

### ЭФФЕКТИВНОСТЬ МЕТОДОВ АДАПТАЦИИ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С БОЛЬШИМ ЧИСЛОМ ЭЛЕМЕНТОВ

И.С. Сорокин<sup>1)</sup>, А.В. Ястребов<sup>2)</sup>

<sup>1)</sup>Нижегородский госуниверситет

<sup>2)</sup>Нижегородский государственный технический университет

В данной работе рассматривается адаптивная антенная решетка (АР) с большим числом элементов  $N$ . Предлагается алгоритм формирования весовых коэффициентов, обеспечивающих максимальное ОСШ на выходе АР при короткой выборке входного сигнала. Преимуществом такого алгоритма является малая вычислительная сложность.

В общем случае комплексную амплитуду суммы полезного сигнала  $\mathbf{S}$  и шума  $\mathbf{X}$  на выходе антенной решетки (АР) можно представить следующим образом [1]:

$$\mathbf{Y}_{\text{вых}} = \mathbf{S}_{\text{вых}} + \mathbf{X}_{\text{вых}} = \mathbf{W}^H (a\mathbf{S} + \mathbf{X}) = \mathbf{W}^H \mathbf{Y}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{W}$  – вектор весовых коэффициентов  $\mathbf{W}=(w_1, w_2, \dots, w_N)^T$ ,  $a$  – комплексная амплитуда плоской волны сигнала. Весовой вектор, обеспечивающий максимальное отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе АР, находится из матричного уравнения  $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}$  [1], где  $\mathbf{M}$  – корреляционная матрица шума (КМ). В случае короткой выборки входного сигнала ( $L < N$ ) КМ становится вырожденной, и обратная КМ не существует. Матрицу  $\mathbf{M}^{-1}$  представим в виде следующей линейной комбинации:  $\mathbf{M}^{-1} = c_0 \mathbf{I} + c_1 \mathbf{M} + \dots + c_{K-1} \mathbf{M}^{K-1}$ , где  $K$  – число неравных между собой собственных чисел матрицы  $\mathbf{M}$ . Подставляя данное разложение в уравнение для  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ , получим представление весового вектора в базисе степенных векторов [1]. Если выполнить ортогонализацию степенных векторов, то весовой вектор можно представить в виде [2]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_0 + \sum_{n=1}^{K-1} c_n \mathbf{F}_n \leftarrow \begin{cases} \mathbf{F}_0 = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-0.5} \mathbf{S} \\ \mathbf{F}_1 = (\hat{\mathbf{F}}_1^H \hat{\mathbf{F}}_1)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_1, \hat{\mathbf{F}}_1 = \mathbf{M} \mathbf{F}_0 - \alpha_0 \mathbf{F}_0 \\ \dots \\ \mathbf{F}_n = (\hat{\mathbf{F}}_n^H \hat{\mathbf{F}}_n)^{-0.5} \hat{\mathbf{F}}_n, \hat{\mathbf{F}}_n = \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1} - \alpha_{n-1} \mathbf{F}_{n-1} - \beta_{n-2} \mathbf{F}_{n-2} \\ \alpha_{n-1} = \mathbf{F}_{n-1}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1}, \beta_{n-2} = \mathbf{F}_{n-2}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1} \end{cases} \quad (2)$$

Алгоритм вычисления весового вектора  $\mathbf{W}$  предполагает образование бесконечного количества векторов  $\mathbf{F}$  вследствие наличия собственного шума приемных элементов. Поэтому предлагается каждый квадрат нормы ненормированного вектора  $\mathbf{F}$  сравнивать с некоторым порогом. Если порог численно больше, то алгоритм прекращает формирование весового вектора  $\mathbf{W}$ . Теоретически выведено, что в отсутствии внешних помех  $\langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle = \sigma_0^2 (N-1)/L$ . Порог вычисляется по формуле  $\mathbf{X}^H(1)\mathbf{X}(1) \langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle / N$ , где  $\mathbf{X}(1)$  – вектор входного процесса первой выборки.

Потери ОСШ определим как отношение ОСШ на выходе АР  $\eta$  с использованием вектора  $\mathbf{W}$  к максимально возможному значению  $\eta_{max}$ , выраженному в дБ. На рисунке изображены кривые потерь ОСШ от длины входной выборки, отнесенной к числу элементов  $N$ . Рассмотрены случаи различного числа источников помех  $J=3,5,10$ . Для расчетов была выбрана плоская АР с размерами  $20 \times 20$  элементов.

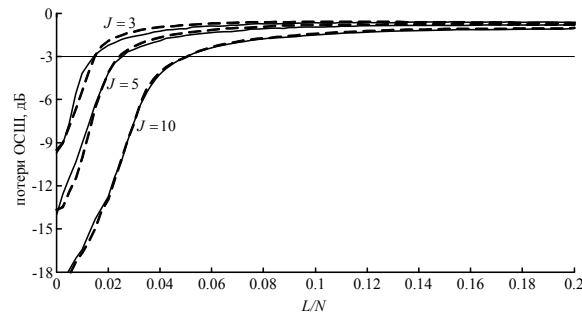


Рис.

Сплошными линиями обозначены потери ОСШ, полученные при использовании алгоритма формирования весового вектора в базисе степенных векторов. Проведено сравнение эффективности обработки метода, основанного на вычислении весового вектора по алгоритму (2), с методом рекуррентного оценивания весового вектора. Такой метод основан на рекуррентном оценивании обратной КМ [3]. Рекуррентное представление весового вектора описывается следующей формулой:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{W}}(l+1) &= \hat{\mathbf{W}}(l) - \frac{\mathbf{V}^H(l+1)\mathbf{S}}{l + \mathbf{X}^H(l+1)\mathbf{V}(l+1)} \mathbf{V}(l+1), \\ \mathbf{V}(l+1) &= \mathbf{M}(l)\mathbf{X}(l+1), \quad l=1, L-1 \end{aligned} \quad (3)$$

Кривые потерь ОСШ для данного метода изображены на рисунке пунктирными линиями. Кроме величины потерь ОСШ оценивалась также и вычислительная сложность методов Q. Вычислительная сложность определяется числом требуемых комплексных умножений (к.у.) для вычисления весового вектора. Так вычислительная сложность алгоритма (2) составляет  $Q \approx 2NL(J+1)$ , а метода (3)  $Q \approx (N^2+3N)L$ .

- [1] Ермолаев В.Т., Краснов Б.А., Флакман А.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т. 26, № 7. С. 874.
- [2] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Сорокин И.С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. LV, №9. С. 641.
- [3] Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989, 440 с.

**ДВУХЭЛЕМЕНТНАЯ ПЛАНАРНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 2,5 – 2,7 ГГц ДЛЯ МАЛОЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ LTE****О.В. Сойкин, А.А. Колобов***Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время происходит бурное развитие беспроводных технологий и систем связи. Необходимость в оперативном осуществлении коммуникаций между пользователями обуславливает все более интенсивное распространение различных беспроводных стандартов, таких как Wi-Fi, WiMAX, 3G, LTE, что приводит к большим нагрузкам на операторские сети. Сигналы внешних базовых станций не всегда могут достичь конечного пользователя внутри помещений, из-за чего ухудшается качество связи. Одно из наиболее актуальных решений данной проблемы – применение малой базовой станции (малой соты), позволяющей развернуть мобильную сеть внутри здания и повысить ее емкость.

Цель данной работы заключалась в разработке планарной антенной системы частотного диапазона 2,5–2,7 ГГц для приложения малой базовой станции LTE. Исходными требованиями к разрабатываемой системе являлись: полоса пропускания 2,5–2,7 ГГц по уровню коэффициента отражения не превышающего -7,4 дБ; излучение антенны в одно полупространство при коэффициенте усиления не менее 5 дБи; ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности не более  $60^\circ$  в вертикальной плоскости; реализация антенны по стандартной низкостоймостной технологии печатных плат.

Исходя из поставленных требований, накладывающих ограничение на область излучения, в результате исследований с помощью системы автоматизированного проектирования CST Microwave Studio элементом для разработки требуемой антенной системы была выбрана микрополосковая антенна с апертурной связью, так как данный тип антенн излучает в одно полупространство [1]. Разработанная микрополосковая антенна реализована на низкостоймостной печатной плате, в качестве диэлектрической подложки которой используется материал FR4 ( $\epsilon_r = 4,3$ ,  $\tan\delta = 0,025 @ 2,6$  ГГц). Одним из основных недостатков микрополосковых антенн является их узкая полоса пропускания сигнала, однако в ходе выполнения настоящей работы было найдено решение для её расширения.

Для расширения полосы пропускания был применен метод, заключающийся в применении нескольких резонансных антенных элементов в структуре антенны. На основе этого метода была разработана многорезонансная микрополосковая антенна, чья конфигурация представляет собой два антенных элемента с близкими резонансными частотами, один из которых возбуждается с помощью апертурной связи. Антенные элементы располагаются на двух разных диэлектрических подложках, которые соединяются с помощью стоек для печатных плат. Высота стоек позволяет контролировать величину связи между резонаторами антенны.

Для уменьшения ширины диаграммы направленности в вертикальной плоскости и увеличения коэффициента усиления антенной системы была разработана двухэлементная антенная решетка на основе многорезонансной микрополосковой

антенны. Данная решетка состоит из двух печатных плат: на нижней располагаются два основных излучающих элемента, на верхней – два паразитных. Возбуждение антенных элементов осуществляется методом апертурной связи с помощью щелевых апертур в металлическом слое «земли». Сигнал к апертурам подводится с помощью микрополосковой системы подведения сигнала с использованием четверть-волновых трансформаторов, которая реализована на нижнем слое металлизации нижней платы решетки. Модель разработанной антенной решетки в САПР CST Microwave Studio приведена на рис. 1.

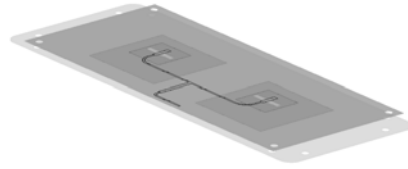


Рис. 1

На практике был изготовлен прототип разработанной антенной системы и проведены измерения его основных характеристик, которые представлены на рис. 2 вместе с результатами электромагнитного моделирования. Из данного рисунка видно, что рабочие диапазоны по уровню коэффициента отражения ( $S_{11}$ ) -7,4 дБ антенной решетки для случаев эл/м моделирования и измерений составляют 2,36–2,8 ГГц и 2,55–3,1 ГГц соответственно. Таким образом, рабочий диапазон изготовленной антенны сдвинут на 200 МГц вверх по частоте относительно результатов моделирования. Было проведено дополнительное исследование данного несоответствия рабочих диапазонов, которое показало, что такой сдвиг связан с неточностью первичных расчетов при проведении моделирования (были недостаточно точно рассчитаны щелевые апертуры антенной решетки). Повторные измерения позволили получить результаты, находящиеся в хорошем соответствии с результатами моделирования. Коэффициенты усиления в полосе 2,5–2,7 ГГц для случаев эл/м моделирования и измерений составляют не менее 6,1 и 5,5 дБи соответственно при ширине диаграммы направленности по уровню половинной мощности в вертикальной плоскости соответственно не более  $60^\circ$  и  $47,5^\circ$ .

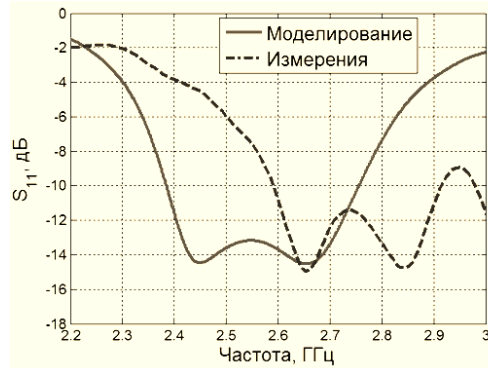


Рис. 2

Таким образом, разработанная антенная система может быть использована в малых базовых станциях современных систем передачи информации.

- [1] Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. 2nd edn, – Published by John Wiley & Sons, Inc., 1997, 950 pp.

**РОБАСТНОСТЬ GLRT-СТАТИСТИК В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ  
УЗКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ  
РЕШЕТКОЙ**

А.М. Шукова, О.В. Болховская

*Нижегородский госуниверситет*

Рассмотрим задачу обнаружения полезного сигнала на фоне шума. Через канал передается сигнал вида

$$s(t) = \text{Re} \{ w(t) e^{j2\pi f_c t} \}.$$

Поскольку канал многолучевой, то при проходе через него сигнал будет многократно переотражаться, и на входе приемного устройства будет получена сумма лучей:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) w(t - \tau_n(t)) e^{j2\pi f_c (t - \tau_n(t) + \phi_{Dn})} \right\}.$$

Разброс временных задержек лучей, составляющих многолучевую канал, может привести к существенным искажениям принимаемого сигнала. Но если интервал разброса мал по сравнению с величиной, обратной полосе пропускания, то линия прямой видимости и все компоненты многолучевого распространения неотличимы друг от друга, что позволяет нам использовать модель узкополосных сигналов.

Узкополосный сигнал можно записать в виде:

$$s(t) = \text{Re}[S(t) \exp(j\omega_0 t)]; \quad S(t) = a(t) \exp[j\theta(t)].$$

Задача обнаружения может быть сформулирована как выбор одной из двух гипотез:

$$\begin{aligned} H_0 : \vec{x}(t) &= \vec{n}(t) \\ H_1 : \vec{x}(t) &= \vec{n}(t) + \vec{s}(t) \end{aligned}$$

где  $\vec{n}(t)$  – вектор собственного шума элементов антенной решетки,  $\vec{s}(t)$  – вектор сигналов, принимаемых антенной решеткой от внешнего источника сигнала.

Оптимальное решение задачи обнаружения сигнала (т.е. принятие гипотезы  $H_1$  или  $H_0$ ) основывается на сравнении отношения правдоподобия

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) = \frac{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1)}{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0)}$$

с пороговым значением  $h$ , найденным при помощи критерия Неймана-Пирсона.

Рассматривались три статистики

$$1) \chi^2\text{-тест: } l_1 = \frac{Sp\hat{M}}{N} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{|\vec{x}_i|^2}{N}$$

2) Метод согласованной обработки сигнала:

$$l_2 = Sp(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \hat{M}) = \vec{\varphi}_1^H \hat{M} \vec{\varphi}_1 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L |\vec{\varphi}_1^H \vec{x}_i|$$

3) Метод максимального собственного числа:  $I_3 = \hat{\lambda}_1$

Пороговые значения для каждого типа сигнала были найдены по критерию Неймана-Пирсона при заданном уровне вероятности ложной тревоги 0,01.

При сравнении полученных статистик с пороговым значением были получены следующие кривые обнаружения (см. рис.).

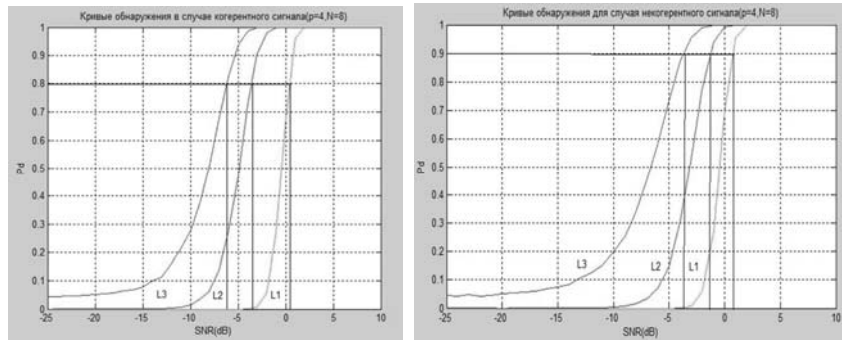


Рис.

Статистика  $I_3$  показала наилучшие результаты для обоих сигналов.

В случае обеих статистик разница между отношением сигнал/шум при заданной вероятности правильного обнаружения достаточно велика, что говорит о неустойчивости статистик.

- [1] M. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Volume II: Detection theory. – NJ: Prentice-Hall PTR, 1998, 672 pp.
- [2] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983, 319 с.
- [3] Болховская О.В. Анализ характеристик обнаружения многомерных сигналов на основе обобщенного отношения максимального правдоподобия в случае коротких выборок. – Н. Новгород: ННГУ, 2004, 101 с.

### ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО ЭФФЕКТИВНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗНОСТНО-ДОПЛЕРОВСКОГО МЕТОДА ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов

*Нижегородский госуниверситет*

Преимущества многопозиционных систем местоопределения источника радиоизлучения, такие как высокоточное определение пространственного положения объектов, повышенная разрешающая способность и многие другие, связанные с большим количеством одновременно фиксируемой информации об объекте, в значительной степени определили направление развития современной радиолока-

ции и радионавигации. Использование искусственных спутников Земли в качестве многопозиционной пассивной системы местоопределения позволяет в полной мере использовать преимущества таких систем [1].

Наиболее распространенными методами определения местоположения источника радиоизлучения являются методы, использующие информацию о времени распространения сигналов. Методы, использующие информацию об изменении частотных характеристик сигналов из-за эффекта Доплера, традиционно применяются для определения скоростей излучающих объектов, однако в динамических системах местоопределения информация о доплеровском смещении может использоваться для определения местоположения относительно неподвижного излучающего объекта [2].

Разностно-доплеровский метод определения местоположения источника излучения основан на определении взаимных смещений спектров сигналов, ретранслируемых движущимися спутниками.

Наиболее общим алгоритмом оценивания смещений спектров сигналов относительно узкополосных сигналов вследствие эффекта Доплера при наличии шума и взаимных временных задержек, является метод обобщённого максимального правдоподобия, сводящийся к построению и анализу взаимной функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов:

$$\psi(\tau, \Delta F) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] s_2^*[n + \tau] \exp(-j2\pi\Delta F n T) \right|. \quad (2)$$

Задача определения местоположения сводится к решению системы нелинейных уравнений методом оптимизации функционала ошибок:

$$F(x, y, z) = \sum_{i=2}^N \left( \frac{V_{r1}(x, y, z) - V_{ri}(x, y, z)}{c + V_{r1}(x, y, z)} - \frac{\Delta\omega_{1i}}{\omega_1} \right)^2, \quad (3)$$

где  $V_{ri}$  – радиальная скорость движения  $i$ -го приемника к точке излучения.

Следует отметить, что непосредственное вычисление функции неопределённости является трудоёмкой задачей и требует  $O(N^2 \log N)$  операций, где  $N$  – длина сигналов в отсчётах. Для повышения вычислительной эффективности расчётов предлагается реализация данного алгоритма с применением технологии параллельных вычислений на графических процессорах (GPU) NVIDIA CUDA, описанная в [3]. Данная реализация основана на модификации алгоритма вычисления взаимной функции неопределённости на основе предварительной фильтрации последовательности поэлементных произведений сигналов в формуле (2) с последующим прореживанием [3].

В процессе работы была реализована компьютерная модель пассивной многопозиционной спутниковой системы, которая представляла собой случайную конфигурацию 5 видимых спутников. Исследовались узкополосные сигналы с BPSK и MSK манипуляцией. Скорость передачи данных в системе равнялась 10 кбит/с.

Проведён анализ устойчивости предложенного алгоритма в зависимости от ве-

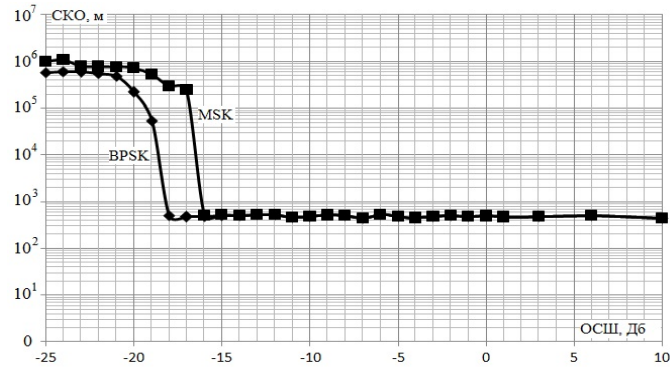


Рис.

личины отношения сигнал/шум (ОСШ) в исследуемом канале (см. рис.), который показал, что погрешности определения местоположения не превышают 1 км при величине ОСШ в исследуемом канале порядка -15 дБ.

- [1] Гришин Ю.П., Казаринов Ю.М., Ипатов П.В. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990, 496 с.
- [2] ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования./ Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010, 800 с.
- [3] Логинов А.А., Марычев Д.С., Морозов О.А., Фидельман В.Р. // Изв. вузов. Поволжский регион. Технические науки. 2013. № 3 (27). С. 62.

### СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРЯМОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СОВРЕМЕННЫХ СОТОВЫХ СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ

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

*Нижегородский госуниверситет*

Передача данных в современных системах широкополосной сотовой связи (например, LTE) осуществляется через базовую станцию (БС), даже если пользователи находятся в непосредственной близости друг от друга. В настоящее время широкое развитие получает технология прямой передачи данных между географически близко расположенными парами мобильных станций (МС). Поддержка прямой передачи данных между пользователями может существенно улучшить технические характеристики системы связи, такие как, спектральная эффективность системы связи на единицу площади, скорость передачи, энергопотребление МС (излучаемой мощности за счёт прямой передачи между географически близкими терминалами). Основным преимуществом прямой передачи между МС в сотовых сетях



является возможность реализовать синхронный протокол передачи данных, используя сигнал от базовых станций для синхронизации МС.

Основной технической сложностью при использовании прямой передачи данных между пользователями в широкополосных системах связи является управление взаимными помехами между парами устройств. Для решения этой проблемы в работе была поставлена задача исследования методов распределения частотно-временных ресурсов для прямой передачи данных. Исследование проводилось методом системного моделирования. В качестве основного критерия производительности системы использовалась средняя пропускная способность в одном из секторов, обслуживаемых базовой станцией.

В работе проводилось сравнение двух концептуально разных подходов к планированию сети: централизованный и распределенный.

Распределенный протокол передачи состоит из двух основных операций [1].

- *Случайное назначение приоритетов передачи.* На каждом частотно-временном ресурсе происходит перераспределение приоритетов передачи по псевдослучайному закону, известному мобильным терминалам.
- *Алгоритм активации пар.* Пара активна, если приемнику пары не мешают принимать полезный сигнал передатчики пар с более высоким приоритетом:

$$\frac{P_u^*}{P_i} < \gamma_{RX}, \quad (1)$$

а передатчик пары не мешает приемникам более высоким по приоритету:

$$\frac{P_u}{P_i^*} < \gamma_{TX}, \quad (2)$$

где  $P_u^*$  – приемная мощность полезного сигнала,  $P_i$  – мощность помехи от передатчика с более высоким приоритетом,  $\gamma_{RX}$  – порог отказа от приема;  $P_u$  – мощность полезного сигнала на приемнике с более высоким приоритетом,  $P_i^*$  – мощность помехи собственного сигнала на том же приемнике,  $\gamma_{TX}$  – порог отказа от передачи.

В отличие от распределенного алгоритма, в котором пары устройств могут оценить лишь свое помеховое влияние и оценить помеху от других пар, централизованный алгоритм располагает полной информацией о взаимном влиянии всех пар системы друг на друга. В данной работе был использован эвристический централизованный алгоритм поиска субоптимального решения задачи максимизации метрики планирования [2]:

$$M_k = \max_{u_{k,i} \in \{0,1\}} \sum_{i=1}^N \beta_{k-1,i} R_{k,i}, \quad (3)$$

где  $\beta_{k-1,i}$  – коэффициент, определяющий меру справедливости распределения радиоресурсов,  $R_{k,i}$  – пропускная способность  $i$ -ой пары в  $k$ -ый момент времени.

Суть алгоритма централизованного планирования – в каждый момент времени  $k$  определять набор активных пар, максимизирующий метрику (3).

Сравнение средней спектральной эффективности системы на сектор БС для двух алгоритмов планирования представлено на рисунке.

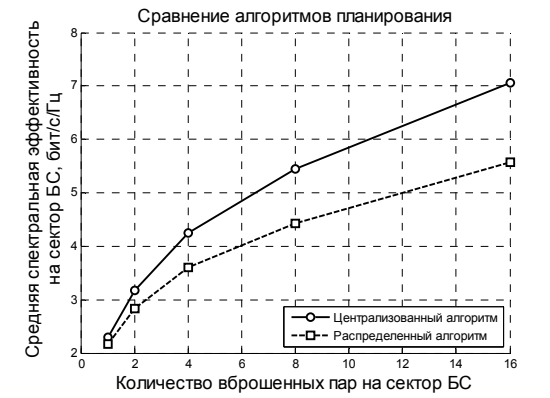


Рис.

Проведенный системный анализ показал, что централизованный подход к распределению частотно-временных ресурсов для систем прямой передачи данных позволяет достичь до 30% большей спектральной эффективности, чем распределенный протокол. Однако и распределенный алгоритм показал высокие характеристики производительности при достаточно простой реализации в сравнении с централизованным подходом.

- [1] Соснин С.Д., Пантелеев С.В., Хоряев А.В., Шилов М.С. /В кн. Труды XVII научной конференции по радиофизике/ Ред.: А.В. Якимов, С.М. Грач. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С. 207.
- [2] Yang Z., Cai L., Lu W. // Proc. of IEEE INFOCOM. 2010. P. 1.

#### АНАЛИЗ ПРАКТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ КАНАЛОВ СВЯЗИ ПОЛЕЗНОГО И ПОМЕХОВОГО СИГНАЛОВ В LTE СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ С ПОДАВЛЕНИЕМ ПОМЕХ

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

*Нижегородский госуниверситет*

Современные LTE системы мобильной радиосвязи характеризуются сложной помеховой обстановкой ввиду более плотного размещения базовых станций. Для улучшения эффективности работы системы связи в таких условиях могут применяться усовершенствованные алгоритмы приемной обработки сигналов, использующие частичную информацию о параметрах помеховых сигналов [1]. Одним из основных параметров помеховых сигналов, требуемых для работы таких алгоритмов, является информация о пространственных каналах связи как полезного, так и помеховых сигналов.

В связи с этим возникает задача разработки практических алгоритмов оценивания каналов связи в применении к приемникам, использующим частичную информацию о структуре помехового сигнала.

В настоящее время для оценки пространственных каналов связи может использоваться традиционный алгоритм, основанный на независимой обработке полезного и помеховых сигналов и включающий в себя следующие этапы:

- оценка пространственных каналов связи на пилотных поднесущих на основе критерия наименьших квадратов (LS) [2];
- оценка пространственных каналов связи на поднесущих данных с помощью интерполяции оценок каналов на пилотных поднесущих на основе критерия минимизации среднеквадратичной ошибки оценивания (MMSE) [2].

При наличии сложной помеховой обстановки оценка канала на пилотных поднесущих может быть сильно искажена, что приведет к ухудшению точности оценки пространственных каналов связи на поднесущих данных. Для решения этой проблемы предлагается улучшенный метод совместной итеративной оценки пространственных каналов связи полезного и помеховых сигналов. Функциональная схема метода приведена на рис. 1. Предложенный алгоритм оценки пространственных каналов связи содержит следующие этапы обработки:

- оценка пространственных каналов связи полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих;
- уточнение оценки каналов связи на пилотных поднесущих с помощью интерполяции на основе MMSE критерия;
- восстановление полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих;
- вычитание оценки полезного или помеховых сигналов на пилотных поднесущих для улучшения последующей оценки пространственных каналов связи помеховых или полезного сигналов соответственно.

Для анализа эффективности предложенного метода оценки каналов связи было проведено компьютерное моделирование работы LTE системы связи на физическом уровне. В частности, были рассмотрены следующие сценарии:

- 1) базовый алгоритм оценки;
- 2) улучшенный итеративный алгоритм оценки;
- 3) базовый алгоритм оценки в случае отсутствия влияния помехового сигнала.

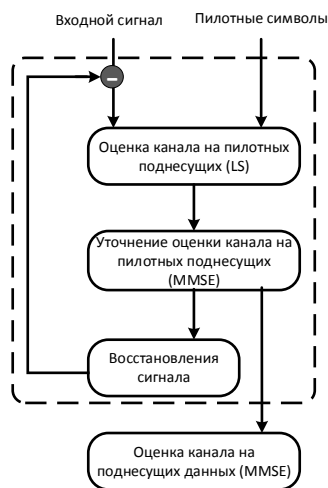


Рис. 1

На рис. 2 представлены результаты сравнения среднеквадратичной ошибки (СКО) оценивания полезного сигнала для фиксированных уровней отношений помеха/шум (ОПШ). Также показано влияние использования предложенного метода оценки на пропускную способность системы связи при использовании алгоритма детектирования на основе критерия максимума правдоподобия (ML) [1].

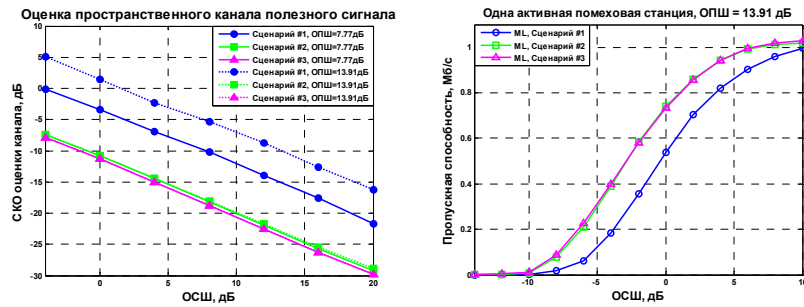


Рис. 2

На основании полученных результатов моделирования можно сделать выводы, что использование итеративного метода оценки пространственных каналов связи полезного и помеховых сигналов позволяет значительно улучшить точность оценивания по сравнению с базовым решением (уменьшение СКО на 7,2–12,2 дБ) и получить точность оценки, близкую к точности базового решения без влияния помехового сигнала. Результаты исследований также показали, что использование предложенного метода позволяет значительно увеличить пропускную способности системы связи при использовании ML приемника (2,7 дБ).

Таким образом, использование предложенного метода оценки каналов связи полезного и помеховых сигналов позволяет существенно улучшить эффективность работы современных систем связи в случае применения усовершенствованных алгоритмов приемной обработки сигналов, использующих информацию о параметрах помеховых сигналов.

- [1] <http://www.rf.unn.ru/rus/sci/books/13/pdf/bionics.pdf>  
 [2] Kaiser S. Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems – Analysis and Optimization of Detection, Decoding, and Channel Estimation: Dis Dr. Stefan Kaiser. – Germany: Munich, 1998, 165 pp.

## РАЗРАБОТКА ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ КМОП МИКРОСХЕМ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.В. Мавричев, С.А. Тихонов, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

*Нижегородский госуниверситет*

Системы связи миллиметрового диапазона длин волн стремительно развиваются в настоящее время во многом благодаря технологическому прогрессу субмикронных кремниевых технологий, обеспечивающих низкую стоимость устройств при массовом изготовлении и высокую степень интеграции. Для проектирования приемопередающих устройств миллиметрового диапазона необходима разработка соответствующей электронной компонентной базы, в том числе распределенных пассивных компонент, таких как линии передачи, спирали индуктивности, трансформаторы и т.п. Такие устройства используются, например, для передачи сигнала от одного узла микросхемы к другому или в согласующих схемах активных элементов.

В рамках настоящей работы спроектированы микросхемы, содержащие исследуемые пассивные элементы, по технологическому процессу КМОП 90 нм на фабрике TSMC (Тайвань) и проведено их экспериментальное исследование. Микросхемы содержат 9 слоев металла над активной областью, разделенных слоями диэлектрика с различной диэлектрической проницаемостью. Верхние, более толстые слои металлов, имеют низкое сопротивление, что позволяет успешно использовать их для создания ВЧ и СВЧ пассивных компонент [1].

Сложность структуры подложки обуславливает значительные временные затраты на проведение электромагнитного моделирования. Для ускорения вычислений структура слоев была заменена на более простую, эквивалентную, без существенной потери в точности моделирования. На примере экранированной микрополосковой линии передачи (ЭМПЛ) на рис. 1а и 1б показаны соответственно полная структура слоев и упрощенная структура, полученная путем объединения некоторых уровней.

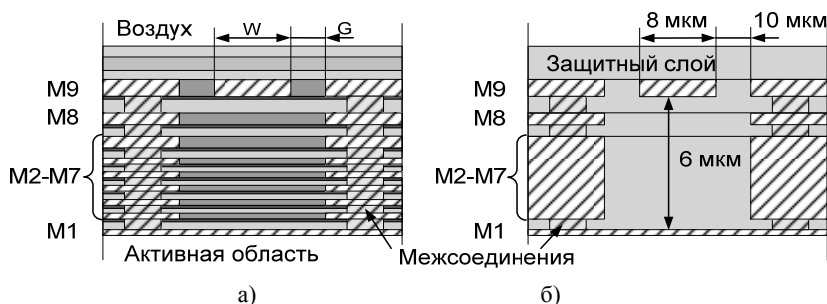


Рис. 1

По сторонам центрального проводника располагается боковая металлизация, а на нижнем уровне находится экранирующий (земляной) слой металлизации. Сигнальный проводник в такой линии защищен от влияния сигналов соседних линий передачи и элементов схемы, а также от помеховых сигналов, распространяющихся

по подложке микросхемы [2]. Упрощенная структура слоев использовалась также и при моделировании планарной индуктивности и симметрирующего трансформатора. Измерение характеристик изготовленных элементов проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW. При ширине центрального проводника  $W = 8$  мкм и зазоре до боковой металлизации  $G = 10$  мкм, линия по результатам измерений имеет характеристический импеданс, близкий к 50 Ом, потери в линии составляют 0,9 дБ/мм, а фазовая постоянная равна 2,49 рад/мм. Разработанная линия может применяться для эффективного соединения различных узлов на микросхеме, а также для построения согласующих схем активных элементов.

Катушки индуктивности позволяют создавать более компактные согласующие схемы, чем линии передачи, однако более сложны в моделировании. Индуктивность, представленная в данной работе, выполнена в виде закрученного в прямоугольную спираль диаметром 40 мкм проводника шириной 4 мкм, находящегося на 9-ом уровне металлизации. Измеренное значение индуктивности на частоте 60 ГГц составляет 177 пГн, при этом добротность равна 8, а паразитная емкость 9 фФ.

Симметрирующий трансформатор [3], спроектированный в рамках настоящей работы (рис. 2), эффективно преобразовывает несимметричный сигнал в дифференциальный или наоборот.

Диаметр индуктивных колец разработанного трансформатора составил 80 мкм, а сами кольца первичной и вторичной обмоток шириной 6 мкм выполнены на 9-м и 8-м уровнях соответственно. По результатам моделирования, подтвержденным результатами измерений (рис. 3), дисбаланс по амплитуде составил 2 дБ, по фазе 25 град. Это связано с наличием паразитной емкостной связи между обмотками.

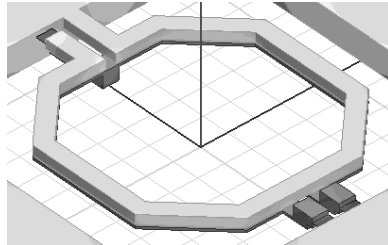


Рис. 2

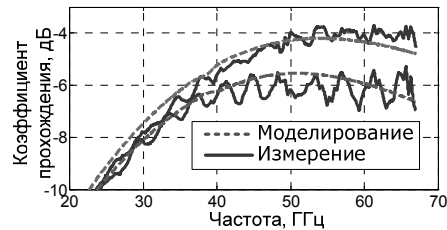


Рис. 3

Разработанные элементы в дальнейшем будут использованы при проектировании блоков приемопередатчика миллиметрового диапазона длин волн.

- [1] Leite B. Design and modeling of mm-wave integrated transformers in CMOS and BiCMOS technologies: PhD thesis. – France: University of Bordeaux, 2011.
- [2] Vecchi F. Design and Modelling Techniques for bulk CMOS mm-Wave Wideband Front-Ends: PhD thesis. – Italy: University of Pavia, 2009.
- [3] Felic G., Skafidas E. // Proc. of ISSSE '07. 2007. P. 541.

## РАЗРАБОТКА МИКРОСХЕМЫ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 60 ГГц ПО ТЕХНОЛОГИИ КМОП 90 нм

С. А. Тихонов, А. В. Мавричев, А. А. Артеменко, А. А. Мальцев

*Нижегородский госуниверситет*

Активное развитие различных приложений миллиметрового диапазона длин волн обуславливает необходимость разработки недорогих высокочастотных приемопередатчиков, выполненных в виде монолитных интегральных схем. Одним из ключевых элементов СВЧ части любого приемника является малошумящий усилитель (МШУ), необходимый для усиления поступающего на вход приемника сигнала и минимизации коэффициента шума всего приемного тракта. Определяющими характеристиками блока МШУ являются коэффициент усиления, коэффициент шума и точка компрессии на 1 дБ.

Цель данной работы заключалась в проектировании микросхемы и экспериментальном исследовании характеристик малошумящего усилителя для частотного диапазона 57–64 ГГц на основе технологии КМОП 90 нм.

На рис. 1 показана схема разработанного двухкаскадного усилителя. Первый каскад представляет собой транзистор M1, включенный по схеме с общим истоком. Основное назначение первого каскада состоит в минимизации коэффициента шума и согласовании входного импеданса усилителя к 50 Ом. Минимальный коэффициент шума был достигнут посредством выбора оптимального режима работы транзистора M1 [1].

Вторая стадия МШУ представляет собой каскод, состоящий из транзисторов M2 и M3. Напряжение смещения и параметры этих транзисторов

выбирались таким образом, чтобы обеспечить максимизацию коэффициента усиления МШУ. Для реализации всех индуктивностей и цепей согласования в схеме использованы отрезки экранированной микрополосковой линии передачи со специально подобранными длинами. Топология МШУ была разработана в среде Cadence Virtuoso XL, при этом использовалась технологическая библиотека элементов фабрики по изготовлению полупроводниковых микросхем TSMC (Тайвань).

Моделирование разработанного блока МШУ проводилось в среде Cadence Spectre RF с использованием результатов предварительного электромагнитного моделирования согласующих элементов и линий передачи. По результатам моделирования коэффициент усиления на частоте 60 ГГц составляет 14,5 дБ, а коэффициент шума 4,9 дБ. Ширина полосы согласования по уровню -10 дБ составляет для входного порта 57–68 ГГц, а для выходного порта 57–65,5 ГГц. Микросхема, содержащая разработанный блок МШУ, была изготовлена на фабрике TSMC на Тай-

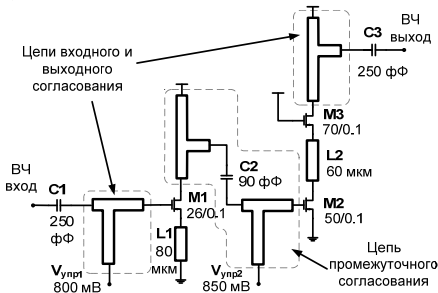


Рис. 1

ване. Измерение характеристик усилителя проводилось с использованием векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVA67 и зондовой станции Cascade Microtech EPS150MMW (экспериментальная установка показана на рис. 2).

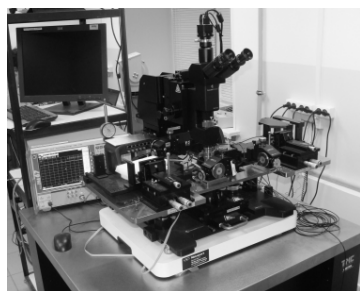


Рис. 2

На рис. 3 и рис. 4 приведены результаты измерения характеристик МШУ. Коэффициент усиления составил 10,5 дБ на частоте 60 ГГц. Ширина полосы согласования по входу (по уровню -10 дБ) равна 56,6–67 ГГц, а полосы согласования по выходу – 50–67 ГГц. Предположительно причина различия результатов моделирования и измерений заключается во влиянии паразитных элементов в некоторых областях топологии, которые представляют собой нежелательное индуктивное или емкостное взаимодействие между различными участками схемы усилителя.

Результаты моделирования работы МШУ с учетом паразитных элементов показаны на рис. 3 и рис. 4 пунктирными линиями. Можно видеть хорошее соответствие результатов измерений и уточненного моделирования.

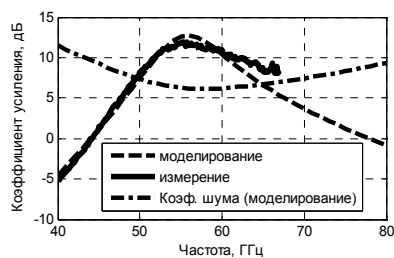


Рис. 3

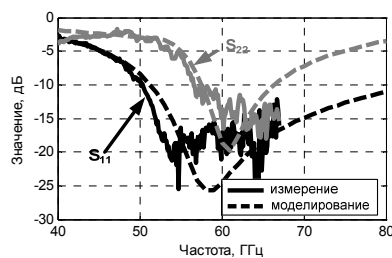


Рис. 4

В результате выполнения данной работы были спроектированы схема и топология малошумящего усилителя диапазона 57–64 ГГц по технологии КМОП 90 нм. Было проведено моделирование работы схемы с учетом результатов предварительного электромагнитного анализа цепей согласования и линий передачи. Результаты измерения тестовых образцов МШУ показали небольшую деградацию коэффициента усиления по сравнению с результатами исходного моделирования. Вероятнее всего, уменьшение коэффициента усиления связано с наличием паразитных элементов в топологии блока МШУ, что подтверждается результатами уточненного моделирования. Разработанный малошумящий усилитель может быть использован при создании радиочастотной части приемника миллиметрового диапазона длин волн.

- [1]. Yao T., Gordon M.Q., Tang K.K.W., Yau K.H.K., Ming-Ta Y., Schvan P., Voinigescu S.P. // IEEE JSSC. 2007. V. 42, No. 5. P. 1044.



## ЭФФЕКТИВНОСТЬ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С АДАПТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МОЩНОСТЬЮ ПЕРЕДАТЧИКА ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ

А.В. Елохин, Н.А. Кутузов, А.Г. Флакман

*Нижегородский госуниверситет*

Для борьбы с замираниями сигналов в современных системах сотовой связи используется непрерывный контроль и адаптивная регулировка мощности, излучаемой передатчиком пользователя. Каждая базовая станция непрерывно оценивает отношение мощности сигнала к мощности собственного шума и внешних помех (ОСШП), и на основе полученной оценки осуществляется регулировка мощности с помощью команд, передаваемых по обратному каналу от приемника к передатчику. Адаптивное управление мощностью является эффективным средством борьбы с замираниями сигналов. Однако оно имеет существенный недостаток, обусловленный тем, что средняя мощность увеличивается при компенсации замираний сигналов. Это увеличение зависит от скорости изменения свойств канала (скорости изменения пользователя) и инерционности системы управления мощностью.

В данной работе исследована эффективность адаптивного управления мощностью в системах сотовой связи в условиях многолучевого релейского канала. Передаваемые символы делятся на группы. Для каждой группы символов приемник оценивает среднее ОСШП  $\rho$ , которое затем сравнивается с некоторым заданным порогом  $\rho_{ig}$ . Если  $\rho < \rho_{ig}$ , то по обратному каналу от приемника к передатчику дается команда увеличить мощность, и, наоборот, если  $\rho > \rho_{ig}$ , то дается команда уменьшить мощность. Изменение мощности происходит дискретно. Например, в системах с кодовым разделением пользователей мощность изменяется с частотой 800 Гц и с шагом  $\pm 1$  дБ. Информация передается фреймами длительностью  $\tau_{fr}=20$  мс. Каждый фрейм состоит из 288 символов, которые разделяются на 16 групп по 18 символов с длительностью группы  $\tau_{gr}=1,25$  мс [1].

Процедуру адаптивной регулировки мощности можно описать на основе вычисления эффективных канальных коэффициентов  $h^{(PC)}(n)$  для символов  $n$ -й группы с помощью формул

$$h^{(PC)}(n) = \begin{cases} h(n) & (n \leq d_\tau + 1), \\ \sqrt{\prod_{q=1}^{n-1-d_\tau} \alpha_q} \cdot h(n) & (n > d_\tau + 1), \end{cases}$$

где  $\alpha_q=1,26$  (1 дБ) или  $\alpha_q=0,79$  (-1 дБ) – коэффициент изменения мощности при переходе от  $(q-1)$ -й к  $q$ -й группе,  $d_\tau$  – временная задержка в выполнении команды регулировки мощности, кратная длительности  $\tau_{gr}$  группы. Если  $d_\tau = 0$ , то мощность изменяется без задержки сразу после оценки ОСШП. Первая формула отображает начальный переходный процесс, когда мощность первых  $d_\tau + 1$  групп символов не

регулируется из-за задержки. Подкоренное выражение во второй формуле представляет собой величину изменения мощности для  $l$ -й группы символов.

Время  $\tau_{cor}$  корреляции флуктуаций коэффициента передачи  $h$  по половинному уровню составляет  $\tau_{cor}=0.24/f_d$ , где  $f_d$  – максимальная частота доплеровского спектра мощности релейских замираний сигналов [1]. Введем параметр  $\alpha$ , равный отношению длительности группы контроля мощности к времени корреляции замираний сигналов ( $\alpha=\tau_{gr}/\tau_{cor}$ ). Например,  $\alpha=0,05$  при частоте Доплера 10 Гц и длительности группы 1,25 мс.

На рис. 1 приведены зависимости вероятности битовой ошибки в системе с управлением мощностью в релейском канале при частоте Доплера 1, 10 и 60 Гц (кривые 2, 3, 4, соответственно) для сигналов двоичной фазовой модуляции.

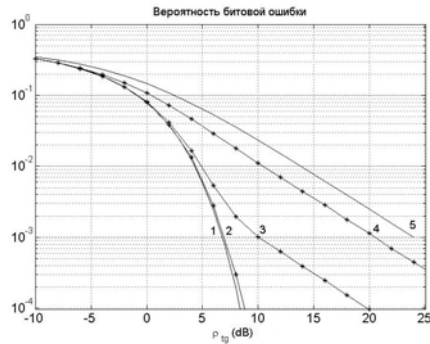


Рис. 1

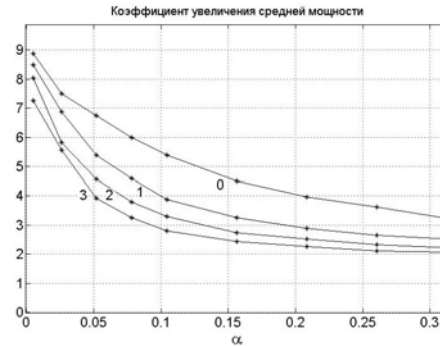


Рис. 2

Кривые 1 и 5, дают вероятность ошибки в системе без управления мощностью в гауссовом и релейском каналах, соответственно. Анализ результатов показывает, что эффективность управления мощностью увеличивается при уменьшении  $\alpha$ . Уровень ошибки равный 0,005 достигается при ОСШП на 11,7, 10,8 и 3,8 дБ, меньшем (при  $f_d=1, 10$  и 60 Гц, соответственно) чем в системе без управления мощностью. Следовательно, управление мощностью обеспечивает значительную компенсацию замираний сигналов в приемной антенне базовой станции, особенно при малых скоростях движения пользователей. На рис. 2 показаны зависимости коэффициента  $k$  (дБ) увеличения средней мощности для разных задержек в выполнении команды управления мощностью  $d_\tau=0, 1, 2, 3$  (кривые 0, 1, 2, 3, соответственно). Видно, что данный коэффициент уменьшается с увеличением задержки. При этом компенсация замираний сигналов становится менее эффективной.

[1] Garg V.K. IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS Systems Implementation. – NJ: Prentice-Hall, Inc., 2000. 424 p.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛИККЕРНОГО ШУМА В ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ ШОТТКИ ПРИ ПРЯМОМ И ОБРАТНОМ НАПРЯЖЕНИИ СМЕЩЕНИЯ

А.В. Маслов, Е.И. Шмелев

*Нижегородский госуниверситет*

Диоды Шоттки, являясь одним из нелинейных элементов, находят широкое применение в современной радиоэлектронике для создания чувствительных микроволновых детекторов. С целью последующей оптимизации эксплуатационных характеристик детекторов, направленной на снижение собственных шумов изделия, в настоящей работе исследуется природа фликкерного шума в GaAs диодах Шоттки.

Совместный анализ вольтамперных характеристик (ВАХ) и зависимостей спектральной плотности мощности шума от тока позволяет проводить неразрушающую диагностику структуры образца и выявлять технологические области, ответственные за возникновение фликкерного шума [1, 2]. В рамках развития данного подхода используются измерения НЧ шума диодов как при прямом, так и при обратном напряжении смещения.

Полный ток  $I$  через диод может состоять из двух компонент:  $I = I_d + I_l$ , здесь  $I_d$  – основная компонента тока,  $I_l$  – ток утечки. Основная компонента тока  $I_d$  совпадает по форме с диффузионным током, ей соответствует дифференциальное сопротивление  $R_d$ . Ток утечки может быть обусловлен утечкой по периметру перехода либо через дефекты структуры и в общем случае может содержать две компоненты – линейную  $I_{ll}$  и нелинейную  $I_{nl}$ . Линейная компонента  $I_{ll}$  характеризуется линейным сопротивлением  $R_{ll}$ , нелинейная компонента – сопротивлением  $R_{nl}$ .

На рис. 1 в качестве примера представлена ВАХ одного из исследуемых диодов. Точками на рисунке приведены экспериментальные данные, сплошной линией – результат аппроксимации, штриховыми линиями – компоненты тока. Анализ ВАХ диодов показал, что исследуемые диоды обладают достаточно большим током утечки (по сравнению с диффузионным током).

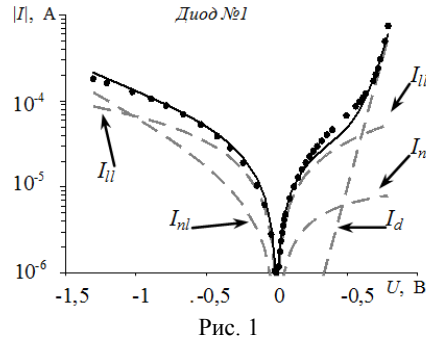


Рис. 1

Спектр фликкерного шума напряжения  $S_u$ , обусловленный флуктуациями тока линейной утечки и диффузионным током, определяется как:

$$S_u = V_{ll}^2 S_{\delta R_{ll}} + V_d^2 S_{\delta R_d}.$$

Здесь  $V_{ll} = I_{ll}R$  и  $V_d = I_dR$  – коэффициенты пересчета,  $R = (R_d^{-1} + R_{ll}^{-1} + R_{nl}^{-1})^{-1}$  – полное сопротивление диода,  $S_{\delta R_{ll}}$  и  $S_{\delta R_d}$  – спектры относительных флуктуаций линейного сопротивления утечки и дифференциального сопротивления.

Измерения НЧ шума проводились с помощью установки [3]. Шумовое напряжение на диодах измерялось при пропускании постоянного тока через образец для прямого и обратного напряжения смещения в области токов  $I$  от  $10^{-6}$  до  $10^{-3}$  А. Шумовое напряжение исследуемых диодов усиливалось, оцифровывалось и записывалось реализациями по 1 млн. отсчетов с частотой дискретизации 25 кГц. Затем осуществлялась спектральная обработка данных, и строились токовые зависимости спектральной плотности мощности  $S_u$  фликкерного шума на частоте 10 Гц.

На рис. 2 и 3 показаны экспериментальные токовые зависимости спектров  $S_u$  шумового напряжения для диода при прямом и обратном смещении соответственно.

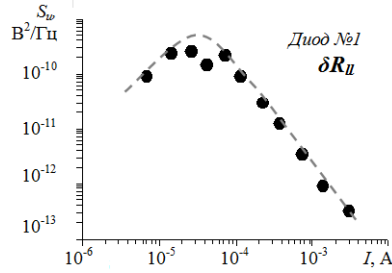


Рис. 2

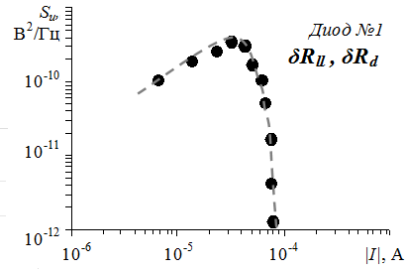


Рис. 3

Для токовых зависимостей характерно наличие эффекта, связанного с максимизацией шума: после области возрастания шума следует область снижения спектра. В качестве потенциальной модели генерации шума для прямого и обратного напряжения смещения следует рассматривать относительные флуктуации тока утечки и диффузионного тока. В целом в рассматриваемых диодах наиболее превалирует шумы именно тока утечки. Теоретический анализ влияния  $R_{II}$  на токовые зависимости спектра фликкерного шума показал, что резкое снижение уровня шума при понижении тока (рис. 3) в случае отрицательно смещенного диода связано с достаточно большими токами  $I_{II}$  и  $I_{nl}$ .

- [1] Якимов А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 1984. Т. 27, № 1. С. 120.  
 [2] Киселев М.Р., Ключев А.В., Шмелев Е.И., Якимов А.В. и др. // В кн.: Тр. XVII-ой научн. конф. по радиофизике. 13-17 мая 2013 г. / Ред. А.В. Якимов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2013. С. 189.  
 [3] Шмелев Е.И., Ключев А.В., Якимов А.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Сер. Радиофизика. 2009. Вып. 5. С. 81.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА КОРОТКОВОЛНОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

А.В. Шкерин, О.Д. Косымов, А.Г. Флакман, В.Т. Ермолаев

*Нижегородский госуниверситет*

Развитие авиационной промышленности ставит перед наукой задачу совершенствования стандартов коротковолновой (КВ) радиосвязи, так как существующие стандарты устаревают, не отвечают современным требованиям по скорости передачи данных и требуют существенной доработки. КВ радиоканал диапазона 3–30 МГц признан основным средством дальней авиационной связи. Для оценки работоспособности разрабатываемых радиоприемных устройств общепринятым методом является использование имитационного моделирования. Создание программной модели ионосферного КВ радиоканала, максимально учитывающей особенности реальных условий распространения сигналов, является актуальной задачей при разработке нового стандарта КВ радиосвязи.

Для реализации модели ионосферного КВ радиоканала Международным союзом электросвязи (МСЭ, англ. ITU – International Telecommunication Union) в рекомендациях CCIR 520-1 [1] и ITU-R F.1487 [2] предложено использовать модель КВ канала Ваттерсона [3], представленную на рис. 1.

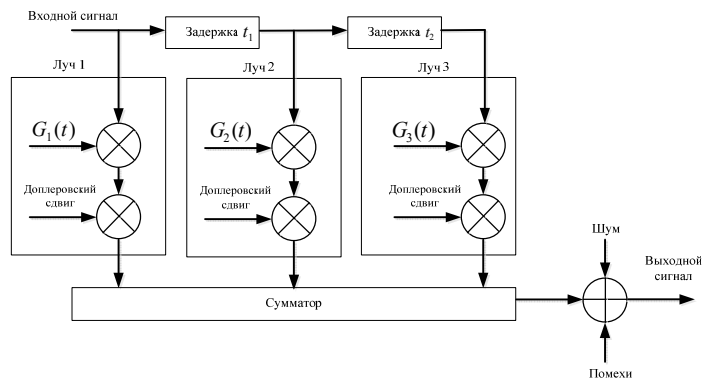


Рис. 1. Модель КВ связи Ваттерсона для трёхлучевого случая

Здесь  $t_i$  – задержка  $(i+1)$ -го луча относительно  $i$ -го;  $G_i(t)$  – комплексная функция времени вида:

$$G_i(t) = G_{ia}(t) \exp(j2\pi f_{ia} t) + G_{ib}(t) \exp(j2\pi f_{ib} t), \quad (1)$$

где  $G_{ia}(t)$ ,  $G_{ib}(t)$  – независимые комплексные гауссовские случайные эргодические процессы с нулевым средним, независимой реальной и мнимой частями с одинаковой дисперсией. Индексы  $a$ ,  $b$  – обозначают две компоненты магнитоионного расщепления;  $f_{ia}$ ,  $f_{ib}$  – доплеровский сдвиг частоты.

В данной работе с помощью среды программирования MatLab была реализована и исследована для различных сценариев модель канала Ваттерсона. Для исследования КВ канала на основе рекомендаций МСЭ необходимо использовать два луча с одинаковым доплеровским сдвигом частоты, также задать параметры модели канала, характерные для авиационной системы радиосвязи в различных условиях распространения сигнала и различных широтах (в соответствии с [2] выделяют «хорошие», «средние» и «плохие» условия). Канал характеризуется задержкой между лучами (от 0,5 мс до 7 мс) и амплитудными релейскими замираниями (от 0,1 до 30 Гц).

С точки зрения дизайна системы связи физического уровня важно знание временных и частотных характеристик канала связи, поскольку от них зависит выбор размера блока передачи данных, принятие решения об использовании частотного разделения, выбор последовательностей оценки канала. В работе проведено исследование статистических характеристик многолучевого канала Ваттерсона для систем связи с полосой сигнала 3 кГц. При анализе модели канала вычисляется модуль функции частотной когерентности (ФЧК) для разных сценариев (рис. 2) (выбран сценарий для средних широт). ФЧК определяется как преобразование Фурье от спектра мощности задержанных сигналов:

$$\Psi(\Delta f) = \sum_n P(\tau_n) \exp(-j2\pi\Delta f\tau_n), \quad (2)$$

где  $P(\tau_n)$  – средний коэффициент передачи,  $\tau_n$  – задержка между лучами,  $\Delta f$  – шаг частоты.

Результаты, представленные на рис. 2, показывают, что исследуемый канал является частотно селективным, т.к. полоса частотной когерентности меньше ширины спектра сигнала  $\Delta f_H \leq W$ .

Полученная модель канала может быть использована для численного моделирования в процессе усовершенствования стандартов КВ радиосвязи.

- [1] CCIR Recommendation 520-1 19821 “Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators”. – Geneva: Int. Telecom. Union, 1995.
- [2] ITU-R Rec. F1487 “Testing of HF Modems with Bandwidth of up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulator”. – Geneva: Int. Telecom. Union, 2000.
- [3] Метелёв С. А. // Известия вузов. Радиофизика. 2000. Т. 43. №1. С. 45.

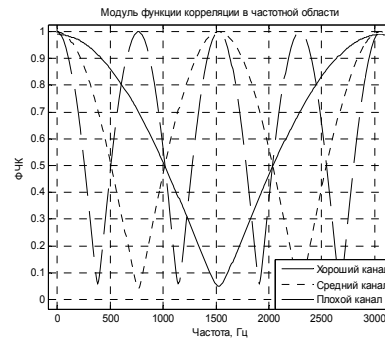


Рис. 2. Модуль функции корреляции.

**УВЕЛИЧЕНИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ СИСТЕМЫ WCDMA HSUPA  
ПУТЁМ УМЕНЬШЕНИЯ ОБЪЁМА КОНТРОЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ****Г.А. Серебряков, М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин***Нижегородский госуниверситет*

Несмотря на появление систем связи 4-го поколения, обещающих значительный прирост скорости передачи данных, наиболее распространённой в мире на сегодняшний день является система предыдущего поколения WCDMA HSUPA (Wideband Code Division Multiple Access High-Speed Uplink Packet Access), и количество сетей, построенных на её основе, продолжает увеличиваться.

В WCDMA HSUPA вся информация передаётся через логические каналы, которые можно разделить на два типа – каналы, содержащие данные пользователя и несущие контрольную информацию, необходимую для работы системы. Известно, что передача контрольной информации потребляет существенную часть мощностных ресурсов, следовательно, уменьшение количества передаваемой контрольной информации приведёт к увеличению скорости передачи данных.

Рассмотрим один из контрольных каналов, передаваемых в восходящем направлении – HS-DPCCH. Этот канал переносит управляющие данные двух типов: сообщение об успешности приёма очередного блока данных от базовой станции ACK/NACK (Acknowledgement) и индикатор качества канала связи CQI (Channel Quality Indicator). Их передача ведётся с временным разделением. Сообщение ACK/NACK должно быть послано на каждый принятый блок данных для обеспечения нормальной работы системы. В то же время, при отсутствии передачи данных в нисходящем канале, такое сообщение не посылается. Сообщение CQI должно посылаться с частотой, достаточной для отражения изменений состояния канала связи, и частота таких посылок конфигурируется. Типичный временной интервал между двумя сообщениями этого типа в реальных системах – от 4 до 8 мс. В то же время, в отсутствие передачи данных в нисходящем канале, частоту передачи данного сообщения можно уменьшить, и, следовательно, сократить объём потребляемых ресурсов.

Цель настоящей работы – анализ изменений в скорости передачи данных в восходящем направлении системы WCDMA HSPA в результате уменьшения частоты передачи индикатора качества канала. Сокращение объёма ресурсов, потребляемых передачей канала HS-DPCCH, потенциально ведёт к увеличению пропускной способности системы в восходящем направлении. Однако это также ведёт и к неоптимальному выбору параметров сигнала в начале передачи нового пакета с базовой станции на пользовательское устройство, и, как следствие, может приводить к снижению производительности работы системы в нисходящем направлении.

Для установления потенциального выигрыша от применения рассматриваемого метода передачи данных от мобильного устройства к базовой станции было проведено имитационное моделирование с помощью программной модели – симулятора системного уровня. Данный инструмент позволяет исследовать влияние различных

алгоритмов, определяющих поведение системы в условиях взаимодействия множества распределённых в пространстве пользователей и базовых станций.

Для исследования использовалась стандартная модель размещения пользователей и базовых станций, соответствующая методологии [1]. Система включала 57 секторов базовых станций (БС), расстояния между секторами 500 м. Моделировались различные плотности пользователей: 2, 4, 6, 8, 10 на сектор БС. Использовалась модель канала Pedestrian A [2], скорость движения пользователя составляла 3 км/ч. Моделирование велось при отсутствии передачи данных в нисходящем направлении, т.е. в предположении, что через канал HS-DPCCH передавались только сообщения CQI. Была использована модель пакетного трафика с усечённым логнормальным распределением размера пакета (среднее значение: 0,125 МБ,  $\sigma = 0,045$  МБ, максимальное значение: 0,3125 МБ) и экспоненциальным распределением времени между появлением двух пакетов у одного пользователя (среднее значение: 5 с). Для пользователей, не имеющих в данный момент пакета данных для передачи, моделировалась передача только контрольной информации. Влияние исследуемой техники на работу системы оценивалось по изменению величины пропускной способности пользователя.

На рисунке представлена диаграмма увеличения пользовательской пропускной способности в случае передачи CQI с интервалом 40 мс по сравнению с базовыми случаями передачи раз в 4 и 8 мс. Как видно из диаграммы, увеличение интервала передачи сообщения CQI до 40 мс позволяет увеличить пропускную способность пользователя на 4% и 2,2% по сравнению со случаями передачи CQI с интервалом 4 и 8 мс соответственно.

Таким образом, уменьшение объёма системных ресурсов, потребляемых передачей канала HS-DPCCH, приводит к выигрышу с точки зрения скорости передачи в восходящем направлении. В то же время, величины выигрышей относительно невелики. Для ответа на вопрос об оптимальной частоте передачи информации о качестве канала связи и целесообразности её уменьшения необходимо дополнительное исследование, поскольку

этот метод может также приводить к ухудшению характеристик работы системы в нисходящем направлении. В каждом конкретном случае разворачивания системы вопрос о применении рассматриваемого метода может решаться отдельно, в зависимости от того, передача данных в каком направлении приоритетна.

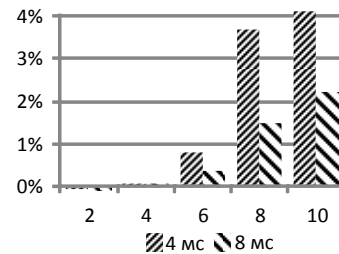


Рис.

- [1] “Universal Terrestrial Radio Access (UTRA); Uplink transmit diversity for High Speed Packet Access (HSPA)”, 3GPP, 3GPP TR 25.863.  
 [2] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.



## ПРИМЕНЕНИЕ МЕХАНИЗМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭФФЕКТИВНОГО ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ HSUPA

М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин, М.В. Шкерин

*Нижегородский госуниверситет*

Увеличение скорости передачи данных пользователями системы мобильной связи третьего поколения UTRA HSPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Packet Access) является актуальной задачей, для решения которой применяются различные подходы, в частности, используется разделение передач пользователей во временной области (TDM планирование – Time-Division Multiplexing). Данная работа посвящена способу повышения эффективности временного разделения пользователей [1], передающих пакетные данные в восходящем канале системы (HSUPA – High Speed Uplink Packet Access).

Задача временного разделения передач пользователей в системе HSUPA является частным случаем более общей задачи планирования, основанной на следующих принципах. Обслуживающая пользователя базовая станция (БС) путем передачи ему контрольных команд (грантов), разрешает или запрещает передачу данных пользователем (с определенной скоростью и уровнем передаваемой мощности). Используемым ресурсом является уровень полной принимаемой на БС мощности, а также временной ресурс. В режиме TDM планирования единственному выбранному (на определенный период) пользователю системы выделяется этот период времени для передач вместе с практически полным ресурсом мощности, при этом прочие совместно планируемые пользователи останавливают передачи или потребляют минимум ресурсов. Это уменьшает взаимные помехи, вызванные одновременными передачами пользователей, повышая пропускную способность системы.

Однако существующее в текущей версии стандарта системы (11 релиз) ограничение снижает эффективность временного разделения. Грант может быть применен в каждый момент времени работы системы (ТПИ – Transmission Time Interval, равный 2 мс) только для одного из планируемых данной БС пользователей. Это приводит к промежутку (длительностью в один ТПИ) и отсутствию передач между последовательными периодами передачи различных пользователей (при их смене), снижая производительность системы. Для повышения эффективности временного разделения необходимо устранить это ограничение.

Данную проблему предлагается решить с помощью технологии, описанной далее и не предусмотренной текущей версией стандарта системы. Все активные пользователи отслеживают передачи контрольного канала грантов. Если переданная команда предназначалась конкретному пользователю, она будет успешно им декодирована и вызовет процедуру изменения мощности и скорости передачи данных, при этом переданная команда не влияет на поведение прочих планируемых пользователей, которые продолжают передачи с прежними параметрами. Этот механизм приводит к описанному эффекту возникновения промежутков в передаче данных. В предложенной схеме для прочих планируемых пользователей предполагается при

успешном детектировании передачи контрольного канала грантов и при ее неуспешном декодировании (т.е. при получении команды, не предназначенной данному пользователю) автоматически запрещать дальнейшую передачу данных. Это правило обеспечивает одновременное применение гранта выбранному пользователю и прекращение передач прочих пользователей без промежутков.

С помощью программного симулятора системного уровня было выполнено исследование предложенной схемы при следующих параметрах: сценарий развертывания 3GPP Macrocell (19 трехсекторных гексагональных сот с расстоянием между соседними сотами 0,5 км), модель канала ITU Pedestrian A [2], скорость движения пользователей 3 км/ч, конфигурация антенн 1×2, эквалайзер, работающий по критерию минимума среднеквадратической ошибки, целевая вероятность блочной ошибки 10% после 1-й попытки передачи, целевое значение превышения полной принимаемой мощности на каждой БС над мощностью теплового шума (RoT – Rise Over Thermal) равно 6 дБ.

Результаты моделирования представлены диаграммой выигрышей в средней пропускной способности пользователя (см. рис.) при применении предложенной схемы эффективного временного разделения для различных чисел пользователей на сектор БС. Из полученных результатов следует, что применение предложенной схемы приводит к значительному увеличению пропускной способности (до 25%).

Выигрыши увеличиваются с ростом плотности пользователей и с уменьшением периода передачи для выбранного пользователя, что соответствует более частой смене передающих пользователей и более частому возникновению промежутков при использовании прежнего механизма грантов.

Приведенные результаты демонстрируют эффективность предложенной схемы, которая обеспечивает увеличение пропускной способности пользователей системы. Данная схема была принята для включения в следующую версию (12 релиз) стандарта системы HSPA.

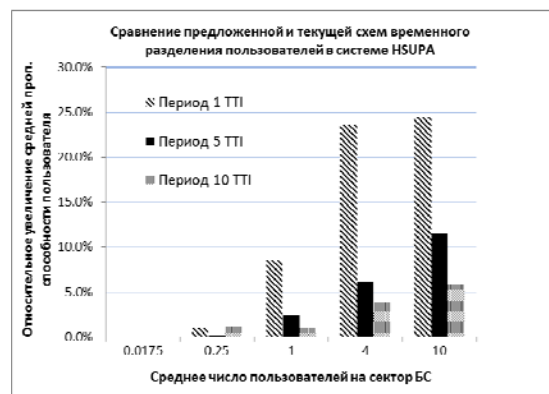


Рис.

[1] R1-133738 – Considerations on efficient TDM operation for HSUPA, NSN, 3GPP RAN1 meeting #74.

[2] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

**РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ ДИСБАЛАНСА  
ВОСХОДЯЩЕГО И НИСХОДЯЩЕГО КАНАЛОВ  
В ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА HSPA**

**В.Ю. Шумилов, Д.П. Бобкова, М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин,  
М.М. Вечканов**

*Нижегородский госуниверситет*

Одним из основных методов увеличения производительности систем мобильной связи в ближайшие 10–20 лет является увеличение количества базовых станций. Неоднородное распределение пользователей в пространстве приводит к необходимости создания гетерогенных сетей. Гетерогенные сети – сети, в которых присутствуют базовые станции различной мощности и различного радиуса покрытия.

В данной работе рассматривается система мобильной связи UTRA HSPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Packet Access) с двумя типами базовых станций: MN (Macro Node) – станции с передающей мощностью 43 дБм, LPN (Low Power Node) – станции малой передающей мощности 30 дБм.

Значительная разница передающих мощностей (~13 дБ) приводит к возникновению проблемы дисбаланса нисходящего (от базовой станции к пользователю) и восходящего (от пользователя к базовой станции) каналов. В результате управление пользователем осуществляет не лучшая в восходящем канале LPN, а наилучшая в нисходящем канале MN, что приводит к потере производительности системы.

Для решения проблемы был предложен метод, получивший название E-DCH decoupling или метод разделения восходящего и нисходящего каналов. Суть метода заключается в переносе функций управления (планирование и распределение мощностных ресурсов) пользователем с MN на LPN. Основной трафик в нисходящем канале по-прежнему поступает к пользователю с MN.

Цель настоящей работы – дать оценку эффективности метода разделения каналов путем имитационного моделирования системного уровня системы мобильной связи HSPA.

Для моделирования работы системы был взят стандартный сценарий гетерогенной сети, используемый в Международном комитете по стандартизации 3GPP [1]. Система координат состоит из 19 трехсекторных сот, в центрах которых расположены MN. Станции малой мощности распределены в пространстве случайно и равномерно, по 4 LPN на сектор (228 узлов в системе). Оба типа базовых станций работают в одной частотной полосе. Пользователи системы размещены равномерно со случайным распределением, половина по всей области сети, половина – вокруг станций малой мощности. Количество пользователей – 12 на сектор (684 пользователя в системе). Ассоциация пользователей к базовой станции происходит по максимуму принимаемой на пользователе мощности с учетом параметра CIO (Cell Individual Offset), который приоритезирует LPN. Выбранное значение CIO – 3 дБ. Используемый алгоритм планирования – CDM round robin. Для более реали-

стичного моделирования передачи файлов пользователями была выбрана модель пакетного трафика.

Одно из требований, выдвигаемых к методу разделения каналов, является его поддержка устройствами Release 11 и ниже. Существует реализация метода без изменений стандарта. Все контролируемые команды LPN посылает через RNC (Radio Network Controller) на управляющую MN, которая в дальнейшем пересылает команды конечному пользователю. При таком подходе возникает задержка на пересылку команды через цепочку узлов LPN->RNC->MN. Для дачи оценки методу разделения каналов необходимо оценить влияние задержки на производительность системы.

Выигрыши сценария с использованием метода разделения каналов пользователей, имеющих сильную LPN в восходящем канале, представлены в табл. (столбцы 50% и 5% содержат значения квантилей интегрального распределения).

Табл.

Разделение каналов	Задержка (мс)	Относительный выигрыш пропускной способности пользователя (Мбит/с)			Процент непринятых файлов
		Среднее	50%	5%	
Вкл.	-	0,66	0	0	61,32%
Выкл.	0	1,60	0,77	1,66	0,29%
	20	1,41	0,66	1,44	0,32%
	50	1,29	0,58	1,29	0,42%
	100	1,21	0,54	1,21	0,52%
	150	1,10	0,50	1,09	0,55%
	200	0,98	0,45	0,97	0,55%

Как следует из результатов, использование метода разделения восходящего и нисходящего каналов приводит к увеличению пропускной способности пользователей, имеющих сильную LPN в восходящем канале, на 142%. Стоит отметить, что исследуемая группа пользователей составляет 13% от общего числа пользователей в системе. Таким образом, выигрыш в производительности в перерасчете на всех пользователей системы составляет 7,5%. Увеличение задержки LPN->RNC->MN приводит к уменьшению пропускной способности системы, но метод разделения каналов остаётся актуален.

Результаты данной работы были использованы при подготовке предложения в стандарт UTRA HSUPA [2, 3]. Метод разделения восходящего и нисходящего каналов был одобрен комитетом 3GPP и введен в стандарт связи HSPA.

- [1] TP on Simulation Assumptions for Evaluation of HSPA Heterogeneous Networks / R1-125312, Huawei, HiSilicon 3GPP RAN1#71, 2012.
- [2] An analysis of the interface impacts of the E-DCH decoupling feature / R1-140786, NSN, 3GPP RAN1#76, 2014.
- [3] Bursty Traffic Results for E-DCH Decoupling / R1-140787, NSN, 3GPP RAN1#76, 2014.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КОНТРОЛЬНЫХ КАНАЛОВ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ WCDMA HSPA

Д.П. Бобкова, М.М. Вечканов, А.Ю. Трушанин, В.Ю. Шумилов

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящей работе рассматривается исследование характеристик работы и приведены результаты расчета вероятности ошибок обнаружения различных контрольных каналов системы связи WCDMA HSPA (Wideband Code Division Multiple Access High-Speed Packet Access). Контрольные каналы – это каналы между базовой станцией и мобильным устройством, по которым передается управляющая (служебная) информация. Для эффективной работы системы большое значение имеет качество приема контрольных каналов, поэтому вероятность успешного приема всегда должна поддерживаться на необходимом уровне. Объектом исследования являются контрольные каналы в восходящей линии связи (от мобильного устройства к базовой станции) передающие информацию для декодирования канала данных и планирования ресурсов (E-DPCCH), индикатор подтверждения и индикатор качества канала (HS-DPCCH), а также в нисходящей линии связи (от базовой станции к мобильному устройству) передающие информацию об абсолютной планируемой мощности (E-AGCH), информацию для декодирования канала данных (HS-SCCH), команду управления мощностью (F-DPCCH), индикатор подтверждения (E-HICH), информацию об относительной планируемой мощности (E-RGCH).

Контрольные каналы различаются по типу передаваемой информации. Часть контрольной информации передается, как закодированные и модулированные информационные биты, в то время как другая часть – как наличие или отсутствие конкретного сигнала в канале. Соответственно в первом случае производится оценка вероятности ошибки декодирования, а во втором – оценка вероятности ошибки обнаружения.

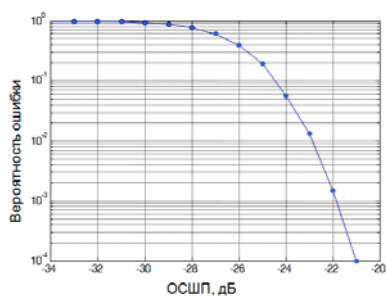


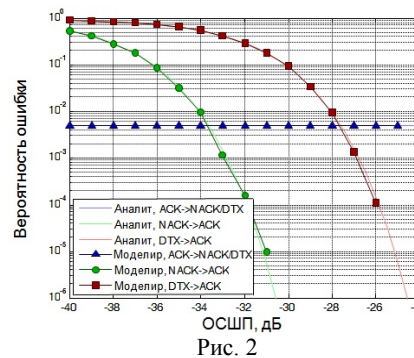
Рис. 1

Для анализа контрольных каналов, к которым не применяется помехоустойчивое кодирование, используется аналитический метод. В противном случае аналитическая зависимость не может быть получена с разумной сложностью и тогда результаты получены моделированием с использованием симуляторов физического уровня (см. рис. 1). Симулятор физического уровня – это программная модель, имитирующая работу системы связи, состоящей из одной базовой станции и одного мобильного устройства. Также он применяется для верификации аналитических зависимостей. В качестве основной характеристики исследования контрольных каналов используется зависимость вероятности ошибки в сообщении от отношения сигнал-шум плюс помеха.

Для части контрольных каналов необходимо производить оптимальное обнаружение сигнала в канале. При определении порога обнаружения должно приниматься во внимание возможное влияние двух типов ошибок обнаружения: ложной тревоги и пропуска цели. Ошибки первого типа происходят, когда сигнал отсутствует, а детектор показывает его присутствие, а ошибки второго типа – когда сигнал присутствует, а детектор показывает его отсутствие. Потери производительности системы, вызванные обоими типами ошибок, могут быть одинаковыми или различными. Это зависит от информации, которая передается по контрольному каналу. Если влияние ошибок обнаружения одинаковое, порог обнаружения выбирается для минимизации полной вероятности ошибки. Если влияние ошибок различное, порог обнаружения выбирается для минимизации вероятности ошибки с более негативным влиянием, а с менее негативным – удерживается на фиксированном уровне.

Контрольные каналы могут передавать сообщения, имеющие несколько состояний. Канал E-RGCH, передающий команду изменения мощности, имеет следующие три состояния сообщения: увеличить мощность на 1 дБ, уменьшить мощность на 1 дБ и оставить мощность на прежнем уровне. Аналогично каналы HSDPCC и E-HICH, передающие индикатор подтверждения, могут иметь следующие состояния сообщения: положительный индикатор подтверждения (ACK), отрицательный индикатор подтверждения (NACK) и отсутствие сигнала в канале (DTX). Возможны три типа ошибки обнаружения: первый – был обнаружен положительный индикатор подтверждения, хотя ничего не было передано; второй – был передан отрицательный индикатор подтверждения, а был обнаружен положительный; третий – был передан положительный индикатор подтверждения, а был принят отрицательный или отсутствие сигнала. Вероятности этих ошибок были построены раздельно (см. рис. 2).

Результатом исследования являются зависимости вероятности ошибки в контрольном сообщении от отношения сигнал-шум плюс помеха для каждого контрольного канала, которые характеризуют свойства и производительность рассматриваемых каналов (рис. 1 и рис. 2). Результаты, полученные моделированием, подтверждают правильность полученных аналитических зависимостей.



- [1] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983, 320 с.
- [2] Dahlman E., Parkvall S., Sköld J., Beming P. 3G Evolution: HSPA and LTE for Mobile Broadband. – Oxford: Academic Press, 2008, 448 pp.
- [3] Holma H., Toskala A. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications. – NJ: John Wiley & Sons, 2007, 268 pp.

## АНАЛИЗ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ КОНТРОЛЬНОГО КАНАЛА HS-DPCCH В ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЯХ СИСТЕМЫ СВЯЗИ HSPA

М.М. Вечканов, В.Ю. Шумилов, Д.П. Бобкова, А.Ю. Трушанин

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время основная доля трафика мобильных абонентов передаётся с использованием сетей HSPA (High Speed Packet Access). Они продолжают развиваться в соответствии с растущими требованиями к производительности систем связи. Одним из наиболее перспективных способов увеличения зоны покрытия и пропускной способности сети является использование базовых станций малой мощности. В силу ограниченности спектрального ресурса необходимо рассмотреть систему, в которой базовые станции различных мощностей работают на одинаковых частотах. В связи с особенностями адаптационных механизмов, используемых в сетях HSPA, в гетерогенной системе значительно снижается надёжность передачи контрольных каналов, необходимых для корректной работы системы.

Канал HS-DPCCH (High Speed Dedicated Physical Control Channel) передаётся в восходящем потоке (см. рис.). Он несёт в себе данные о состоянии канала связи от базовой станции к пользователю и подтверждения об успешности приёма пакетов пользователем. В случае низкой надёжности приёма канала, передача данных в нисходящем потоке становится неоптимальной или вовсе невозможной.

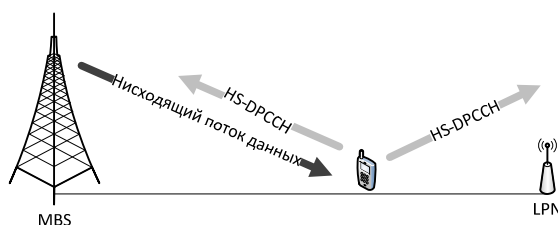


Рис.

На рисунке показан пример следующей ситуации: мобильное устройство пользователя находится в режиме мягкой передачи (SHO, Soft Handover) между базовой станцией малой мощности (LPN, Low Power Node) и базовой станцией стандартной мощности (MBS, Macro Base Station). Восходящий поток данных принимается в режиме SHO обеими базовыми станциями. Нисходящий поток данных передаётся к пользователю от MBS, так как она имеет большую мощность передачи, чем LPN. В силу особенностей контроля мощности системы HSPA в режиме мягкой передачи [1] мощность излучения пользователя оказывается недостаточной для надёжного приёма HS-DPCCH на MBS. Данная проблема подтверждается результатами предварительного анализа.

Были рассмотрены два решения проблемы приёма HS-DPCCH. Решение №1 состоит в отключении механизма контроля мощности на LPN для пользователей, находящихся в режиме мягкой передачи между LPN и MBS. За счёт контроля от MBS мощность передачи пользователя поддерживается на уровне, обеспечивающем надёжный

приём HS-DPCCH. Решение №2 предполагает введение дополнительного пилотного сигнала, мощность которого контролируется только MBS. В силу независимости мощности нового сигнала от LPN, его принимаемая мощность на MBS может быть обеспечена на уровне, достаточном для его приёма и оценки канала связи. Установка мощности HS-DPCCH относительно нового пилота позволяет надёжно принимать HS-DPCCH на MBS. Данное решение требует внесения изменений в стандарт HSPA в связи с введением дополнительного пилотного сигнала.

Исследование производительности обоих решений проводилось с помощью компьютерного моделирования системного уровня восходящего канала системы HSPA. Основываясь на спецификации системы HSPA [2], требуемый уровень вероятности ошибки приёма HS-DPCCH принят равным 1% для обоих решений.

Основным отличием решений является уровень накладных расходов на передачу HS-DPCCH и пилотных сигналов. Кроме того, в связи с отключением одного из системных механизмов в решении №1, передача данных становится неоптимальной. Оба эффекта негативно сказываются на возможностях передачи данных от пользователей к базовым станциям. Таким образом, основным показателем для сравнения решений является пропускная способность пользователей в восходящем потоке. В качестве метрик выбраны среднее значение, 5% и 50% квантили интегрального распределения пропускной способности пользователей. В таблице приведены результаты моделирования для обоих решений.

Табл.

Метрики пропускной способности пользователей	Решение №1	Решение №2
Среднее значение, Мбит/с	0,64	0,67
5% квантиль, Мбит/с	0,09	0,16
50% квантиль, Мбит/с	0,41	0,46

Как видно из полученных результатов, решение №2 имеет преимущества относительно решения №1. Оно имеет выигрыш в 5% в средней пропускной способности пользователей, а также 78% и 12% в 5% квантиле и 50% квантиле соответственно. Это связано с лучшим контролем мощности HS-DPCCH и пилотных каналов пользователя в решении №2, что снижает накладные расходы на передачу относительно решения №1. Главным недостатком метода №2 является необходимость внесения изменений в стандарт HSPA.

Решение в виде введения в систему дополнительного пилотного канала может быть использовано для мобильных устройств новых версий стандарта. Данное решение приводит к минимальному увеличению накладных расходов на передачу HS-DPCCH. Для решения проблемы приёма HS-DPCCH в гетерогенных сетях системы связи HSPA для уже существующих мобильных устройств может быть использовано решение в виде отключения контроля мощности на LPN для пользователей, находящихся в режиме мягкой передачи между LPN и базовой станцией стандартной мощности.

[1] 3GPP TS 25.214 V11.2.0 “Physical layer procedures (FDD)”. P. 18.

[2] 3GPP TS 25.104 V11.4.0 “Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD)”. P. 72.