

**ВЕРИФИКАЦИЯ ИНТЕРФЕЙСА МЕЖДУ ФИЗИЧЕСКИМ
И СИСТЕМНЫМ УРОВНЯМИ ДЛЯ ВОСХОДЯЩЕГО КАНАЛА
СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ LTE-A****Д.П. Бобкова, А.Ю. Трушанин, В.Ю. Шумилов***Нижегородский госуниверситет*

В настоящей работе рассматривается задача верификации разработанного интерфейса между физическим и системным уровнями для восходящего канала системы мобильной связи LTE-A Release 10. Интерфейс между физическим и системным уровнями является математической моделью, используемой для точного определения вероятности пакетной ошибки при заданных условиях распространения сигнала, избегая полного прямого моделирования процесса передачи пакетов [1].

Ниже описывается общая структура разработанного интерфейса, для которого необходимо выполнить верификацию. На вход интерфейса поступают значения отношения мощности полезного сигнала к мощности шума (ОСШ) на каждой поднесущей на входе приемника, характеризующие свойства беспроводного канала связи. Затем вычисляется значение отношения мощности сигнала к сумме мощностей шума и помехи (ОСШП) на выходе блока обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) приемника. Полученное значение ОСШП используется для вычисления средней взаимной информации на бит (ММИБ) [2] между передаваемым битом и соответствующим ему логарифмом отношения правдоподобия на приемнике для каждого временного слота и пространственного канала с учетом типа модуляции. Величина ММИБ в данном случае является мерой информации, поступающей в декодер, и используется в интерфейсе в качестве метрики качества канала [1]. На практике ММИБ вычисляется путем подстановки ОСШП в численно протабулированную зависимость ММИБ от ОСШ. На следующем этапе работы интерфейса вычисляется усредненное значение ММИБ для всего транспортного блока (ТБ), передача которого производится через два слота и, в общем случае, несколько пространственных каналов. На последнем этапе разработанной модели по вычисленному значению ММИБ определяется вероятность блоковой ошибки (Block Error Rate – BLER) или пакетной ошибки (Packet Error Rate – PER). Вычисление BLER осуществляется подстановкой входного значения ММИБ в полученные при помощи симулятора физического уровня (Link Level Simulator) протабулированные зависимости BLER от ММИБ в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

Для верификации интерфейса было выполнено построение зависимости BLER от ММИБ путем моделирования системы связи при помощи симулятора физического уровня для восходящего канала системы LTE-A, включающего все алгоритмы обработки сигнала, в многолучевом канале. Указанная процедура состоит из нескольких этапов. Вначале задается случайная реализация канала. Для одной и той же реализации производится ими-

тационное моделирование множества случайных транспортных блоков со случайными реализациями шума, в результате чего вычисляется соответствующее значение BLER. Затем, в соответствии с верифицируемой моделью, через реализацию канала и мощность шума вычисляется значение MMIB. В результате строится полученная точка BLER от MMIB. Затем, генерируется новая случайная реализация канала и весь алгоритм вычисления BLER и MMIB повторяется. В результате такой процедуры можно получить точечную диаграмму, где каждая точка соответствует независимой реализации многолучевого канала. В том случае, если точка попадает на кривую, полученную в канале с АБГШ, вычисленное значение MMIB после подстановки в данную кривую обеспечит предсказание значения BLER, соответствующего реально наблюдаемому значению BLER в системе. Таким образом, точность интерфейса между физическим и системным уровнями может быть оценена по степени близости точек, полученных при помощи интерфейса между физическим и системным уровнями, к кривым зависимостей BLER от MMIB, полученным в канале с АБГШ.

Верификация разработанного интерфейса была проведена в предположении следующих параметров моделирования: вид – квадратурная фазовая модуляция (QPSK), 20 ресурсных блоков, длины транспортных блоков 576, 1728, 2880, 4032 и 5184 бит. Для моделирования многолучевого канала была использована модель ITU Pedestrian A [3] со скоростью мобильной станции 3 км/ч.

Из результатов верификации (см. рис.), видно, что полученные при помощи интерфейса между физическим и системным уровнями точки расположены вблизи кривых, полученных в АБГШ канале. Из этого можно сделать вывод о высокой точности разработанной модели. Поэтому интерфейс между физическим и системным уровнями может эффективно использоваться в симуляторах системного уровня для восходящего канала системы LTE-A, обеспечивая точное моделирование всей системы связи в целом без больших вычислительных затрат на прямое моделирование сотен радиосоединений.

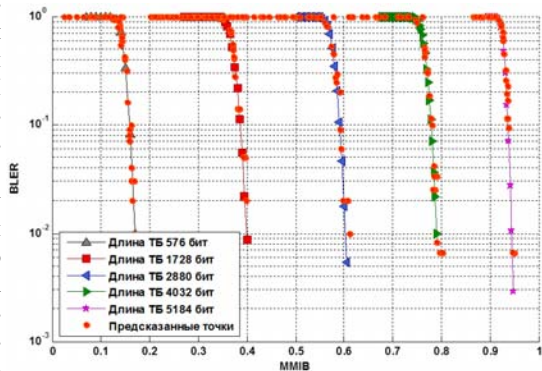


Рис.

- [1] Tu L.T., Robles R., Silva A., et al. Intermediate version of the system level simulator, CODIV D5.2, 2009: <http://www.ict-codiv.eu/private/docs/deliverables/D5.2.pdf>
- [2] Колесник В.Д., Полтырев Г.И. Курс теории информации. – М.: Наука, 1982, 416 с.

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

ОЦЕНКА УГЛА МЕСТА В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА МИНИМУМА ФУНКЦИОНАЛА РАССТОЯНИЯ

О.В. Болховская¹⁾, А.В. Панфилов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾ОАО «ФНПЦ «ННИИРТ»

В настоящей работе предложен метод оценки угла места, основанный на минимизации функционала расстояния (МФР) между вектором сигналов на выходе первичных каналов антенной решетки (АР) и вектором, соответствующим выбранной гипотезе относительно этих сигналов [1, 2].

Рассмотрим без ограничения общности N -элементную эквидистантную линейную АР, расположенную вертикально над земной поверхностью с произвольными электродинамическими свойствами и произвольным рельефом, которые являются неизвестными. Обозначим $\mathbf{X}$ – нормированный вектор-столбец принятых сигналов в элементах АР. В общем случае сигнал x_p в p -ом элементе АР представляет собой сумму прямого сигнала и множества сигналов, отраженных от земной поверхности, а также собственного шума приемного устройства.

Введем в рассмотрение функционал $J(\theta)$ расстояния между вектором $\mathbf{X}$ сигналов на выходе первичных каналов АР, зависящим от угла θ_0 места цели, и некоторым вектором $\mathbf{V}$, зависящим от текущего угла θ . Имеем, что

$$J(\theta) = |\mathbf{V}(\theta) - \mathbf{X}(\theta_0)|^2 \quad (1)$$

Оценку угла места цели найдем из условия минимума функционала $J(\theta)$ по переменной θ на всем рассматриваемом интервале углов θ , то есть

$$\hat{\theta}_0 = \min_{\theta} J(\theta). \quad (2)$$

Метод МФР будем сравнивать по эффективности с методом сканирования ДН АР, который является оптимальным в случае отсутствия влияния земной поверхности [1, 2]. В качестве оценки угла места выбирается угол, соответствующий максимальному сигналу на выходе АР. Мощность выходного сигнала при сканировании лучом АР с точностью до несущественной константы равна

$$P(\theta) = |\mathbf{V}^H(\theta) \tilde{\mathbf{X}}(\theta_0)|^2. \quad (3)$$

Оценка угла места цели находится из условия максимума функционала $P(\theta)$ по переменной θ , то есть

$$\hat{\theta}_0 = \arg \max_{\theta} P(\theta). \quad (4)$$

Метод МФР для оценки угла места цели в АР можно применять при произвольных электродинамических свойствах и рельефе земной поверхности. Однако

для оценки его эффективности с помощью моделирования необходимо вычислять сигналы в элементах АР, что может быть сделано только в достаточно простом случае плоской поверхности земли с произвольным углом наклона α . Поэтому будем рассматривать этот случай.

Выберем начало системы координат на нижнем элементе АР, который имеет высоту h_1 над поверхностью земли. В качестве основного варианта для математического моделирования предположим, что имеется 16-элементная линейная АР ($N=16$) с периодом $d = 0,5\lambda$ и с высотой нижнего элемента над поверхностью Земли $h_1 = 15\lambda$. При этом ширина луча АР составляет $\approx 6^\circ$ по уровню половинной мощности. Будем считать, что коэффициент отражения Френеля не зависит от угла места θ и равен минус единице ($\Phi = -1$).

Зависимость оценки $\hat{\theta}_0$ угла места цели от истинного угла места θ_0 для методов МФР и сканирования показана на рисунке (сплошная и пунктирная кривые соответственно) при нулевом угле наклона α земной поверхности. Аналогичный вид имеют кривые для углов наклона $\alpha = 1^\circ$ и $\alpha = -1^\circ$. Для сравнительного анализа введем в рассмотрение усредненную по интервалу наблюдения систематическую ошибку. В результате получим, что она составляет для методов МФР и сканирования $0,64^\circ$ и $1,38^\circ$ ($\alpha = 0^\circ$), $0,76^\circ$ и $1,39^\circ$ ($\alpha = 1^\circ$), $0,44^\circ$ и $1,08^\circ$ ($\alpha = -1^\circ$), т.е. систематическая ошибка метода МФР примерно в 2 раза меньше систематической ошибки метода сканирования.

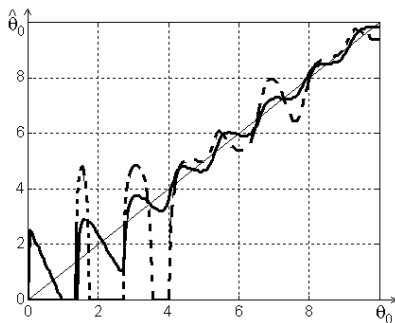


Рис.

Таким образом, показана существенно более высокая эффективность данного метода по сравнению с методом сканирования, если в качестве вектора гипотез выбрать вектор плоской волны, соответствующей произвольному направлению θ .

- [1] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
- [2] Душко И.В., Ивлев Д.Н., Односвцев В.А., Орлов И.Я. // Антенны. 2009, № 12. С.31.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬТАМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИОДОВ ШОТКИ С δ -ЛЕГИРОВАНИЕМ

Д.А. Будкина, А.В. Клюев

Нижегородский государственный университет

В настоящей работе представлены результаты исследования вольтамперных характеристик (ВАХ) низкобарьерных диодов Шоттки, являющихся одними из

основных чувствительных нелинейных элементов, используемых при приеме микроволнового излучения [1, 2]. В ряде случаев было бы желательно уменьшить эффективную высоту барьера диода Шоттки и, тем самым, получить детектор сигналов или умножитель частоты, работающие без постоянного смещения.

Способом снижения эффективной высоты барьера диодов Шоттки является обеспечение высокой туннельной прозрачности вблизи вершины потенциального барьера при сильном неоднородном легировании полупроводника вблизи контакта с металлом. В работах [3, 4] показана перспективность использования технологии δ -легирования для изготовления низкобарьерных диодов.

Для расчета и оптимизации детектора необходимо знание дифференциального сопротивления перехода, последовательного сопротивления базы и контактов, а также коэффициента неидеальности, относительной толщины δ -слоя и тока насыщения. Эти параметры могут быть получены из анализа ВАХ диода [5].

Для анализа ВАХ диода использовалась эквивалентная схема, изображенная на рис. 1. Здесь внутренним диодом D представлен барьер Шоттки с приповерхностным δ -легированием, через который протекает ток I_D . Элемент R_b связан с сопротивлением омических контактов и базы диода. Ток утечки в общем случае может содержать две компоненты – линейную I_{lin} и нелинейную I_{nl} . С помощью элемента R_l учитывается возможность существования линейной (омической) утечки. Для моделирования нелинейной компоненты I_{nl} в настоящей ра-

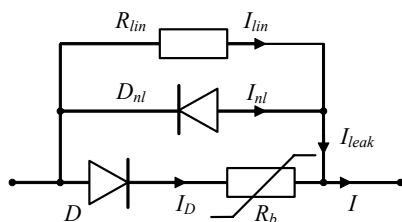


Рис. 1

боте предлагается использовать ВАХ инверсно включенного параллельно с барьером Шоттки D «обычного» диода D_{nl} , определяемую характерным током и коэффициентом неидеальности нелинейной компоненты.

Ток I_D описывается соотношением:

$$I_D = I_s \cdot \exp\left(-\frac{\alpha V_D}{V_T}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_D}{\eta V_T}\right) - 1\right].$$

Здесь V_D – напряжение, приложенное к барьеру Шоттки, η – коэффициент неидеальности, $\alpha = d/D$ – относительная толщина δ -слоя (d – ширина туннельного барьера на границе с металлом ~ единиц нанометра, D – ширина барьера Мотта ~100 нм), I_s – характерный ток.

На рис. 2 и рис. 3 в качестве примера представлены отрицательная и положительная ветви вольтамперной характеристики диода D-330k соответственно. Точки – экспериментальные данные. Сплошная линия – результат полной аппроксимации. Тонкие (штриховые) линии – вклады различных токовых компонент.

Из анализа рис. 2 и 3 можно сделать вывод об удовлетворительной точности предложенной процедуры декомпозиции ВАХ.

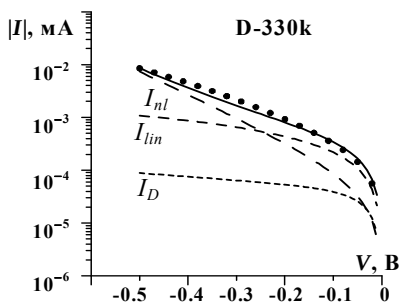


Рис. 2

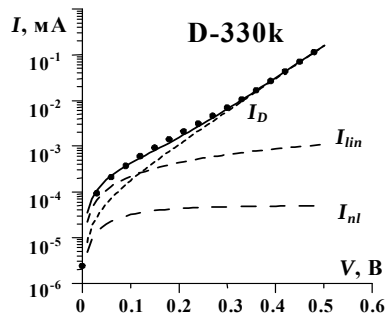


Рис. 3

Подобному анализу был подвергнут ряд образцов и для всех получены аналогичные результаты.

- [1] Шашкин В.И., Вакс В.Л., Данильцев В.М. и др. //Изв. вузов. Радиофизика. 2005. Т.48. Вып.6. С.544.
- [2] Shashkin V.I., Drjagin Yu.A., Zakamov V.R. et al. //Intern. J of Infrared and Millimeter Waves. 2007. V.28, No.11. P.945.
- [3] Шашкин В.И., Мурель А.В., Данильцев В.М., Хрыкин О.И. //Физика и техника полупроводников. 2002. Т.36. Вып.5. С.537.
- [4] Шашкин В.И., Мурель А.В. // Физика и техника полупроводников. 2004. Т. 38. Вып.5. С.574.
- [5] Ключев А.В. Низкочастотные шумы в наноразмерных полупроводниковых структурах: источники, измерение, методы анализа. –Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011, 208 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛЬТАМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ С КВАНТОВЫМИ ЯМАМИ И КВАНТОВЫМИ ТОЧКАМИ

А.А. Голов, А.В. Ключев

Нижегородский госуниверситет

Квантоворазмерные гетероструктуры (КРС) стали за последние годы одним из основных объектов исследований и разработок в физике, технике и технологии полупроводников [1, 2]. Так называют структуры, активные области которых, т.е. области, в которых происходят основные электронные процессы, имеют характерные размеры порядка де-бройлевской длины волны электронов, что приводит к квантованию их энергии. Эти структуры классифицируют по размерности электронного газа в активных областях на гетероструктуры с двумерным (2D) газом или гетероструктуры с квантовыми ямами, одномерным (1D) газом или гетерострукту-

ры с квантовыми нитями и нульмерным (0D) газом или гетероструктуры с квантовыми точками [3]. Второе название подчеркивает основную особенность таких структур, с которой связаны их основные свойства и технические применения – квантование электронного газа, обусловленное пространственным ограничением движения электронов в одном, двух или всех трех направлениях.

В настоящее время наибольший интерес исследователей вызывают гетеронаноструктуры с квантовыми ямами и квантовыми точками на основе арсенида галлия (GaAs) и его твердых растворов ($\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ и $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$) разного состава, $x=0,1\div 1$. Эти материалы имеют подходящую для применения во многих электронных и, особенно, в оптоэлектронных приборах (светодиодах, лазерах и др.), так называемую прямозонную энергетическую структуру с шириной запрещенной зоны $E_g \sim 1\text{эВ}$, и относительно малую эффективную массу электронов $m_e \sim 0,05m_0$, где m_0 – масса электрона в вакууме, что облегчает создание условий для размерного квантования.

В настоящей работе исследуются следующие наноразмерные полупроводниковые структуры:

- 1) светоизлучающие диоды на InAs квантовых точках [3],
- 2) светоизлучающие диоды на InAs квантовых точках с дополнительной $\text{In}_{0,2}\text{Ga}_{0,8}\text{As}$ квантовой ямой.

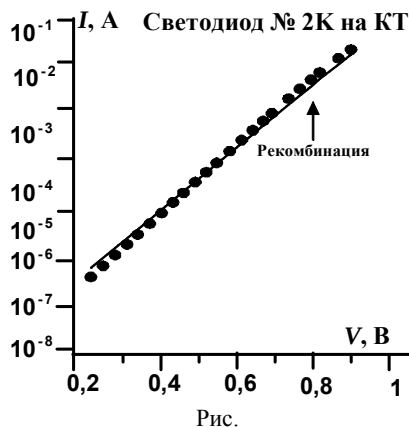
Структуры изготовлены в лаборатории Б.Н. Звонкова, в Нижегородском физико-техническом институте (НИФТИ) при ННГУ.

Оба типа структур имеют слой InAs КТ в p - n -переходе. Обе структуры имеют n^+ -GaAs подложку и n^+ -GaAs буферный слой, экспонированный в CCl_4 , с концентрацией основных носителей $n=10^{18}\text{ см}^{-3}$. Слой n -GaAs является матрицей для наращивания квантовых точек. Активная область светодиодов, представленная слоем InAs КТ, располагается в центре резкого p - n -перехода. Слой p^+ -GaAs также является буферным. Отличием одного типа структур является наличие слоя InGaAs КЯ толщиной 6 нм.

Типичная ВАХ светоизлучающего диода на InAs квантовых точках представлена на рисунке.

Рекомбинационный ток I_r в полупроводниковом диоде с квантовой ямой можно разделить на две компоненты (данное рассмотрение может быть обобщено и на случай квантовых точек). Первая компонента $I_{r,DL}$ обусловлена генерационно-рекомбинационным процессом через моноэнергетический рекомбинационный уровень, расположенный вблизи середины запрещенной зоны полупроводника (механизм Шокли – Рида).

Вторая компонента $I_{r,QW}$ обусловлена



рекомбинацией носителей в квантовой яме:

$$I_r = I_{r,DL} + I_{r,QW}.$$

Величина тока $I_{r,DL}$ при определенных упрощающих условиях зависит от напряжения V как $\exp(V/2V_T)$, где V_T – тепловой потенциал.

В работе доказано, что ток, обусловленный рекомбинацией носителей в КЯ, зависит от напряжения V , то же как $\exp(V/2V_T)$.

Таким образом, рекомбинационные составляющие тока зависят от напряжения как $\exp(V/2V_T)$. Следовательно, несмотря на то, что механизмы рекомбинации различны, проявляться в ВАХ они будут одинаково.

- [1] Карпович И.А. //В кн.: Тр. 1-го рабочего совещания по проекту НАТО SfP-973799 Полупроводники. /Ред. А.В. Якимов. – Н. Новгород: ТАЛАН, 2001. С. 48.
- [2] Карпович И.А. //Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Сер. Инновации в образовании. 2002. Вып. 1(3). С. 93.
- [3] Байдусь Н.В., Бирюков А.А., Звонков Б.Н. и др. //В кн.: Тр. 2-го рабочего совещания по проекту НАТО SfP-973799 Полупроводники. /Ред. А. В. Якимов. – Н. Новгород: ТАЛАН, 2002. С. 93.

РАЗРАБОТКА КМОП ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕГО КОНЦЕПЦИЮ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ, ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.В. Мавричев, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Переключатели миллиметрового диапазона длин волн, реализованные на полупроводниковых микросхемах, используются, например, в современных следящих и сканирующих антеннах, где требуется переключение между несколькими антенными элементами, а также в системах связи с временным дуплексированием для переключения режимов приема и передачи и в других системах. Основными характеристиками таких переключателей являются потери мощности в открытом канале и уровень изоляции открытого канала по отношению ко всем закрытым каналам.

В качестве технологии изготовления полупроводниковой микросхемы переключателя, работающего в частотном диапазоне 60 ГГц, была выбрана КМОП технология 90 нм, имеющая ряд преимуществ: отлаженный процесс производства, возможность интеграции аналоговых и цифровых схем, низкую стоимость, доступность технологических библиотек для разработки.

Следует отметить, что многие топологические элементы (например, линии передачи) переключателей миллиметрового диапазона длин волн являются распределенными, что требует при разработке применения комбинированного схемотехнического и электромагнитного моделирования. Такая

разработка проводилась с помощью специализированного пакета САПР Advanced Design System (ADS) [1].

Принцип работы переключателя, основанного на концепции бегущей волны, заключается в подключении полевых транзисторов через небольшие отрезки линии передачи. Характеристический импеданс каждого отрезка линии передачи, представленной на эквивалентной схеме в виде последовательной индуктивности L и параллельной емкости C , может быть определен как:

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (1)$$

В свою очередь, каждый транзистор, подключенный параллельно к такой линии, может быть представлен в открытом состоянии как резистор небольшого номинала R_{on} , а в закрытом – как конденсатор малой емкости C_{off} [2]. Тогда, линия с транзисторами, находящимися в закрытом состоянии, может быть рассмотрена как новая линия передачи, характеристический импеданс которой равен:

$$Z_1 = \sqrt{L/(C + C_{off})} \quad (2)$$

На рис/ 1 показано такое представление линии передачи со встроенными транзисторами в закрытом состоянии в виде сосредоточенных элементов.

Таким образом, при закрытых транзисторах можно подобрать импеданс линии Z_1 , равный импедансу нагрузки, что позволяет передавать мощность в нагрузку с малыми потерями, а при открытых транзисторах линия замыкается на землю через небольшие сопротивления R_{on} , обеспечивая необходимый уровень изоляции [2].

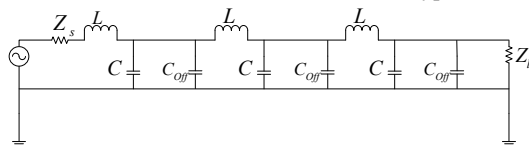


Рис. 1

С помощью проведенного моделирования одноканального переключателя было получено, что при ширине микрополосковой линии на подложке КМОП $W = 2,1$ мкм, длине сегмента $l = 150$ мкм, количестве сегментов в линии передачи, равном 3, и эквивалентной емкости каждого транзистора $C_{off} = 16$ фФ достигаются изоляция более 20 дБ и потери около 1 дБ в полосе частот от 50 ГГц до 70 ГГц. Полученные результаты показаны на рис. 2а.

Двухканальные переключатели разрабатываются на основе рассмотренных одноканальных. Поскольку импеданс закрытого плеча переключателя в этом случае мал, то и общий входной импеданс двухканального переключателя также близок к нулю, поэтому для трансформации импеданса закрытого плеча переключателя применяют четвертьволновые 50-омные отрезки линии передачи [3].

В результате моделирования двухканальных переключателей получено, что при длине четвертьволнового отрезка, равной 400 мкм, переключатель имеет оптимальные характеристики, показанные на рис. 2б (потери 2,6 дБ, изоляция > 22 дБ на частоте 60 ГГц).

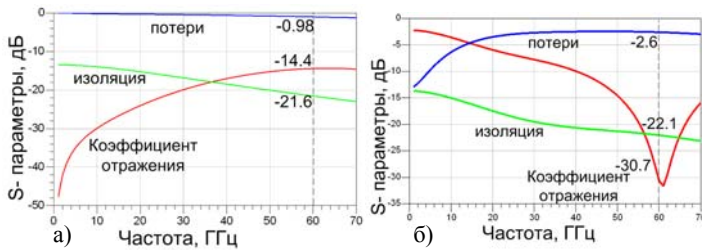


Рис. 2

Таким образом, в данной работе показана возможность создания высокочастотных переключателей на полупроводниковой микросхеме технологии КМОП 90 нм и проведено моделирование схем переключателей в САПР ADS.

- [1] <http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?nid=-34346.0.00&cc=RU&lc=rus>.
- [2] Lin K.-Y. at al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2004. V.52, No.8. P.1798.
- [3] Park K. at al. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. 2010. P.1.

АДАПТИВНЫЙ ВЫБОР КОНФИГУРАЦИЙ ФРЕЙМОВ В LTE TDD СЕТЯХ

С.В. Пантелеев, А.В. Хоряев, М.С. Шилов, А.В. Червяков

Нижегородский госуниверситет

Постоянно растущие требования к пропускной способности систем беспроводного широкополосного доступа стимулировали бурный рост и практическое развёртывание неоднородных LTE сетей связи, основная особенность которых состоит в том, что в широкой зоне покрытия макробазовой станции (БС) дополнительно разворачиваются маломощные пико и фемто БС. Данный подход позволяет значительно увеличить плотность расположения точек доступа и тем самым увеличить пропускную способность сети связи. Неоднородность сети влечёт за собой и заметную неоднородность трафика, как с точки зрения географической распределённости, так и с точки зрения нестационарности загрузки во времени. В LTE TDD системах связи использование неоднородной архитектуры сети открывает новые возможности динамической адаптации к условиям трафика путём выбора конфигурации фрейма на маломощных станциях передачи.

В LTE TDD системах связи для передачи данных может использоваться одна из семи конфигураций фреймов, отличающихся друг от друга количеством ресурсов в нисходящем (DL) и восходящем (UL) каналах связи [1]. В настоящее время существующие LTE TDD системы связи работают синхронно, что обусловлено желанием избежать помех между противоположными направлениями передачи. Однако синхронная работа сети накладывает ограничения на возможности системы по адаптации количества ресурсов к текущим условиям трафика. В то же время, в неоднородных сетях маломощные БС можно считать изолированными в том смысле, что передачи сиг-

налов в DL и UL каналах связи на соседних станциях не оказывают влияния друг на друга [2]. Это даёт возможность адаптивно выбирать количество необходимых ресурсов в DL и UL каналах связи для каждой БС в зависимости от текущих условий трафика.

В данной работе исследуется эффективность адаптации к условиям трафика методом переключения конфигураций фреймов в сравнении с работой в режиме фиксированной конфигурации. Для адаптации к условиям трафика был рассмотрен подход выбора конфигурации фрейма исходя из требуемого количества ресурсов $n^{DL}(t)$ для передачи данных в нисходящем канале:

$$n^{DL}(t) = \frac{\sum_{i=1}^{N^{DL}} Q_i^{DL}(t) / C_i^{DL}(t)}{\sum_{i=1}^{N^{UL}} Q_i^{UL}(t) / C_i^{UL}(t) + \sum_{i=1}^{N^{DL}} Q_i^{DL}(t) / C_i^{DL}(t)},$$

где $Q_i^{DL}(t)$, $Q_i^{UL}(t)$ – размер буфера данных i -го пользователя в момент времени t в DL и UL каналах соответственно; $C_i^{DL}(t)$, $C_i^{UL}(t)$ – скорость передачи данных в DL и UL каналах i -го пользователя в момент времени t ; N^{DL} , N^{UL} – количество пользователей с данными в DL и UL буферах соответственно.

Для исследования эффективности адаптации было проведено моделирование работы LTE TDD сети, состоящей из одной изолированной пико БС, в зоне покрытия которой работают 10 мобильных станций. В качестве модели трафика была использована FTP модель со случайным пуассоновским распределением времени прихода пакетов размером 0,5 Мб. Основной метрикой производительности системы была выбрана скорость передачи пакета данных. В работе рассмотрены подходы с переключением конфигураций фреймов каждые 10 мс и подход с выбором фиксированной конфигурации фрейма. Результаты моделирования для различных значений загрузки сети (частоты прихода пакетов λ) представлены на рисунке.

Анализ результатов моделирования показал, что для низких и средних значений загрузки сети ($0,25 \leq \lambda \leq 2,0$) адаптация обеспечивает значительный прирост скорости передачи пакета (40–60%). В случае высокой загрузки сети адаптация приводит к частому выбору конфигурации с равным количеством DL и UL ресурсов

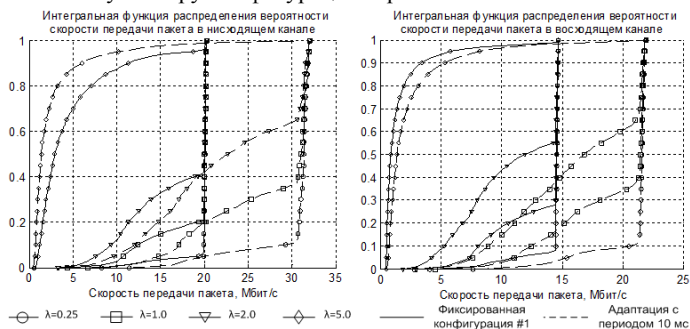


Рис.

сов и не позволяет получить выигрыш в обоих направлениях передачи.

Исследование показало, что адаптивный выбор конфигурации фрейма в LTE TDD сетях позволяет значительно увеличить скорость передачи пакетов данных в нисходящем и восходящем каналах связи в случае низкой и средней плотности пользовательского трафика.

- [1] Стандарт 3GPP TS 36.211 v10.2.0. Physical Channels and Modulation.
- [2] DL-UL Interference Analysis for Single Operator Macro-Outdoor Pico Deployment Scenario in Adjacent Channel / 3GPP R4-120837, Intel Corp., 2012.

РАЗРАБОТКА ИНТЕРФЕЙСА МЕЖДУ ФИЗИЧЕСКИМ И СИСТЕМНЫМ УРОВНЯМИ ДЛЯ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ WCDMA HSUPA

Г.А. Серебряков, А.Ю. Трушанин

Нижегородский госуниверситет

Основным подходом, используемым в настоящее время для исследования современных систем мобильной связи, является имитационное моделирование. Основными инструментами имитационного моделирования являются симуляторы физического (Link Level Simulator – LLS) и системного (System Level Simulator – SLS) уровней. LLS предназначен для детального моделирования передачи данных через радиоканал между одной базовой станцией и одним пользователем, а SLS – для моделирования работы системы в целом, т.е. состоящей из множества базовых станций и множества пользователей.

В данной работе рассматривается создание интерфейса между физическим и системным уровнями (Link-to-System Mapping Interface) для системы WCDMA HSUPA. Такой интерфейс является абстрактной математической моделью, позволяющей избежать больших временных затрат на полное моделирование всех радиосоединений в симуляторе системного уровня [1]. Задача данной модели заключается в быстром и точном предсказании значения вероятности блочной ошибки (BLER – Block Error Rate), характеризующего качество соединения при заданных условиях распространения сигнала. Описанная модель основана на использовании метрики качества соединения (Link Quality Metric – LQM) – скалярной величины, полностью описывающей состояние канала связи и заменяющей собой вектор первичных параметров канала, которыми для системы WCDMA HSUPA можно считать, например, набор отношений сигнал-шум плюс помеха (ОСПП) на выходе эквалайзера в каждый момент времени. В этом случае требуемое значение BLER может быть найдено путем подстановки вычисленного значения LQM в протабулированную одномерную зависимость BLER от LQM, предварительно полученную при помощи LLS [1].

Основными причинами изменения ОСПП на выходе эквалайзера во времени, приводящими к наличию вектора первичных параметров, в рассматриваемой системе являются движение пользователей и связанное с этим изменение импульсной

характеристики канала, а также управление передаваемой мощностью, выполняемое с шагом 1 дБ и с периодом, вдвое меньшим времени передачи одного транспортного блока, для которого осуществляется предсказание. Главная проблема при разработке интерфейса между физическим и системным уровнями связана со сложным поведением характеристик работы турбо-кода, используемого в системе WCDMA HSUPA, при изменении ОСШП на времени передачи одного транспортного блока.

Для иллюстрации поведения зависимости BLER от первичных параметров канала была рассмотрена следующая модель. Кодированные биты каждого транспортного блока разбиваются на две равные части, затем каждая часть передается через канал с АБГШ без временной дисперсии с собственным значением ОСШП. Для рассмотренной модели при помощи LLS были получены зависимости BLER от двух значений ОСШП (поверхности в пространстве). На рис. показаны разрезы таких зависимостей по уровню BLER, равному 10%, для различных размеров транспортного блока. Описанная модель является более удобной для анализа, чем система с большим числом независимых значений в канале, но в то же время позволяет изучить характер зависимости BLER от ОСШП.

Как можно видеть из рисунка, использование простых функций, таких как среднее арифметическое или среднее геометрическое от значений ОСШП, в качестве LQM не позволит точно описать зависимость

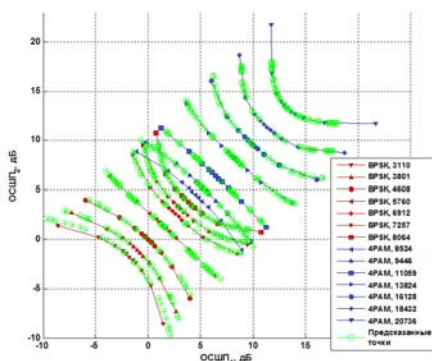


Рис.

BLER от двух параметров. По этой причине в данной работе в качестве LQM была исследована на применимость известная в литературе метрика, равная величине средней взаимной информации между кодированным битом на передатчике и соответствующим ему логарифмом отношения правдоподобия на приемнике (Mean Mutual Information per Bit – MMIB) [2]. В этом случае алгоритм предсказания значения BLER сводится к следующей процедуре. На вход интерфейса поступают значения ОСШП. На первом шаге по каждому значению ОСШП и для заданного типа модуляции вычисляются значения MMIB с использованием заранее подготовленной таблицы соответствия. На следующем этапе работы интерфейса вычисляется усредненное значение MMIB для транспортного блока. На последнем этапе определяется значение BLER также с использованием таблицы соответствия.

На рисунке точками показаны полученные результаты предсказания значения BLER при помощи интерфейса между физическим и системным уровнями. Как можно видеть, предсказанные зависимости практически полностью повторяют сложное поведение турбо-декодера даже при большой разности значений ОСШП.

Таким образом, в работе был сделан вывод о применимости величины средней взаимной информации на бит в качестве скалярной метрики качества соединения для системы WCDMA HSUPA.

- [1] Tu L.T., Robles R., Silva A., et al. Intermediate Version of the System Level Simulator, CODIV D5.2, 2009
- [2] Колесник В.Д., Полтырев Г.И. Курс теории информации. – М.: Наука, 1982, 416 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ WCDMA HSUPA НА СИСТЕМНОМ УРОВНЕ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПРИЕМНИКОВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ ПОДАВЛЕНИЕМ ПОМЕХИ

М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин, Р.О. Маслеников

Нижегородский госуниверситет

В современных многопользовательских системах мобильной радиосвязи уровень помехи часто является основным фактором, ограничивающим пропускную способность радиосоединений. Одним из способов повышения характеристик работы систем мобильной связи является применение нелинейных приемников с последовательным подавлением помехи (SIC – Successive Interference Cancellation). Такой тип приемников в последнее время часто используется как альтернатива оптимальным линейным приемникам (LMMSE – Linear Minimum Mean Square Error), обеспечивая существенный выигрыш в производительности систем.

В данной работе исследуются характеристики системы мобильной связи третьего поколения WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) и ее подсистемы пакетной передачи данных в восходящем канале HSUPA (High Speed Uplink Packet Access). В настоящее время в комитете 3GPP (3rd Generation Partnership Project) происходит стандартизация технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) в системе HSUPA [1]. Эта технология позволяет использовать мультиплексирование двух параллельных пространственных потоков данных с помощью многоэлементных антенных решеток на передатчике и приемнике. Однако из-за особенностей работы системы HSUPA, заключающихся в неортогональности разделения пользователей даже внутри одной соты, при больших нагрузках сети значения рабочих отношений сигнал-шум плюс помеха (ОСШП) на приемнике являются достаточно низкими. Это ведет к отсутствию выигрыша в пропускной способности режима пространственного мультиплексирования (MIMO) по сравнению с режимом передачи, когда несколько антенн на передатчике и приемнике используются для разнесения передачи и приема единственного потока данных (CL-BFTD – Closed-Loop Beamforming Transmit Diversity) при использовании традиционных LMMSE приемников (см. рис.). Таким образом, для улучшения характеристик работы режима пространственного мультиплексирования стоит задача увеличения ОСШП, для чего, например, может использоваться упомянутый выше подход последовательного подавления помехи (SIC).

Цель данной работы – провести исследование характеристик системы с использованием приемников с последовательным подавлением помехи между пространственными потоками. Принцип работы такого приемника заключается в следующем. После линейного приема и декодирования транспортного блока, передаваемого через пространственный поток с большим ОСШП, производится обратное восстановление на входе приемника сигнала, соответствующего данному пространственному потоку, с использованием алгоритмов передатчика и оценки канала. Затем восстановленный сигнал вычитается из общего сигнала на входе приемника с последующим линейным приемом и декодированием транспортного блока, передаваемого через пространственный поток с меньшим ОСШП. В результате с некоторой погрешностью устраняется помеха от первого пространственного потока на второй.

С помощью симулятора системного уровня (SLS – System Level Simulator) было исследовано применение SIC приемников при следующих параметрах: сценарий развертывания системы 3GPP Macrocell (19 трех-секторных гексагональных сот), модель канала ITU Vehicular A [2], скорость движения пользователей 3 км/ч, целевая вероятность блочной ошибки – 10% после первой попытки передачи, целевое значение превышения полной принимаемой мощности на каждой базовой станции над мощностью теплового шума – 15 dB.

Результатирующими графиками являются зависимость средней пропускной способности на пользователя от средней пропускной способности на сектор базовой станции (БС) (см. рис.) при различном числе пользователей на сектор БС (0,0175; 0,25; 1; 4; 10).

Из полученных результатов следует, что применение SIC-приемника для исключения помехи между пространственными потоками приводит к значительному относительному выигрышу (до 20%) в случае единственного пользователя, который плавно спадает с ростом плотности пользователей в системе.

Причины такого поведения заключаются в том, что при росте числа пользователей на сектор БС определяющей становится не помеха между пространственными потоками, а внешняя помеха от других параллельно работающих пользователей в системе, не подавляемая рассмотренным в работе SIC-приемником. Поэтому для дальнейшего улучшения характеристик работы режима MIMO в системе HSUPA необходимо изучать применение дополнительных принципов оптимального приема сигнала. В частности, использование приемников с последовательным подавлением помехи от других пользователей, ассоциированных с текущей базовой станцией, может потенциально улучшить характеристики режима MIMO для больших плотностей пользователей.

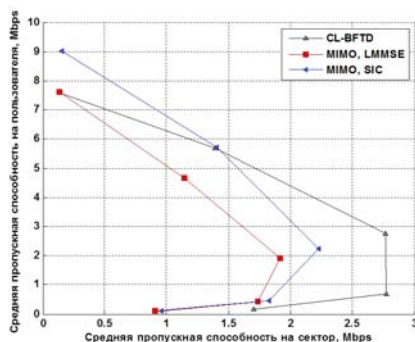


Рис.

- [1] Uplink Multiple Input Multiple Output (MIMO) for High Speed Packet Access (HSPA) (Release 11) / 3GPP TR 25.871.
- [2] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

РАЗРАБОТКА ИНТЕРФЕЙСА МЕЖДУ ФИЗИЧЕСКИМ И СИСТЕМНЫМ УРОВНЯМИ ДЛЯ ВОСХОДЯЩЕГО КАНАЛА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ LTE-A

В.Ю. Шумилов, А.Ю. Трушанин, Р.О. Масленников

Нижегородский госуниверситет

Основными инструментами для имитационного численного моделирования систем мобильной связи являются симуляторы физического (Link Level Simulator – LLS) и системного уровня (System Level Simulator – SLS). Первый инструмент предназначен для подробного анализа характеристик одного радиосоединения. Второй инструмент используется для моделирования работы системы связи в целом, состоящей из десятков базовых станций и сотен пользователей. Главная трудность реализации SLS моделирования – слишком большая вычислительная сложность прямого моделирования на физическом уровне каждого радиосоединения в системе. Для решения данной проблемы используется специальная математическая модель, называемая интерфейсом между физическим и системным уровнями (Link-to-System Mapping Interface или PHY abstraction) [1]. Задача данной модели – выполнять точное предсказание вероятности блочной ошибки (Block Error Rate – BLER) с низкой вычислительной сложностью при заданных условиях распространения сигнала, не прибегая к прямому имитационному моделированию.

Построение подобных моделей, как правило, основывается на вычислении метрики качества канала (Link Quality Metric – LQM). Это скалярная величина, которая полностью характеризует состояние канала связи, заменяя большой набор первичных параметров, таких как отношения сигнал-шум (ОСШ) на входе приемника на различных частотах или различных пространственных подканалах в различные моменты времени. Задача интерфейса – вычислить LQM на основе набора первичных параметров канала и подставить её в заранее полученную при помощи LLS зависимость BLER от LQM.

В настоящей работе рассматривается задача разработки интерфейса между физическим и системным уровнями для восходящего канала системы мобильной связи LTE-A Release 10. После изучения различных подходов к выбору LQM с учетом предъявленных требований, в настоящей работе был выбран подход, основанный на использовании средней взаимной информации на бит (Mean Mutual Information per Bit – MMIB) [2] между переданным битом и принятым логарифмом отношением правдоподобия (Logarithm Likelihood Ratio – LLR) в качестве LQM.

Схема разработанного интерфейса представлена на рисунке. На вход интерфейса поступают значения ОСШ каждой поднесущей каждого временного слота

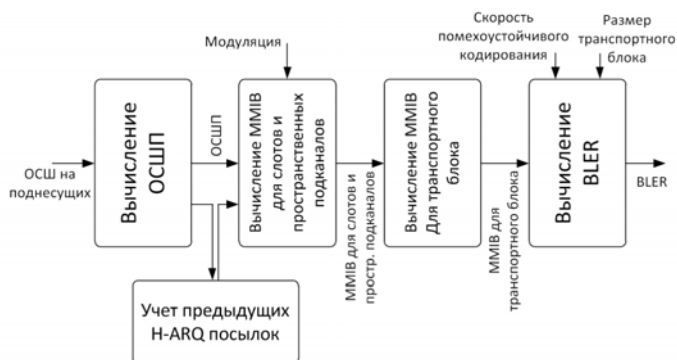


Рис.

каждого пространственного канала системы LTE-A, характеризующие условия распространения сигнала в беспроводном канале связи. Далее вычисляются значения ОСШ для принятых QAM-символов каждого слота и пространственного канала. В рассматриваемой системе ОСШ является постоянным для QAM-символов одного и того же временного слота и пространственного канала, но различно для различных слотов и различных пространственных каналов. Полученные значения ОСШ подставляются в одну из заранее полученных для каждого типа модуляции зависимостей MMIB от ОСШ. На следующем этапе производится вычисление значения MMIB для транспортного блока, переданного через рассматриваемые временные слоты и пространственные каналы, путем усреднения входящих значений MMIB с весами, равными числу бит с соответствующим значением MMIB относительно полного числа бит в транспортном блоке. Величина, усредненная таким образом, позволяет с достаточной точностью предсказать характеристики работы турбо-декодера, используемого в системе, благодаря свойствам средней взаимной информации на бит. Завершающий этап работы интерфейса – получение значения BLER по значению MMIB для транспортного блока для произвольно заданного размера транспортного блока (Transport Block Size – TBS) и скорости помехоустойчивого кодирования (Code Rate – CR). Для поддержки произвольного задания размеров транспортных блоков TBS и скоростей кодирования CR используется разработанная схема последовательных операций интерполяции между заранее полученными с помощью LLS опорными кривыми BLER от MMIB для дискретного набора CR и TBS.

Разработанный интерфейс между физическим и системным уровнями удовлетворяет всем заявленным требованиям. Он реализован на языке программирования C++ и может быть использован в различных симуляторах системного уровня. Анализ точности интерфейса показал, что ошибка по оси ОСШ не превосходит 0,05 дБ, следовательно, можно сделать вывод о достаточно высокой точности разработанной модели. В настоящее время реализованный программный модуль успешно используется в симуляторе системного уровня сети мобильной связи LTE, разработанном в ННГУ.

- [1] Tu L.T., Robles R., Silva A., et al. Intermediate version of the system level simulator. CODIV, D5.2, 2009.
- [2] Колесник В.Д., Полтырев Г.Ш. Курс теории информации. – М.: Наука, 1982, 416 с.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АЛГОРИТМА АДАПТАЦИИ НА ОСНОВЕ БАЗИСА СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ

И.С. Сорокин, В.Т. Ермолаев

Нижегородский госуниверситет

Рассматривается адаптивная антенная решетка (АР). Весовые коэффициенты определяют характер обработки сигнала. В данной работе предлагается алгоритм формирования весовых коэффициентов, обеспечивающих максимальное отношение сигнал/шум ОСШ на выходе АР. Реализация данного алгоритма требует малой аппаратной вычислительной способности.

В общем случае комплексную амплитуду суммы полезного сигнала $\mathbf{S}$ и шума $\mathbf{X}$ на выходе 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-столбец весовых коэффициентов $\mathbf{W} = (w_1, w_2, \dots, w_N)^T$, a – комплексная амплитуда плоской волны сигнала, N – число элементов в АР. Весовой вектор, обеспечивающий максимальное ОСШ на выходе АР, находится из матричного уравнения $\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}$ [1], где $\mathbf{M}$ – корреляционная матрица шума. Операция обращения матрицы является вычислительно затратной. Обратную 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 [2]. Если выполнить ортогонализацию степенных векторов, то весовой вектор можно представить в виде:

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

$$\alpha_{n-1} = \mathbf{F}_{n-1}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1}, \quad \beta_{n-2} = \mathbf{F}_{n-2}^H \mathbf{M} \mathbf{F}_{n-1}$$

Эффективность обработки E определим как отношение ОСШ на выходе АР η с использованием вектора $\mathbf{W}$ к максимально возможному значению η_{max} : $E = \eta / \eta_{\text{max}}$.

На рисунке продемонстрирована эффективность обработки E , выраженная в децибелном масштабе, в зависимости от размерности базиса, сформированного алгоритмом. Рассмотрены случаи различного количества источников помех. Длина выборки входных сигналов L равна 160. Данная характеристика является усредненной, по всевозможным расположениям источников помех вне главного лепестка ДН.

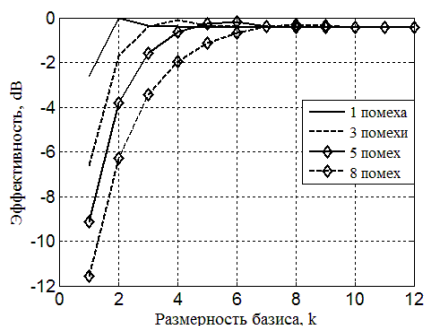


Рис.

Алгоритм вычисления весового вектора $\mathbf{W}$, будет образовывать бесконечное количество векторов $\mathbf{F}$ вследствие наличия собственного шума приемных элементов. 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 $\langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle = (N-1)/L$. В таблице 1 представлены

Табл. 1

Величина порога	Количество помех			
	1	3	5	8
$\langle \mathbf{F}_0 ^2 \rangle$	-0.5 dB	-0.51 dB	-0.52 dB	-0.62 dB
$100 \langle \mathbf{F}_0 ^2 \rangle$	-0.45 dB	-0.48 dB	-0.5 dB	-0.49 dB
$10^4 \langle \mathbf{F}_0 ^2 \rangle$	-2.13 dB	-0.36 dB	-0.41 dB	-0.66 dB
$10^6 \langle \mathbf{F}_0 ^2 \rangle$	-17 dB	-18.8 dB	-19 dB	-10 dB

результаты влияния величины порога на эффективность обработки при длине выборки $L = 160$. Величина эффективности заносилась в таблицу по уровню 0,1 ее интегральной функции распределения.

- [1] Монзинг П.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки – М.: Радио и связь, 1986.
 [2] Ермолаев В.Т., Краснов Б.А., Флакман А.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т.26. Вып.7. С.874.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ СВЯЗИ WCDMA HSUPA ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ

А.Ю. Трушанин, М.В. Шкерин, М.А. Шашанов, В.Ю. Шумилов,
Р.О. Масленников

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время большой интерес представляет использование множества антенн на передатчике и приемнике (Multiple Input Multiple Output –

MIMO) и соответствующих алгоритмов пространственной обработки сигнала: разнесенного приема, разнесенной передачи и параллельного пространственного мультиплексирования для улучшения таких характеристик систем беспроводной связи, как спектральная эффективность, покрытие и др. На момент написания статьи в международном комитете по стандартизации 3GPP (3rd Generation Partnership Project) ведется изучение и стандартизация использования технологии MIMO в системе WCDMA HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), являющейся подсистемой WCDMA для передачи пакетного трафика в восходящем канале [1, 2]. Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского участвует в этом процессе в рамках проекта, выполняемого в интересах компании Nokia Siemens Networks [3, 4]. Цель настоящей работы – дать краткий обзор основных результатов этого проекта.

Поскольку данная технология дает возможность передавать поток в MIMO-канале и обеспечивает большую пропускную способность по сравнению с режимом параллельного пространственного мультиплексирования при плохих условиях распространения сигнала, то первой задачей, возникающей при исследовании работы MIMO, является задача изучения характеристик режима разнесенной передачи с обратной связью. Это было выполнено в проекте при различных условиях работы системы путем имитационного моделирования на системном уровне. Показано, что выигрыш в пропускной способности системы при таком режиме достигает 20% для 10 пользователей на сектор базовой станции при двух антеннах на передатчике и двух антеннах на приемнике.

Следующей задачей стало исследование различных схем параллельной пространственной передачи двух транспортных блоков, выполняемого путем имитационного моделирования физического и системного уровней. Анализ различных опций позволил определить оптимальную архитектуру MIMO с независимой передачей транспортных блоков по пространственным подканалам и сделать соответствующее предложение в комитет 3GPP. Архитектура, выбранная впоследствии комитетом 3GPP для включения в стандарт WCDMA HSUPA, совпала с предложенной. Результаты моделирования оптимальной архитектуры показывают выигрыш в пропускной способности до 30% для 1 пользователя в изолированной соте, однако при наличии нескольких интерферирующих пользователей в пропускной способности системы наблюдаются потери. Таким образом, была установлена необходимость дальнейшего совершенствования алгоритмов приема сигнала и подавления помехи.

При сравнении характеристик работы режимов параллельного пространственного мультиплексирования с обратной связью и без обратной связи было показано существенное преимущество режима с обратной связью в пропускной способности, достигающее выигрыша в 17% и покрывающее накладные расходы на передачу информации в петле обратной связи. На основании полученных результатов было сделано предложение в

3GPP о включении технологии с обратной связью в стандарт WCDMA HSUPA. Окончательно выбранная комитетом 3GPP архитектура также совпала с предложенной.

Для улучшения характеристик работы технологии MIMO были исследованы эффективные линейные и нелинейные алгоритмы приема сигнала и подавления помехи. Было показано существенное преимущество использования нелинейного алгоритма приема, основанного на последовательном подавлении помехи.

Исследование эффективных методов оценивания импульсной характеристики канала показало существенное преимущество метода, основанного на оптимальном оценивании по критерию минимума среднеквадратической ошибки, по сравнению с традиционным методом, основанном на корреляции принятого сигнала с обучающими последовательностями.

Наконец, при выполнении проекта были исследованы различные подходы к планированию радиоресурсов системы в режиме MIMO, обнаружены трудности с оптимальным переключением между режимами разнесенной передачи и параллельного пространственного мультиплексирования и проанализированы квазиоптимальные подходы к решению данной задачи.

Большая часть результатов, полученных в рамках данного проекта, была использована при подготовке предложений в стандарт WCDMA HSUPA и при создании новых версий (Release 11, 12) стандарта WCDMA HSUPA, а в дальнейшем будет применена и в аппаратуре реальных систем беспроводной связи.

- [1] Uplink Transmit Diversity for High Speed Packet Access (HSPA) (Release 11) / 3GPP TR 25.863.
- [2] Uplink Multiple Input Multiple Output (MIMO) for High Speed Packet Access (HSPA) (Release 11) / 3GPP TR 25.871.
- [3] Maslennikov R., Trushanin A., Shkerin M., Shashanov M., Czerepiński P. // Proc. of 2nd International Workshop on Recent Advances in Broadband Access Networks. 2011. P.6.
- [4] Maslennikov R., Czerepiński P., Shkerin M., Trushanin A., Shashanov M., Shumilov V. // in Proc. of IEEE 75th Vehicular Technology Conference. 2012. P.5.

ШУМ $1/f$ В ДИОДАХ ШОТТКИ

А.Д. Видинеев, А.В. Ключев

Нижегородский госуниверситет

Диоды Шоттки находят широкое применение в современной радиоэлектронике. В настоящей работе исследован $1/f$ шум в $\text{TiAu/SiO}_2/\text{GaAs}$ диодах Шоттки, используемых в смесителях. На основе анализа вольтамперных характеристик

(ВАХ) и токовых зависимостей спектров $1/f$ шумового напряжения в диодах Шоттки обнаружены шумы тока утечки.

Измерялось шумовое напряжение на диоде, возникающее при пропускании постоянного тока через образец. Низкочастотный шум напряжения усиливался, оцифровывался, записывался на жесткий диск компьютера реализациями по 1 млн. отсчетов. Затем осуществлялась обработка данных при помощи многофункционального анализатора, выполненного в программной среде LabVIEW [1].

Полный ток I через диод может состоять из двух компонент [1] $I = I_d + I_l$, здесь I_d – основная компонента тока и I_l – ток утечки. Основная компонента тока I_d совпадает по форме с диффузионным током, ей соответствует дифференциальное сопротивление R_d . Ток утечки I_l в общем случае может содержать две компоненты – линейную I_{ll} и нелинейную I_{nl} . Линейная компонента описывается сопротивлением R_{ll} . Для моделирования нелинейной компоненты тока утечки используется характеристика обычного диода с характерным током I_{n0} и коэффициентом неидеальности η_{nl} . Нелинейной компоненте тока утечки соответствует сопротивлением R_{nl} .

Спектр $1/f$ шумового напряжения S_v , обусловленный флуктуациями тока линейной и нелинейной утечки определяется как:

$$S_v = V_{ll}^2 \cdot S_{\delta R_{ll}} + V_{nl}^2 \cdot S_{\delta R_{nl}}$$

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

Токовая зависимость спектра шума в этом случае имеет максимум [1]. В случае слабой линейной утечки в области малых токов, когда нелинейность диода относительно слаба, спектр нарастает пропорционально квадрату тока, $S_v \sim I^2$. При переходе в область больших токов преобладает основная компонента тока, а напряжение V , выделяющееся на переходе, нарастает логарифмически медленно. В результате дифференциальное сопротивление диода R убывает примерно пропорционально квадрату тока, что приводит к убыванию спектра шумового напряжения.

В случае нелинейной утечки эффект максимизации шума сохранится, но будет проявляться слабее из-за уширения пика.

На рис. 1 в качестве примера представлена ВАХ диода № 2. Точки – экспериментальные данные. Сплошная линия – результат полной аппроксимации.

Штриховыми линиями на рисунке показаны основная компонента тока через образец I_d и ток нелинейной утечки

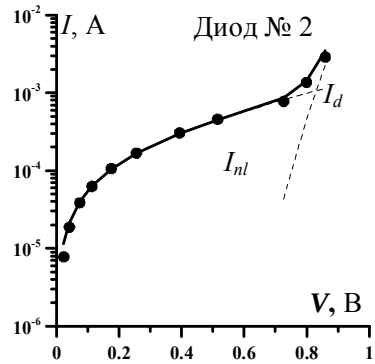


Рис. 1

ки I_{nl} . Из анализа рис. 1 можно сделать вывод об удовлетворительной точности предложенной процедуры декомпозиции ВАХ.

Спектр $S_v(f)$ шумового напряжения, выделяющегося на диоде, измерялся на частотах от нескольких герц до 10 кГц, при разных значениях тока I через диод. Типичное семейство спектров (диод №2) приведено на рис. 2.

На рис. 3 показаны экспериментальные данные для спектра шумового напряжения на частоте 10 Гц в зависимости от тока I для диода № 2. Модель нелинейной утечки описывает экспериментальные данные во всей области токов.

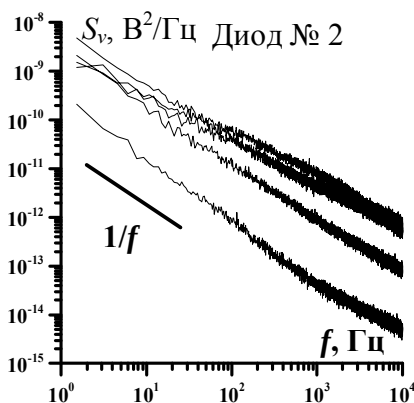


Рис. 2

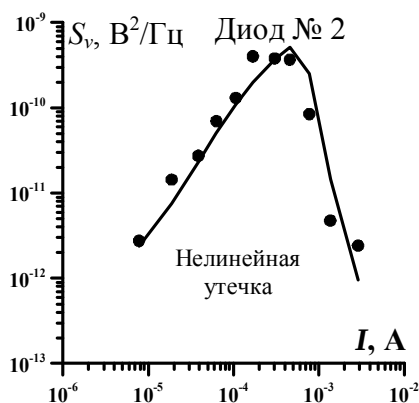


Рис. 3

Подобному анализу был подвергнут ряд образцов. Аналогичные результаты получены для всех исследованных образцов.

- [1] Ключев А.В. Низкочастотные шумы в наноразмерных полупроводниковых структурах: источники, измерение, методы анализа. –Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011, 208 с.

АЛГОРИТМ RARE С ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКОЙ ДЛЯ ОЦЕНКИ УГЛОВЫХ ПОЛОЖЕНИЙ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ В ЧАСТИЧНО КАЛИБРОВАННЫХ ПОДРЕШЕТКАХ

А.В. Зубков, Е.А. Маврычев

Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева

В данной работе предлагается предварительная пространственная обработка в антенных решетках (АР) с частичной калибровкой. Применение предварительной обработки для метода RARE (rank reduction) [1, 2] позволяет повысить пороговое разрешения сигналов [3], а также снизить вычислительные затраты [4].

Рассмотрим модель сигналов, принимаемых N элементной АР, состоящей из K идентичных линейных эквидистантных подрешеток, имеющих по M элементов ($N=KM$), все подрешетки одинаково ориентированы в пространстве. Взаимное расположение подрешеток является произвольным и неизвестным. Если АР принимает сигнал с направления θ , то комплексные амплитуды в элементах АР представим в виде вектора:

$$\mathbf{a}(\theta, \alpha) = \mathbf{V}(\theta) \mathbf{h}(\theta, \alpha). \quad (1)$$

Матрица $\mathbf{V}(\theta)$ размерности $N \times K$, являющаяся функцией информационного параметра θ , зависит от известных геометрических параметров АР и может быть записана в виде

$$\mathbf{V}(\theta) = \mathbf{v}(\theta) \otimes \mathbf{I}_K, \quad (2)$$

где $\mathbf{v}(\theta) = [1, \exp(-jkd \sin \theta), \dots, \exp(-jkd (M-1) \sin \theta)]^T$ – вектор комплексных амплитуд сигнала, принимаемого линейной эквидистантной подрешеткой, k – волновое число, d – расстояние между элементами подрешетки.

Пусть АР принимает сигналы от J источников, приходящих с направлений $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_J$. Вектор сигнала $\mathbf{x}(t)$, принимаемого АР, запишем в виде

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (3)$$

где $\mathbf{A}$ – матрица размерности $N \times J$, состоящая из векторов фазового распределения принимаемых сигналов в АР, т.е. $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \alpha), \mathbf{a}(\theta_2, \alpha), \dots, \mathbf{a}(\theta_J, \alpha)]$; $\mathbf{s}(t)$ – вектор комплексных амплитуд размерности $J \times 1$; $\mathbf{n}(t)$ – вектор собственных шумов и помех в АР размерности $N \times 1$ с корреляционной матрицей $\mathbf{R}_{nn} = E\{\mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t)\}$, $E\{\cdot\}$ – статистическое усреднение.

Вектор процесса во вторичных каналах после предварительной фильтрации запишем в виде

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{F}^H \mathbf{x}(t), \quad (4)$$

где $\mathbf{F}$ – матрица предварительной пространственной фильтрации размерности $N \times Q$, Q – число вторичных пространственных каналов. Синтез пространственного фильтра для предварительной обработки осуществляется по критерию максимума средней выходной мощности сигнала. Матрица весовых предварительной фильтрации записывается в виде

$$\mathbf{F} = \mathcal{P}_Q \{\mathbf{R}_{nn}^{-1} \mathbf{C}\}, \quad (5)$$

где $\mathcal{P}_Q\{\cdot\}$ – оператор, возвращающий матрицу, составленную из Q собственных векторов, которым соответствуют наибольшие собственные числа.

Рассмотрим алгоритм RARE после выполнения предварительной обработки (4). Обозначим $\mathbf{R}_{yy} = E\{\mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t)\}$ – корреляционная матрица сигналов во вторичных каналах, тогда выборочная корреляционная матрица, усредненная по T выборкам процесса на выходе пространственного фильтра (4) и ее разложение в базис собственных векторов:

$$\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^H(t) \quad (6) \quad \hat{\mathbf{R}}_{yy} = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Gamma}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{\Gamma}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H. \quad (7)$$

Псевдоспектр, полученный на основе метода RARE с предварительной пространственной фильтрацией, записывается в виде

$$f_{RARE}(\theta) = \frac{1}{\det \hat{\mathbf{B}}(\theta)}, \quad (8)$$

при этом матрица $\mathbf{B}(\theta)$ вычисляется на основе

$$\hat{\mathbf{B}}(\theta) = \mathbf{V}_1^H \mathbf{F}(\theta) \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{F}^H \mathbf{V}_1(\theta), \quad (9)$$

где $\mathbf{V}_1(\theta)$ – матрица аналогичная (2) размерности $KQ \times 1$. Максимумы псевдоспектра (8) соответствуют направлениям на источники сигналов.

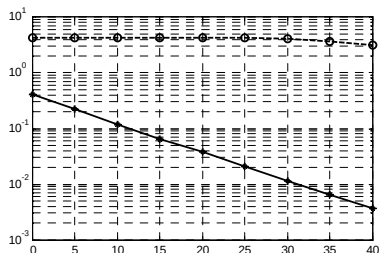


Рис.

Зависимость псевдоспектра от угла наблюдения, полученная с помощью метода RARE без предварительной обработки. Таким образом, предварительная пространственная обработка (5) позволяет улучшить точность измерения параметров на фоне помех, лежащих вне сектора наблюдения.

В качестве примера рассмотрим АР со следующими параметрами: $K=3$, $M=6$, $d=0,5\lambda$. Координаты подрешеток в длинах волн относительно первой $\xi_{x2}=5,23$, $\xi_{y2}=19,8$ и $\xi_{x3}=0,67$, $\xi_{y3}=-7,3$, число источников $J=2$ с направлениями прихода $\theta_1=5^\circ$ и $\theta_2=11^\circ$. Прием сигналов осуществляется на фоне точечных источников помех, лежащих вне сектора, в котором ожидаются полезные сигналы. На рисунке представлены зависимости среднеквадратических ошибок от отношения сигнал/шум, полученные с помощью метода RARE без предварительной обработки и с предварительной обработкой.

- [1] Pesavento M., Gershman A.B., Wong K.M. // IEEE Trans. Signal Processing. 2002. V.50. P.2103.
- [2] See C.M.S., Gershman A.B. // IEEE Trans. Signal Processing. 2004. V.52. P. 329.
- [3] Lee H.B. Wengrovitz M.S. // IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1990. V.38. P.1545.
- [4] Zoltowski M.D., Kautz G.M., Silverstein S.D. // IEEE Trans. Signal Processing. 1993. V.41. P.344.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КВАРЦЕВЫХ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН ДИАПАЗОНА 60 ГГц

А.В. Можаровский, А.А. Артеменко, А.А. Мальцев

Нижегородский госуниверситет

Интегрированная линзовая антенна (ИЛА) является одним из наиболее перспективных вариантов реализации сканирующих антенн миллиметрового диапазона длин волн. Использование миллиметрового диапазона длин волн позволяет обеспе-

чить более широкую полосу частот передаваемых сигналов и тем самым увеличить скорость передачи данных до нескольких Гбит в секунду, что является актуальным, например, для локальных беспроводных систем связи диапазона 60 ГГц.

В общем случае ИЛА состоит из однородной диэлектрической линзы, форма и размеры которой определяют коэффициент усиления антенны, и интегрированной на плоскую заднюю поверхность линзы антенной решетки из электрически переключаемых антенных элементов [1]. Излучение каждого антенного элемента в зависимости от его положения относительно оси линзы по-разному проходит через ее тело, обеспечивая тем самым различное отклонение основного луча диаграммы направленности (ДН) ИЛА [2].

В настоящей работе рассматриваются кварцевые полусферические с цилиндрическим продолжением линзы радиусами 7,5 мм и 12,5 мм. В ходе исследований формы обеих линз были оптимизированы за счет вариации длин их цилиндрического продолжения. Такая оптимизация позволяет за счет более эффективного облучения поверхности линзы конкретным антенным элементом увеличить коэффициент направленного действия (КНД) основного луча ДН и уменьшить деградацию КНД ИЛА при сканировании.

Оптимизация длины цилиндрических продолжений кварцевых линз была проведена с помощью реализованного в среде Matlab гибридного метода расчета ИЛА, основанного на комбинации принципов геометрической и физической оптики [3] (метод ГО/ФО). Дополнительно при расчете учитывались множественные переотражения от границы раздела «диэлектрик – свободное пространство», которые могут оказывать существенное влияние на характеристики ИЛА. Критерий остановки разработанного алгоритма расчета ИЛА заключался в достижении значения вышедшей из тела линзы мощности в 99% от мощности, излученной первичным антенным элементом. Для выбранных линз такая доля вышедшей мощности достигается при учете пяти внутренних переотражений. По результатам оптимизации было получено, что оптимальные длины цилиндрических продолжений, при которых обеспечиваются максимальные значения КНД ИЛА в 19,1 дБи и 23,8 дБи, равны 5,5 мм и 9 мм соответственно для линз с радиусами 7,5 мм и 12,5 мм.

Кварцевые полусферические линзы с оптимизированными цилиндрическими продолжениями были изготовлены для проведения экспериментальных исследований. На плоскую заднюю поверхность этих линз с помощью специального держателя была механически закреплена печатная плата с первичным микрополосковым антенным элементом, расположенным на определенном расстоянии от центра линзы. Исследуемые ИЛА были размещены на прецизионном позиционере, управляемом удаленно. В качестве передающей антенны использовалась стандартная прямоугольная рупорная антенна с фиксированным лучом.

На рис. 1, 2 показаны экспериментально измеренные и полученные с помощью моделирования методом ГО/ФО сечения нормированных на максимум диаграмм направленности ИЛА на частоте 60 ГГц для линз радиусом 7,5 (рис. 1) и 12,5 мм (рис. 2) с оптимизированными длинами цилиндриче-

ских продолжений для нескольких случаев механического смещения антенного элемента относительно оси линзы. Из представленных результатов можно сделать вывод, что разработанные кварцевые ИЛА обеспечивают диапазон углов сканирования больше $\pm 20^\circ$ при допустимом уровне уменьшения КНД отклоненного луча в 2 дБ.

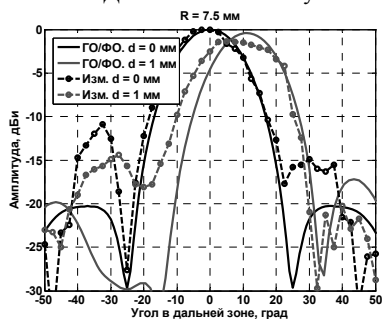


Рис. 1

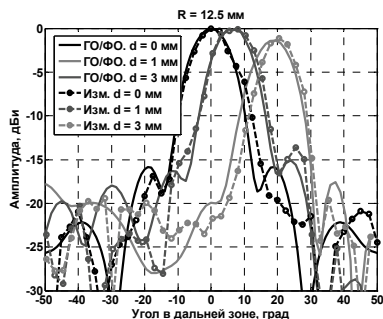


Рис. 2

Из рисунков видно достаточно хорошее соответствие между результатами моделирования и измерения. Расхождения наблюдаются в основном в значениях боковых лепестков ДН для обеих линз и в уровне и ширине главного лепестка для меньшей линзы при смещении антенного элемента. Это может быть объяснено известными ограничениями применимости метода ГО/ФО для анализа линз, размер которых меньше нескольких (обычно рассматривают пять) длин волн используемого излучения в свободном пространстве [4].

- [1] Alamouti S., Maltsev A., Chistyakov N., Artemenko A. Патент 7,683,844 США. MmWave Scanning Antenna. Опыл. 23.03.2010.
- [2] Filipovic D.F., Gauthier G.P., Raman S., Rebeiz G.M. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. V.45, No.5. P.760.
- [3] Sauleau R., Bares B. // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. V.54, No.4. P.1122.
- [4] Nguyen N.T., Rolland A., Sauleau R. // Asia-Pacific Microwave Conference. 2008. P.1.

КМОП БЛОК ПАРАЛЛЕЛЬНОГО АЦП ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ С ЧАСТОТОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИИ 1 ГГц

С.А. Тихонов, А.Г. Севастьянов

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время в системах связи происходит переход на высокие несущие частоты, работающие в диапазоне 30–300 ГГц. Одним из основных

достоинств данного диапазона является возможность использования широкой полосы частот до 1 ГГц и выше. Для работы в таком диапазоне частот требуются различные широкополосные аналоговые и цифровые блоки. В частности, актуальной задачей является построение высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Одной из наиболее распространенных архитектур для разработки широкополосных АЦП является архитектура с прямым преобразованием [1], основным достоинством которой является то, что преобразование поступающего на вход АЦП уровня аналогового сигнала осуществляется за один период тактового сигнала. Недостатком такого типа преобразователей является сложность реализации блоков АЦП разрядностью выше 7–8 бит. Однако, как показано в литературе [2], для систем связи использующих низкочастотные схемы модуляции, такие как BPSK, QPSK, разрядность АЦП 5–6 бит является достаточной. В настоящей работе описывается блок АЦП прямого преобразования с частотой дискретизации 1 ГГц и разрядностью 4 бита, разработанный по технологии КМОП 0,18 мкм.

Моделирование принципиальной схемы блока АЦП проводилось с помощью симулятора Spectre RF с использованием технологической библиотеки КМОП элементов фабрики UMC 0,18 мкм. При разработке блока АЦП были использованы компараторы, основанные на токопереключательной логике. Использование такой логики позволяет уменьшить время задержки при переключении между логическими уровнями напряжения и увеличить быстродействие схемы, так как время задержки является основным фактором, ограничивающим максимальную тактовую частоту блока.

Для скорости работы устройства не менее важным является блок декодера, который преобразует сигналы с выходов компараторов в двоичный код. В данной работе была использована оптимизированная архитектура блока декодера, позволяющая значительно увеличить максимальную частоту дискретизации блока.

Топология микросхемы блока АЦП разрабатывалась с учетом норм и правил используемой технологии, были применены специальные методы согласования элементов схемы для повышения устойчивости ее характеристик к изменению параметров элементов в процессе изготовления [3].

Топология блока АЦП включает в себя блоки генератора опорного напряжения, устройства выборки и хранения, 15 компараторов, а также блоки декодера и выходного буфера (см. рис. 1).

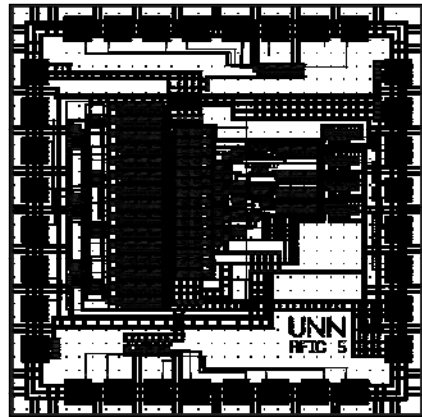


Рис. 1

Для проведения моделирования с учетом влияния на работу блока АЦП паразитных элементов топологии была проведена их экстракция с помощью пакета программ для проведения верификации Mentor Graphic Calibre.

На рис. 2 показан спектр выходного сигнала блока АЦП, полученный в результате моделирования работы блока АЦП с учетом влияния паразитных элементов топологии. Видно, что динамический диапазон, свободный от гармоник для входного гармонического сигнала частотой 10 МГц, составляет 30,99 дБ, что является хорошим показателем для АЦП такого типа. Однако при частоте входного сигнала 100 МГц, данная величина уменьшается до 15,38 дБ, что является следствием нелинейности блока АЦП. Нелинейность также является причиной уменьшения эффективной разрядности с 3,3 бит при частоте входного сигнала 10 МГц до 1,3 бита при частоте входного сигнала 100 МГц. В связи с этим для улучшения характеристик блока требуется проведение дополнительного исследования и оптимизации архитектуры и топологии схемы.

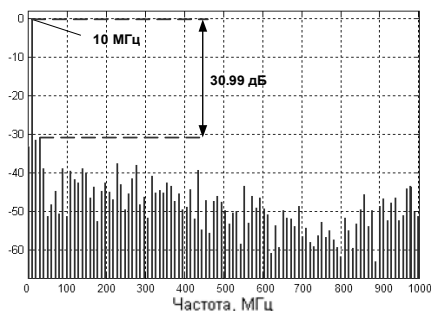


Рис. 2

Входной динамический диапазон разработанного блока АЦП составляет 1 В. Выходной динамический диапазон 150 мВ при использовании выходной нагрузки 50 Ом. Мощность, потребляемая микросхемой 154 мВт.

- [1] Razavi B. Principles of Data Conversion System Design –NY: Wiley-IEEE Press, 1995, 416 p.
- [2] Мальцев А.А., Масленников Р.О., Хоряев А.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2010. Т.53, № 9. С.3.
- [3] Hastings A. The Art of Analog Layout. The 2nd Edition –NJ: Prentice Hall, 2005, 672 p.

МЕТОД ВЕРИФИКАЦИИ ИСХОДНОГО КОДА СУПЕРСКАЛЯРНОГО ПРОЦЕССОРА ПУТЕМ СРАВНЕНИЯ С ПРОГРАММНОЙ МОДЕЛЬЮ НА C++

Д.А. Хизбуллин

Нижегородский госуниверситет

Текущая тенденция в разработке процессоров для беспроводной связи состоит в том, что вычисления производятся не на фиксированной архитектуре, реализующей конкретный стандарт связи, а на процессоре общего назначения, оптимизированном под задачи обработки широкополосных

сигналов. Таким образом, появляется возможность задавать алгоритм модуляции и демодуляции в виде программы на языке высокого уровня, что в свою очередь позволяет существенно быстрее добавлять поддержку новых стандартов и их ревизий в существующие терминалы конечных пользователей и базовые станции.

В данной работе предлагается метод верификации исходного кода процессора на языке описания аппаратуры (Hardware Description Language, HDL). Поскольку классический скалярный конвейер не может обеспечить должную производительность в современных задачах обработки широкополосных сигналов для мобильной связи (в частности LTE), необходимо применять множественную выборку инструкций, векторную обработку данных, а также добавлять специализированные инструкции для задач обработки сигналов. В исследовании рассматривается процессор с набором инструкций SPARC V8 [1] с 5-стадийным конвейером в двух версиях: скалярный с выборкой одной инструкции за такт и суперскалярный (рис. 1) с выборкой двух инструкций за такт и статической планировкой инструкций.

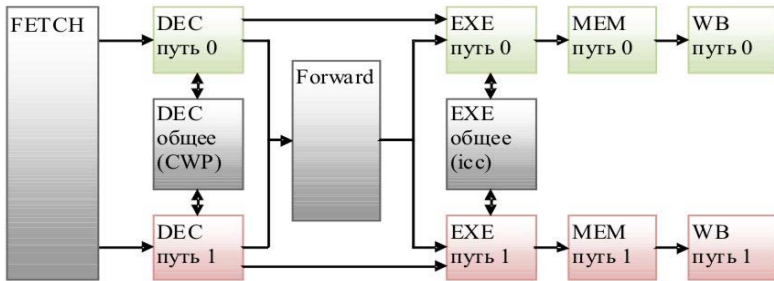


Рис. 1. Блок-схема суперскалярного процессора с набором инструкций SPARC V8.

В силу существенного усложнения исходного кода суперскалярного процессора по сравнению со скалярным, требуется его систематически верифицировать [2], то есть в данном случае проверять на соответствие описанию набора инструкций SPARC V8. Среди возможных способов верификации хорошие результаты показал процесс одновременной симуляции (косимуляции) по инструкциям. Косимуляция заключается в исполнении одного и того же микропрограммного кода в симуляторе процессора на уровне логических элементов и одновременно в C++ симуляторе этого же процессора. В общем случае для суперскалярной аппаратной реализации процессора должен выполняться следующий принцип: несколько инструкций, выполненных за один такт процессора, должны иметь тот же результат, что и последовательное исполнение этих инструкций в C++ симуляторе.

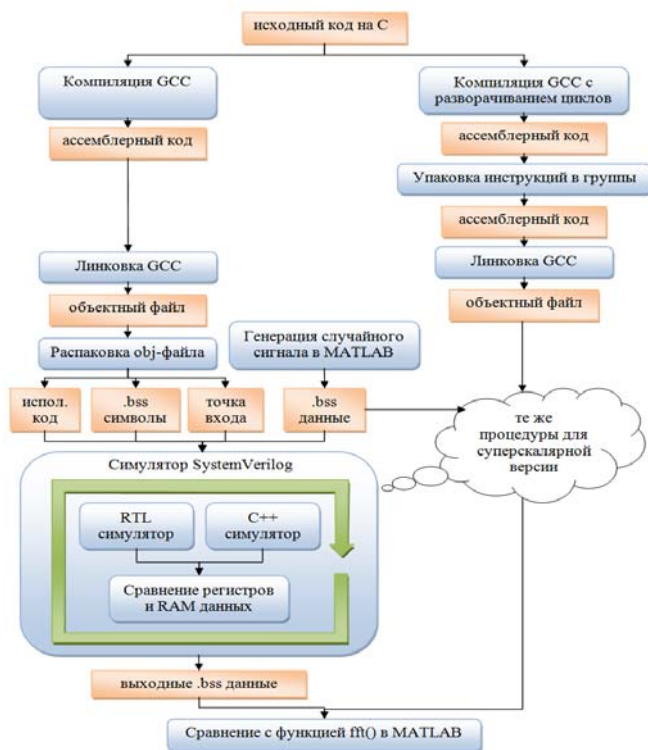


Рис. 2. Алгоритм верификации процессора при помощи косимуляции: частный случай для программного теста БПФ.

Программные тесты, на которых запускалась косимуляция: цикл с арифметическими операциями, целочисленный тест Dhrystone и функция быстрого преобразования Фурье (БПФ) на различных числах точек от 8 до 2048. Алгоритм косимуляции для теста БПФ представлен на рис. 2. Для сравнения состояний использовалась следующая схема: в первом (быстром) проходе сравнивались регистры на каждом такте и память данных в конце симуляции, во втором (более медленном) проходе сравнивались и регистры, и память на каждом такте, позволяя дополнительно выявить ошибки в инструкциях групп LD и ST.

[1] The SPARC Architecture Manual Version 8, 1992.

[2] Verification of Lexra Processor cores, 2000: <http://jonahprobell.com/1223.PDF>