и диаграммы направленности, полученные в результате электродинамического моделирования в CST выше. Пиковая ошибка оценки угла в этом случае составила около 5° в основном диапазоне углов. График ошибки оценки угла прихода сигнала представлен на рис. 17.

Для ошибки угла излучения сигнала были получены схожие результаты. При этом обработка измерений в случае вращающегося передатчика сопряжена с рядом трудностей, вызванных особенностями модуля Intel 5300. Его гетеродины периодически переинициализируются, вызывая фазовую неоднозначность с шагом 90° в разностях фаз для передающих антенн. Эта неоднозначность устранялась вручную, но это трудозатратная процедура, поэтому дальнейшие исследования были сосредоточены на оценках угла прихода.

Влияние корпуса автомобиля. Также был проведен эксперимент для оценки влияния корпуса автомобиля на точность оценки угла прихода сигнала. Для этого приемник переместили с штатива на крышу автомобиля.

Для вычисления ошибки оценивания требуются истинные значения угла. Но использованная выше методика плохо применима в этом случае, так как технически тяжело организовать равномерное вращение массивного автомобиля. Использовался модифицированный подход.

Автомобиль с помощью троса подсоединялся к жестко вмонтированному в грунт столбу через электрическую лебедку (рис. 18). В процессе эксперимента лебедка медленно (30 см/мин) и равномерно тянула автомобиль из стартовой в конечную точку по прямой. Ввиду равномерности движения можно рассчитать истинное положение автомобиля на любой момент эксперимента. Передатчик располагался на штативе на удалении (1,9 м) от траектории автомобиля. Зная истинное положение автомобиля, легко рассчитать истинное значение угла прихода сигнала и сравнить его с формируемыми оценками (рис. 19).

Этот эксперимент показал, что неучтенное влияние корпуса автомобиля приводит к деградации точности измерений примерно до 10°

(см. рис. 17). Влияние корпуса автомобиля существенно и должно быть скорректировано либо на основе электродинамической модели, либо по экспериментальным данным.

Оценка углов в многолучевых условиях. Эксперимент с расположением приемника на штативе был повторен в неблагоприятных условиях распространения сигнала на общественной многоэтажной парковке (рис. 20). Низкий потолок, множество близко расположенных колонн и автомобилей способствуют многолучевому распространению сигналов. В результате гистограммы измерений разностей фаз получают несколько пиков и существенно расширяются (см. рис. 16,б).

По сравнению с результатами, полученными на открытой площадке, точность оценки угла прихода снизилась (см. рис. 17), в особенности пиковые значения ошибки.

Представляет интерес изменение ошибок оценивания в описанных выше экспериментах при использовании всех доступных поднесущих, то есть при увеличении полосы сигнала в два раза до 20 МГц. Графики ошибок оценивания в этом случае представлены на рис. 21.

Увеличение полосы не отразилось на результатах с открытой площадки, но пиковая ошибка в неблагоприятных условиях парковки уменьшилась на 5° в основном диапазоне углов. Удвоение полосы уменьшает в два раза ошибку многолучевости, но при этом не влияет на ошибки взаимного влияния антенн и подстилающей поверхности, определяемые несущей частотой. Отсюда можно грубо оценить вклад многолучевости в общий бюджет ошибки оценки угла в эксперименте на парковке как 10° (пикового значения).

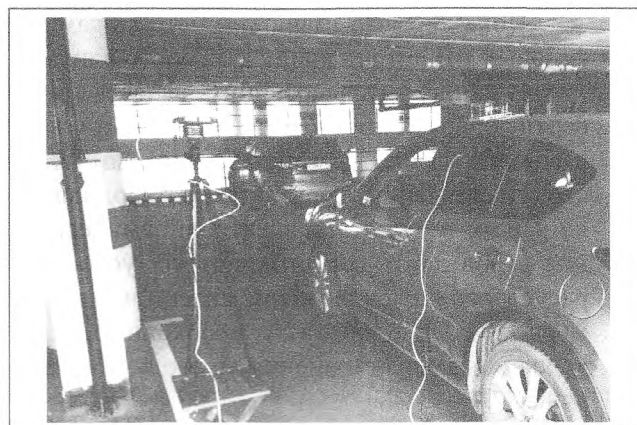


Рис. 20. Фото эксперимента в неблагоприятных условиях распространения (многоуровневая парковка)

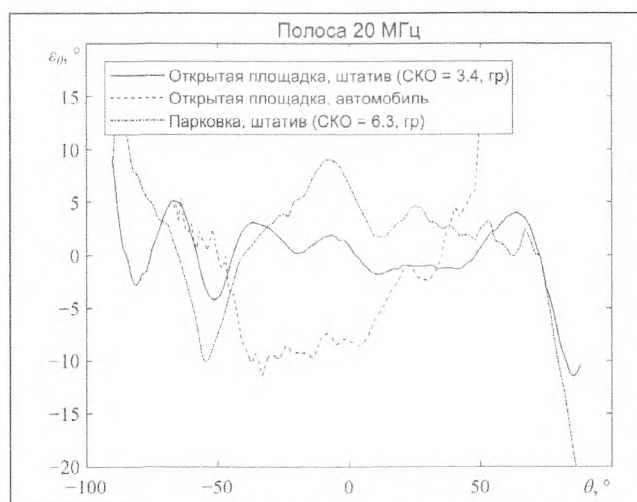


Рис. 21. График ошибки оценивая угла прихода сигнала при его полосе 20 МГц

- Сигналы DSRC хорошо подходят для оценки взаимной ориентации и положения транспортных средств. DSRC широко используется в современных V2V и V2I приложениях. Сигналы этого стандарта обладают достаточной полосой и мощностью. С их помощью передаются специальные сообщения безопасности, как следствие, излучение производится часто и с высоким приоритетом.

В DSRC используется временное разделение доступа к среде. Трансивер каждого транспортного средства работает попеременно либо в качестве передатчика, либо в качестве приемника. Принимая DSRC сигналы несколькими разнесенными антеннами, можно оценить ориентацию обоих транспортных средств, как приемника, так и передатчика, относительно их линии визирования. Таким образом, когда приемник и передатчик поменяются ролями, для каждого из углов формируются две независимые оценки. Это позволяет контролировать результаты и исключать anomalous измерения.

Синтезирован алгоритм обработки DSRC-сигналов с целью оценки углов прихода и излучения. Алгоритм может быть применен для обработки сигналов в DSRC трансивере с несколькими антенными элементами. Антенная система при этом описывается с помощью вектора фокусировки, который может быть посчитан из ДН для различных портов системы.

Показано, что главными источниками ошибки оценки углов являются неучтенное искажение фазовых ДН антенн ввиду взаимного влияния и многолучевое распространение сигналов.

В данном исследовании в качестве антенной системы рассмотрена линейная решетка из трех вертикальных вибраторов. Посредством электродинамического моделирования оценены смещения в оценках углов, вызванные взаимным влиянием антенных элементов и подстилающей поверхности. Поставлен эксперимент, подтвердивший результаты моделирования. Использование поправок на основе результатов электродинамического моделирования позволяют снизить ошибку оценивания углов до 5° в благоприятных условиях приема. Изменение положения антенн относительно расчетного – расположение антенн на автомобиле – вновь приводит к возрастанию ошибок до примерно 10° , что говорит о необходимости учета влияния кузова автомобиля. В неблагоприятных условиях распространения многолучевость также может вызывать ошибки оценивания углов порядка 10° .

Авторы выражают благодарность Игорю Царику (*Atingo Navigation*) за его помощь в проведении электродинамического моделирования и ценные советы. Подход к постановке и решению задачи синтеза алгоритма обработки сигналов обусловлен работами В.Н. Харисова.

Литература

1. Joon Wayn Cheong, Eamonn Glennon, Andrew Dempster, Damien Serant, Thibaud Calmettes. «Modelling and Mitigating Multipath and NLOS for Cooperative Positioning in Urban Canyons». 2015.
2. SAE J2945/1: «Surface Vehicle Standard: On-board Systems Requirements for V2V Safety Communications». 2015.
3. SAE J2735: «Dedicated Short Range Communication (DSRC) Message Set Dictionary». 2016.
4. ETSI ES 202 663: «Intelligent Transport Systems (ITS); European profile standard for the physical and medium access control layer of Intelligent Transport Systems operating in the 5 GHz frequency band». 2009.
5. IEEE Std. 802.11p-2010 «IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange Between Systems–Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)». 2010.
6. IEEE Std. 1609.4-2016 «IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) -- Multi-Channel Operation». 2016.
7. ETSI TS 102 637-2: «Intelligent Transport Systems (ITS); Vehicular Communications; Basic Set of Applications; Part 2: Specification of Cooperative Awareness Basic Service». 2011.
8. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 2004. 608 с.
9. IEEE Std 1609.3-2016 «IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) – Network Services». 2016.
10. Wong C., Klukas R., Messier G.G. «Using WLAN infrastructure for angle-of-arrival indoor user location», VTC Fall, IEEE. P. 1–5. 2008.
11. Asaf Tzur, Ofer Amrani, and Avishai Wool. «Direction Finding of rogue Wi-Fi access points using an off-the-shelf MIMO-OFDM receiver», Physical Communication. 2015.
12. Martin Schüssel. «Angle of Arrival Estimation using WiFi and Smartphones», Intl. Conf. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Spain. 2016.
13. Jijun Yin, Gavin Holland, Tamer Elbatt, Fan Bai, Hariharan Krishnan. «DSRC channel fading analysis from empirical measurement», in Proceedings of the 1st IEEE International Workshop on Vehicle Communications and Applications (Vehiclecomm). Beijing, China. October 2006.
14. Acosta-Marum G., Ingram M.A. «Six Time- and Frequency- Selective Empirical Channel Models for Vehicular Wireless LANs», IEEE 66th Vehicular Technology Conference. P. 2134–2138. 2007.
15. Islam T., Boltjes B., Y. Hu, Omur E., J.F.C.M de Jongh. «Realistic Simulation of IEEE 802.11p Channel in Mobile Vehicle to Vehicle Communication», 13th International Conference on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice, Czech Republic. April 17–18. 2013.
16. Kukolev P., Chandra A., Mikulasek T., and Prokes A. «Out of vehicle channel sounding in 5.8 GHz band», Proc. IEEE RNDM. P. 341–344. Oct. 2015.
17. Keysight Technologies. «Solutions for 802.11p Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) Measurements», Application Note 5992-1353EN. USA. October 31. 2016.
18. Halperin D., W. Hu, Sheth A., and Wetherall D. «Tool Release: Gathering 802.11n Traces with Channel State Information». ACM SIGCOMM CCR, 41(1):53. Jan. 2011.
19. Halperin D. Two Antennas are Better than One: A Measurement Study of 802.11n. dhalperi.github.io/linux-80211n-csitool. University of Washington. 2009.
20. <http://dhalperi.github.io/linux-80211n-csitool>.
21. Корогодин И.В., Букреев А.М. Компенсация разности фазовых набегов в радиочастотных блоках угломерной аппаратуры СРНС ГЛОНАСС // Радиотехника. М.: Радиотехника. 2012. № 6. С. 140–147.

Поступила 23 октября 2017 г.

Mutual angular V2V determinations with DSRC utilization

© Authors, 2017

© Radiotekhnika, 2017

I.V. Korogodin – Ph. D. (Eng.), Associate Professor, Department of Radio Systems, «National Research University «MPEI» (Moscow)

E-mail: korogodin@srns.ru

V.V. Dneprov – Post-graduate Student, Department of Radio Systems, «National Research University «MPEI» (Moscow)

E-mail: vvdneprov@mail.ru

In this paper we describe a relative vehicle-to-vehicle (V2V) attitude estimation approach, an algorithm, experimental results and analysis of error sources. An innovative step of the presented approach is a utilization of DSRC signals for relative angular measurements between vehicles. Positioning methods based on ranging measurements suffer from the problem of poor geometric factor. The relative angular measurements can make a significant contribution to the positioning accuracy and reliability. It is proposed to install on each vehicle a DSRC transceiver with several antennas. Each antenna radiates a unique signal and receives signals from other vehicles. It allows measuring attitude of the vehicles relatively to their line of sight. The attitude is described by angle-of-arrival (AoA) and angle-of-departure (AoD). An estimation algorithm for the angles is designed. The algorithm utilizes a phases-to-direction interrelation model; the model was calculated for a proposed antenna system by means of an electromagnetic simulation. This simulation shows that the mutual influence of the antennas can disturb angle estimations about 10 degrees. The proposed algorithm allows considering the certain radiation patterns and mitigating the influence effects, that is confirmed by the experiment. Commercial-off-the-shelf Wi-Fi modules were used for the experiments. Wi-Fi 802.11n and DSRC 802.11p signals have close carrier frequencies, power and packet structures. It allows extrapolating the experimental results to DSRC. A front-end delay calibration methodology is presented. In accordance with the methodology the receiver is slowly and uniformly rotated and amendments to the phases are calculated. The experiments were conducted under good (open field) and bad (multistory parking) signal propagation conditions. The AoA/AoD accuracy about 5–15 degrees (peak) is shown. The multipath errors don't dominate in the direct line-of-sight conditions. Multipath propagation causes errors up to 10 degrees (peak). The mutual influence of antenna elements and car body causes errors up to 10 degrees (peak).

References

1. Joon Wayn Cheong, Eamonn Glennon, Andrew Dempster, Damien Serant, Thibaud Calmettes. «Modelling and Mitigating Multipath and NLOS for Cooperative Positioning in Urban Canyons». 2015.
2. SAE J2945/1: «Surface Vehicle Standard: On-board Systems Requirements for V2V Safety Communications». 2015.
3. SAE J2735: «Dedicated Short Range Communication (DSRC) Message Set Dictionary». 2016.
4. ETSI ES 202 663: «Intelligent Transport Systems (ITS); European profile standard for the physical and medium access control layer of Intelligent Transport Systems operating in the 5 GHz frequency band». 2009.
5. IEEE Std. 802.11p-2010 «IEEE Standard for Information Technology–Telecommunications and Information Exchange Between Systems–Local and Metropolitan Area Networks–Specific Requirements Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)». 2010.
6. IEEE Std. 1609.4-2016 «IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) -- Multi-Channel Operation». 2016.
7. ETSI TS 102 637-2: «Intelligent Transport Systems (ITS); Vehicular Communications; Basic Set of Applications; Part 2: Specification of Cooperative Awareness Basic Service». 2011.
8. Тихонов В.И., Харисов В.М. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 2004. 608 с.
9. IEEE Std 1609.3-2016 «IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) – Network Services». 2016.
10. Wong C., Klukas R., Messier G.G. «Using WLAN infrastructure for angle-of-arrival indoor user location», VTC Fall, IEEE. P. 1–5. 2008.
11. Asaf Tzur, Ofer Amrani, and Avishai Wool. «Direction Finding of rogue Wi-Fi access points using an off-the-shelf MIMO-OFDM receiver», Physical Communication. 2015.
12. Martin Schüssel. «Angle of Arrival Estimation using WiFi and Smartphones», Intl. Conf. Indoor Positioning and Indoor Navigation, Spain. 2016.
13. Jijun Yin, Gavin Holland, Tamer Elbatt, Fan Bai, Hariharan Krishnan. «DSRC channel fading analysis from empirical measurement», in Proceedings of the 1st IEEE International Workshop on Vehicle Communications and Applications (Vehiclecomm). Beijing, China. October 2006.
14. Acosta-Marum G., Ingram M.A. «Six Time- and Frequency- Selective Empirical Channel Models for Vehicular Wireless LANs», IEEE 66th Vehicular Technology Conference. P. 2134–2138. 2007.
15. Islam T., Boltjes B., Y. Hu, Onur E., J.F.C.M de Jongh. «Realistic Simulation of IEEE 802.11p Channel in Mobile Vehicle to Vehicle Communication», 13th International Conference on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice, Czech Republic. April 17–18. 2013.
16. Kukolev P., Chandra A., Mikulasek T., and Prokes A. «Out of vehicle channel sounding in 5.8 GHz band», Proc. IEEE RNDM. P. 341–344. Oct. 2015.
17. Keysight Technologies. «Solutions for 802.11p Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) Measurements», Application Note 5992-1353EN. USA. October 31. 2016.
18. Halperin D., W. Hu, Sheth A., and Wetherall D. «Tool Release: Gathering 802.11n Traces with Channel State Information». ACM SIGCOMM CCR, 41(1):53. Jan. 2011.
19. Halperin D. Two Antennas are Better than One: A Measurement Study of 802.11n. dhalperi.github.io/linux-80211n-csitol. University of Washington. 2009.
20. <http://dhalperi.github.io/linux-80211n-csitol>.
21. Korogodin I.V., Bukreev A.M. Kompensatsiya raznosti fazovy'x nabegov v radiochastotny'x blokax uglomernoj apparatury' SRNS GLONASS // Radiotekhnika. M.: Radiotekhnika. 2012. № 6. S. 140–147.