

Труды XX научной конференции по радиофизике,  
посвященной 110-летию со дня рождения Г.С. Горелика

**Секция  
«Бионика и статистическая радиофизика»**

*Председатель  
доктор физико-математических наук, профессор  
Александр Александрович Мальцев*

## АНАЛИЗ ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ LTE СИСТЕМ СВЯЗИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРЯМОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ МЕЖДУ АВТОМОБИЛЯМИ

Д.М. Белов, А.В. Червяков, А.В. Хоряев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одной из наиболее актуальных задач в рамках дальнейшего развития LTE (Long Term Evolution) систем сотовой связи является задача поддержки прямой передачи данных между автомобилями (Vehicle-to-Vehicle, V2V) [1]. За основу для разработки физического уровня связи для LTE V2V систем связи взят существующий LTE физический формат прямой передачи данных между мобильными устройствами (Device-to-Device, D2D). Разрабатываемая LTE V2V технология должна обеспечивать надежное качество приема сигналов в условиях высоких скоростей движения передатчика и приемника, в частности, при относительной скорости движения устройств до 500 км/ч. Также, предполагается, что LTE V2V системы связи будут работать в частотном диапазоне около 6 ГГц. Высокая относительная скорость движение автомобилей в сочетании с высокой несущей частотой передачи сигналов могут негативно влиять на качество приема V2V сигналов. В частности, можно отметить следующие факторы:

- 1) Величина ошибки частотной синхронизации на передатчиках и приемниках увеличивается с ростом несущей частоты. Для рассматриваемого случая частотная ошибка для принимаемого V2V сигнала может достигать 4.6 кГц.
- 2) Сдвиг частоты приемного сигнала за счет эффекта Доплера при наличии прямого луча в канале связи (до 2.8 кГц).
- 3) Доплеровское расширение спектра для многолучевых каналов связи (с максимальной частотой 2.8 кГц для несущей частоты 6 ГГц).

В итоге суммарное значение частотной ошибки может доходить до 7.4 кГц.

На Рис. 1 представлена частотно-временная структура сигнала, существующего LTE D2D формата физического уровня. Расстояние между двумя соседними поднесущими составляет 15 кГц. Пилотные сигналы передаются с интервалом 0.5 мс, что позволяет осуществлять оценку и компенсацию ошибок частотной синхронизации в пределах 1 кГц. Также, данная структура пилотных сигналов позволяет производить оценку канала связи (интерполяцию с позиций пилотных сигналов на позиции сигналов с данными) в случае, если максимальная частота Доплеровского уширения спектра не превышает 1 кГц. Таким образом, очевидно, что LTE D2D формат физического уровня не позволяет обеспечить надежность системы для рассматриваемого V2V сценария.

В рамках проведенного анализа были предложены следующие потенциальные решения для обеспечения более надежной работы LTE V2V систем связи:

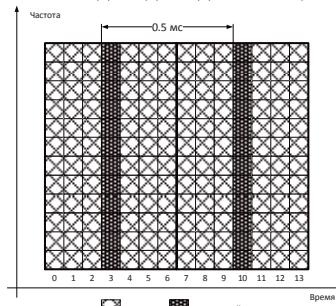


Рис. 1.

- 1) Увеличение количества пилотных сигналов (до 4 сигналов на 1 мс). В данном случае максимальное значение, оцениваемой ошибки частотной синхронизации увеличивается до 7 кГц, а максимальная частота Доплеровского уширения спектра, которая может быть учтена в процессе оценки канала до 2.3 кГц.
- 2) Использование разреженной структуры пилотных сигналов. Суть данного метода состоит в том, что пилотные сигналы передаются только на каждой второй поднесущей. Такая структура сигнала позволяет увеличить максимально оцениваемое значение частотной ошибки до 15 кГц за счет повторяющейся структуры передаваемого OFDM сигнала во временной области.
- 3) Передача пилотных сигналов в каждый момент времени. Решение позволяет упростить оценку канала связи и отказаться от интерполяции сигнала во временной области. Таким образом, удается избежать влияния эффекта Доплеровского уширение спектра на качество оценки канала связи, а также увеличить максимально оцениваемое значение частотной ошибки до 7 кГц.
- 4) Увеличение расстояние между поднесущими. При фиксированной полосе передачи данное решение ведет к уменьшению длительности каждого символа во времени. Таким образом, решение позволяет увеличить максимальное значение оцениваемой частотной ошибки и частоты Доплеровского уширения спектра пропорционально увеличению расстояния между поднесущими (т.е. в 2 раза при использовании 30 кГц вместо существующих 15 кГц).

На Рис 2 представлены графики зависимости вероятности пакетной ошибки от отношения сигнал - шум для сценария с ошибкой синхронизации 4.6 кГц.

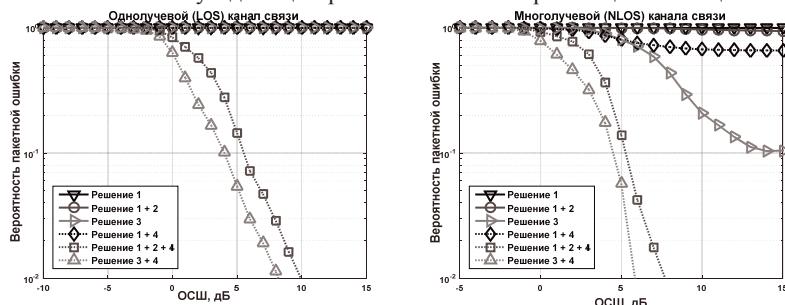


Рис 2.

Результаты проведенного анализа показывают, что существующий D2D формат физического уровня не обеспечивает надежной работы LTE V2V системы. Для обеспечения большей надежности системы в различных V2V сценариях необходимо использовать комбинацию нескольких решений, а именно: 1) увеличение расстояния между поднесущими и увеличение количества пилотных сигналов с изменением их структуры или 2) увеличение расстояния между поднесущими и передачу пилотных сигналов в каждом символе.

- [1] 3GPP TR 36.885. Study on LTE-based V2X Services. – Введ. 2015.09.23 – Beijing, 3GPP Organizational Partners, 2015 – 220 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВНОСИМОГО 1/F ФАЗОВОГО ШУМА В СВЧ УСИЛИТЕЛЕ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

А.Н. Боченев, А.В. Якимов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Целью исследования является анализ  $1/f$  фазовых шумов СВЧ усилителя на полевом транзисторе. Этот СВЧ усилитель взят из работы [1].  $1/f$  фазовые шумы носит модуляционный характер, см. например [2], а также Раздел 3.4 в [3]. Следовательно, для объяснения вносимого  $1/f$  фазового шума необходимо допустить, что в усилителе имеют место флуктуации какого-либо реактивного элемента.

Рассмотрим в качестве усилителя полевой транзистор, упрощённая эквивалентная схема которого изображена на рис. 1.

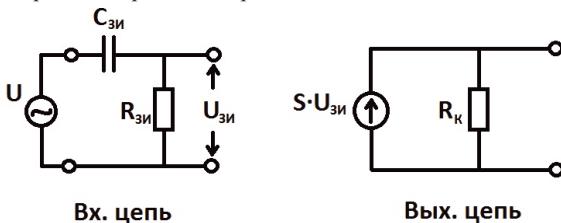


Рис. 1. Упрощённая эквивалентная схемы полевого транзистора. Слева входная цепь (дифференцирующая RC-цепочка), а справа выходная цепь (генератор тока и сопротивление нагрузки, оно же сопротивление канала).

Фазо–частотная характеристика ( $\Phi$ – $\Phi(f)$ ) полевого транзистора:

$$\Phi = \arctg(1/2\pi f \tau_{zu}). \quad (1)$$

Здесь  $\tau_{zu} = R_{zu}C_{zu}$  – время релаксации затвор–исток. В полевом транзисторе сопротивление  $R_{zu}$  и ёмкость  $C_{zu}$  могут быть подвержены фликкерным ( $1/f$ ) флуктуациям, они проявляются через флуктуации времени релаксации.

Полагая флуктуации сопротивления и ёмкости достаточно малыми получаем, что они дают одинаковый удельный вклад во флуктуации времени релаксации:

$$\delta\tau_{zu} = \delta R_{zu} + \delta C_{zu}. \quad (2)$$

Как следует из соотношения (1) флуктуации времени релаксации (2) приводят к появлению вносимого фазового шума  $\varphi_{in}^{(1/f)} = \varphi_{in}^{(1/f)}(t)$ :

$$\Phi = \Phi_0 + \varphi_{in}^{(1/f)}. \quad (3)$$

Здесь  $\Phi_0 = \arctg(1/2\pi f_0 \tau_0)$  – невозмущённое значение сдвига фазы, вносимого полевым транзистором, на частоте сигнала  $f_0$ .

Связь между вносимым фазовым шумом  $\varphi_{in}^{(1/f)}$  и относительными флуктуациями времени релаксации  $\delta\tau_{zu}$  находится путём линеаризации фазо–частотной характеристики (1) в окрестности частоты  $f_0$ :

$$\varphi_{in}^{(1/f)} = K_\varphi(f_0) \cdot \delta\tau_{zu}. \quad (4)$$

$$K_\phi(f_0) = \tau_0 \cdot [\partial \Phi / \partial \tau_{3u}]_{\tau_0} = -2\pi f_0 \tau_0 / [1 + (2\pi f_0 \tau_0)^2] \quad (5)$$

Здесь  $K_\phi(f_0)$  – коэффициент преобразования, имеющий смысл модуляционной чувствительности сдвига фазы, вносимого полевым транзистором, к относительным флуктуациям времени релаксации.

Из соотношения (4) находим связь между спектром вносимого фазового шума и спектром относительных флуктуаций времени релаксации:

$$\langle \varphi_{in}^2 \rangle_F^{(1/f)} = |K_\phi(f_0)|^2 \cdot \langle \delta \tau_{3u}^2 \rangle_F. \quad (6)$$

Зависимость квадрата модуля коэффициента преобразования от частоты сигнала представлена на Рис. 2. При построении зависимости использовано время релаксации  $\tau_0 = 2.1 \cdot 10^{-11}$  с, что даёт максимум модуля коэффициента передачи,  $|K_\phi(f_0)|^2 = 0.25$ , на частоте  $f_0 = 7.5$  ГГц.

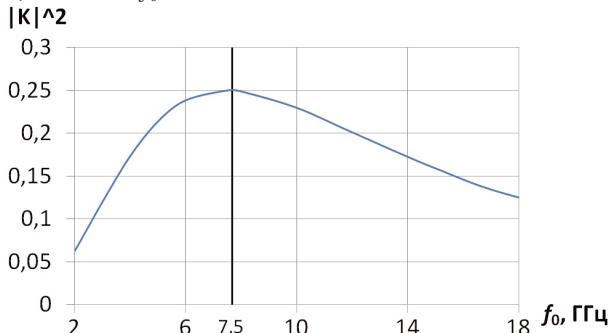


Рис. 2. Зависимость квадрата модуля коэффициента преобразования от частоты сигнала.

При выбранном времени релаксации, этот спектр должен иметь значение, превышающее спектр  $\langle \varphi_{in}^2 \rangle_F^{(1/f)}$  на 6 дБ:  $\langle \delta \tau_{3u}^2 \rangle_F = 1.6 \cdot 10^{-12} [\text{Гц}^{-1}]$ . Отклонение от максимума приводит к требованию увеличения спектра относительных флуктуаций времени релаксации. Отсюда следует вывод: величина фазового сдвига  $\Phi$ , вносимого усилителем, должна зависеть от какого-либо внутреннего параметра усилителя (сопротивления, ёмкости), подверженного фликкерным флуктуациям. Таким образом, необходимы дальнейшие исследования природы вносимого  $1/f$  фазового шума.

- [1] Парафин, А.Е. Макет СВЧ–генератора с ВТСП дисковым резонатором в цепи обратной связи с низким уровнем фазового шума [Текст] / А.Е. Парапин, Д.В. Мастеров, С.А. Павлов, М.А. Кревский, Г.М. Коробков, И.М. Кревский // Письма в ЖТФ. 2013. Т.39, Вып. 23. С.63–71.
- [2] Якимов А.В. Физика шумов и флуктуаций параметров. Учебное пособие // Фонд образовательных электронных ресурсов. – Н. Новгород, ННГУ. Регистрационный номер 640.13.04. Дата издания 13.12.2013. 85 с. [http://www.unn.ru/books/met\\_files/Yakimov\\_Noise.pdf](http://www.unn.ru/books/met_files/Yakimov_Noise.pdf)
- [3] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах [Текст]. – М.: Наука, 1967. 660 с.

## МАКЕТЫ ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

А. В. Будин, В. М. Селезнев, В. Д. Голубь

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время происходит активное освоение миллиметрового диапазона длин волн для систем 5-го поколения сотовой связи и беспроводного доступа в Интернет. Например, комитет по стандартизации IEEE 802.11ay рассматривает возможность применения диапазона 57 – 63 ГГц для создания новых систем связи с пропускной способностью до 30 Гбит/сек и зонной покрытия 30 – 100 метров. При этом предполагается использование новых антенных систем с высоким коэффициентом усиления и управляемым лучом. В качестве возможного решения данной задачи были предложены эллиптические и бифокальные линзовые антенны с коэффициентом усиления до 30 дБ.

Важным элементом таких устройств является источник первичного излучения. В нашем случае эту роль выполняет фазированная антenna решётка (ФАР), имеющая ширину основного луча в горизонтальной плоскости, порядка  $10^\circ - 15^\circ$ , а в вертикальной –  $40^\circ$ . ФАР может производить сканирование по азимутальному углу. В связи с этим, формы предложенных эллиптических и бифокальных линз образованы путем поворота соответствующего контура, рассчитанного для одномерного случая, вокруг вертикальной оси, проходящей через координаты точки расположения источника.

В ходе работы был проведен электромагнитный анализ заявленных ЛА в среде CST Microwave Studio. При моделировании в качестве облучателя использовалась рупорная антenna, которая имеет диаграмму направленности (ДН), похожую на ДН реального источника (ФАР). Эта замена является вынужденной и связана, прежде всего, с необходимостью упрощения и сокращения времени расчётов.

На рис. 1 и 2 представлены результаты электромагнитного моделирования и экспериментальных измерений ДН эллиптической ЛА, которая имеет апертуру раскрыва, равную 70 мм.

Экспериментальные исследования показали, что реальная антenna система и компьютерная модель достаточно хорошо согласуются. Это видно из рис. 1 и 2. Ширина главного луча в горизонтальной плоскости (рис. 1) по уровню  $-3$  дБ равна  $10^\circ$ . В вертикальном сечении (рис. 2) этот параметр имеет значение порядка  $6^\circ$ .

Известно, что эллиптические ЛА обладают апланатичностью. Используя это свойство, можно организовать сканирование в вертикальной плоскости путём последовательного переключения нескольких источников первичного излучения, расположенных на верти-

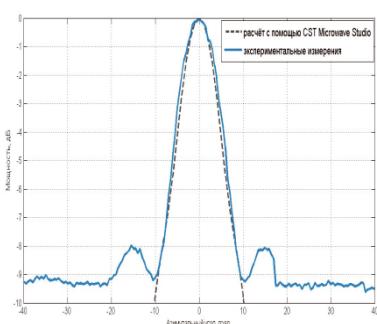
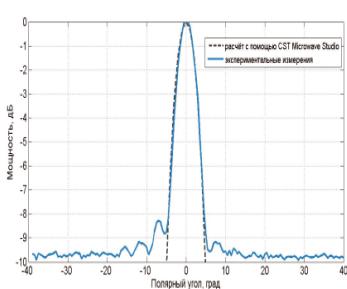


Рис. 1.



1. Материал – полиэтилен
2. Расстояние между фокусами – 10 мм.
3. Угол наклона плоского фазового фронта относительно плоскости раскрыва линзы -  $3^\circ$

Для данной ЛА был проведен электромагнитный анализ в CST Microwave Studio, рупорная антенна была расположена в верхнем фокусе. Результаты представлены на рис. 4. Ширина главного луча в вертикальном сечении равна  $2.5^\circ$ , а уровень боковых лепестков не превышает  $-11$  дБ. ДН в азимутальной плоскости повторяет ДН источника (ФАР), поэтому здесь не отражена.

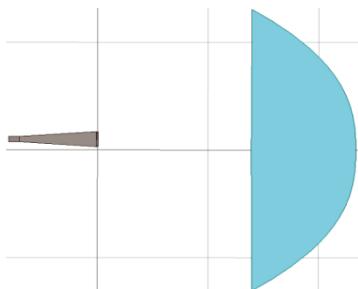


Рис. 3.

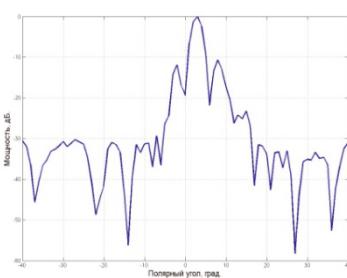


Рис. 4.

Следует отметить, что по итогам моделирования угол наклона плоского волнового фронта составил ровно  $3^\circ$ . Это хорошо согласуется с заданными начальными условиями и теорией. В ходе дальнейшей работы планируется изготовление и экспериментальное исследование макета бифокальной ЛА.

[1]. Зелкин Е. Г., Петрова Р. А. Линзовье антенны. М., 1974

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПАССИВНЫХ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ДЛЯ РАЗРАБОТКИ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ЗАДАННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

В. Д. Голубь, В. М. Селезнев, М. Ю. Данченко

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одним из возможных решений задачи повышения пропускной способности каналов передачи данных является переход современных систем радиосвязи в миллиметровый диапазон длин волн (30-100 ГГц). Это требует разработки и проектирования новых приемно-передающих устройств, важнейшей и неотъемлемой частью которых являются антенные системы. Достижения в области технологий производства многослойных печатных плат привели к развитию антенн, построенных на основе пассивных отражательных элементов. Кроме основных достоинств традиционных отражателей, такие антенны имеют относительно небольшую стоимость изготовления, малые габаритные размеры и вес.

Простейший пассивный отражательный элемент состоит из тонкой плоской металлической пластины (патча), расположенной на малом расстоянии от экранирующей плоскости. Пространство между проводниками занимает диэлектрическая подложка. Размер и форма патча определяют фазу отраженной волны [1]. Используя это свойство, можно сформировать массив из элементарных отражателей, преобразующий сферический фазовый фронт первичного излучателя в плоский. На практике используется достаточно большое количество форм патчей: прямоугольные, круглые, треугольные, кольцевидные и др. Однако в данной работе будут рассмотрены квадратные патчи. Такой выбор обусловлен возможностью упрощенного анализа структуры по сравнению с элементами, имеющими другую форму.

Согласно теории антенных решеток взаимное влияние отражательных элементов достаточно мало на расстояниях порядка  $0,6\lambda$ . Исходя из этого предположения, можно разбить всю апертуру антенны на отдельные ячейки и проводить расчет отражений от них независимо друг от друга. Данное исследование было проведено в

программе CST MICROWAVE STUDIO. Пунктирной линией на рис. 1 показана полученная зависимость фазы отраженной волны от размеров патча для однослойной структуры на частоте 60 ГГц. Электромагнитный анализ показал, что диапазон возможных фаз отраженной волны может быть задан путем подбора материала и толщины подложки. На практике использование простейшей структуры для частот выше 60 ГГц затруднено, поскольку в этом случае размер элементарной ячейки составляет порядка  $2.5 \times 2.5$  мм, и, как видно из рис. 1, даже небольшое изменение размеров патча (на 0,01 мм.) ведет к существенному скачку фазы. Такое обстоятельство повышает требования к точности изготовления отражательных элементов. Одним из вариантов решения этой проблемы является добавление второго слоя патчей. В ходе электромагнитного моделирования

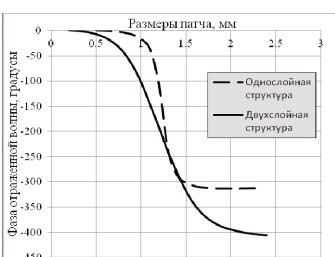


Рис. 1.

но из рис. 1, даже небольшое изменение размеров патча (на 0,01 мм.) ведет к существенному скачку фазы. Такое обстоятельство повышает требования к точности изготовления отражательных элементов. Одним из вариантов решения этой проблемы является добавление второго слоя патчей. В ходе электромагнитного моделирова-

ния была исследована зависимость фазы отраженной волны от размера патча для данной структуры на частоте 60 ГГц. Результаты представлены на рис. 1 сплошной линией. В данном случае отношение сторон верхнего патча к нижнему равно 0,7, а толщины слоев диэлектрика одинаковы. Сравнивая две характеристики, можно сделать вывод, что во втором случае удается не только значительно увеличить диапазон фаз, но и сделать структуру менее чувствительной к изменению размеров патча.

Используя полученную зависимость, был сформирован массив двухслойных пассивных отражательных элементов (рис. 2), преобразующий сферический фронт в плоский. Было проведено электромагнитное моделирование отражательной решетки размером 84x154 мм. на частоте 60 ГГц. Размер полученной антенны выбирался исходя из вычислительных возможностей ЭВМ. На рис. 3 представлены сечения диаграммы направленности массива в вертикальной и горизонтальной

Рис. 2. плоскости соответственно. Ширина главного луча имеет значение порядка  $3^\circ$ , а уровень боковых лепестков не превышает -14 дБ. Коэффициент усиления такой антенны составляет 33 дБ.

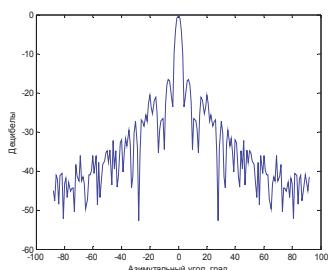
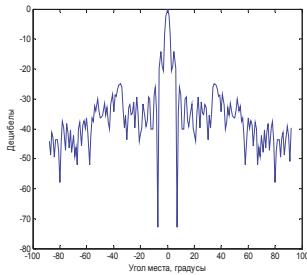


Рис. 3.



Полученные характеристики сравнимы с параметрами традиционных отражателей. Например, антенны, выполненные по схеме Кассегрена с диаметром основного зеркала 100 мм, имеют ширину главного луча  $3,1^\circ$  и коэффициент усиления 34 дБ. При этом производство отражательных патч-антенн не требует сложной механической обработки и сводится лишь к изготовлению печатных плат, что не составляет труда при современном развитии технологий.

Работа частично поддержана грантом (соглашение от 27 августа 2013г. № 02.В.49.21.0003 между МОН РФ и ННГУ).

- [2]. David M. Pozar, Stephen D. Targonski, H. D. Syrigos //IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 2, February 1997, p. 287

## ЭФФЕКТИВНЫЙ МЕТОД ПАССИВНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ МНОЖЕСТВА ИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ В СПУТНИКОВЫХ CDMA-СИСТЕМАХ

И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время важное значение для спутниковых систем связи приобретают задачи обнаружения и позиционирования излучающего объекта методами пассивной пеленгации. Для решения задачи определения координат источников получили распространение многопозиционные пассивные системы. Одним из наиболее распространенных методов определения местоположения источников излучения, используемым в таких системах, является разностно-дальномерный метод, требующий оценки взаимных временных задержек распространения сигнала многопозиционной системой приемных устройств [1]. В спутниковых системах связи широко используется технология кодового разделения каналов (CDMA), которая является радикальным решением проблемы эволюции систем связи по сравнению с времененным и частотным разделением доступа. Целью данной работы является разработка алгоритма определения местоположения источников излучения в системах связи с кодовым разделением доступа на основе разностно-дальномерного метода.

Определение местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом основано на решении системы нелинейных уравнений, связывающих разности расстояний  $\Delta R_{ij}$  между точкой излучения  $(x_M, y_M, z_M)$  и несколькими точками (искусственными спутниками Земли) приема сигнала с соответствующими координатами  $(x_i, y_i, z_i)$  с временными задержками  $\tau_{ij}$  распространения сигналов от источника между  $i$ -м и  $j$ -м приемниками.

Для применения разностно-дальномерного метода необходимо определить взаимные временные задержки распространения сигналов в системе. Асимптотически оптимальным в смысле максимального правдоподобия методом оценки временных задержек является метод, основанный на вычислении и анализе взаимной корреляции сигнала  $s_1(t)$ , который регистрируется с высоким отношением сигнал/шум и принимается за опорный, и сигнала  $s_2(t)$ , который принимается за исследуемый:

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t) s_2^*(t + \tau) dt. \quad (1)$$

При этом взаимная временная задержка определяется по положению максимума взаимной корреляции. В случае наличия нескольких источников взаимная корреляционная функция имеет несколько максимумов, каждый из которых соответствует одному из источников, поэтому при использовании задержек в качестве навигационных параметров разностно-дальномерного метода определения местоположения возникает неоднозначность соотнесения максимумов конкретным источникам. Для устранения неоднозначности в [2] предложен алгоритм, основанный на вычислении многомерной корреляционной функции, однако данный метод даёт

удовлетворительные результаты, если источники и спутники геометрически упорядочены, что не всегда выполняется в реальных спутниковых системах.

Для устранения проблемы неоднозначности предлагается следующий алгоритм. Рассмотрим данный алгоритм на примере частного случая для трёх источников излучения и трёх ретранслирующих спутников. С помощью корреляционного метода (1) на первом шаге вычисляется одна из временных задержек  $\Delta t_{21}$  – задержка распространения сигнала от первого источника ко второму спутнику относительно первого спутника. Далее для нахождения соответствующей этому же источнику задержки  $\Delta t_{31}$  распространения сигнала к третьему спутнику строится сигнал  $\tilde{S}_2$  путём сдвига сигнала второго спутника на величину задержки  $\Delta t_{21}$ , и вычисляется разность сигналов  $S_1$  и  $\tilde{S}_2$ :

$$S_{dif} = S_1 - \tilde{S}_2 = x_2(t) - x_2(t + \Delta t_{22} - \Delta t_{21}) + x_3(t) - x_3(t + \Delta t_{23} - \Delta t_{21}), \quad (2)$$

где  $x_2, x_3$  – сигналы соответственно второго и третьего источников,  $\Delta t_{ij}$  – задержка распространения сигнала от  $j$ -го источника к  $i$ -му спутнику. Разностный сигнал  $S_{dif}$  (2) не содержит сигнала  $x_1(t)$  от первого источника, поэтому задержку  $\Delta t_{31}$  можно вычислить на основе сравнения корреляционной функции  $R_{13}$  сигналов первого и третьего спутников, где присутствуют все корреляционные максимумы, соответствующие источникам, с корреляционной функцией  $R_{dif3}$  разностного сигнала с сигналом  $S_3$  на третьем спутнике, где пропадает корреляционный максимум, соответствующий первому источнику Пары задержек  $(\Delta t_{21}; \Delta t_{31})$  достаточно для определения местоположения первого источника. Аналогично определяются пары задержек, соответствующие остальным источникам, и, соответственно, местоположения этих источников на основе решения системы уравнений разностно-дальномерного метода.

Исследование алгоритма показало его устойчивость к аддитивным шумам и доплеровским сдвигам вплоть до 200 Гц. При больших доплеровских сдвигах возможна модификация предложенного алгоритма с применением методов компенсации доплеровских сдвигов, например, на основе вычисления взаимной функции неподвижности [3].

- [1] Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Ипатов П. В. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- [2] В.А. Канаков, В.В. Горда. Исследование характеристик многопозиционной локационной системы малой дальности для диагностики динамических процессов. // Известия вузов. Радиофизика, Т. 56, №2, 2013. – с. 124-133.
- [3] Stein S. Algorithms for Ambiguity Function Processing // IEEE Transactions on acoustics, speech, and signal processing. Vol. ASSP-29, N. 3, 1981. – P. 588-599.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ДАЛЬНОМЕРНОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ С УЧЕТОМ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЕМНЫХ И ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

И.В. Гринь, О.А. Морозов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Амплитудный дальномерный метод (АДМ) может применяться для оценки местоположения источника излучения вне зоны городской застройки группой беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Особенности БЛА ограничивают использование других методов местоопределения, например разностно-дальномерного метода и создают благоприятные условия для использования АДМ.

Дальномерный метод основан на измерениях дальностей  $D_i$  между  $i$ -м приемником с известными координатами  $(x_i, y_i, z_i)$  и источником  $(x_s, y_s, z_s)$ . Поверхностью положения (геометрическим местом точек пространства с одинаковым значением навигационного параметра, в качестве которого выступает дальность) в этом методе является сфера с радиусом  $D_i$  и центром, расположенным в точке, совпадающей с положением  $i$ -го приемника [1].

Согласно модели точечного источника мощность сигнала, принимаемого приемником при известных коэффициентах усиления приемной  $G_r$  и передающей  $G_s$  антенн и мощности  $P_s$  излучаемого источником сигнала [2]

$$P_r(D) = \frac{P_s G_r G_s \lambda^2}{(4\pi D)^2}. \quad (1)$$

В общем случае для многопозиционной пассивной системы, состоящей из  $N$  приемников сигнала, система уравнений для определения координат источника излучения может быть сформирована как отношения  $A_{ij}$  амплитуд сигналов, принимаемых каждым из  $N-1$  приемников, к амплитуде радиосигнала в выбранном (опорном) приемнике.

Одним из распространенных способов решения системы нелинейных уравнений, позволяющим получать регуляризованное решение, является переход от системы уравнений к задаче оптимизации функционала [3]

$$\Phi = \sum_{i=2}^N \left( \frac{\sqrt{(x_1 - x_S)^2 + (y_1 - y_S)^2 + (z_1 - z_S)^2}}{\sqrt{(x_i - x_S)^2 + (y_i - y_S)^2 + (z_i - z_S)^2}} - A_{1i} \right)^2 \quad (2)$$

Учет реальных диаграмм направленности приемной и передающей антенн существенно ухудшает качество оценки местоположения источника радиоизлучения приведенным методом, и нивелирует его практическую ценность.

Используя информацию о функции  $f(\theta, \phi)$  диаграмм направленности антенн, координатах, скоростях и ориентации приемников, совместно с предположением о типе диаграммы направленности  $f_s(\theta, \phi)$  и ориентации антенны источника излучения, можно модифицировать функционал амплитудного дальномерного метода (2) с

целью учета диаграмм направленности антенн приемников и источника излучения следующим образом:

$$\Phi = \sum_{i=2}^N \left( \frac{f_i(\vec{r}_s, \vec{r}_i, \theta_i, \psi_i, \gamma_i) \cdot f_s(\vec{r}_s, \vec{r}_i, \theta_s, \psi_s, \gamma_s) \cdot \sqrt{(x_1 - x_s)^2 + (y_1 - y_s)^2 + (z_1 - z_s)^2}}{f_i(\vec{r}_s, \vec{r}_i, \theta_i, \psi_i, \gamma_i) \cdot f_s(\vec{r}_s, \vec{r}_i, \theta_s, \psi_s, \gamma_s) \cdot \sqrt{(x_i - x_s)^2 + (y_i - y_s)^2 + (z_i - z_s)^2}} - A_{li} \right)^2, \quad (3)$$

где  $f_i$  - диаграмма направленности приемной антенны  $i$ -го приемника,  $f_s$  – диаграмма направленности передающей антенны источника излучения. Для удобства использования в составе системы уравнений и функционала АДМ параметры  $\theta$  и  $\varphi$  исходного уравнения  $f(\theta, \varphi)$  пересчитываются с учетом взаимного расположения источника и приемника, а так же ориентацией приемника, задаваемой с помощью углов Эйлера  $\theta_i, \psi_i, \gamma_i$  (крен, тангаж и рыскание).

В рамках данной работы были проведены исследования потенциальных точностных характеристик описанного алгоритма оценки координат источника излучения, при использовании групп БЛА. Моделирование заключалось в задании случайным образом положений и ориентаций источника и приемников сигнала, вычислении амплитуд сигналов, принятых приемниками, с учетом диаграмм направленности приемных и передающей антенн, добавлении энергетического шума заданного уровня, добавлении неопределенности определения координат и ориентаций приемников излучения и расчете координат источника.

Источник излучения размещался на плоскости  $z = 0$ . Область возможного расположения приемников сигнала составляла  $50 \times 50$  км в горизонтальной плоскости и 4 км по высоте. В качестве функции диаграммы направленности приемных и передающих антенн выбрана функция  $f(\theta, \varphi) = \sin(\theta)$ , которая является достаточным приближением для моделирования свойств ненаправленных штыревых антенн.

Результаты проведенных исследований свидетельствуют о принципиальной возможности практического применения описанного алгоритма, для обнаружения и определения местоположения источников излучения с априорно известными конфигурациями передающих антенн (функциями диаграмм направленности). Погрешности определения местоположения источников излучения описанным алгоритмом, могут быть оценены с помощью полученных зависимостей и не превышают 1 км.

- [1] Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Ипатов П. В. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- [2] Liu H., Darabi H., Banerjee P., Liu J. Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. // IEEE Transactions on systems, man, and cybernetics – part C: applications and reviews. V. 37, No 6, 2007. – P.1067-1080
- [3] Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы. – М.: Мир, 1982. – 583 с.

## ПОДАВЛЕНИЕ УТЕЧКИ СИГНАЛА ГЕТЕРОДИНА НА ВЫХОДЕ ПЕРЕДАТЧИКА В СИСТЕМЕ РАДИОСВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Д.М. Гриценко<sup>1)</sup> А.В. Кириллов<sup>1,2)</sup>, А.А. Артеменко<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> ООО «Радио Гигабит»

В настоящее время для передачи данных широко используются цифровые системы радиосвязи, позволяющие обеспечивать скорость передачи до 7 Гбит/с [1]. Увеличение пропускной способности ведет к повышению требований надежности передачи данных при сохранении приемлемого уровня отношения сигнал-шум (ОСШ) на входе приемника.

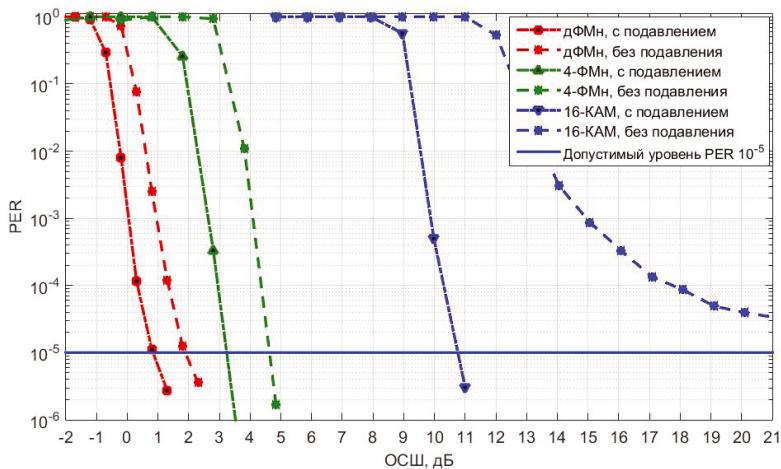
Цель данной работы заключалась в разработке метода подавления утечки сигнала гетеродина (несущего колебания) в системе связи частотного диапазона 57 – 64 ГГц с помощью стандартного приемника системы связи, без использования дополнительного измерительного оборудования. Рассматриваемая система связи поддерживает три типа модуляции и использует канальное кодирование [2] с малой плотностью проверок на четность, определенное в стандарте радиосвязи IEEE 802.11ad.

Утечка сигнала гетеродина возникает в модуляторе радиопередатчика. В этом случае, спектр сигнала на радиочастоте будет содержать сигнал несущей частоты, не переносящей полезной информации. На приемнике выполняется демодуляция, заключающаяся в переносе принятого широкополосного сигнала на нулевую частоту. При одинаковых частотах несущих передатчика и приемника наличие в сигнале несущей приведет к появлению постоянного смещения [3] на входе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) приемника, а при некоторой отстройке между передатчиком и приемником несущая будет восприниматься как дополнительное искажение. Оба эффекта негативно влияют на производительность системы связи.

Подавление утечки осуществляется за счет подстройки отдельно взятых смесителей квадратурного модулятора используемого радиопередатчика. Разработанный метод заключается в смещении (отстройке) частоты несущей приемника на несколько мегагерц относительно частоты несущей передатчика. При отсутствии полезного сигнала, отстройка приводит к формированию в приемном тракте гармонического сигнала с частотой указанной отстройки. Мощность такого сигнала оценивается относительно полной цифровой шкалы АЦП приемника. Оценка мощности сигнала утечки гетеродина используется для выбора настроек модулятора, отвечающих за мощность выходного сигнала. На основании выбранных настроек производится регулировка специальных регистров микросхемы передатчика, отвечающих за работу модулятора. При использовании метода утечка сигнала несущего колебания подавляется в среднем на 27 дБ.

Для оценки влияния утечки сигнала гетеродина на производительность системы радиосвязи были получены ее статистические характеристики. На рисунке представлены графики зависимости вероятности пакетной ошибки (PER) от ОСШ на входе приемника для случаев неподавленной и подавленной несущей с исполь-

зованием разработанного метода. При исследовании оценивалась работа системы с применением двоичной и квадратурной фазовых модуляций (манипуляций, дФМн и 4-ФМн, соответственно), а также 16-и позиционной квадратурной амплитудной модуляции (16-КАМ). Рассматриваемая скорость кодирования 1/2. За максимальный допустимый уровень PER, для работы системы связи, принят уровень  $10^{-5}$ .



По результатам исследования видно, что для 16-КАМ имеется максимальная деградация более 5 dB, с появлением шумового плато, в случае неподавленного несущего колебания. При использовании дФМн и 4-ФМн и подавлении несущего колебания уменьшение рабочего ОСШ составило 1 dB и 1.5 dB соответственно.

- [1] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60GHz Band, IEEE P802.11ad, December 2012.
- [2] Р. Морелос-Сарагоса. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – М.: Техносфера, 2005 – 320 с.
- [3] RF Microelectronics /Behzad Razavi, Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series. Prentice Hall PTR, 1998. – 335 с.

## ТЕХНИКА ВЫКАЛЫВАНИЯ БИТ ДЛЯ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ

Д.С. Дикарев, Г.А. Ермолаев, А.В. Давыдов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Полярные коды (polar codes) – новая, перспективная схема кодирования, один из кандидатов на использование в стандарте беспроводной связи пятого поколения (5G). Это первая схема, позволяющая в теории достичь предела Шеннона[1] на длинах кодового блока  $N \rightarrow \infty$  при сложности кодирования и декодирования  $O(M \log N)$ . Однако, структура полярного кодера ограничивает множество возможных длин кодового блока только степенями двойки  $N = 2^n$ .

Для практического применения в связи необходима методика, которая позволяет получать кодовые блоки произвольной длины  $N$  с произвольной скоростью кода  $R$ . В качестве решения проблемы в данной статье приведены два разработанных авторами метода выкалывания бит: выкалывание на оптимальных позициях и сокращение длины кодового блока.

### *Выкалывание на оптимальных позициях*

Первый метод базируется на традиционном в системах связи подходе – выкалывании бит в полученной после кодирования последовательности, никак не затрагивающем сам процесс кодирования. В этом случае  $M$  выколотых бит не передаются через канал связи, а при декодировании рассматриваются как неизвестные (LLR = 0).

На рис. 1 изображены вероятности битовой ошибки в информационных каналах кодера со 128 входами, полученные путём программного моделирования [2]. При этом вероятность блоковой ошибки в первую очередь определяется вероятностью ошибки в самом худшем информационном канале. Поэтому искать оптимальные позиции для выкалывания нужно изображений минимального увеличения вероятности ошибки в худших каналах, возможно, за счёт большего её увеличения в лучших.

В ходе данной работы было выяснено, что для определения оптимальных позиций выкалывания нужно:

1. Отсортировать битовые каналы по убыванию вероятности битовой ошибки.
2. Выбрать  $N \cdot (1-R)$  первых индексов (индексы замороженных бит).
3. Выбрать из них  $M$  последних индексов (где  $M$  – количество бит для выкалывания).

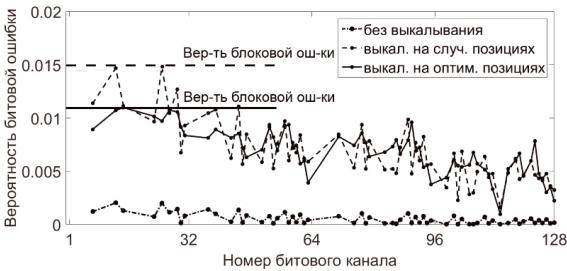


Рис. 1.

### Сокращение длины кодового блока

Второй подход основан на специфичном свойстве полярного кодера. Оно состоит в том, что при подаче на его вход последовательности с  $M$  нулями на конце, кодовая последовательность также будет гарантированно оканчиваться  $M$  нулями (рис. 2). Таким образом, если подавать на первые  $N-M$  входов кодера информационные и замороженные биты, а на последние  $M$  – нули, можно получить кодовую последовательность, в которой  $M$  битов не зависят от кодируемой информации (всегда равны 0). В этом случае данные биты можно не передавать через канал связи, а при декодировании считать известными ( $LLR = +\infty$ ). При этом т.к.  $u \oplus 0 = u$  для  $\nabla u$ , можно считать, что подача нулей на последние входы эквивалентна удалению части операций сложения из структуры кодера (Рис. 2). Таким образом возможно получить полярный кодер с произвольной длиной блока  $N \neq 2^n$ .

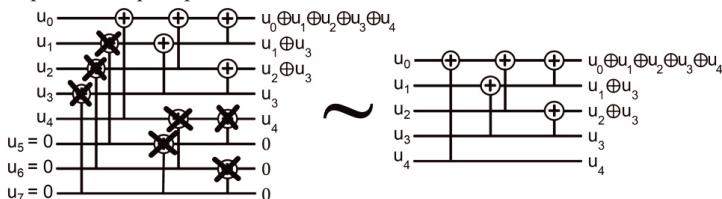


Рис. 2.

Результаты программного моделирования (рис. 3) показывают, что выкальвание на оптимальных позициях (первый подход) превосходит по помехоустойчивости выкальвание на случайных позициях. При этом, метод сокращения длины кодового болка (второй подход) обеспечивает ещё более высокую помехоустойчивость за счёт формирования более оптимальной структуры кодера для каждой длины блока.

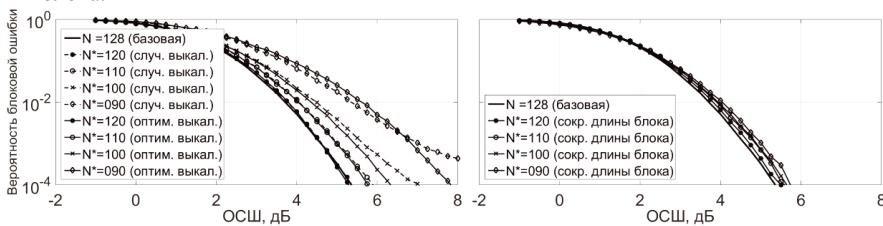


Рис. 3.

- [4] Arikan E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // IEEE Trans. Inf. Theory. 2009. vol.55,no.7. p.3051.
- [5] Balatsoukas-Stimming A., Parizi M.B., Burg A. LLR-based successive cancellation list decoding of Polar Codes // IEEE Trans. Signal Process. 2015. vol.63,no.19. p.5165.

## АППРОКСИМАЦИЯ ДОСТАТОЧНОЙ СТАТИСТИКИ В ЗАДАЧЕ НЕКОГЕРЕНТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

**А.М. Донис, О.В. Болховская**

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Задача обнаружения детерминированного сигнала с известными статистическими характеристиками на фоне шума встречается довольно редко. В реальности условия приема сигнала на фоне шума чаще всего приводят к необходимости решения задачи в случае априорной неопределенности [1].

Рассмотрим задачу обнаружения полезного сигнала заданной формы эквидистантной  $M$ -элементной антенной решеткой с произвольным расположением датчиков. Предположим, что  $N$  выборок сигнала  $x[1], x[2], x[3], \dots, x[N]$  являются статистически независимыми и одинаково распределенными случайными векторами. В общем виде задача обнаружения формулируется как классическая двухальтернативная задача выбора между  $H_0$ :  $x[n] = \xi[n]$  и  $H_1$ :  $x[n] = s[n] + \xi[n]$ . Здесь  $\xi[n] = [\xi[1], \xi[2], \dots, \xi[M]]^T$  – комплексный гауссовский вектор собственного шума в элементах приемника,  $n=1,2,\dots,N$  – объем выборки,  $s[n]$  – комплексный вектор полезного сигнала, принимаемого антенной решеткой от внешнего источника сигналов.

Решение задачи обнаружения произвольного сигнала  $s[n]$  основано на сравнении отношения правдоподобия с некоторым пороговым значением  $h$ . [2]

$$\Lambda(x[1], \dots, x[N]) = \frac{P(x[1], \dots, x[N]/H_1, \vartheta_0)}{P(x[1], \dots, x[N]/H_0)} \quad (1)$$

Поскольку рассматривается задача некогерентного обнаружения сигнала, сигнал в числителе отношения правдоподобия содержит случайную фазу. Используем байесовский подход и усредним отношение правдоподобия для сигнала с полностью известными параметрами по фазе. В этом случае получим формулу для вычисления отношения правдоподобия через модифицированную функцию Бесселя первого рода нулевого порядка.

$$\prod_{m=1}^M I_0\left(\frac{Y_m[n]}{\sigma^2}\right) > e^{\frac{M}{\sigma^2} \sum_{n=1}^N A^2[n]} \Lambda_{th} \quad (2),$$

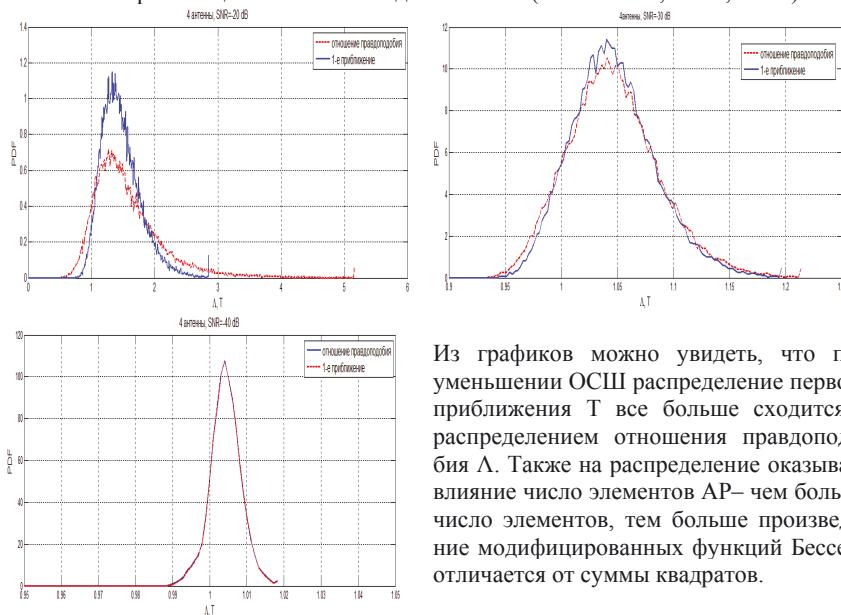
где  $Y_m[n]$  – сигнал на выходе согласованного фильтра.

Для случая слабых сигналов (то есть небольших значений аргумента функции Бесселя) можно использовать разложение модифицированной функции Бесселя первого рода нулевого порядка в степенной ряд. Тогда можно перейти к приближенной решающей статистике

$$T[\mathbf{x}] = \sum_{m=1}^M T_m[\mathbf{x}] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |x[n] A^*[n]|^2 = \sum_{m=1}^M Y_m^2 \quad (3)$$

Для сравнения характеристик решающей статистики и ее первого приближения было проведено численное моделирование в среде Matlab.

Была смоделирована многоэлементная ( $M=4$ ,  $M=16$ ) линейная эквидистантная антennaя решетка с расстоянием между элементами, равным половине длины волны. В качестве полезного сигнала была использована последовательность Задова-Чу [1] длительностью  $N=63$  в связи с ее хорошими корреляционными свойствами. На графиках ниже представлено сравнение плотностей вероятности достаточной статистики  $\Lambda$  и решающей статистики  $T$  для 4 антенн (SNR=-20dB, -30dB, -40dB).



Из графиков можно увидеть, что при уменьшении ОСШ распределение первого приближения  $T$  все больше сходится с распределением отношения правдоподобия  $\Lambda$ . Также на распределение оказывает влияние число элементов AP— чем больше число элементов, тем больше произведение модифицированных функций Бесселя отличается от суммы квадратов.

- [1] Steven M. Kay. "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 2, Detection Theory", Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey 07458.
- [2] D. C. Chu, "Polyphase Codes With Good Periodic Correlation Properties", IEEE transactions on information theory, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, July 1972.

## ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ OFDM СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

А.В. Елохин, Д.П. Серебрякова, О.Д. Косымов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящей работе исследована работоспособность OFDM системы передачи данных в условиях многолучевого канала связи ДМВ диапазона. Высокая скорость передачи в OFDM системах достигается путем параллельной передачи информации по большому числу ортогональных частотных подканалов (поднесущих). Данная OFDM система рассмотрена в полосах 3.57 МГц, 5.72 МГц и 11.43 МГц при помощи имитационного моделирования на физическом уровне. Характеристики канала ДМВ диапазона сильно варьируются в зависимости от положения самолёта относительно базовой станции, вследствие чего рассмотрены различные сценарии моделирования канала связи.

Функциональную схему программного симулятора можно разделить на три основные части: передатчик, канал связи и приёмник. Передатчик включает в себя свёрточный кодер, перемежитель (интерливер), модулятор, блок вставки пилотных поднесущих, блок обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) и блок добавления защитного интервала. Длина кодового ограничения кодера равна 7, поддерживаются две скорости кодирования  $r_c=1/2$  (основная) и  $r_c=3/4$  (обеспечивается с помощью операции выкалывания). Выходные биты кодера подаются на блочный перемежатель. Использовались следующие виды модуляции: двоичная и квадратурная фазовые модуляции (2ФМ и 4ФМ), квадратурные амплитудные модуляции (16КАМ и 64КАМ). К модулированной последовательности символов добавляются пилотные поднесущие для оценки канала на приемнике. Выходная последовательность символов подвергается обратному БПФ для формирования ортогональных поднесущих, затем добавляется защитный интервал для того, чтобы избежать межсимвольных искажений. После проведенных преобразований полученная последовательность является сформированным блоком данных.

Программный симулятор канала связи (модель канала) разработан в соответствии с WSSUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering – стационарный в широком смысле канал с некоррелированным рассеянием) моделью [1], которая дает возможность моделировать диффузную компоненту многолучевого канала. WSSUS модель предполагает, что корреляционная функция канала инвариантна во времени и рассеиватели с различными задержками пути не коррелированы между собой. Такое предположение позволяет реалистично описывать кратковременные вариации радиоканала. Принимаемый сигнал состоит из двух компонент, одна из которых связана с прямым распространением сигнала (LOS компонента), а другая (релеевская или NLOS компонента) обусловлена рассеянием или переотражением сигналов.

Приемная часть представляла собой приемник с блоком удаления защитного интервала, блоком прямого БПФ, блоком оценки канала связи с использованием пилотных поднесущих, эквализацией по критерию минимума среднеквадратической ошибки.

Моделирование проводилось для четырех сценариев, в зависимости от полетной ситуации: «полет», «посадка/взлет», «рулежка» и «парковка». Сценарии «полёта» предназначены для описания линий связи между двумя воздушными судами («воздух – воздух»), а также для линии связи между самолетом и наземным пунктом («земля – воздух» или «воздух – земля»). Фактор Райса принимает значение 15 дБ, а задержка составляет 7 мкс. Сценарий «посадка/взлет» соответствует полету на небольшом расстоянии от аэропорта, где канал характеризуется компонентой прямой видимости и рассеянными сигналами. Средняя величина фактора Райса составляет от 15 до 18 дБ. Сценарий «рулежка» соответствует ситуации, когда самолет уже приземлился и движется по взлетно-посадочной полосе, где отраженные лучи могут приходить с разных сторон. Фактор Райса составляет 5–7 дБ [1]. Сценарий «парковка» соответствует медленному движению самолета по территории аэропорта, где прямой луч блокирован зданиями, а отраженные лучи могут приходить с разных сторон.

На графиках представлены результаты имитационного моделирования для двух сценариев полета «земля-воздух» в полосе 3.57 МГц и «воздух-воздух» в полосе 5.72 МГц, см. рис. 1 и рис. 2. Полученные результаты говорят о возможности применения OFDM технологии для построения системы связи работающей в рассмотренных каналах передачи данных.

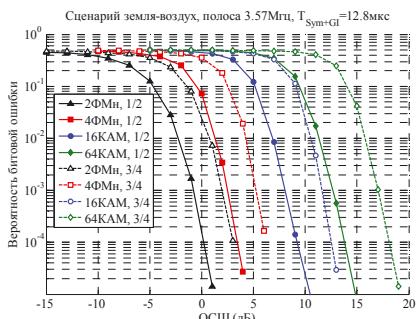


Рис. 1. Вероятность битовой ошибки для сценария «земля-воздух», полоса 3.57 МГц.

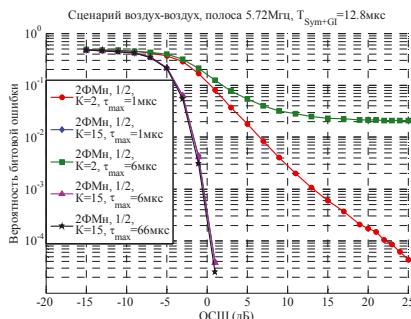


Рис. 2. Вероятность битовой ошибки для сценария «воздух-воздух», полоса 5.72 МГц.

[1] Haas E. Aeronautical channel modeling // IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2002. V. 51, No. 2, pp. 254–264.

Elhoubi S.M. A simplified stochastic model for aeronautical mobile radio channel // Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. 1993, pp. 960–963.

## ПОСТРОЕНИЕ ПОЛЯРНЫХ КОДОВ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Г.А. Ермолаев, Д.С. Дикарев, А.В. Давыдов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В данной работе рассматривалась задача построения полярных кодов, являющихся перспективным кандидатом схем помехоустойчивого кодирования для систем мобильной связи пятого поколения (5G). Был предложен эффективный алгоритм построения полярных кодов, и произведено сравнение помехоустойчивости с существующими структурами полярных кодов, а также с другими схемами помехоустойчивого кодирования, применяемыми в современных системах связи.

Структура полярных кодов описывается тремя параметрами [1]:  $N$  – длина последовательности с выхода кодера,  $K$  – длина информационной последовательности,  $I$  – набор индексов, в которые записывается информационная последовательность перед подачей на кодер, причем  $\|I\|=K$ ,  $I \in A$ ,  $A=\{0, 1, \dots, N-1\}$ . В остальные индексы, не принадлежащие множеству  $I$  (так называемые индексы фиксированных бит) записываются нули. Задача построения полярных кодов – это задача поиска оптимального набора  $I$ , т.е. такого набора индексов, который будет обеспечивать наилучшую помехоустойчивость для определенной скорости кодирования  $R = K/N$ . Стоит отметить что оптимальный выбор множества  $I$  может зависеть от длины информационной последовательности  $K$ .

Разработанный метод построения полярных кодов позволяет не только найти оптимальную структуру полярных кодов, но также получить общий набор индексов, включающий оптимальный  $I$  для произвольной скорости кодирования, т.е. для любого  $0 < K < N$ .

Предложенный алгоритм поиска оптимального набора индексов  $I$  входит в группу Монте-Карло алгоритмов. Он основывается на вычислении для всех индексов из множества  $A$  вероятности ошибки бита на определенном индексе, получаемой с помощью моделирования кодирования и декодирования полярных кодов, и выбора  $K$  индексов с наименьшей вероятностью ошибки. Алгоритм построения массива индексов для каждой  $N$  обеспечивает вложенную структуру индексов  $I$  для различных длин информационной последовательности  $K$ , и основан на том, что для  $K_1 > K_2$   $I_2 \subseteq I_1$ . Данное свойство полярных кодов позволяет существенно упростить процедуру хранения индексов информационных бит для различных  $K$ , что приводит к уменьшению требований на размер памяти кодирующей и декодирующей схем в практических устройствах.

На рис.1 представлено сравнение помехоустойчивости полярных кодов, полученных с помощью предложенного метода и основанного на гауссовской аппроксимации вероятности ошибки [2]. Показаны зависимости вероятности блоковой ошибки от отношения сигнал-шум (ОСШ). Сравнение проводилось в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) для длины кодовой последовательности  $N=1024$  и скоростей кодирования:  $R_1=2/3$ ,  $R_2=3/4$ ,  $R_3=5/6$ . Для модуляции сигнала использовалась квадратурная фазовая модуляция (QPSK).

На рис.2 представлено сравнение помехоустойчивости полярных кодов, полученных с помощью разработанного подхода, и схем кодирования, используемых в современных системах связи, таких как коды с малой плотностью проверки на четность (LDPC, Low-density parity-check code) и сверточные турбо-коды (CTC, Convolutional turbo codes). Сравнение проводилось в АБГШ канале при сравнимых N и том же множестве скоростей кодирования, что на рис.1. Использовалась квадратурная фазовая модуляция.

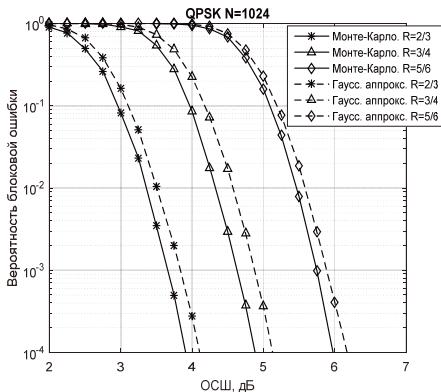


Рис. 1.

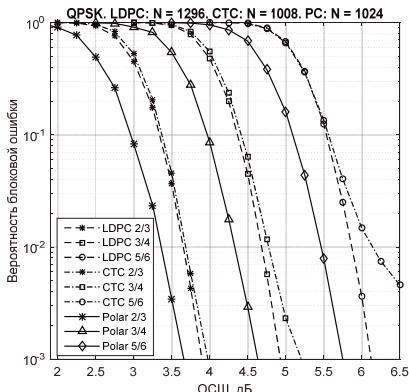


Рис. 2.

Из проведенных сравнений можно сделать следующие выводы:

- Предложенный алгоритм позволяет получить структуру, лучшую по помехоустойчивости по сравнению с существующими структурами полярных кодов и другими схемами помехоустойчивого кодирования современных систем связи.
- Разработанный метод позволяет заметно упростить практическое применение полярных кодов за счет использования общего набора индексов для различных длин информационной последовательности K.

- [1] Arikhan E., Channel polarization: a method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels. //IEEE Transaction on Information Theory. 2009. T.55, №7. C.3051.
- [2] Trifonov P., Efficient design and decoding of polar codes. //IEEE Transaction on Communications. 2012. T.60, №11. C.1.

## РАЗРАБОТКА АППАРАТНОГО БЛОКА СЕТЕВОГО КОММУТАТОРА НА БАЗЕ ПЛИС

Р.С. Кобяков<sup>1,2)</sup>, А.А. Шевченко<sup>2)</sup>, А.А. Мальцев<sup>1)</sup>

<sup>1)</sup> ННГУ им. Н.И. Лобачевского

<sup>2)</sup> ООО «Радио Гигабит»

Сетевой коммутатор (switch) – устройство, предназначенное для соединения нескольких узлов компьютерной сети в пределах одного или нескольких сегментов сети. Коммутатор работает на канальном уровне сетевой модели OSI/ISO. Коммутаторы были разработаны с использованием мостовых технологий и часто рассматриваются как многопортовые мосты. В отличие от концентратора, который распространяет трафик от одного подключенного устройства ко всем остальным, коммутатор передает данные только непосредственно получателю на основе MAC-адресов. Это повышает производительность и безопасность, избавляя остальные сегменты сети от необходимости обрабатывать данные, которые им не предназначались.

В данной статье рассматривается разработка аппаратного блока сетевого коммутатора для систем беспроводной связи типа «точка-точка» или «точка-многоточка», аппаратная часть которой реализуется согласно концепции «система на кристалле». Разработанный блок используется для коммутации кадров между двумя интерфейсами Ethernet, CPU и радиоканалом. На рис. 1. представлена схема интеграции блока в «систему на кристалле» ПЛИС Zynq-7000 и рассмотрено подключение сопряженных блоков к портам коммутатора.

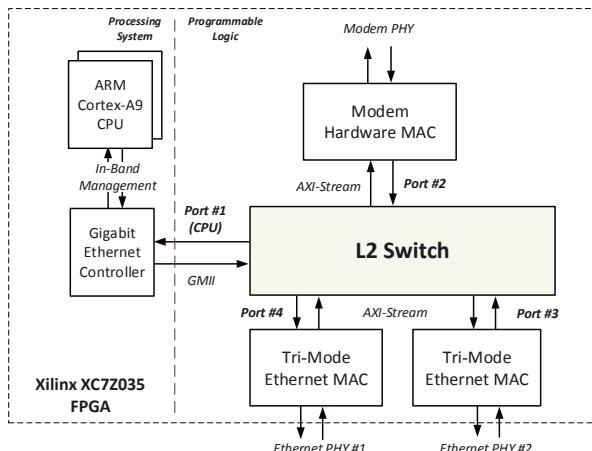


Рис. 1.

Для доступа к физическому уровню Gigabit Ethernet используется модуль LogiCORE IP Tri-Mode Ethernet MAC (TEMAC) [1]. Подключение сетевого коммутатора

к Tri-Mode Ethernet MAC и Modem Hardware MAC осуществляется по шине AMBA AXI-Stream [2]. Процессор подключается через встроенный аппаратный Ethernet MAC, используя GMII интерфейс [3]. На рис. 2. представлена общая аппаратная архитектура сетевого коммутатора.

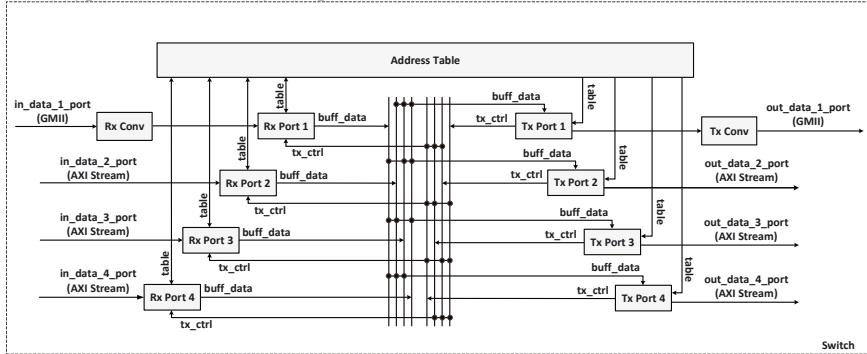


Рис. 2.

Основные аппаратные модули сетевого коммутатора [4]:

- Входной порт (Rx Port) – осуществляет буферизацию входящего фрейма, считывание контрольной информации, а также контроль трафика.
- Таблица адресов (Address Table) – на основе полученной контрольной информации вычисляет номер выходного порта, через который нужно передать фрейм.
- Выходной порт (Tx Port) – считывает требуемый фрейм из буфера входного порта и производит отправку через соответствующий интерфейс.

Поддерживаемая скорость передачи может варьироваться в диапазоне 10 – 1000 Мбит/с. Размер коммутационной таблицы - 2048 MAC адреса.

Архитектура блока оптимизирована для взаимодействия с другими высокоскоростными устройствами внутри «системы на кристалле», а также минимизации занимаемой площади ПЛИС. Аппаратная реализация блока выполнена на языке описания цифровой аппаратуры Verilog, не ограничена особенностями конкретной технологии ПЛИС.

- [1] PG051 - Tri-Mode Ethernet MAC v9.0 Product Guide
- [2] AMBA4 AXI4-Stream Protocol Specification
- [3] IEEE Draft Standard for Ethernet Amendment Physical Layer Specifications and Management Parameters for 1 Gb/s Operation over a Single Twisted Pair Copper Cable, in IEEE P802.3bp/D3.0, December 2015 (Amendment of IEEE Std 802.3-2015), vol., no., pp.1-224, Jan. 1 2015
- [4] Rich Seifert, James Edwards “The All-New Switch Book: The Complete Guide to LAN Switching Technology, 2<sup>nd</sup> Edition”

## МЕТОДЫ КВАНТОВАНИЯ СОБСТВЕННЫХ ВЕКТОРОВ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ ДЛЯ LTE СИСТЕМ СВЯЗИ

В.В. Купцов, В.С. Сергеев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Современные системы сотовой связи нового поколения можно разбить на два класса в зависимости от метода разделения сигналов в нисходящем и восходящем каналах. В первом подходе используется временное разделение (TDD – Time Division Duplexing) сигналов в нисходящем (downlink) и восходящем (uplink) каналах. В этом случае передача данных осуществляется на одной и той же частоте, но в разные промежутки времени. Ко второму классу относятся системы, которые используют частотное разделение сигналов (FDD – Frequency Division Duplexing). В таких системах информация может передаваться одновременно от базовой станции и от пользователя. При этом передача сигнала в uplink и downlink каналах осуществляется на разных частотах для понижения уровня взаимных помех.

Оба режима разделения сигнала имеют свои преимущества и недостатки. Одним из основных недостатков передачи сигнала в FDD-системах связи является использование различных частот для передачи сигнала в нисходящем и восходящем каналах, что делает нисходящий канал на стороне пользователя неизвестным на стороне базовой станции. Для адаптации передачи сигнала в нисходящем канале, пользователь сообщает квантованную информацию о состоянии канала с помощью канала обратной связи. Например, для аддитивного формирования диаграммы направленности пользователь выбирает из заранее заданного в стандарте набора диаграммообразующих векторов (ДОВ), тот вектор, который является наиболее оптимальным для заданного физического канала, и сообщает его индекс (PMI) [1] базовой станции.

Из-за менее точной информации о состоянии канала системы с частотным разделением, как правило, имеют худшие характеристики скоростей передачи данных, чем системы с временным разделением. Наиболее сильно разница наблюдается у пограничных пользователей (находящиеся на краю соты), принимающих сигнал на фоне сильных помех от соседних базовых станций. Повышение скорости передачи информации между базовой станцией и пограничными пользователями для FDD-систем, является одной из приоритетных задач современных систем связи. Для решения этой проблемы в нашей работе был предложен новый способ квантования канальной информации (собственного вектора канала) с помощью нескольких базисных векторов.

Для увеличения точности описания канальной матрицы было предложено использовать не один, а несколько кодовых векторов. Преимущество, заданного в стандарте набора ДОВ заключается в том, что каждому весовому вектору можно подобрать набор из восьми взаимноортогональных векторов, причем определяется этот набор однозначно для каждого вектора. То есть мы получаем ортогональный

базис в восьмимерном пространстве, для работы в котором достаточно основных знаний аналитической геометрии. А также, что немаловажно, учитывая высокую загрузку *uplink* канала, для передачи первого вектора потребуется четыре бита, а для передачи ортогональных ему векторов уже всего лишь три.

Рассмотрим более подробно предлагаемый алгоритм. Итак, первый диаграммообразующий вектор выбирается в соответствии со стандартной процедурой. Затем определяется набор взаимно ортогональных векторов, содержащий выбранный вектор. Тогда собственный вектор можно записать в виде:

$$eigenVector = a_1 \vec{V}_1 + a_2 \vec{V}_2 + \dots + a_8 \vec{V}_8, a_1 > a_2 > \dots > a_8$$

где  $a_i$  - коэффициенты разложения, отсортированные в убывающем порядке.

Несложно показать, что

$$a_i = (eigenVector^H * \vec{V}_i) / (\vec{V}_i^H * \vec{V}_i)$$

Для реализации подобного разложения дополнительно по каналу обратной связи необходимо передать индексы ортогональных векторов и весовые коэффициенты разложения.

Эффективность работы предложенного метода аппроксимации была исследована для нескольких вариантов разложения:

Таблица1. Результаты

Тип диаграммообразующего вектора	1 вектор из кодовой книги (стандартный вариант)	Разложение по двум векторам	Разложение по трем векторам	Собственный вектор матрицы канальных коэффициентов
Средняя скорость передачи, Мбит/с	35.3	36.5 (+3.5%)	37.7 (+6.8%)	39.5 (+12%)
5% (пользователи на границе сот) скорость передачи, Мбит/с	0.57	0.61 (+6.8%)	0.69 (+20.5%)	0.75 (+31%)

Основываясь на результатах симуляций можно сделать вывод, что предлагаемый метод позволяет добиться увеличения скорости передачи данных в сотовой сети. В случае, когда собственный вектор аппроксимируется с помощью трех кодовых векторов, выигрыш становится весьма значительным.

[1] 3GPP technical specification 36.213 V12.1.0.

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В МИМО СИСТЕМЕ, ОБУСЛОВЛЕННЫЕ НЕТОЧНОЙ ОЦЕНКОЙ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ

Н.А. Кутузов, А.Г. Флаксман

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Наиболее эффективным способом увеличения скорости передачи информации в перспективных системах сотовой связи является применение MIMO-технологии, основанной на использовании антенных решеток на обеих сторонах линии связи. В MIMO-системах с обратной связью канальная матрица  $\mathbf{H}$  становится известной на передающей стороне, что позволяет адаптивно формировать независимые параллельные собственные подканалы для передачи и приема информации [1].

Для оценки матрицы  $\mathbf{H}$  часто используются алгоритмы, основанные на поиске минимума среднеквадратической ошибки с помощью псевдошумовых обучающих последовательностей (ПШОП) [2]. При последовательной оценке канальных коэффициентов для всех передающих антенн используется одна ПШОП, а оценка каждого элемента  $h_{ij}$  матрицы  $\mathbf{H}$  имеет случайную ошибку с гауссовой плотностью вероятности, с нулевым средним и с дисперсией равной  $\sigma^2=1/\rho_0 L$ , где  $\rho_0$  отношение сигнал/шум в каждой из  $N$  приемных антенн,  $L$  – длина ПШОП. При одновременной (параллельной) оценке число ортогональных ПШОП должно быть равно числу  $M$  передающих антенн, а дисперсия ошибки увеличивается в  $M$  раз из-за разделения мощности между антеннами ( $\sigma^2=M/\rho_0 L$ ).

Сигнал на выходе  $i$ -го ( $i=1,2,\dots,K$ ) собственного подканала равен [3]

$$y_i = \sqrt{p_i} (\hat{\mathbf{U}}^H \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{V}})_{ii} d_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \sqrt{p_k} (\hat{\mathbf{U}}^H \hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{V}})_{ik} d_k + \tilde{n}_i, \quad (1)$$

где матрица  $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$ ,  $\Delta\mathbf{H}$  – матрица ошибок, матрицы  $\hat{\mathbf{V}}$  и  $\hat{\mathbf{U}}$  состоят из собственных векторов матрицы  $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$  и  $\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H$ , соответственно,  $d_i$  – символ, передаваемый по  $i$ -му подканалу,  $p_i$  – мощность, распределённая в этот подканал,  $K$  – ранг матрицы  $\mathbf{H}$ . В релеевском некоррелированном канале ранг  $K=\min\{M,N\}$ .

Первое слагаемое в (1) дает полезный сигнал, передаваемый по  $i$ -му подканалу. Второе слагаемое является взаимной помехой, которая обусловлена не ортогональностью подканалов из-за матрицы ошибок  $\Delta\mathbf{H}$ . Третье слагаемое описывает собственный шум единичной мощности, некоррелированный в разных подканалах.

Найдем энергетические потери в MIMO-системе для шенноновской спектральной эффективности (СЭ) и вероятности битовой ошибки (Bit Error Rate (BER)), которые обусловлены ошибками оценки матрицы  $\mathbf{H}$ . Величина  $\gamma$  потерь определяется дополнительным ОСШ, необходимым для компенсации ошибок, и может быть найдена из равенства  $B(L \rightarrow \infty, \rho_0) = B(L, \gamma \rho_0)$ , где  $B$  – СЭ или BER.

В случае малой дисперсии ( $\sigma^2 \ll 1$ ) ошибки оценки канальной матрицы  $\mathbf{H}$  коэффициент потерь  $\gamma_C$  для СЭ равен  $\gamma_C = 1 + (K-1)Q/KL$ , где  $Q$  – число используемых ПШОП ( $Q=M$  и  $Q=1$  при одновременной и последовательной оценке, соответственно). Отсюда следует, что в случае малых ошибок оценки канальной матрицы потери не зависят от ОСШ. При увеличении числа передающих антенн длина ПШОП должна быть пропорционально увеличена, чтобы компенсировать уменьшение СЭ из-за неточной оценки канальной матрицы.

Найдем потери в MIMO-системе для вероятности битовой ошибки. Будем рассматривать потери отдельно для каждого из собственных подканалов. Алгоритм максимально правдоподобной оценки заключается в выборе такого сигнала  $\hat{d}_i$ , который минимизирует евклидовое расстояние между принимаемым сигналом в  $i$ -ом собственном подканале и всеми возможными гипотезами, и имеет вид [2]:

$$\hat{d}_i = \arg \min_{d_i} \left| y_i - \sqrt{p_i \hat{\lambda}_i} d_i \right|^2. \quad (2)$$

где  $\hat{\lambda}_i$  –  $i$ -ое собственное число матрицы  $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$  или  $\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^H$ .

$M \times N$	$\gamma_{BER1}$	$\gamma_{BER2}$	$\gamma_C$
$2 \times 4$	1,2/0,7	0,8/0,5	0,4/0,2
$4 \times 2$	2,1/0,7	1,7/0,5	0,8/0,2
$2 \times 8$	1,5/1,0	1,2/0,7	0,4/0,2
$8 \times 2$	3,7/1,0	3,1/0,7	1,5/0,2
$2 \times 16$	2,1/1,4	1,6/1,0	0,4/0,2
$16 \times 2$	5,9/1,4	5,5/1,0	2,6/0,2

В Табл. приведены коэффициенты потерь (дБ) для СЭ и вероятности битовой ошибки в первом ( $\gamma_{BER1}$ ) и втором ( $\gamma_{BER2}$ ) собственных подканалах MIMO-системы с разной конфигурацией (числом передающих и приемных антенн) при длине ПШОП  $L=10$ . Потери определялись по заданному уровню вероятности ошибки, равному 0,01. Цифра в числителе соответствует одновременной оценке канальных коэффициентов, а в знаменателе – последовательной.

Из приведенных результатов следует, что потери увеличиваются с ростом числа передающих антенн в значительно большей степени, чем с ростом числа приемных антенн. Для уменьшения потерь в MIMO системе с большим числом передающих антенн можно использовать смешанный последовательно-параллельный метод оценки матрицы  $\mathbf{H}$ . Например, при разделении системы с 16 передающими антennами на 4 части коэффициент  $\gamma_{BER1}$  уменьшаются с 5.9 до 3 дБ, а коэффициент  $\gamma_{BER1}$  – с 5.5 до 2.4 дБ.

- [1] Paylraj A., Nabar R. and Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications. – Cambridge: University Press, 2003.
- [2] Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. – М: Радио и связь, 2000. 800с.
- [3] Ermolayev V.T., Flaksman A.G., Kovalyov I.P., Averin I.M. Weight Error Loss in MIMO systems Using eigenchannel technique // Proc. of the 4<sup>th</sup> Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT'03). Sevastopol, Ukraine. 2003. P. 333.

## МЕТОДЫ АДАПТИВНОГО ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ ВЕКТОРОВ

К.А. Морозов, Г.В. Морозов, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В современных системах связи для повышения производительности применяются MIMO-системы (Multiple Input Multiple Output) связи с обратной связью. Высокая пропускная способность в таких системах обеспечивается за счет формирования одного или нескольких пространственных подканалов, которые адаптивно формируются с помощью диаграммообразующих векторов (ДОВ) антенных элементов передатчика. ДОВ, как правило, выбираются пользователем из кодовой книги на основе измерений канала в нисходящем канале связи и сообщаются на сторону базовой станции. При этом увеличение количества антенных элементов на стороне базовой станции, как правило, приводит к возрастанию количества кодовых слов в кодовой книге, что приводит к увеличению вычислительной сложности алгоритма оптимального поиска ДОВ на стороне пользователя. В данной работе предлагается подход адаптивного формирования ДОВ с выбором подмножества лучей (кандидатных ДОВ) на стороне базовой станции позволяющий существенно упростить поиск оптимального ДОВ на стороне пользователя. В работе рассматривается модель сигнала на стороне приёмника

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{w}s + \mathbf{n},$$

где  $\mathbf{y}$  – вектор принятого сигнала на антенах приёмника пользователя размерностью  $N_{Rx} \times 1$ ,  $\mathbf{H}$  – канальная матрица размерностью  $N_{Rx} \times N_{Tx}$  (число приёмных антенн на число передающих),  $s$  – сигнал данных,  $\mathbf{n}$  – вектор шума на антенах приёмника. ДОВ  $\mathbf{w} = \mathbf{w}_1\mathbf{w}_2$  является двухуровневым. Матрица первого уровня  $\mathbf{w}_1$  содержит подмножество ДОВ (лучей)  $\Omega$ , задаваемых векторами матрицы дискретного преобразования Фурье. Матрица второго уровня  $\mathbf{w}_2$  выполняет выбор ДОВ из подмножества  $\Omega$ .

В предлагаемом подходе выбор ДОВ  $\mathbf{w}_1$  (подмножества  $\Omega$ ) осуществляется на стороне базовой станции, а выбор ДОВ  $\mathbf{w}_2$  из подмножества  $\Omega$  на стороне пользователя. При этом выбор  $\mathbf{w}_2$  осуществляется на основе измерений эффективного канала  $\mathbf{H}\mathbf{w}_1$ , что обеспечивает дополнительные преимущества для граничных пользователей за счет «прекодированной» передачи опорных сигналов с ДОВ  $\mathbf{w}_1$ . Выбор набора кандидатных лучей (подмножества  $\Omega$ ) на стороне базовой станции может осуществляться грубо, например, по средней мощности принятых опорных сигналов, измеряемой пользователем. При этом более точная подстройка ДОВ происходит с помощью матрицы  $\mathbf{w}_2$  выбираемой на основе измерений эффективного канала  $\mathbf{H}\mathbf{w}_1$ .

В работе было проведено исследование предложенного алгоритма выбора ДОВ на системном уровне. Для исследования использовался городской сценарий развер-

тывания сети с гексагональным расположением базовых станций (3D-UMa [1]). В качестве антенной системы использовалась двумерная решётка с кроссполяризованными антенными элементами размерностью  $8 \times 4$ . Получена интегральная функция распределения пропускной способности пользователей для FTP модели трафика и загрузки сети равной 30%. В таблице приведены результаты моделирования для стандартного и предложенного подхода. Приведены значения пропускных способностей, соответствующих значениям интегральной функции распределения, равным 5%, 50%, 95%, и различному количеству лучей в подмножестве  $\Omega$ . Из приведённых результатов видно, что система, использующая подход с предварительным выбором кандидатных лучей, обеспечивает схожую или лучшую пропускную способность по сравнению со стандартным подходом формирования ДОВ; помехоустойчивость предложенного алгоритма формирования ДОВ повышается с ростом количества кандидатных лучей; пропускная способность системы, использующей один луч на базовой станции, несущественно уступает подходу без предварительного выбора кандидатных лучей.

Подходы формирования ДОВ	5% пользователей, Мбит/с	50% пользователей, Мбит/с	95% пользователей, Мбит/с
Стандартный [2]	8.25	25.07	55.51
Предложенный, $ \Omega  = 1$ луч	8.01 (-3%)	24.70 (-1%)	55.49 (0%)
Предложенный, $ \Omega  = 2$ луча	8.20 (-1%)	25.12 (0%)	55.52 (0%)
Предложенный, $ \Omega  = 4$ луча	8.29 (0%)	25.53 (2%)	55.55 (0%)
Предложенный, $ \Omega  = 8$ лучей	8.43 (2%)	26.18 (4%)	55.56 (0%)

[6] 3GPP TR 36.873 V12.1.0 – 2015, с.14.

[7] Manu O., Dimian M., Graur A. //В кн.: 10th International Conference on Development and application systems. 27-29 мая 2010 г. – Сучава, 2010, с.294.

## СУБОПТИМАЛЬНЫЙ МЕТОД ПОИСКА ДИАГРАММООБРАЗУЮЩИХ ВЕКТОРОВ КОДОВОЙ КНИГИ ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С МНОГОЭЛЕМЕНТНЫМИ АНТЕННАМИ

В.А. Сергеев, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Повышение спектральной эффективности передачи информации является одной из основных задач современных систем сотовой связи. Одним из наиболее перспективных путей её решения является использование фазированных антенных решеток с большим количеством антенных элементов на базовой станции (БС). Использование многоэлементных антенн позволяет осуществлять адаптивное формирование диаграммы направленности, что существенно улучшает характеристики системы.

Для эффективного формирования диаграммы направленности передатчику БС необходима информация о беспроводном канале связи. Однако, оценка канала на БС не всегда возможна, так как восходящий и нисходящий каналы не всегда являются взаимными. В таком случае целесообразно применение схемы с обратной связью. В этой схеме выбор диаграммообразующего вектора (ДОВ) осуществляется приемник мобильного терминала (МТ). На основе канальной реализации ДОВ выбирается из конечного набора, также называемого кодовой книгой, известного как на БС, так и на МТ. Индекс ДОВ (кодового слова) отправляется по восходящему каналу связи.

В настоящее время схема с обратной связью применяется в стандарте сотовой связи LTE. Стоит отметить, что с ростом числа передающих антенн на БС количество ДОВ в кодовой книге существенно возрастает, что делает процедуру поиска оптимального кодового слова весьма затруднительной. В данной работе предложен метод субоптимального поиска ДОВ, обеспечивающий меньшие вычислительные затраты без существенного проигрыша в помехоустойчивости. С помощью компьютерного моделирования показана эффективность применения данного метода для LTE систем связи.

Рассмотрим кодовую книгу стандарта сотовой связи LTE. Кодовая книга имеет двухступенчатую структуру. Каждое кодовое слово в ней является произведением двух матриц:

$$\nu(i_1, i_2) = \mathbf{W}_1(i_1) \cdot \mathbf{W}_2(i_2), \quad (1)$$

где  $\nu$  – ДОВ размерности  $N_t \times R$ ,  $\mathbf{W}_1$  – матрица размерности  $N_t \times N_b$ , содержащая группу ДОВ,  $\mathbf{W}_2$  – матрица размерностью  $N_b \times R$ , выполняющая функцию выбора ДОВ из группы ДОВ и фазировки антенн с различной поляризацией,  $N_t$  – количество антенн на БС,  $R$  – число пространственных подканалов,  $N_b$  – количество ДОВ в группе. При этом индекс  $i_1$  матрицы  $\mathbf{W}_1$  выбирается для всего частотного диапазона, а индекс  $i_2$  матрицы  $\mathbf{W}_2$  может быть выбран независимо для каждого частотного ресурса. Ограничива возможность выбора кодового слова группой ДОВ, содержащихся в матрице  $\mathbf{W}_1$ , снижается количество бит, требуемых для кодирования индекса выбранного кодового слова для каждого частотного ресурса.

Для заданной структуры ДОВ оптимальный алгоритм поиска производится с помощью подсчета пропускной способности системы для каждого кодового слова и выбора пары индексов ( $i_1, i_2$ ) максимизирующей пропускную способность канала связи:

$$i_1, i_2 = \arg \max_{i_1, i_2} \{\log(1 + SNR(i_1, i_2))\}, \quad (2)$$

$$SNR(i_1, i_2) = \frac{|\mathbf{w}_{rx} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{v}(i_1, i_2)|^2}{\sigma^2}, \quad (3)$$

где  $SNR$  - отношение сигнал-шум,  $\mathbf{w}_{rx} - R \times N_R$  весовая матрица приемника,  $\mathbf{H}$  – матрица канала размерности  $N_R \times N_T$ ,  $N_r$  – количество антенн на МТ. Количество гипотез в данном случае равно количеству кодовых слов в кодовой книге.

В данной работе предлагается субоптимальный алгоритм поиска ДОВ. В данном алгоритме используется особенности структуры кодовой книги. На первом этапе происходит выбор индекса  $i_1$ . В качестве характеристики, исходя из которой выбирается данный индекс, используется суммарная мощность приемного сигнала на всех антенных приемника со всех ДОВ в группе.

$$i_1 = \arg \max_{i_1} \left\{ r \left( (\mathbf{H} \cdot \mathbf{W}_1(i_1))^H (\mathbf{H} \cdot \mathbf{W}_1(i_1)) \right) \right\}. \quad (4)$$

На втором этапе происходит поиск индекса  $i_2$  по описанному ранее оптимальному алгоритму. Таким образом количество гипотез существенно сокращается по сравнению с оптимальным алгоритмом и равняется сумме количества матриц  $\mathbf{W}_1$  и  $\mathbf{W}_2$ .

Табл.

Уровень загрузки сети	Низкая (20%)		Средняя (38%)		Высокая (64%)	
Алгоритм поиска ДОВ	Опт.	Субопт.	Опт.	Субопт.	Опт.	Субопт.
Средняя пропускная способность на МТ, Мб/с	38.24	37.68 (-1%)	28.96	28.68 (-1%)	19.07	19.03 (0%)
Пропускная способность на МТ, на границе секторов, Мб/с	14.15	14.01 (-1%)	8.09	8.09 (0%)	3.65	3.64 (0%)

В таблице представлены результаты компьютерного моделирования системы сотовой связи LTE, использующей двумерные фазированные антенные решетки на БС размерности  $4 \times 2$ . Из результатов видно, что пропускная способность системы при использовании субоптимального алгоритма поиска ДОВ несущественно проигрывает системе с оптимальным поиском ДОВ.

- [1] 3GPP TS 36.213 Ver. 13.0.1 Release 13. Tech. Specific. – Sophia Antipolis: ETSI, 2015, 319 р.
- [2] Bai Z. // Proc. of the IEEE Intern. Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies (ISABEL 2010)

## АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ ВЕСОВОГО ВЕКТОРА НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ LTE СИСТЕМ СВЯЗИ

А.А. Солоницына, В.Т. Ермолов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время наиболее активно развивающейся технологией сотовой связи является технология LTE. Данный стандарт постоянно развивается в соответствие с постоянно растущими потребностями пользователей в скорости передачи данных. Одним из перспективных путей увеличения пропускной способности систем связи является применение двумерных адаптивных антенных решеток большого размера на базовых станциях (технология Massive MIMO). Такие антенные системы позволяют эффективно реализовывать одновременную передачу многим пользователям в одних и тех же частотно - временных ресурсах (MU-MIMO). Эффективность работы таких алгоритмов, как MU-MIMO напрямую зависит от количества антенн на базовой станции. Одним из существенных препятствий для увеличения числа антенн, является увеличение числа пилотных сигналов, необходимых для оценки канала, что сокращает размеры частотно-временных ресурсов, по которым идет передача данных. Для решения этой проблемы в данной работе предлагается алгоритм формирования диаграммы направленности, использующий в качестве входных данных информацию о канале, полученную на основе измерений сигналов в восходящем канале, не требующий наличия в системе пилотных сигналов.

Рассмотрим алгоритм формирования весового вектора на основе пространственной корреляции для антенной решетки, состоящий из  $N$  элементов, подробнее. Корреляцию сигналов в двух элементах AP с индексами  $i$  и  $j$  будем определять по формуле

$$C_{ij} = \frac{1}{L} \sum_{n,m} x_i(n,m) x_j^*(n,m), \quad (1)$$

где  $L$  – число ресурсных элементов (количество символов и поднесущих), а  $x_j$  – принятый сигнал

$$x_j(n,m) = \sqrt{p_0} h_j(n,m) d(n,m) + z_j(n,m) \quad (2)$$

$n$  – индекс поднесущей,  $m$  – индекс символа,  $p_0$  – доля средней мощности на один ресурсный элемент,  $d(n,m)$  – комплексная амплитуда сигнала, передаваемая в данном ресурсном элементе,  $z_j(n,m)$  – комплексная амплитуда шума единичной средней мощности.

В результате из (1) мы получаем матрицу размерности  $N \times N$  взаимных корреляций сигналов, принятых AP. Столбцы этой матрицы будем применять для формирования весового вектора. Зафиксируем индекс  $j$  и получим столбец  $C_j$ . Вычисляем нормированный весовой вектор по формуле

$$\mathbf{W}_j = \frac{\mathbf{C}_j}{\sqrt{\mathbf{C}_j^H \mathbf{C}_j}}, \quad (3)$$

Чтобы исследовать эффективность работы предложенного метода, были проведены полные симуляции с формированием весового вектора на основе корреляционной техники, в режиме, когда передача и прием ведутся на разных несущих частотах. Статистику набирали по элементам ресурсного блока, по всем мобильным станциям и различным реализациям канальных коэффициентов.

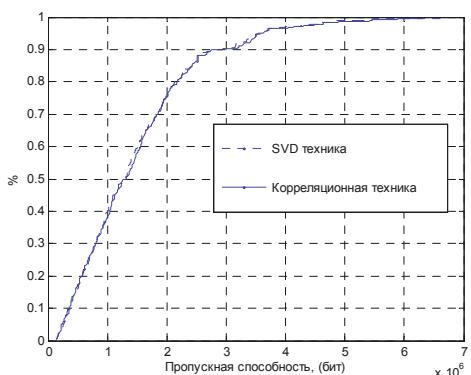
Сравнение проводилось с алгоритмом формирования весового вектора на основе SVD техники. Результаты представлены в Таблице 1 и на Рис. 1.

Таблица 1

	SVD техника	Корреляционная техника
Средняя скорость передачи, Мбит/сек	24.09	24.02
5% (пользователи на краю соты) скорость передачи, Мбит/сек	0.42	0.4

Результаты показывают, что корреляционная техника может применяться для оценки весового вектора, используя ресурсные элементы, переносящие данные, а не референсные сигналы.

Пока это техника в стандарте не применяется но она может рассматриваться, как перспективная.



[1] 3GPP technical specification 36.213 V12.1.0.

[2] В.Т. Ермолаев, А.Г. Флаксман: «Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи», 2006

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЕОГРАФИЧЕСКИХ КООРДИНАТ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ МЕЖДУ АВТОМОБИЛЯМИ С ЦЕЛЬЮ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ДОРОЖНОГО ДВИЖЕНИЯ

С.Д. Соснин, А.В. Хоряев, М.С. Шилов, С.В. Пантелеев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В настоящее время ведутся работы над внедрением в стандарт сотовой связи 4-го поколения (LTE) технологии обмена данными между автомобилями по прямому каналу связи. В англоязычной литературе данная технология известна под названием Vehicle-to-Vehicle communication (V2V). Данная система связи позволяет наладить обмен короткими служебными сообщениями между автомобилями для информирования водителя о загруженности дорог и дорожных инцидентах, обеспечения безопасности дорожного движения, поддержки кооперативного крауд контроля и обеспечения автономного движения транспортного средства (TC).

Принцип обмена служебными данными состоит в следующем: каждый автомобиль периодически передает свои телеметрические данные с параметрами движения и координатами, а также принимает данные от окружающих автомобилей - участников движения в заданном радиусе передачи.

Сложность системы заключается в ограниченном количестве ресурсов для передачи данных, большом количестве пользователей, конкурирующих за ресурсы и сложной помеховой обстановке.

Цель данной работы заключается в исследовании методов распределения частотно-временных ресурсов для связи между автомобилями на основе стандарта сотовой связи LTE и исследовании возможностей улучшения качества связи при применении географических координат пользователей.

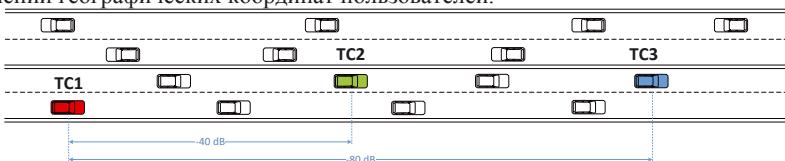


Рис. 1.

Основными факторами, ухудшающими надежность V2V системы связи, являются: полудуплексный режим работы приемопередатчиков ТС, высокий уровень взаимных помех, внеполосное излучение и связанное с ним ухудшение приема сигнала из-за ограничения динамического диапазона.

Рассмотрим пример, представленный на рис. 1. ТС1 одновременно принимает сигналы от ТС2 и ТС3, полосы сигналов которых разнесены по частоте. Однако ТС2 расположен ближе к ТС1 и затухание сигнала от него на 40 дБ меньше, чем от ТС3. В таких условиях, ТС1 не будет иметь возможности принять сигнал от ТС3 из-за того, что его мощность будет ниже уровня внеполосного излучения от ТС2.

Влияние, от описанного выше эффекта, может быть уменьшено, если отдаленные друг от друга пользователи будут передавать сигнал в разных временных ресурсах. Подобный режим передачи может быть достигнут разделением дороги на

географические участки, соответствующие ортогональным интервалам для передачи данных. В результате TC, используя свои географические координаты (GPS), определит подходящий интервал для передачи данных.

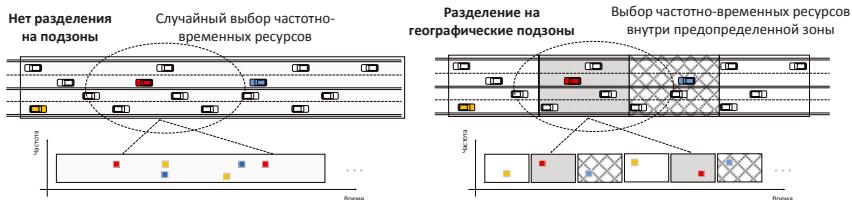


Рис 2.

На рис. 2. предоставлено схематическое описание принципа выбора ресурсов в случайном режиме, также описан принцип определения временных интервалов для передачи данных, используя информацию о принадлежности к одной из географических подзон.

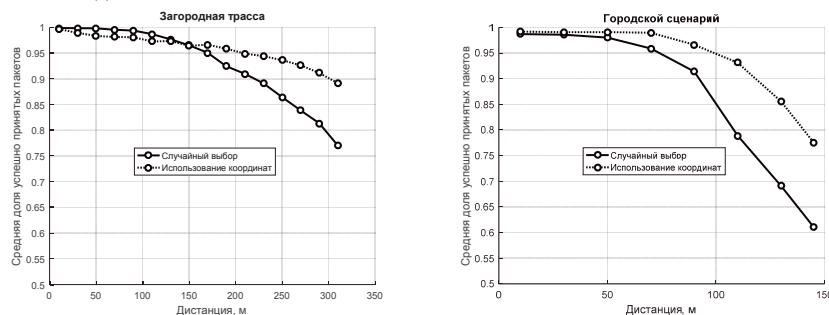


Рис 3.

На рис. 3 предоставлено сравнение работы двух алгоритмов распределения радио ресурсов для городского и загородного сценариев движения, определенных в [3]. Как видно из результатов, применение географических координат позволило значительно улучшить надежность V2V системы связи, увеличивая количество принятых пакетов до 25%.

- [1] “The Road to 5G: Drivers, Applications, Requirements and Technical Development”, Global mobile Suppliers Association 2015, November 2015
- [2] ETSI EN 302 637-2 (V1.3.2): “Intelligent Transport Systems (ITS); Vehicular Communications; Basic Set of Applications; Part 2: Specification of Cooperative Awareness Basic Service”.
- [3] 3GPP TR 36.885 V1.0.0 (2015-09), “Study on LTE-based V2X Services”.

## ИТЕРАТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КАНАЛА НА ФОНЕ ПОМЕХ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ

Ю.В. Хачинян, К.Н. Грошева, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Задача оптимальной оценки параметров принимаемого сигнала является важной проблемой обработки сигнала в современных системах связи. Одним из главных параметров, необходимых для работы OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) системы связи, является передаточная функция физического канала. Для выполнения ее оценки чаще всего используются псевдослучайные опорные (обучающие) сигналы, передаваемые на заранее известных поднесущих и OFDM символах.

В реальных OFDM-системах основным источником искажений принятых опорных сигналов являются аддитивные внутриканальные помехи, создаваемые опорными сигналами, передаваемыми соседними базовыми станциями, которые работают в том же частотном диапазоне. Целью работы является разработка эффективного способа оценки канала на фоне помех для OFDM-систем связи.

Модель принятого опорного сигнала с обслуживающей базовой станцией с учетом помехи от опорных сигналов соседней мешающей базовой станции можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{Y}_p = y_s \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + y_i \mathbf{X}_i \mathbf{G}_p + y_n \mathbf{n}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{Y}_p$  –  $[N_p \times 1]$  вектор принятого сигнала на опорных поднесущих,  $\mathbf{H}_p$  –  $[N_p \times 1]$  передаточная функция оцениваемого канала;  $\mathbf{G}_p$  –  $[N_p \times 1]$  передаточная функция соседнего мешающего канала;  $\mathbf{X}_p$ ,  $\mathbf{X}_i$  –  $[N_p \times N_p]$  матрицы, содержащие на главной диагонали опорные сигналы обслуживающей и мешающей базовых станций;  $\mathbf{n}$  –  $[N_p \times 1]$  вектор аддитивного белого гауссова шума;  $\sigma_s^2$  – мощность полезного сигнала,  $\sigma_n^2$  – мощность шума;  $\sigma_i^2 = INR \cdot \sigma_n^2$  – мощность помехи; INR – отношение помеха-шум;  $N_p$  – число опорных сигналов в частотно-временном блоке.

В работе предлагается итеративный алгоритм оценки канала, состоящий из двух этапов:

1. Поочередная оценка передаточной характеристики обслуживающего  $\hat{\mathbf{H}}$  и соседнего канала  $\hat{\mathbf{G}}$ .
2. Восстановление переданного обслуживающего или мешающего опорного сигнала и его подавление.

Оценка передаточной функции обслуживающего (2) и мешающего канала (3) производится методом минимума среднеквадратической ошибки (МКСО) [1]

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}_{HHp} (\mathbf{R}_{Hphp} + \sigma_N^2 \cdot (\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1})^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{p,ls}, \quad (2)$$

$$\hat{\mathbf{G}} = \mathbf{R}_{GGp} (\mathbf{R}_{Gphp} + \sigma_N^2 \cdot (\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1})^{-1} \hat{\mathbf{F}}_{p,ls}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{R}_{HHp}$ ,  $\mathbf{R}_{GGp}$  –  $[N \times N_p]$  кросскорреляционные матрицы каналов между всеми поднесущими и опорными;  $\mathbf{R}_{Hphp}$ ,  $\mathbf{R}_{Gphp}$  –  $[N_p \times N_p]$  автокорреляционные матрицы кана-

лов на опорных поднесущих;  $N$  – число поднесущих в частотно-временном блоке;  $\hat{\mathbf{H}}_{p,Ls} = \mathbf{X}_p^{-1} \mathbf{Y}_p$ ,  $\hat{\mathbf{G}}_{p,Ls} = \mathbf{X}_i^{-1} \mathbf{Y}_p - [N_p \times 1]$  оценки каналов на опорных поднесущих методом наименьших квадратов (НК).

После оценки передаточной характеристики обслуживающего (мешающего) канала происходит восстановление переданного обслуживающего (мешающего) опорного сигнала. Для этого полученная оценка домножается на известные заранее опорные сигналы оцениваемого канала. Затем полученный восстановленный опорный сигнал вычитается из принятого сигнала  $\mathbf{Y}_p$ , что позволяет частично подавить помеху для мешающего (4) (обслуживающего(5)) канала.

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{Y}_p - \sigma_s \mathbf{X}_p \hat{\mathbf{H}} = \sigma_s \mathbf{X}_i \mathbf{G}_p + \sigma_s \mathbf{X}_p (\mathbf{H}_p - \hat{\mathbf{H}}) + \sigma_n \mathbf{n} \quad (4)$$

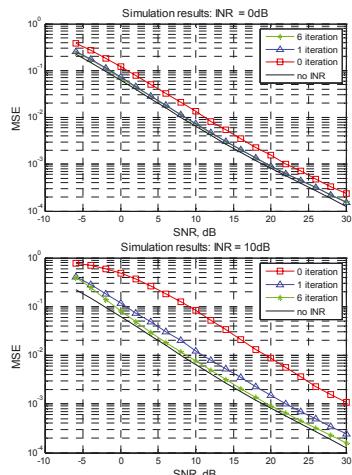
$$\mathbf{Y}'' = \mathbf{Y}_p - \sigma_s \mathbf{X}_i \hat{\mathbf{G}} = \sigma_s \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \sigma_s \mathbf{X}_i (\mathbf{G}_p - \hat{\mathbf{G}}) + \sigma_n \mathbf{n} \quad (5)$$

Проведение нескольких последовательных итераций по применению данного алгоритма позволяет с каждым разом все больше вычитать принятый сигнал от помеховых опорных сигналов соседних базовых станций.

Мощность шума в оценке передаточной характеристики:  $\sigma_N^2 = \sigma_e^2 + \sigma_n^2$ . Где  $\sigma_e^2$  – это среднеквадратическая ошибка оценивания передаточной характеристики на предыдущей итерации. Начально значение  $\sigma_e^2 = \sigma_1^2$ .

Для исследования эффективности предложенного итеративного метода оценки канала было проведено компьютерное моделирование OFDM-системы связи. На рисунке приведены результаты моделирования для двух случаев: INR = 0 дБ и INR = 10 дБ. На графиках сравнивается среднеквадратичная ошибка оценивания (MSE) в зависимости от отношения сигнал-шум (SNR) в случае использования простой МСКО оценки, предложенного алгоритма с 1 итерацией, предложенного алгоритма с 6 итерациями, а также идеального случая отсутствия помехи.

Видно, что при увеличении количества итераций работы предложенного алгоритма среднеквадратическая ошибка оценивания канала стремится к ошибке оценивания канала в предположении отсутствия помехи от мешающей станции. Причем выигрыш от использования предложенного метода возрастает с увеличением INR.



- [1] Research of MMSE and LS Channel Estimation in OFDM Systems / Liu Kewen, XingKe – Hubei: School of Information Engineering Wuhan University of Technology, 2010, 4 p.

Секция «Бионика и статистическая радиофизика»

Заседание секции проводилось 20 мая 2016 г.

Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.