

## УМЕНЬШЕНИЕ КОЛИЧЕСТВА РАДИАЦИОННЫХ ДЕФЕКТОВ В ИМПЛАНТАЦИОННОМ *p-n*-ПЕРЕХОДЕ ВЫБОРОМ РЕЖИМА ОТЖИГА

Е.Л. Панкратов, Е.А. Булаева

*Нижегородский архитектурно-строительный университет*

Для получения *p-n*-переходов используются различные технологические методы [1, 2]. Один из основных – внедрение примеси в исходную пластину или эпитаксиальный слой (ЭС) путем ее диффузии или имплантации. При радиационном воздействии на полупроводниковые материалы (имплантация ионов примеси, радиационная модификация и т.д.) происходит образование радиационных дефектов [1–3]. Для уменьшения количества радиационных дефектов используется их отжиг [1, 2]. Целью данной работы является поиск возможности изменения режима отжига радиационных дефектов при формировании имплантационного *p-n*-перехода для дополнительного уменьшения их количества по сравнению с традиционными режимами отжига.

Рассмотрим двухслойную гетероструктуру (см. рис. 1). Будем считать, что в ЭС имплантирована примесь, далее проводится отжиг радиационных дефектов. Типичные распределения примеси после отжига приведены на рис. 2 (см. также [4]).

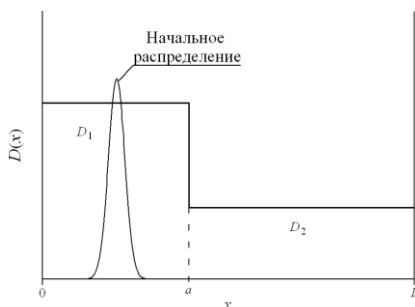


Рис. 1. Двухслойная гетероструктура, состоящая из эпитаксиального слоя  $x \in [0, a]$  и подложки  $x \in [a, L]$ . В эпитаксиальном слое также приведено распределение имплантированной примеси до начала отжига.

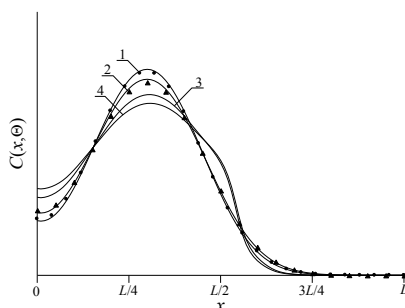


Рис. 2. Пространственные распределения имплантированной примеси после отжига длительностью  $\Theta = 0,0048L^2/D_0$  (кривые 1, 3) и  $\Theta = 0,0057L^2/D_0$  (кривые 2, 4), где  $D_0$  – среднее значение коэффициента диффузии. Кривые 1 и 2 – экспериментальные данные в однородной структуре, приведенные в [5, 6] соответственно; кривые 3 и 4 – аналогичные расчетные распределения. Граница раздела между слоями имеет координату  $a=L/2$ .

В рамках доклада был рассмотрен следующий способ формирования  $p$ - $n$ -перехода: на первом этапе формирования  $p$ - $n$ -перехода в ЭС имплантируется только часть примеси (например, около половины от планируемого количества), далее проводится отжиг радиационных образовавшихся на данном этапе дефектов; на втором этапе формирования  $p$ - $n$ -перехода имплантируется оставшаяся часть примеси, далее проводится отжиг радиационных дефектов. Расчет распределений примеси и дефектов проводился в рамках приведенной в [4] модели с дополнениями, позволяющими учитывать простейшие комплексы радиационных дефектов. Результаты моделирования приведены на рис. 3 и 4. Из них следует, что в результате предложенной методики отжига уменьшилось количество точечных радиационных дефектов и увеличилось количество комплексов дефектов. При этом общее количество дефектов уменьшилось.

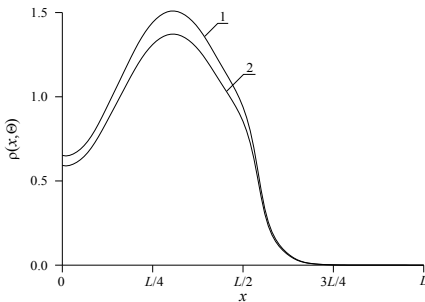


Рис. 3. Распределения точечных дефектов при фиксированной длительности отжига. Кривая 1 соответствует имплантации всех ионов примеси сразу. Кривая 2 соответствует внедрению ионов примеси по частям.  $\rho(x, \Theta)$  – распределение точечных дефектов после отжига длительностью  $\Theta$ .

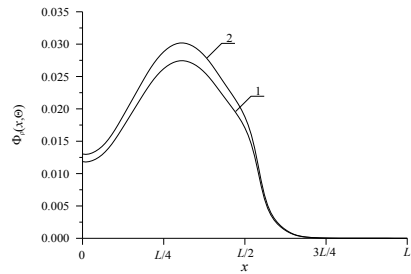


Рис. 4. Распределения комплексов точечных дефектов при фиксированной длительности отжига. Кривая 1 соответствует имплантации всех ионов примеси сразу. Кривая 2 соответствует внедрению ионов примеси по частям.  $\Phi_{\rho}(x, \Theta)$  – распределение комплексов точечных дефектов после отжига длительностью  $\Theta$ .

Данная работа поддержана грантом Президента Российской Федерации (проект № МК-548.2010.2).

- [1] Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991. 622 с.
- [2] Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств. З.Ю. М.: Радио и связь, 1991. 528 с.
- [3] Винецкий В.Л., Холодарь Г.А. Радиационная физика полупроводников. – Киев: Наукова Думка, 1979. 336 с.
- [4] Pankratov E.L. //Phys. Lett. A. 2008. V.372 (11). P.1897.
- [5] Ahlgren T., Likonen J., Slotte J., Raisanen J., Rajatore M., Keinonen J. //Phys. Rev. B. 1997. V.56, No.8. P.4597.
- [6] Noda T. //J. Appl. Phys. 2003. V.93, No.3. P.1428.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ С ЧАСТОТНО-СКАНИРУЮЩЕЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ НА БАЗОВОЙ СТАНЦИИ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОГО РАДИОКАНАЛА

В.Ю. Семенов

*Нижегородский госуниверситет*

В последнее время растет интерес к проблеме определения местоположения (позиционирования) мобильного объекта (пользователя), обслуживаемого системой сотовой связи. Это вызвано появлением новых видов услуг. Так, для целевой пересылки информации (пробки на дорогах, реклама и т.д.), достаточно знать, в какой соте находится пользователь, что в городских условиях соответствует точности оценки его координат от 200 м до 2,5 км. С другой стороны, для специальных служб в экстренных ситуациях местоположение пользователя должно быть определено с точностью не хуже 100 м при 67% вероятности.

Одним из возможных решений указанной проблемы является использование на базовой станции (БС) системы мобильной связи частотно-сканирующей (ЧС) антенной решетки (АР) в сочетании с технологией ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) [1]. Такая одноканальная система с одним передатчиком и одним приемником способна обеспечить высокое усиление в направлении на пользователя. При этом сервис позиционирования является дополнительным. Углочастотная чувствительность частотно-сканирующей АР выбирается такой, чтобы угловой сектор ответственности БС полностью перекрывался частотным спектром сигнала. На БС происходит измерение энергетического спектра принятого от пользователя широкополосного сигнала и выделение участка с максимальной спектральной плотностью мощности. Затем с помощью углочастотной чувствительности производится оценка угла прихода сигнала (пеленга пользователя).

В городских условиях канал распространения характеризуется некоторым числом рассеивателей, окружающих пользователя, что приводит к угловой дисперсии сигнала, наблюдаемого на БС и, следовательно, к ошибке пеленгации. Предположим, что для определения местоположения пользователя используются три БС с частотно-сканирующими АР (БС<sub>1</sub>, БС<sub>2</sub> и БС<sub>3</sub> на рис. 1). Если бы ошибки измерения отсутствовали, то все три линии пеленга пересекались бы в одной точке ( $x_0, y_0$ ) расположения пользователя. При наличии ошибок измерения три пеленга в общем случае имеют три точки пересечения, то есть образуют некоторый пеленгационный треугольник. В качестве оценки положения пользователя будем использовать точку пересечения ( $x, y$ ) биссектрис пеленгационного треугольника [2]. Тогда ошибка позиционирования будет равна  $q = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$ .

Для оценки точности позиционирования с помощью предложенного алгоритма, будем рассматривать две модели пространственного радиоканала с угловой дисперсией сигнала: гауссову [2] и 3GPP [3] модель. Число случайно расположенных возле пользователя рассеивателей для гауссовой модели зададим  $N_{sc}=5$ . Для 3GPP-модели число случайно расположенных кластеров  $N_{sc}=6$ , каждый из которых представляет собой лапласовский источник с шириной  $2^\circ$ . Эффективный радиус вокруг пользователя, равный расстоянию, на котором плотность вероятности расположения рассеивателей убывает в  $e$  раз, обозначим  $r_{eff}$ .

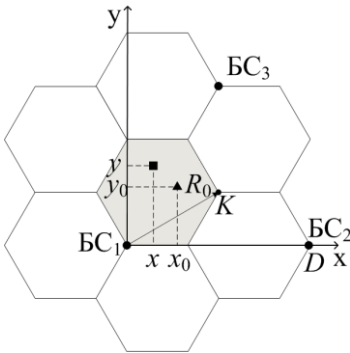


Рис. 1

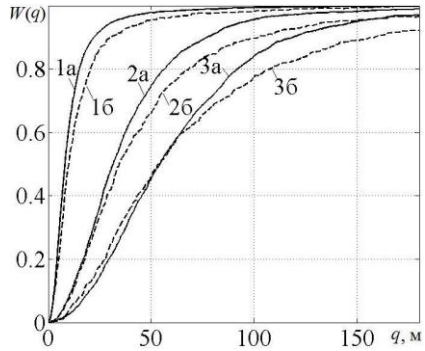


Рис. 2

Предположим, что на БС имеются три частотно-сканирующие АР, каждая из которых обслуживает угловой сектор  $120^\circ$ . Частотную полосу сигнала зададим равной  $\Delta F=20$  МГц с центральной частотой  $F_0=2,4$  ГГц, число излучателей в АР  $N=10$ , расстояние между соседними БС  $D=1000$  м. На рис. 2 приведены интегральные функции  $W(q)$  распределения ошибки позиционирования для разных значений эффективного радиуса источника  $r_{eff}$ . Кривые 1а, 2а, и 3а относятся к гауссову источнику при  $r_{eff}=10, 40, 70$  м соответственно. Кривые 1б, 2б, и 3б относятся к 3GPP-источнику при аналогичных  $r_{eff}$ . Так, например, для  $r_{eff}=70$  м средние ошибки позиционирования для гауссова и 3GPP-источников составляют соответственно 69,0 м и 72,3 м, а медианные ошибки – 53,7 м и 54,0 м соответственно.

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России», государственный контракт 02.740.11.0003.

- [1] Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Семенов В. Ю. //Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. №4. С.54.
- [2] Bevan D.D.N., Ermolayev V.T., Flaksman A.G., Averin I.M. //EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2004. No. 9. P.1321.
- [3] Greenstein L., Erceg V., Yen Y.S., Clark M.V. //IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2003. V.43, No. 4. P.837.

## ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В OFDM-СИСТЕМЕ

Д.Н. Лысяков, А.Ф. Радостин, О.В. Болховская

*Нижегородский госуниверситет*

В данной работе рассматривается техника временной синхронизации в OFDM-системе связи, так называемая синхронизация «вслепую» (Blind Synchronization). Синхронизация выполняется на приёмном конце системы передачи данных с целью определения временных границ фрагментов передаваемой информации – OFDM-символов. При синхронизации «вслепую» используется структура передаваемого фрейма. Какие-либо дополнительные (специальные) синхросигналы отсутствуют. Эта техника основана на анализе корреляционных свойств принятой временной реализации.

Пренебрегаем шумом и считаем коэффициент передачи канала постоянным на рассматриваемом интервале двух OFDM-символов.

**1. Однолучевой канал.** Пусть  $s_n$  –  $n$ -ая выборка передаваемого сигнала. Тогда  $n$ -ая выборка принятого сигнала  $x_n = h_0 s_n$ , где  $h_0$  – коэффициент передачи канала. Пусть  $N$  – размерность FFT,  $M$  – число выборок на защитном интервале. При этом OFDM-символ состоит из  $N+M$  выборок (см. рис. 1).

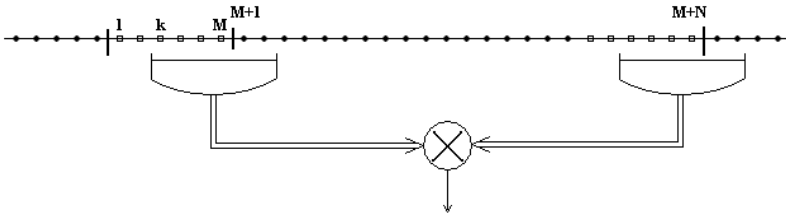


Рис. 1

Пусть индекс  $k$  означает сдвиг начала окна относительно начала OFDM-символа. Если начало окна совпадает с началом OFDM-символа ( $k=0$ ), то в левую часть окна попадают  $1, 2, \dots, M$  выборки, а в правую часть окна –  $N+1, N+2, \dots, N+M$  выборки. При этом на выходе процедуры синхронизации будет сигнал, равный

$$y_0 = \sum_{n=1}^M (h_0 s_n)(h_0 s_{n+N})^* . \quad (1)$$

Учитывая, что  $s_{n+N} = s_n$  при  $n=1, 2, \dots, M$ , можно получить, что

$$y_0 = \sum_{n=1}^M (h_0 s_n)(h_0 s_n)^* = \sum_{n=1}^M |h_0 s_n|^2 . \quad (2)$$

Пусть теперь начало окна сдвинуто на  $k$ -выборок вправо, то есть в левую часть окна попадают  $k+1, k+2, \dots, k+M$  выборки, а в правую часть окна  $-k+N+1, k+N+2, \dots, k+N+M$  выборки. Учитывая, что  $s_{n+N} = s_n$  при  $n = 1, 2, \dots, M$ , обозначая  $\langle |s_n|^2 \rangle = a$ , усредняя и обобщая на случай сдвига окна не только вправо, но и влево, получим на выходе процедуры синхронизации сигнал, равный

$$\langle y_k \rangle = \begin{cases} a|h_0|^2(M-|k|), & |k| \leq M-1 \\ 0, & |k| \geq M \end{cases} \quad (3)$$

**2. Двухлучевой канал.** Теперь  $n$ -ая выборка принятого сигнала,  $x_n = h_0 s_n + h_1 s_{n-1}$ , где  $h_0$  и  $h_1$  – коэффициенты передачи канала. Тогда получим на выходе процедуры синхронизации сигнал, равный

$$\langle y_k \rangle = \begin{cases} a|h_0|^2(M-|k|) + a|h_1|^2(M-|k+1|), & -M \leq k \leq M-1 \\ 0, & |k| \geq M \end{cases} \quad (4)$$

Для проверки теоретических выводов была создана компьютерная модель OFDM-системы связи, в которой реализована рассмотренная техника синхронизации. График сигнала на выходе коррелятора представлен на рис. 2.

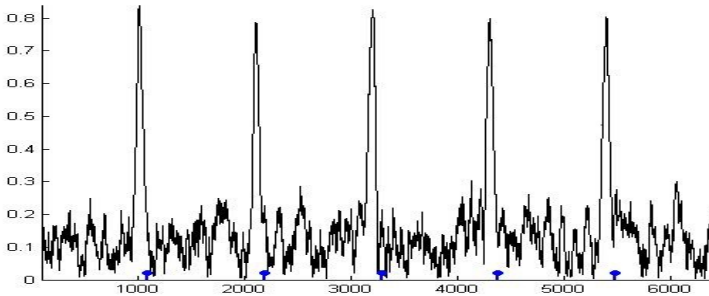


Рис. 2

Таким образом, по положению пиков можно судить о том, где во временной области начинается тот или иной OFDM-символ. Ситуация усложняется, когда пространственный канал является многолучевым. В этом случае пики начинают «замываться», что приводит к ошибке синхронизации.

- [1] Jankiraman M. Spase-Time Codes and MIMO Systems. – Boston, London: Artech House, 2004. P.165.  
 [2] Speth M., Fechtel S.A., Fock G., Meyr H. //IEEE Transactions on Communications. 2001. V.49, No.4. P.571.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В СРЕДЕ ПРОГРАММИРОВАНИЯ LabVIEW

А.В. Шабин, В.Ф. Ключев, В.П. Самарин, А.В. Ключев

*Нижегородский госуниверситет*

В работе предложен алгоритм последетекторной обработки входной смеси полезного сигнала и импульсных помех, позволяющий проводить измерение средней мощности непрерывного сигнала в присутствии внешних импульсных воздействий и осуществляющий одновременное измерение их средней мощности.

Для оценки эффективности алгоритма было проведено цифровое моделирование алгоритма в программной среде LabVIEW 7.0 [1], основанное на моделировании работы типовых элементов низкочастотного тракта измерителя [2].

В качестве мешающей помехи при моделировании задавался прямоугольный радиоимпульс с постоянной амплитудой и длительностью. В процессе исследования качества работы алгоритма моделирование проводилось для различных значений амплитуды и длительности импульса. При этом относительная длительность импульса, равная отношению длительности импульса к длительности временного окна наблюдения выбиралась  $\tau_1=0,025$ ,  $\tau_2=0,075$  и  $\tau_3=0,15$ .

Была исследована зависимость ошибки измерения средней мощности шумового сигнала  $\varepsilon_n$  от отношения помеха/сигнал  $\rho$  (рис. 1).

Здесь  $\rho=P_s/P_n$  – отношение средней мощности импульсной помехи на входе схемы к средней мощности шумового сигнала на входе (далее отношение помеха/сигнал);  $\varepsilon_n$  – относительная ошибка измерения средней мощности шума

$\varepsilon_n=|(P_n-P_{нв})/P_n|$ , где  $P_n$  – средняя мощность шумового сигнала на входе предложенной схемы;  $P_{нв}$  – оценка средней мощности шумового сигнала, полученная на выходе схемы.

Кроме того, на рис. 1 для сравнения приведена  $\varepsilon$  – относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала при действии импульсного мешающего сигнала без дополнительной обработки смеси, которая определяется соотношением  $\varepsilon = |(P_n-P)/P_n|$ , где  $P$  – оценка мощности смеси ( $\varepsilon_n$  и  $\varepsilon$  отложены по одной оси – оси ординат).

На основе анализа работы алгоритма установлено, что с ростом длительности импульса ошибка измерения средней мощности шума возрастает.

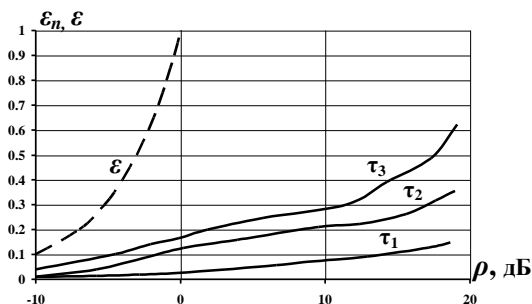


Рис. 1

Получена зависимость ошибки измерения средней мощности импульсной помехи  $\varepsilon_p$  от отношения помеха/сигнал  $\rho$  для разных длительностей импульса (рис. 2).

На рис. 2  $\varepsilon_p$  – относительная ошибка измерения средней мощности прямоугольного импульса  $\varepsilon_p = |(P - P_B)/P|$ , где  $P$  – средняя мощность импульса на входе схемы, а  $P_B$  – оценка средней мощности импульса на выходе схемы.

Установлено, что ошибка измерения средней мощности импульса уменьшается с ростом отношения помеха/сигнал  $\rho$ , при этом ошибка измерения средней мощности импульса слабо зависит от длительности импульса.

Исследования проведены при поддержке программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (госконтракт № 02.740.11.0163, № 02.740.11.0003 и № П2606) и программы «У.М.Н.И.К.–08–3» (госконтракт № 7686р/11191).

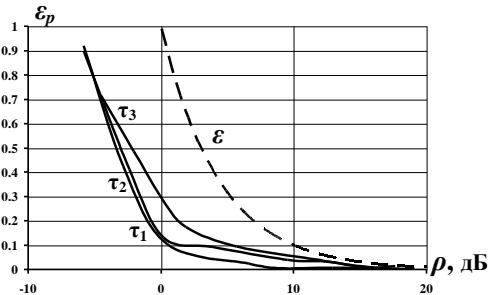


Рис. 2

- [1] Патон Б. LabVIEW: Основы аналоговой и цифровой электроники. /Пер. с англ. – National Instruments, 2002, 190 с.  
 [2] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. –М.: Сов. радио, 1966, 678 с.

## АЛГОРИТМ LabVIEW ИЗМЕРЕНИЯ МОЩНОСТИ ШУМОВОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ

О.А. Фёдоров, В.Ф. Клюев, В.П. Самарин, А.В. Клюев

*Нижегородский госуниверситет*

При измерении собственных шумов полупроводниковых приборов на результат измерения влияют внешние наводки. Возникает задача устранения этого влияния. В настоящей работе предложен метод измерения мощности шумовых сигналов на фоне узкополосных непрерывных помех с одновременным измерением их средней мощности.

Для проверки работоспособности метода на его основе создан измеритель мощности, реализующий алгоритм последетекторной обработки смеси шумового сигнала и узкополосной помехи. Предложенный алгоритм основан на моделировании работы типовых элементов низкочастотного тракта измерителя [1, 2] и реализован в программной среде LabVIEW 7.0 [3]. Узкополосная помеха моделировалась синусоидальным сигналом постоянной амплитуды и частоты. Шумовой сигнал моделировался белым гауссовским



шумом из стандартной библиотеки LabVIEW 7.0. На вход подавалась аддитивная смесь шумового сигнала и синусоидальной помехи. При моделировании изменялась амплитуда синусоидальной помехи, а также дисперсия шума на входе. Из принципа работы метода следует, что работа алгоритма не зависит от частоты синусоидальной помехи.

В ходе моделирования была исследована зависимость ошибки измерения средней мощности шумового сигнала  $\varepsilon_n$  и зависимость ошибки измерения средней мощности синусоидальной помехи  $\varepsilon_s$  от отношения помеха/сигнал  $\rho$  (см. рис.).

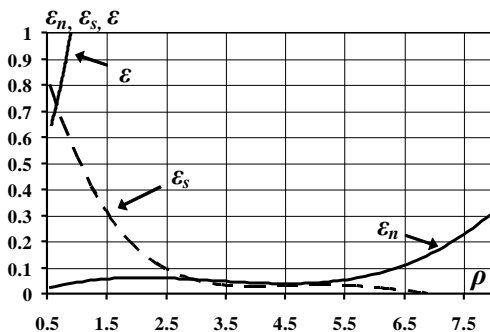


Рис.

Здесь  $\varepsilon_n$  – относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала  $\varepsilon_n = |(P_n - P_{nB})/P_n|$ , где  $P_n$  – средняя мощность шумового сигнала на входе предложенной схемы,  $P_{nB}$  – оценка средней мощности шумового сигнала, полученная на выходе схемы;  $\rho = P_s/P_n$  – отношение средней мощности синусоидальной помехи на входе схемы к средней мощности шумового сигнала на входе (далее отношение помеха/сигнал);  $\varepsilon_s$  – относительная ошибка измерения средней мощности синусоидальной помехи  $\varepsilon_s = |(P_s - P_{sB})/P_s|$ , где  $P_{sB}$  – оценка средней мощности синусоидальной помехи на выходе схемы.

Кроме того, на рисунке для сравнения приведена  $\varepsilon$  – относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала при действии синусоидальной помехи без какой-либо дополнительной обработки смеси, которая определяется соотношением  $\varepsilon = |(P_n - P)/P_n|$ , где  $P$  – оценка мощности смеси.

Для удобства анализа полученных зависимостей относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала  $\varepsilon_n$ , относительная ошибка измерения средней мощности синусоидальной помехи  $\varepsilon_s$  и  $\varepsilon$  отложены по одной оси – оси ординат.

Из рисунка видно, что вплоть до  $\rho \leq 6$  относительная ошибка измерения средней мощности шумового сигнала  $\varepsilon_n$  составляет не более 5%.

Если проводить измерения мощности шумового сигнала при действии синусоидальной помехи без использования предложенного метода, то ошибка измерения средней мощности шумового сигнала (кривая  $\varepsilon$  на рис.) во

много раз превышает соответствующую ошибку при использовании данного метода (кривая  $\varepsilon_n$  на рис.).

Исследования проведены при поддержке программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (госконтракт № 02.740.11.0163, № 02.740.11.0003 и № П2606) и программы «У.М.Н.И.К.–08–3» (госконтракт № 7686р/11191).

- [1] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1. – М.: Сов. радио, 1969, 728 с.
- [2] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. –М.: Сов. радио, 1966, 678 с.
- [3] Патон Б. LabVIEW: Основы аналоговой и цифровой электроники. /Пер. с англ. – National Instruments, 2002, 190 с.

### **ОПТИМИЗАЦИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ КОМПАКТНОЙ ДВУХЭЛЕМЕНТНОЙ МИМО АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 2,5 – 2,7 ГГц**

**В.Н. Ссорин, А.А. Артеменко, А.Г. Севастьянов, Р.О. Масленников**

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время происходит бурное развитие современных систем беспроводной связи, таких как WiMAX и LTE. Для увеличения пропускной способности беспроводных систем связи используется параллельная пространственная передача нескольких потоков данных с помощью многоэлементных МИМО (Multi Input Multi Output) антенных систем. Использование МИМО техники передачи приводит к необходимости размещения на одном компактном устройстве одновременно нескольких антенных элементов. Для эффективной работы такой многоэлементной антенны необходимо обеспечить низкие коэффициенты прохождения (высокую степень изолирования) между всеми антенными элементами.

Одним из решений задачи уменьшения коэффициентов прохождения между антенными элементами является использование техники разнесенной радиопередачи, основанной на использовании прямой электрической связи между антенными элементами [1]. С использованием данной техники была разработана компактная двухэлементная МИМО антенная система частотного диапазона 2,6 ГГц [2]. Размер данной антенной системы составляет 11 мм×22 мм. При этом она имеет ширину полосы пропускания коэффициента отражения  $S_{11}$  равную 100 МГц (по уровню -8 дБ), и ширину полосы пропускания коэффициента прохождения  $S_{21}$  более, чем 400 МГц (по уровню -8 дБ). Таким образом, ширина рабочей полосы пропускания разработанной МИМО антенной системы составляет 100 МГц, что определяется меньшим значением полос пропускания для  $S_{11}$  и  $S_{21}$ . Однако известно, что системы связи WiMAX и LTE работают в диапазоне частот 2,5–2,7 ГГц, что требует в два раза большей рабочей полосы пропускания МИМО антенной системы. Для

обеспечения полосы пропускания равной 200 МГц требуется проведение оптимизации двухэлементной ММО антенной системы, а именно достижения равной (максимально возможной) полосы пропускания коэффициентов отражения и коэффициентов прохождения. Проведение оптимизации полосы пропускания компактной двухэлементной ММО антенной системы для работы в частотном диапазоне 2,5–2,7 ГГц является целью данной работы.

Оптимизация полосы пропускания выполнялась путем изменения параметров электрического соединения: длины, ширины и места соединения электрической линии с антенными элементами. Было выявлено, что наибольшее влияние на ширину полосы пропускания оказывает длина электрической линии  $L$ , изображенной на рис. 1. Поэтому для разработки антенной системы с оптимальными параметрами изменялась

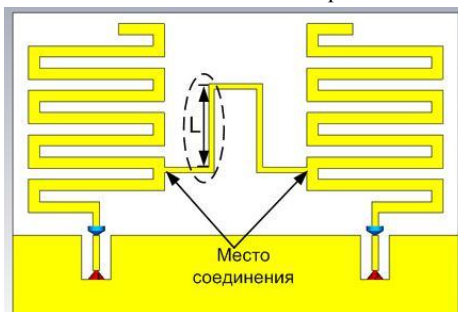


Рис. 1

длина электрического соединения от 1 до 6 мм. При изменении  $L$  ширина электрической линии и положение ее соединения с антенными элементами, полученные в ходе предварительной оптимизации, не менялись. В таблице приведены значения полос пропускания при оптимизации  $L$ . Видно, что при значении  $L$  равном 4 мм, ширины полос пропускания коэффициентов отражения и прохождения приблизительно равны, что соответствует оптимальному значению (207 МГц).

Табл.

$L$ , мм	Полоса пропускания $S_{11}$ , МГц	Полоса пропускания $S_{21}$ , МГц
1	226	130
2	221	146
3	216	173
4	209	207
5	196	425
6	184	435

Для проверки результатов электромагнитного моделирования на практике была изготовлена планарная ММО антенная система. На рис. 2 представлена ее фотография. На рис. 3 приведены результаты электромагнитного моделирования, полученные с помощью CST Microwave Studio, и результаты измерений  $S$ -параметров изготовленного прототипа антенной системы. Из полученных результатов видно, что разработанная ММО антенная система имеет рабочую полосу пропускания по уровню  $-8$  дБ больше, чем 200 МГц (2,5–2,7 ГГц). Результаты измерений хорошо согласуются с результатами электромагнитного моделирования.

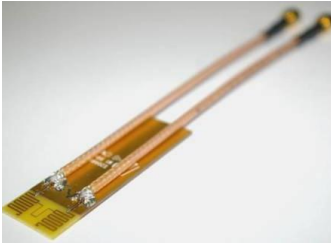


Рис. 2

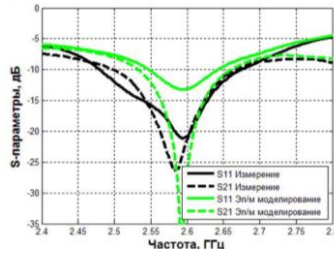


Рис. 3

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России», государственный контракт № 02.740.11.0003.

- [1] Caimi F.M., Montgomery M. //Int. J. of Antennas and Propagation. 2008.Iss.1, Article ID 219838.
- [2] Ссорин В.Н., Артеменко А.А., Севастьянов А.Г., Масленников Р.О. В кн.: Тр. XIV-й научн. конф. по радиофизике. /Ред. А.В. Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2010. С.234.

## ДЕКОМПОЗИЦИЯ ВАХ ДИОДОВ ШОТТКИ

А.В. Лебедев, А.В. Клюев, Е.И. Шмелёв, А.В. Якимов

*Нижегородский госуниверситет*

Диоды Шоттки находят широкое применение в современной радиоэлектронике. Рассматриваемые в настоящей работе  $TiAu/SiO_2/GaAs$  диоды Шоттки используются в смесителях.

Для расчета и оптимизации устройств на основе диодов Шоттки необходимо знание дифференциального сопротивления перехода, последовательного сопротивления базы и контактов, а также коэффициента неидеальности вольтамперной характеристики (ВАХ) и тока насыщения диода Шоттки. Эти параметры могут быть оценены на основе анализа ВАХ [1, 2]. В настоящей работе представлены результаты исследования ВАХ диодов Шоттки.

Полный ток  $I$  через диод может состоять из двух компонент  $I = I_d + I_l$ , где  $I_d$  – основная компонента тока и  $I_l$  – ток утечки. Основная компонента тока  $I_d$  совпадает по форме с диффузионным током:

$$I_d = I_s \cdot \left[ \exp\left(\frac{V}{\eta V_T}\right) - 1 \right]. \quad (1)$$

Здесь  $I_s$  и  $\eta$  – характерный ток и коэффициент неидеальности основной компоненты тока,  $V$  – приложенное напряжение.

Ток утечки  $I_l$  в общем случае может содержать две компоненты – линейную  $I_{ll}$  и нелинейную  $I_{nl}$ :

$$I = I_{ll} + I_{nl}. \quad (2)$$

Линейная компонента описывается сопротивлением  $R_{ll}$ :

$$I_{ll} = V/R_{ll}. \quad (3)$$

Для моделирования нелинейной компоненты используется характеристика обычного диода:

$$I_{nl} = I_{nl0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{V}{\eta_{nl} V_T}\right) - 1 \right]. \quad (4)$$

Здесь  $I_{nl0}$  и  $\eta_{nl}$  – характерный ток и коэффициент неидеальности нелинейной компоненты тока утечки.

На рисунке в качестве примера представлена вольтамперная характеристика диода № 1: точками показаны экспериментальные данные, сплошными линиями – результат полной аппроксимации, штриховыми линиями – основная компонента тока через образец  $I_d$  и токи линейной  $I_{ll}$  и нелинейной утечки  $I_{nl}$ . В области больших токов заметно падение напряжения на последовательном сопротивлении базы и контактов  $R_b$ .

Из анализа рисунка можно сделать вывод об удовлетворительной точности предложенной процедуры декомпозиции ВАХ. При этом параметры аппроксимации принимают следующие значения:

- характерный ток основной компоненты  $I_s = 4,6 \cdot 10^{-15}$  А,
- линейное сопротивление утечки  $R_{ll} = 50$  кОм,
- характерный ток нелинейной утечки  $I_{nl0} = 3 \cdot 10^{-9}$  А,
- коэффициент неидеальности для нелинейной утечки  $\eta_{nl} = 3$ ,
- последовательное сопротивление образца  $R_b = 2,9$  Ом.

Исследования проведены при поддержке программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (госконтракт № 02.740.11.0163, № 02.740.11.0003 и № П2606) и программы «У.М.Н.И.К.–08–3» (контракт №7686р/11191).

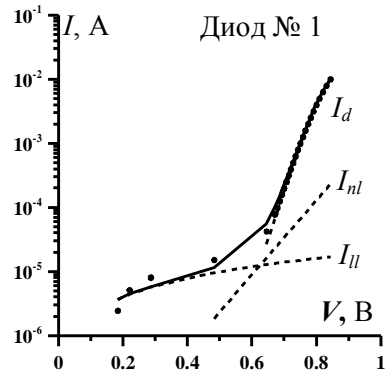


Рис.

[1] Корзуева О.М., Ключев А.В., Якимов А.В. //В кн.: Тр. XII-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2008 г. /Ред. А.В.Якимов. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2008. С. 169.

- [2] Клюев А.В. Источники низкочастотных шумов в квантово-размерных светоизлучающих структурах и диодах Шоттки с дельта-легированием: Дис... канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 / А.В. Клюев. – Н. Новгород, 2008, 158 с.

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ 1/F ШУМА ДИОДОВ ШОТТКИ

А.Д. Видинеев, А.В. Клюев, Е.И. Шмелёв, А.В. Якимов

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящей работе исследован  $1/f$  шум в  $TiAu/SiO_2/GaAs$  диодах Шоттки, используемых в смесителях. Представлены токовые зависимости спектра шумового напряжения, выделяющегося на рассматриваемых образцах.

Полный ток  $I$  через диод может состоять из двух компонент [1, 2]  $I = I_d + I_l$ . 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  $\eta_{nl}$ . Нелинейной компоненте тока утечки соответствует сопротивление  $R_{nl}$ .

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.

В качестве примера на рисунке показаны экспериментальные данные для спектра шумового напряжения на частоте 10 Гц в зависимости от тока  $I$  для диода № 1. Штриховыми линиями на рисунке показаны спектры в зависимости от тока  $I$ , полученные из моделей линейной и нелинейной утечки. Модель линейной утечки позволяет описывать экспериментальные данные в области относительно малых токов. В области больших токов для объяснения экспериментальных данных необходимо использовать модель нелинейной утечки. Модельная зависимость, учитывающая шум тока линейной и нелинейной утечки, показана на этом рисунке сплошной линией. Шум

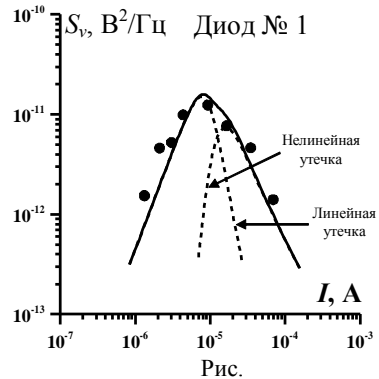


Рис.

тока утечки удовлетворительно описывает экспериментальные данные. Следует отметить, что в ВАХ мы практически не видим нелинейную компоненту, однако она проявляется в токовой зависимости спектра шума. Параметры аппроксимации при этом принимают следующие значения: характерный ток  $I_s = 4,6 \cdot 10^{-15}$  А; линейное сопротивление утечки  $R_{ll} = 50$  кОм; характерный ток нелинейной утечки  $I_{nl0} = 3 \cdot 10^{-9}$  А; коэффициент неидеальности для нелинейной утечки  $\eta_{nl} = 3$ ; спектр относительных флуктуаций линейного сопротивления утечки  $S_{\delta R_{ll}}(10 \text{ Гц}) = 1,8 \cdot 10^{-10} \text{ 1/Гц}$ ; спектр относительных флуктуаций нелинейного сопротивления утечки  $S_{\delta R_{ln}}(10 \text{ Гц}) = 3 \cdot 10^{-9} \text{ 1/Гц}$ ; последовательное сопротивление образца  $R_b = 2,9$  Ом. Максимум в зависимости спектра от тока наблюдается при характерном токе  $I^* \approx 10^{-5}$  А.

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

Исследования проведены при поддержке программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (госконтракт № 02.740.11.0163, № 02.740.11.0003 и № П2606) и программы «У.М.Н.И.К.–08–3» (контракт №7686р/11191).

- [1] Корзуева О.М., Ключев А.В., Якимов А.В. //В кн.: XIII-ая нижегородская сессия молодых ученых. Естественнонаучные дисциплины: Тез. докладов. – Изд-во Гладкова О.В., 2008. С.56.
- [2] Ключев А.В. Источники низкочастотных шумов в квантово-размерных светоизлучающих структурах и диодах Шоттки с дельта-легированием: Дис...канд. физ.-мат. наук: 01.04.03 / А. В. Ключев. – Н. Новгород, 2008, 158 с.

## ГИБРИДНЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ИНТЕГРИРОВАННЫХ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

А.В. Можаровский, А.А. Артеменко

*Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время все большее внимание уделяется разработке беспроводных систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн, обеспечивающих скорость передачи данных вплоть до нескольких Гбит/с. Так, в частности, Институтом инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (IEEE) ведется активная работа по созданию стандарта локальной системы радиосвязи в полосе частот 57–64 ГГц, являющейся свободной от лицензирования в США и ряде других стран мира.

Потери при распространении миллиметрового излучения в свободном пространстве значительно превышают соответствующие потери в используемых сейчас для построения систем беспроводной связи диапазонах частот (1 – 11 ГГц). Поэтому системы связи миллиметрового диапазона длин волн должны использовать антенны с высоким коэффициентом усиления и возможностью быстрого изменения направления узкого луча диаграммы

направленности (ДН) для установления беспроводного соединения, автоматической адаптации к изменяющимся условиям канала связи и обеспечения мобильности пользователей.

Одним из наиболее перспективных вариантов реализации сканирующих антенн миллиметрового диапазона длин волн является интегрированная линзовая антенна (ИЛА). Такая антенна состоит из диэлектрической линзы, форма и размеры которой определяют коэффициент усиления антенны, и интегрированной на плоскую заднюю поверхность линзы антенной решетки из электронно-переключаемых антенных элементов. Излучение от каждого антенного элемента в зависимости от его положения на задней плоскости линзы по-разному проходит через тело линзы и обеспечивает разное отклонение луча ДН ИЛА относительно оси линзы.

При разработке таких антенн возникают трудности, связанные с расчетом их характеристик в дальней зоне с помощью методов полного электромагнитного моделирования, реализованных в различных коммерческих программных продуктах (например, CST Microwave Studio, HFSS, EMPro), и требующих значительных вычислительных ресурсов.

Одним из альтернативных простых способов расчета ИЛА является гибридный метод, основанный на принципах геометрической и физической оптики [1]. В этом методе формируется модель излучения первичного антенного элемента в теле линзы с заданной диэлектрической проницаемостью с помощью принципов геометрической оптики. Затем с помощью формул Френеля вычисляется электромагнитное поле, прошедшее через границу раздела «диэлектрик – свободное пространство», по которому рассчитываются поверхностные токи на этой границе. В соответствии с известными законами физической оптики, с помощью метода векторных потенциалов рассчитываются поля, создаваемые антенной в дальней зоне. Рассмотренный гибридный метод расчета характеристик эллиптических ИЛА [2] был реализован в среде Matlab.

В реализованном методе амплитуда электрической компоненты излучаемого первичным антенным элементом поля задавалась в соответствии с моделью, зависящей только от угла по отношению к оси линзы, в следующем виде [3]:

$$E(\theta) = E_0 \cos^N(\theta).$$

Коэффициент направленного действия (КНД) такого антенного элемента равен  $D_0 = (4N+2)$ . Очевидно, что характеристики эллиптической ИЛА зависят от коэффициента  $N$ . На рис. 1 черной линией показана зависимость КНД ИЛА от КНД первичного антенного элемента для эллиптической линзы из кварца ( $\epsilon = 3,8$ ) с длиной малой полуоси 12 мм при длине волны излучения в свободном пространстве  $\lambda = 5$  мм. Из рис. 1 видно, что для заданной линзы существует оптимальный КНД антенного элемента равный 9 дБи. На рис. 2 сплошной черной линией показана ДН ИЛА, полученная для антенного элемента с оптимальным КНД.



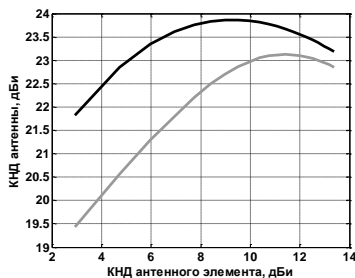


Рис. 1

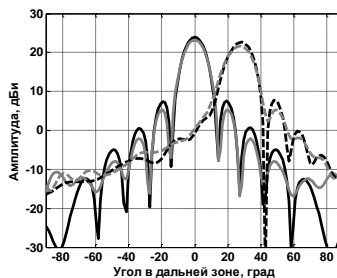


Рис. 2

Следует отметить, что в ИЛА имеют место многократные переотражения от внутренней поверхности линзы. Для иллюстрации влияния данного эффекта на рис. 1 и 2 сплошной серой линией показаны соответственно зависимость КНД ИЛА от КНД антенного элемента и сечение ДН для антенного элемента с оптимальным значением КНД с учетом однократных внутренних переотражений. ДН, показанные штриховыми линиями на рис. 2, соответствуют случаю, когда антенный элемент смещен на 5 мм относительно оси линзы.

Таким образом, в работе показано, что рассмотренный гибридный метод расчета характеристик ИЛА может быть эффективно использован для исследования различных эффектов в таких антеннах и оптимизации их характеристик.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России» (государственный контракт 02.740.11.0003).

- [1] Pasqualini D., Maci S. // *IEEE Trans. on Antennas and Propag.* 2004. V. 52, No. 3.
- [2] Neto A., Maci S., de Maagt P.J.I. // *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.* 1998. V.145, No.3
- [3] Karttunen A., Ala-Laurinaho J., Sauleau R., Räsänen A.V. // *IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP'2010)*. 2010. P.25

## АНАЛОГОВЫЙ ДВУХКАСКАДНЫЙ КМОП УСИЛИТЕЛЬ С ИЗМЕНЯЕМЫМ В ДИАПАЗОНЕ 80 ДБ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ

С.А. Тихонов, А.Г. Севастьянов

*Нижегородский госуниверситет*

Усилитель с переменным коэффициентом усиления (УПКУ) чаще всего предшествует блоку аналого-цифрового преобразователя (АЦП) радиоприемных устройств и предназначен для установления уровня принимаемого сигнала в соответствии с динамическим диапазоном блока АЦП с помощью управляемого коэффициента усиления [1]. Для этого блок УПКУ включается в цепь обратной связи схемы автоматической регулировки усиления (APУ) приемника.

Целью данной работы является создание интегральной схемы блока усилителя с изменяемым коэффициентом усиления в диапазоне 80дБ по технологии построения электронных схем КМОП 0,18 мкм. В ходе разработки основное внимание уделялось достижению диапазона коэффициента усиления от -40 до +40 дБ и полосы пропускания не менее 10 МГц.

В данной работе для реализации блока УПКУ была выбрана аналоговая схема двухкаскадного дифференциального усилителя с экспоненциально управляемым коэффициентом усиления [2]. Такая архитектура позволяет получить заданные значения диапазона коэффициента усиления и полосы пропускания.

На рис. 1 представлена блок-схема УПКУ. Она состоит из двух одинаковых каскадов усилителей (УПКУ1 и УПКУ2), блока формирования сигнала управления (блок управления) и выходного буфера в виде операционного усилителя (ОУ), включенного по схеме повторителя, для понижения выходного сопротивления схемы. Далее подробно рассмотрим основные функциональные блоки УПКУ.

Блок формирования сигнала управления преобразует напряжение управления в напряжения, управляющие коэффициентом усиления в блоках УПКУ1 и УПКУ2. С

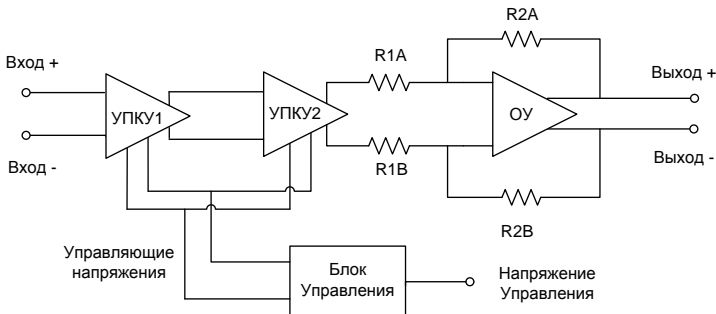


Рис. 1

помощью блока управления происходит преобразование линейного изменения управляющего напряжения в экспоненциальное изменение отношения токов, задающих коэффициент усиления.

Каждый каскад усилителя представляет собой дифференциальную пару транзисторов, включенных по схеме с общим истоком, и пару транзисторов, включенных в диодном режиме, режимы работы которых контролируются с помощью управляющих напряжений блока управления.

В каждом каскаде усилителя была реализована цепь обратной связи по синфазному сигналу, которая оценивает уровень выходного синфазного сигнала по отношению к эталонному и контролирует смещение активной нагрузки.

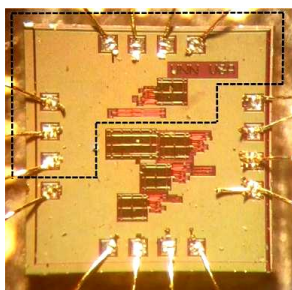


Рис. 2

Топология интегральной схемы УПКУ была разработана в среде Virtuoso XL компании Cadence с использованием технологической библиотеки элементов компании UMC КМОП 0,18 мкм [3].

На рис. 2 показан изготовленный опытный образец микросхемы, содержащей блок УПКУ (блок выделен пунктирной линией), установленный на тестовой плате. Образец был изготовлен на фабрике UMC по технологии 0,18 мкм.

На рис. 3 и рис. 4 приведены результаты моделирования блока УПКУ и измерения изготовленной опытной микросхемы. Результаты измерений показали смещение зависимости коэффициента усиления от управляющего напряжения на 0,05 В по сравнению с результатами моделирования. Это может быть объяснено рассогласованием транзисторных пар, формирующих управляющее напряжение на топологии интегральной схемы. Данное смещение может быть устранено в дальнейшем путем дополнительного согласования транзисторных пар.

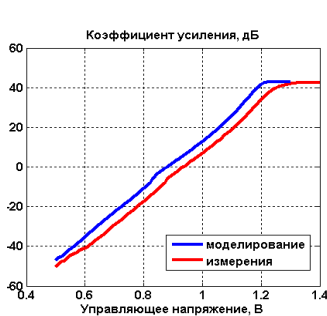


Рис. 3

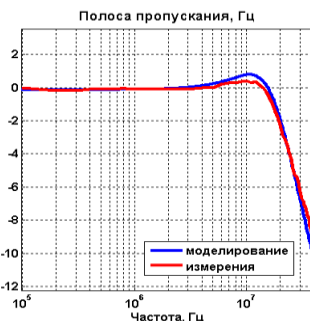


Рис. 4

Из полученных результатов видно, что разработанный блок имеет диапазон изменения коэффициента усиления от  $-41$  дБ до  $+40$  дБ, диапазон изменения управляющего напряжения  $0,65$  В и полосу пропускания при максимальном усилении  $10$  МГц, при нулевом усилении  $29$  МГц. Значения полосы пропускания для различных коэффициентов усиления хорошо согласуются с результатами моделирования. Мощность, потребляемая разработанным интегральным блоком УПКУ, составляет  $13,8$  мВт.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России» (государственный контракт 02.740.11.0003).

- [2]. Liu W. Low voltage and low power CMOS exponential-control variable-gain-amplifier //IEICE Trans. Fundamentals. 2004. V.E87-A, No.4
- [3]. Hastings A. The art of analog layout. 2nd Ed. – NJ USA: Prentice Hall, 2005, 672 p.

## УЧЕТ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ЗНАЧИМОСТИ ПРЕДЫСТОРИЙ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ПОРЯДКА

Е.А. Коньков, Е.А. Солдатов

*НИФТИ Нижегородского госуниверситета*

Марковская цепь переменного порядка представляет собой случайную последовательность, порядок которой  $k$  зависит от значений отсчетов сигнала на тех или иных интервалах времени:

$$P(x_t | x_{t-\infty}^{t-1}) = P(x_t | c(x_{t-\infty}^{t-1})) = P(x_t | x_{t-k}^{t-1}(x_{t-\infty}^{t-1})). \quad (1)$$

Здесь  $c$  – контекстная функция, которая ограничивает всю предысторию текущего отсчета  $k$  отсчетами, непосредственно влияющими на распределение вероятностей текущего отсчета случайного процесса [1].

Параметрами модели (1) являются вид контекстной функции  $c$  и соответствующие условные (переходные) вероятности. Алгоритм их оценивания состоит из двух этапов. На первом этапе оцениваются все возможные переходные вероятности по имеющейся выборке. На втором этапе проводится многократная проверка гипотезы о совпадении соответствующих переходных вероятностей с целью нахождения минимальных значений  $k$ .

При практическом применении данного подхода существуют сложности, связанные с тем, что при недостаточно длинной выборке, проверка гипотезы о совпадении двух переходных вероятностей может быть выполнена некорректно, и в контекстную функцию окажется включенной слишком длинная предыстория. Это приведет к неоправданному увеличению размерности модели. Для преодоления указанной сложности предложено обобщить понятие контекста – объединить рассмотрение предыстории и текущего отсчета. Другими словами, следует перейти от описания модели переходными (условными) вероятностями (1) к описанию совместными вероятностями  $P(x_t, \dots, x_{t-1}, x_t)$ , и проводить наращивание контекстного дерева от корня. Такую процедуру наращивания с использованием совместных вероятностей можно представить следующим образом (для определенности будем полагать выборку двоичной).

На первом шаге оцениваются статистические значимости двух контекстов, состоящих из 0 и 1. На втором шаге каждый из этих контекстов наращивается добавлением 0 и 1 соответственно. Затем для каждого из вновь сформированных контекстов оценивается статистическая значимость. Если она превосходит некоторый заданный минимальный уровень, то данный контекст включается в контекстное

дерево и выполняется переход на следующий шаг, иначе наращивание данного контекста не производится.

Под статистической значимостью контекста в данном случае понимается некоторая числовая характеристика, сопоставленная каждому контексту, которая характеризует надежность оценки соответствующей совместной вероятности по данной выборке. В качестве таких характеристик может использоваться частотная оценка совместной вероятности, дисперсия данной оценки, а также априорная информация о внутренней структуре источника случайных последовательностей.

Рассмотрим в качестве примера следующую двоичную последовательность из 31 бита: 0101101011011010100100001011001.

На рисунке представлено соответствующее контекстное дерево для совместных вероятностей, полученное предложенным методом. В узлах дерева приведены соответствующие им контексты и частотные оценки вероятностей как отношения числа встречаемости данного контекста в последовательности к общему числу контекстов данной длины в последовательности. При построении данного контекстного дерева в качестве статистической значимости контекста использовалось число встречаемости данного контекста в выборке, минимально допустимая величина которого (нижний уровень) равнялась 4.

Количество параметров такой модели, рассчитанное традиционным образом как общее число параметров за вычетом количества связей, в данном случае равно 9.

Следует заметить, что после оценивания параметров модели предложенным способом можно перейти к переходным (условным) вероятностям для решения тех же практических задач, что и при использовании традиционного описания переходными вероятностями (1).

Таким образом, в работе предложено обобщение контекста в описании марковских моделей переменного порядка и метод построения контекстного дерева на основе совместных вероятностей.

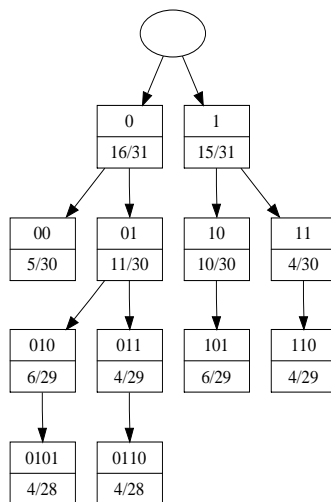


Рис.

## РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО БЛОКА КОНТРОЛЯ ДОСТУПА К СРЕДЕ СЕТЕЙ FAST ETHERNET

А.А. Шевченко, А.Г. Ветчинкин, Р.О. Масленников

*Нижегородский госуниверситет*

Современные электронные системы тесно интегрированы с глобальной сетью Интернет. Одной из основных технологий подключения различных типов устройств к сети Интернет является технология Ethernet. Технология Ethernet описывает два нижних уровня семиуровневой модели сетевого взаимодействия открытых систем OSI/ISO – физический и канальный уровни, реализация которых должна быть обеспечена в поддерживающих технологию Ethernet устройствах. Основным подходом, используемым в настоящее время, является применение специализированных интегральных схем для реализации функций физического уровня Ethernet и интеграция блока канального уровня (или блока контроля доступа к среде) в «систему на кристалле» разрабатываемого устройства.

В данной статье рассматривается разработка программно-аппаратного блока контроля доступа к среде (Medium Access Control – MAC) для сетей Fast Ethernet с пропускной способностью 100 Мбит/с. Созданный MAC блок поддерживает доступ к физической среде 100Base-T в дуплексном режиме с обеспечением целостности передаваемых и принимаемых данных. Архитектура блока оптимизирована для взаимодействия с другими высокоскоростными устройствами внутри «системы на кристалле», сокращения временных задержек при передаче данных между такими устройствами и минимизации занимаемой площади на кристалле.

Разработанный модуль контроля доступа к среде состоит из двух частей: аппаратной, реализующей его основные функции, и программной, служащей для интеграции в систему на кристалле на основе процессора NIOS II. Блок-схема аппаратной части модуля показана на рис. 1 и включает в себя передающий блок (блок 1), осуществляющий отправку данных в сеть Ethernet, приемный блок (блок 2), получающий данные из сети Ethernet, а также блок контрольных регистров (блок 3), хранящих служебную информацию о данных, передаваемых через модуль и параметры текущего состояния модуля. Для доступа к среде Ethernet 100Base-T и подключения к микросхеме физического уровня Ethernet используется интерфейс Media Independent Interface (МИ) [1]. Взаимодействие с другими компонентами «системы на кристалле» осуществляется с помощью интерфейсов Memory-Mapped Master и Memory-Mapped Slave шины Avalon [2].

Передающий (TX) блок включает в себя: контроллер прямого доступа к памяти (DMA), буфер памяти FIFO для передаваемых данных, преобразователь формата данных для интерфейса МИ, машину состояний, управляющую работой блока, и модуль подсчета контрольной суммы CRC-32. Принимающий (RX) блок содержит аналогичный набор функций и дополнительно схему проверки MAC-адреса назначения для принимаемого пакета и контрольный автомат для управления DMA. Использование двух машин состояний в блоке RX обеспечивает возможность

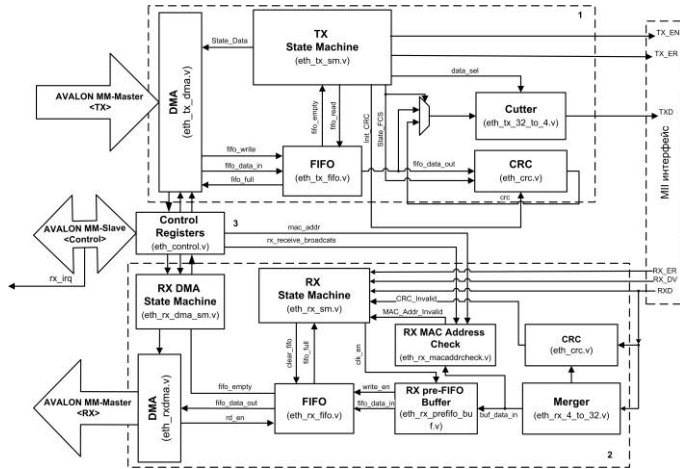


Рис. 1

приема следующего пакета данных, когда предыдущий пакет еще не полностью обработан устройством.

Аппаратная часть разработанного контроллера доступа к среде реализована с помощью языка описания цифровой аппаратуры Verilog HDL в виде отдельного сложно-функционального (СФ)-блока, который может быть использован в системах на кристалле на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) и специализированных интегральных схем. При реализации на ПЛИС Stratix II фирмы Altera были получены следующие характеристики разработанного MAC-блока: пропускная способность – 98,17 Мбит/с, максимальные частоты тактирования – 195,5МГц (основная системная частота), 185,5 МГц (частота тактирования блока интерфейса МII), объем внутренней памяти, используемый блоком– 26,11 Кбит, количество занимаемых логических элементов – 669.

Программная часть разработанного модуля (драйвер устройства) написана на языке программирования С и обеспечивает интеграцию разработанного MAC-модуля в систему на основе процессора Nios II. Драйвер устройства разработан для системного интер-

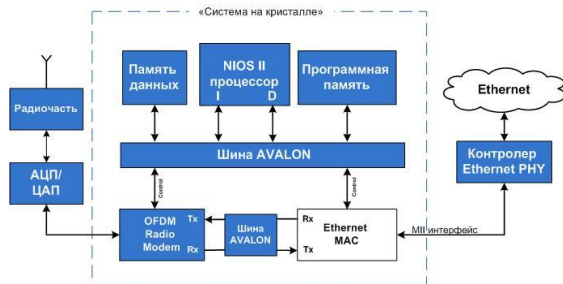


Рис. 2

фейса Altera Hardware Abstraction Layer (HAL) **Ошибка! Источник ссылки не найден.** Реализованы функции по отправке и получению данных, функции конфигурирования, другие функции, необходимые для работы контроллера совместно с другими периферийными компонентами.

Разработанный СФ-блок был использован в прототипе цифровой части радиорелейной сети типа «точка-точка» (рис. 2) в состав которой входили блоки процессора Nios II, памяти данных и программ, радио модем со скоростью передачи данных 100 Мбит/с и разработанный MAC-контроллер. Блоки были объединены с помощью шины Avalon. Проверка созданного блока контроллера доступа к среде в составе прототипа системы радиосвязи подтвердила основные характеристики блока и показала его применимость для использования в цифровых системах высокоскоростной передачи данных.

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России», государственный контракт 02.740.11.0003.

- [1] Стандарт IEEE 802.3-2008, Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) access method and Physical Layer specifications.
- [2] Avalon Interface Specifications, Altera, ver. 1.2, April 2009.
- [3] Nios II Software Developer's Handbook, Altera, November 2009.

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ СВЯЗИ WCDMA HSUPA ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РЕЖИМА ПРОСТРАНСТВЕННОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ**

**Шкерин М.В., Сычев А.В., Трушанин А.Ю., Масленников Р.О.**

*Нижегородский госуниверситет*

В условиях недостаточного частотного ресурса и при все возрастающих требованиях к скорости передачи данных возникает потребность в повышении спектральной эффективности систем радиосвязи для увеличения их пропускной способности. Одним из возможных решений данной проблемы является использование многоэлементных антенных решеток на передающем и приемном концах беспроводной линии связи и режима мультиплексирования нескольких параллельных пространственных потоков. Такие системы связи также называются MIMO (multiple input multiple output) системами [1, 2].

В данной работе исследуется система мобильной связи UTRAN WCDMA (Universal Terrestrial Radio Access Network Wideband Code Division Multiple Access) и ее подсистема HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), разработанная для пакетной передачи данных в восходящем (uplink) канале [3]. В настоящее время в системе UTRAN WCDMA режим параллельного пространственного мультиплексирования (MIMO) используется только в нисходящем (downlink) канале в подсистеме пакетной передачи данных HSDPA (High Speed Downlink Packet Access). Для дальнейшего развития системы связи UTRAN WCDMA актуальной является задача исследова-



ния возможности реализации режимов параллельной пространственной передачи данных также и в восходящем (uplink) канале WCDMA системы связи.

Применительно к системам WCDMA HSUPA рассматривается конфигурация MIMO с двумя передающими и двумя приемными антеннами. В настоящей работе предложены и проанализированы три возможные MIMO архитектуры (схемы).

Схема № 1 – одно кодовое слово (транспортный блок) одновременно передается по двум пространственным каналам.

Схема № 2 – два транспортных блока одновременно и независимо передаются через два пространственных канала. Преимущество данной архитектуры состоит в гибком независимом выборе схемы модуляции и кодирования для каждого пространственного потока, что позволяет адаптивно менять скорость передачи данных в каждом потоке и, тем самым, максимизировать пропускную способность.

Схема № 3 – одновременно передаются два транспортных блока, перемежающиеся между двумя пространственными каналами. Преимущество данной схемы в том, что канал распространения эквивалентен для обоих транспортных блоков. Это позволяет сохранить количество контрольной информации таким же, как в случае одной передающей антенны.

Для конфигурации антенн MIMO 2x2 также возможна организация разнесенной передачи в восходящем канале с использованием диаграммообразующих схем на обоих концах линии связи, при которой один транспортный блок передается по одному пространственному каналу (closed-loop – beamforming transmit diversity – CL-BFTD). Сравнение характеристик режимов MIMO должно осуществляться относительно режима CL-BFTD, как использующего ту же антенную конфигурацию, но без параллельной пространственной передачи.

Представленные типы архитектуры MIMO позволяют осуществлять быстрый контроль мощности и скорости передачи данных в петлях автоподстройки и адаптивно менять диаграммы направленности антенных решеток, что необходимо для эффективного использования MIMO режима в системе WCDMA.

Для исследования характеристик рассмотренных режимов передачи данных было использовано моделирование физического уровня и разработан соответствующий программный симулятор (LLS, Link Level Simulator).

На рисунке представлена полученная с помощью численного моделирования зависимость пропускной способности системы связи WCDMA HSUPA от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника при различных режимах передачи для модели канала связи Pedestrian A

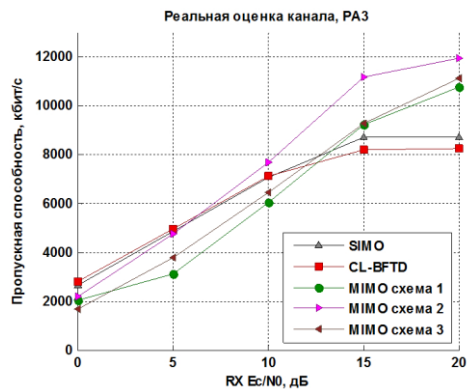


Рис.

3 км/ч. Можно видеть, что при ОСШ 15 и 20 дБ все три схемы дают существенный выигрыш в пропускной способности относительно режима CL-BFTD, при этом максимальный выигрыш достигается при использовании схемы № 2. При низких значениях ОСШ, схемы MIMO № 1 и № 3 проигрывают, а схема MIMO № 2 приблизительно эквивалентна режиму CL-BFTD.

Таким образом, в работе с помощью моделирования физического уровня проанализированы характеристики работы режима параллельного пространственного мультиплексирования (MIMO) с двумя параллельными пространственными потоками в системе связи WCDMA HSUPA и показана его эффективность при высоких (> 10 дБ) отношениях сигнал/шум на приемнике.

- [1] Sampath H., Stoica P., Paulraj A. // IEEE Trans. on Comm. 2001. V.49, No. 12. P.2198.
- [2] Paulraj A., Nabar R., Gore D. Introduction to space-time wireless communications. – Cambridge: Cambridge University Press, 2008.
- [3] Dahlman E. // IEEE Trans. on Vehicular Tech. 1998. V. 47, No.4. P.1105.

## ОЦЕНИВАНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА С ПОМОЩЬЮ ОБУЧАЮЩИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С НАИЛУЧШИМИ АВТО- И КРОСС-КОРРЕЛЯЦИЕЙ

**И.С. Сорокин, В.Т. Ермолаев**

*Нижегородский госуниверситет*

Рассматривается система связи, состоящая из  $N$  передающих и одной приемной антенны. Для оценивания импульсной характеристики (ИХ) канала применяются тестовые последовательности. В этой работе предлагается метод отбора тестовых последовательностей длиной в 26 бит с наилучшими авто- и кросс-корреляционными свойствами, а также сравнение их с последовательностями, используемыми в стандарте GSM.

### *Постановка задачи*

Принятую последовательность сигналов от  $N$  передающих антенн на приемной антенне можно представить в матричном виде следующим образом [1]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{H} + \mathbf{Z}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{X}$  –  $L$ -размерный вектор-столбец входных данных,  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_N]^T$  – обобщенная ИХ многолучевого канала,  $N$ -число антенн на передачу,  $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_N]$  – матрица, составленная из обучающих матриц каждого из каналов  $\mathbf{S}_i = (\mathbf{S}_{i,0}, \mathbf{S}_{i,1}, \dots, \mathbf{S}_{i,m})$ , которая в свою очередь состоит из обучающих векторов  $\mathbf{S}_{i,0} = (s_i(1), \dots, s_i(L), 0, \dots, 0)$ ,  $\mathbf{S}_{i,m} = (0, \dots, 0, s_i(1), \dots, s_i(L))$ ,  $\mathbf{Z}$  –  $L$ -размерный вектор-столбец шумов. Максимальная длина вектора  $\mathbf{X}$  вследствие многолучевого характера канала равна  $L_{\max} = L_s + m$ , где  $L_s$  – длина обучающей последовательности,  $(m+1)$  – длина ИХ каждого из каналов.

Если длина ИХ задана, то максимально правдоподобная ее оценка ИХ  $\mathbf{H}$  вычисляется по формуле[2]:

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{X}, \tag{2}$$

где  $\mathbf{M} = \mathbf{S}^H \mathbf{S}$  матрица Грамма, составленная из обучающих матриц каждого из каналов.

Для наиболее точного оценивания ИХ необходимо обеспечить выбор тестовой последовательности с наилучшими авто- и кросс-корреляционными свойствами.

*Отбор наилучшей обучающей последовательности в случае одной передающей антенны*

В данном случае матрица Грамма  $\mathbf{M}$  состоит из обучающих последовательностей. Чтобы обеспечить высокую точность оценивания ИХ, необходимо выбрать последовательности с наилучшей автокорреляционной функцией, т.е.  $\alpha = \det(\mathbf{M})/L_s^{m+1}$ ,  $\alpha \rightarrow 1$ . Длина ИХ была задана равной 6. Из всего множества последовательностей  $2^{26}$  (67108864) были отобраны те последовательности, которые имеют максимальное значение  $\alpha = 0,9867$ . Таких последовательностей нашлось 29552. Одна из них продемонстрирована  $\mathbf{S} = [-1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$ . Используем ее для оценивания ИХ с помощью (2). Для сравнения сделаем оценку ИХ канала с последовательностью  $\mathbf{S} = [1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1]$ , для которой  $\alpha = 0,1640$ . Для данных последовательностей на рис. 1 сплошной и прерывистой линией соответственно продемонстрированы вероятностные характеристики ошибки оценивания ИХ. По горизонтальной оси откладывается модуль ошибки оценивания ИХ  $|\Delta \mathbf{H}|$ , а по вертикальной оси вероятность появления ошибки меньше соответствующей величины. Дисперсия комплексного шума  $\sigma_0^2 = 1$ .

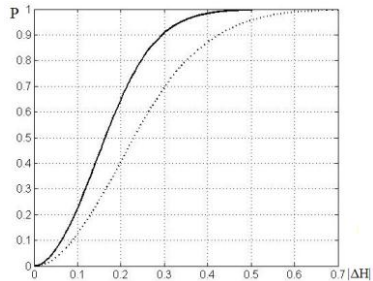


Рис. 1

*Отбор наилучшей обучающей последовательности в случае нескольких передающих антенны*

Для осуществления разнесенной передачи данных и точного оценивания ИХ каждого из канала необходимо свести к минимуму влияние остальных каналов. Поэтому набор используемых последовательностей должен обладать хорошими кросс-корреляционными свойствами. Ставилось жесткое условие: значения не нормированных кросс-корреляционных функций на длине ИХ не должно превышать по модулю 1. Таких последовательностей из всего множества ( $2^{26}$ ) нашлось 122 пары. Одна из них такова:  $\mathbf{S}_1 = [-1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$   $\mathbf{S}_2 = [-1 \ 1 \ -1 \ -1$

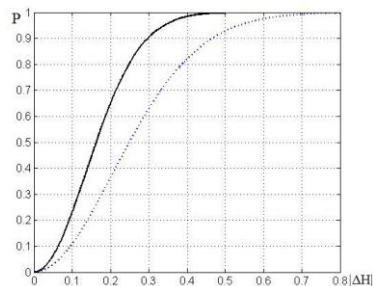


Рис. 2

-1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1]. Вероятностная характеристика оценивания для данного набора изображена на рис. 2 (сплошная линия). Для сравнения построим аналогичную характеристику для последовательностей использующихся в GSM-стандарте (рис. 2 прерывистая линия). Дисперсия комплексного шума  $\sigma_0^2=1$ . Данные последовательности имеют преимущество перед существующими в GSM-стандарте.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России», государственный контракт 02.740.11.0003.

[1] Сорокин И.С. Ермолаев В.Т. //В кн.: Тр. XIV-й научн. конф. по радиофизике /Ред. А.В.Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2010, с.238.

[2] Shiann-Jeng Yu. //Signal Proces. 2003. V. 83. P. 2631.

## **РАЗРАБОТКА БЛОКА ЭКВАЛИЗАЦИИ ДЛЯ ПРИЕМНИКА ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ DVB-T**

**А.Ю. Трушанин, М.А. Шашанов, Р.О. Масленников**

*Нижегородский госуниверситет*

Стандарт DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) является стандартом цифрового телевидения, выбранным для использования многими странами, включая Россию, что делает задачи изучения системы DVB-T и проектирования соответствующего оборудования актуальными. Данная работа посвящена разработке аппаратного блока эквализации для приемника цифрового телевидения DVB-T.

Основными причинами искажения сигнала в системе DVB-T являются аддитивный белый гауссовский шум и многолучевость канала связи, то есть прием множества переотраженных и задержанных на различное время копий передаваемого сигнала. Наличие защитного интервала (циклического префикса) и использование OFDM модуляции со многими ортогональными поднесущими позволяет свести эффекты многолучевости канала к умножению каждой поднесущей на некоторое комплексное число – отсчет спектральной переходной характеристики канала на частоте данной поднесущей. Сказанное выше справедливо при условии, что длина защитного интервала не меньше максимальной задержки луча, а приемник и передатчик синхронизированы во временной и частотной областях, что в реальной системе, как правило, выполняется с достаточной степенью точности [1].

Под задачей эквализации сигнала в приемном устройстве в широком смысле можно понимать задачу оптимальной оценки переданных отсчетов сигнала по принятым отсчетам искаженного сигнала. Однако система DVB-T работает в области достаточно высоких ОСШ, поэтому применим квазиоптимальный подход, заключающийся в полном устранении мультипликативных искажений, вызванных многолучевостью, без учета изменения дисперсии шума (приближение zero-forcing).

Для решения поставленной задачи в приемнике DVB-T используется аппаратный эквалайзер, реализующий алгоритмы оценки спектральной характеристики

канала связи и эквализации полезного сигнала. Для оценки частотной передаточной функции канала в структуре кадра системы DVB-T предусмотрен набор выделенных поднесущих, на которых передаются известные приемнику пилотные сигналы. Полученные с помощью этих сигналов значения оценки канала на пилотных поднесущих фильтруются и интерполируются во временной и частотной области для получения отсчетов характеристики канала на всех поднесущих и всех OFDM символах. В данной работе был разработан алгоритм фильтрации и интерполяции частотной характеристики канала связи с использованием фильтра Винера, работающего по критерию минимума среднеквадратической ошибки (LMMSE) [2]. После получения оценки спектральной характеристики канала, отсчеты сигнала на полезных поднесущих делаются на значения оценки, что позволяет устранить амплитудные и фазовые искажения.

Для уменьшения аппаратной сложности приемника был сделан ряд упрощающих предположений. Во временной области (между OFDM символами) используется линейная интерполяция, а фильтрация Винера применяется только в частотной области. Предполагается, что априорная плотность вероятности распределения отсчетов импульсной характеристики равномерна на времени защитного интервала. Коэффициенты фильтра полагаются действительными числами, а порядок фильтра ограничивается числом 13. Это позволяет синтезировать фильтры в частотной области, как КИХ фильтры нижних частот (ФНЧ) с требуемой полосой пропускания, зависящей от ожидаемой эффективной длительности импульсной переходной характеристики.

Исследования описанного алгоритма с помощью программного симулятора показывают, что деградация ОСШ из-за реальной оценки канала при использовании данного метода интерполяции составляет 0,6 – 0,9 дБ в рабочем диапазоне ОСШ.

На основании разработанного алгоритма был спроектирован эквалайзер на языке описания аппаратуры Verilog. Общая архитектура блока показана на рисунке.



Рис.

Все арифметические операции были реализованы как операции с фиксированной точкой. При этом для входного сигнала была выбрана разрядность 10 бит, для выходного – 8 бит, для передачи инвертированной оценки канала – 15 бит и для

коэффициентов фильтра Винера – 12 бит. В результате отношение сигнал-шум квантования для выходных данных составляет 35 дБ, а добавочная деградация ОСШ из-за использования операций с фиксированной точкой не превышает 0,07 дБ.

Таким образом, был разработан аппаратный эквалайзер для приемника системы цифрового телевидения DVB-T, удовлетворяющий необходимым требованиям точности, скорости работы и используемых аппаратных ресурсов.

Данная работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры России», государственный контракт 02.740.11.0003.

- [1] Speth M., Fechtel S.A., Fock G., Meyr H. // IEEE Trans. on Comm.. 2001. V.49, No.4. P.571.
- [2] Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory –New Jersey: Prentice-Hall, 1993. P.379.

## **РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО СИМУЛЯТОРА СИСТЕМНОГО УРОВНЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ WCDMA HSUPA**

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

*Нижегородский госуниверситет*

Сложность современных систем беспроводной связи и необходимость учета взаимного влияния параллельно работающих базовых станций и мобильных устройств делает актуальной задачу разработки программного обеспечения (симулятора), моделирующего работу всей системы из многих пользователей и базовых станций в целом.

Целью данной работы является разработка симулятора системного уровня (SLS, System Level Simulator) для системы WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) HSUPA (High Speed Uplink Packet Access).

Симулятор был спроектирован с применением объектно-ориентированного подхода. UML-диаграмма классов симулятора (первый уровень) изображена на рис. 1. Использование объектной ориентированности позволяет существенно повысить гибкость данной программной разработки, улучшить переносимость отдельных модулей и упрощает модификацию и расширение функциональности симулятора. Для реализации SLS симулятора был выбран язык программирования C++.

Классы симулятора можно объединить в три основные группы, которые являются базовыми компонентами SLS: модель развертывания системы связи (Deployment), интерфейс между физическим и системным уровнями (Link-to-system Mapping, PHY Abstraction) и модуль, реализующий системные алгоритмы, такие как алгоритмы планирования, гибридного перезапроса H-ARQ и др.

Основной задачей модели развертывания системы связи является генерация импульсных характеристик каналов между всеми базовыми станциями и пользователями в произвольные моменты времени. При этом учитываются геометрическое расположение пользователей и базовых станций, конфигурации антенных реш

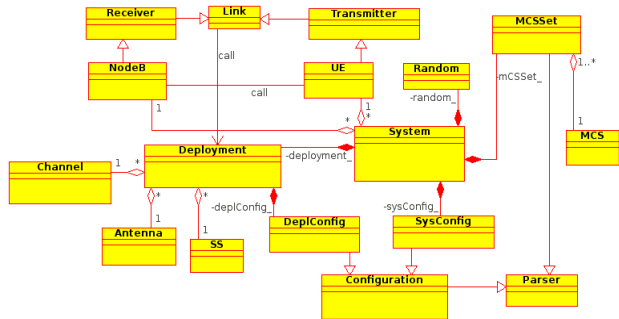


Рис. 1

еток, диаграммы направленности антенн и их поляризация, многолучевость каналов связи, затухание сигнала вследствие его распространения и движение пользователей.

Интерфейс между физическим и системным уровнями используется для точного предсказания успешности приема пакетов в системе и заменяет полное прямое моделирование всех радиосоединений, что необходимо из-за слишком больших вычислительных затрат в последнем случае. Для предсказания блочовой ошибки интерфейс разработанного симулятора использует текущие параметры работы системы, а также импульсные характеристики каналов связи и корреляционные свойства сигналов и помех для аналитического вычисления эффективного отношения сигнал/шум (ОСШ) в приемнике. Далее ОСШ используется для нахождения вероятности блочовой ошибки с помощью табулированных зависимостей, полученных с помощью симулятора физического уровня в канале с аддитивным белым гауссовским шумом без временной дисперсии.

Наличие модели развертывания и интерфейса между физическим и системным уровнями позволяет включать в моделирование системные алгоритмы, в частности, планирование пространственно-временных ресурсов, алгоритмы гибридного перезапроса HARQ, контроля мощности, алгоритмы пространственной обработки сигнала. Это позволяет создать законченный симулятор системного уровня и с его помощью измерять различные характеристики работы системы. К таким характеристикам

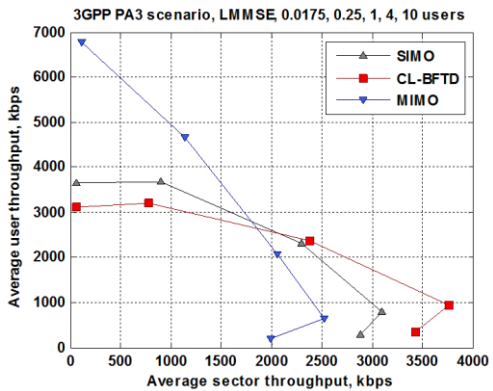


Рис. 2

относятся средние значения и интегральные распределения пропускных способностей пользователей и базовых станций, излучаемых и принимаемых мощностей и т.д. При этом поддерживается возможность независимой настройки множества параметров моделирования (таких как число пользователей, сценарий моделирования, конфигурация антенных решеток, тип эквалайзера, режим пространственной обработки сигнала) и алгоритмов системы.

В качестве примера результатов моделирования на рис. 2 представлены зависимости средней пропускной способности пользователя от средней пропускной способности сектора базовой станции при различном числе пользователей на сектор для трех режимов пространственной обработки.

Таким образом, разработан симулятор системного уровня для системы мобильной связи WCDMA HSUPA, позволяющий изучать различные аспекты работы системы. Получаемые результаты широко востребованы и могут применяться для исследования перспективных технологий передачи информации, при стандартизации систем связи, проектировании оборудования и развертывании сетей мобильной связи.

## **РАЗРАБОТКА И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ПЛАНИРОВАНИЯ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ТРЕТЬЕГО ПОКОЛЕНИЯ WCDMA HSUPA**

**М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин, Р.О. Масленников**

*Нижегородский госуниверситет*

В современных системах мобильной связи возникает задача планирования (эффективного распределения) разделяемых ресурсов (частотных, временных, кодовых, пространственных) между пользователями системы. Критериями эффективности, как правило, служат средняя пропускная способность пользователя и степень равномерности распределения ресурсов (справедливость). Данная работа посвящена разработке алгоритма планирования для системы мобильной связи третьего поколения WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), в частности для ее подсистемы пакетной передачи данных в восходящем (uplink) канале HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), а также анализу различных стратегий планирования.

В системе HSUPA параллельная передача сигнала не ортогональна между различными пользователями и вызывает взаимные помехи. Для контроля уровня помех необходимо поддерживать постоянное превышение суммарной принимаемой мощности на базовой станции (БС) над мощностью теплового шума (Rise Over Thermal, RoT). Таким образом, суммарная принимаемая мощность сигнала на БС становится, наряду со временем, разделяемым ресурсом системы. Требования к HSUPA на высокую пропускную способность при передаче разреженного пакетного трафика диктуют выбор принципа временного разделения (Time Division Multiplexing – TDM). Его суть заключается в том, что в каждый момент времени (временной интервал длиной 2 мс) из группы планируемых пользователей выбирается один, которому назначается практически полный ресурс мощности, в то время как остальные получают ресурсы, необходимые только для поддержания соединения.



Выделенного пользователя можно определять с помощью различных стратегий. При использовании стратегии Round-Robin выделенный пользователь определяется случайно из группы ассоциированных к данной БС пользователей. Это простейший случай равновероятного распределения ресурсов с наибольшей справедливостью.

Однако необходимо принять во внимание, что в системе HSUPA используется алгоритм быстрой подстройки передаваемой мощности для поддержания требуемого уровня вероятности блоковой ошибки (BLER) и отношения сигнал/шум (ОСШ), поэтому передаваемая мощность вблизи края соты будет значительно больше, чем в центре соты. Для повышения средней пропускной способности за счет понижения уровня помех между сотами можно планировать меньшую мощность для пользователей на краях соты и большую – в центре соты. Для этого в стратегии Proportional Fairness выбирается пользователь с максимальным значением метрики  $\mu$ , которая вычисляется по формуле:

$$\mu_i = \frac{1}{T_i^{average} \cdot \lg\left(\frac{P_{tx}^{pilot(i)}}{P_0}\right)},$$

где  $T_i^{average}$  – усредненное с помощью экспоненциального окна забывания значение пропускной способности данного пользователя,  $P_{tx}^{pilot(i)}$  – величина передаваемой мощности пилотного сигнала, а  $P_0$  – нормировочная мощность (константа).

С помощью программного симулятора системного уровня были исследованы две указанные стратегии планирования при следующих параметрах: сценарий 3GPP macrocell, модель канала PA3, целевой BLER – 1% после 4-й попытки передачи, целевой RoT 15 дБ, режим передачи SIMO.

Результующими графиками являются зависимость средней пропускной способности пользователя от средней пропускной способности сектора БС (рис. 1) при различном числе пользователей на сектор БС (0,25; 1; 4; 10) и интегральные функции распределения пропускной способности пользователей (рис. 2).

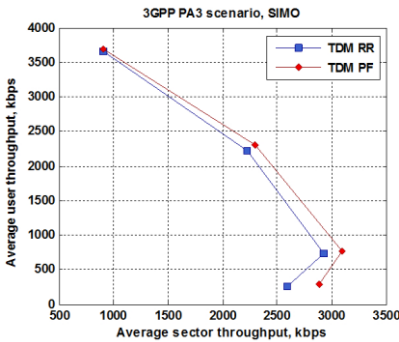


Рис. 1

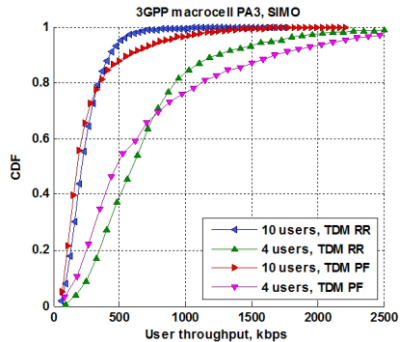


Рис. 2

Из полученных результатов следует, что критерии максимизации средней пропускной способности и равномерности распределения ресурсов являются противоречивыми и нельзя

сделать однозначный выбор в пользу какой-либо стратегии. При использовании Proportional Fairness среднее значение пропускной способности пользователя выше, но увеличивается разброс значений пропускной способности. Так например, при 10 пользователях на сектор БС выигрыш в средней пропускной способности пользователя составляет 11%, но 76% пользователей имеют ухудшение пропускной способности и только 24% лучших пользователей имеют существенный выигрыш, который влияет на среднее значение. Таким образом, выбор стратегии планирования и ее параметров должен определяться в каждом случае конкретными требованиями к системе.

## РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ РЕСУРСОВ И УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕДАВАЕМОЙ МОЩНОСТЬЮ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

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

*Нижегородский госуниверситет*

Пропускная способность современных систем сотовой связи ограничена высоким уровнем взаимной интерференции, возникающей при одновременной передаче сигналов базовыми станциями (БС) в одной полосе частот. Перспективным способом повышения эффективности их работы в нисходящем канале связи является согласованное управление уровнем передаваемой мощности внутри набора кооперирующих БС. В данной работе предлагается алгоритм совместного распределения временных ресурсов мобильным станциям (МС) и управления передаваемой мощностью БС, исследуется его эффективность при помощи моделирования работы широкополосной системы связи для сценария развертывания городских микросети [1].

Базовым методом распределения частотно-временных ресурсов в беспроводных системах связи является метод «пропорциональной справедливости», согласно которому выбор МС для обслуживания в каждый момент времени осуществляется на основе максимизации метрики:

$$M_i = \frac{T_{inst,i}}{[T_{aver,i}]^\alpha}, \quad (1)$$

где  $T_{inst,i}$  – мгновенная пропускная способность канала связи между БС и  $i$ -ой МС;  $T_{aver,i}$  – средняя пропускная способность для  $i$ -ой МС;  $\alpha$  – параметр, регулирующий справедливость распределения ресурсов. Значение мгновенной пропускной способности канала от БС к МС зависит от соотношения мощностей полезного и помеховых сигналов:

$$T_{inst,i} = \log_2 \left( 1 + \frac{p_j \cdot L_{j,i}}{\sum_{k \neq j} p_k \cdot L_{k,i} + p_{noise}} \right), \quad (2)$$

где  $p_n$  – передаваемая мощность от  $n$ -ой БС,  $p_{noise}$  – мощность теплового шума,  $L_{m,n}$  – коэффициент затухания сигнала от  $m$ -ой БС к  $n$ -ой МС;  $i$  – индекс рассматриваемой МС,  $j$  – индекс обслуживающей БС,  $k$  – индексы всех интерферирующих БС.

Рассмотрим задачу нахождения оптимального распределения передаваемой мощности ( $P_{opt}$ ) для набора кооперирующих БС с точки зрения максимизации суммарной метрики (1):

$$P_{opt} = \arg \max_P \sum_{i=1}^{N_c} M_i(P) \quad , \quad (3)$$

$$P_{\min} \leq P_i \leq P_{\max}, i = 1, \dots, N_c$$

где  $N_c$  – количество кооперирующих БС;  $P = [P_1, \dots, P_{N_c}]$  – вектор значений мощностей, излучаемых каждой из кооперирующих БС;  $P_{\min}, P_{\max}$  – минимальное и максимальное значения излучаемой мощности. В силу того, что данная оптимизационная задача является невыпуклой, для нее не существует эффективного алгоритма поиска глобального экстремума [2]. Поэтому здесь рассматривается субоптимальный алгоритм решения задачи (3) на основе покоординатного поиска экстремума.

Для решения задачи распределения ресурсов в системе связи был исследован следующий итеративный алгоритм:

1. Вычисляются метрики (1) для всех МС в предположении, что все БС передают с мощностью, описываемой вектором  $P$  (на первой итерации предполагается передача на максимальном уровне мощности).
2. На каждой из БС выбираются МС с максимальной метрикой (1).
3. Для выбранного набора МС производится поиск оптимального вектора мощностей БС  $P_{opt}$ , максимизирующего суммарную метрику (3).
4. В случае, если суммарная метрика (1) возросла, то шаги 1–3 повторяются для  $P = P_{opt}$ . В обратном случае МС считаются выбранными, и БС осуществляют передачу с выбранными мощностями  $P$ .

Эффективность работы предложенного алгоритма была оценена при помощи моделирования работы 3GPP LTE системы связи на системном уровне [3]. На рисунке представлено сравнение интегральных функций распределения средней пропускной способности МС для случаев отсутствия оптимизации мощности и случая совместного управления мощностью девяти БС. Выигрыш от применения предложенного алгоритма составил порядка 12% для среднего значения средней пропускной способности. Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что совместное распределение ресурсов и оптимизация мощности способствуют повышению спектральной эффективности сотовых систем связи.

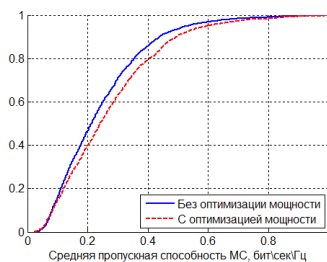


Рис.

- [1] Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-Advanced / Technical Report ITU-R M.2135, 2008.
- [2] Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. – Cambridge University Press, 2004, p. 716.
- [3] Khoryaev A., Chervyakov A., Shilov M., Pantelev S., Papathanassiou A., Maltsev A. // Proc. of CNS'11 Symp. 2011.