

БИОНИКА И СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ СТАТИСТИКИ ОБОБЩЕННОГО ОТНОШЕНИЯ ПРАВДОПОДОБИЯ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА

А.М. Шукова, О.В. Болховская

Нижегородский госуниверситет

Целью работы являлось исследование основных принципов обработки сигналов с помощью метода обобщенного отношения правдоподобия и характеристик соответствующих решающих статистик на конкретных примерах. Решающие статистики (тест-статистики), получаемые на основе обобщенного отношения правдоподобия, принято для краткости называть GLR (Generalized Likelihood Ratio) статистиками.

При использовании этого метода по имеющимся наблюдениям предварительно отыскиваются максимально правдоподобные оценки всех или части неизвестных параметров сигналов и шумов, и затем эти оценки подставляются в отношение правдоподобия в качестве «истинных» значений неизвестных параметров.

Рассматривалась узкополосная антенная решетка, состоящая из p элементов, с произвольным расположением датчиков. Сигналы с элементов антенны образуют p -мерный вектор:

$$\bar{z} = (z_1, z_2, \dots, z_p).$$

Результат проведения N наблюдений приема сигнала антенной решеткой может быть записан в виде вектора с нулевыми средними значениями и ковариационной матрицей Σ с компонентами:

$$\bar{z}^{(1)}, \bar{z}^{(2)}, \dots, \bar{z}^{(N)}.$$

Задача обнаружения узкополосного пространственно-коррелированного полезного сигнала антенной решетки формируется как задача различения двух гипотез: 1) нулевая гипотеза (только шум): $H_0: \Sigma = \Sigma_0$; 2) альтернативная гипотеза (сигнал и шум): $H_1: \Sigma \neq \Sigma_0$.

Обобщенное отношение правдоподобия для сформулированной задачи можно записать в виде:

$$\Lambda = \frac{\max_{\Sigma \in \omega} L(0, \Sigma)}{\max_{\Sigma \in \Omega} L(0, \Sigma)}$$

где

$$L(0, \Sigma) = \frac{1}{|\Sigma|^N \pi^{pN}} \exp \left[- \sum_{\alpha=1}^N z^{(\alpha)*} \Sigma^{-1} z^{(\alpha)} \right]$$

– функция правдоподобия для комплексного гауссовского распределения, Ω – подобласть, соответствующая гипотезе H_0 в полном пространстве параметров Ω .

GLR тест-статистика имеет различный вид в зависимости от априорной информации о шумовом фоне. При обнаружении сигнала на фоне пространственно-неоднородного шума с неизвестными мощностями решающую статистику можно представить в следующем виде:

$$\Lambda = \frac{\max_{0, \Sigma_0} L(0, \Sigma)}{\max_{0, \Sigma} L(0, \Sigma)} = \frac{|\hat{\Sigma}_{\Omega}|^N}{\prod_{i=1}^p (\hat{\sigma}_{ii}^2)^N} = \frac{|A|^N}{\prod_{i=1}^p (a_{ii})^N}$$

Так как и числитель, и знаменатель возводятся в одну и ту же степень N (а это является монотонным преобразованием) то статистику можно привести к более удобному виду:

$$V_1 = \frac{|A|}{\prod_{i=1}^p (a_{ii})}$$

При обнаружении многомерного полезного сигнала на фоне однородного шума неизвестной мощности:

$$V_2 = \frac{|A|}{\left(\frac{SpA}{p}\right)^p}$$

В работе был проведен сравнительный анализ двух тест-статистик и смоделированы различные ситуации приема сигнала (при различном количестве элементов решетки, выборках, различных входных параметров сигнала).

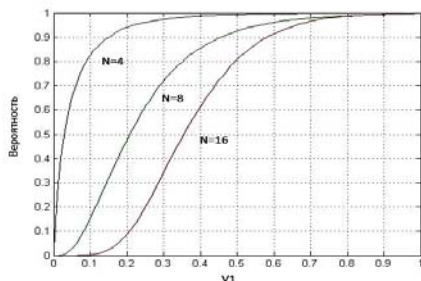


Рис. 1. Интегральные функции распределения статистики V_1 в линейном масштабе при амплитуде входного сигнала $A_{in}=1$

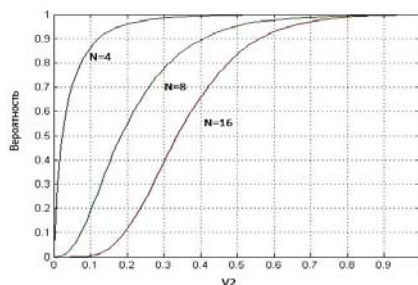


Рис. 2. Интегральные функции распределения статистики V_2 в линейном масштабе при амплитуде входного сигнала $A_{in}=1$

В дальнейшем полученные результаты будут использованы для определения пороговых значений (критерий Неймана-Пирсона), сравнение с которыми дает возможность говорить о наличии или отсутствии полезного сигнала в наблюдаемой реализации входного процесса.

- [1] Mac Kay S. Fundamentals of statistical signal processing. Detection theory. – Prentice Hall PTR, 1998.
- [2] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983, 319 с.

- [3] Болховская О.В. Анализ характеристик обнаружения многомерных сигналов на основе обобщенного отношения максимального правдоподобия в случае коротких выборок – Н. Новгород: ННГУ, 2004, 101 с.

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ В ТЕРАГЕРЦОВЫХ ДИОДАХ ШОТТКИ

М.Р. Киселёв, А.В. Ключев, Е.И. Шмелев, А.В. Якимов, Е.В. Волкова,
Е.А. Тарасова, Д.С. Демидова, Е.С. Оболенская, А.Ю. Чурин,
С.В. Оболенский

Нижегородский госуниверситет

Диоды Шоттки находят широкое применение в современной радиоэлектронике. В настоящей работе исследован $1/f$ шум в TiAu/GaAs диодах Шоттки, используемых в детекторах. 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 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.

Токовая зависимость спектра шума в этом случае имеет максимум [1].

На рис. 1 в качестве примера представлена ВАХ диода № 1. Точки – экспериментальные данные. Сплошная линия – результат полной аппроксимации. Штриховыми линиями на рисунке показаны основная компонента тока через образец I_d и токи линейной I_l и нелинейной утечки 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 №1) приведено на рис. 2.

На рис. 3 точками показаны экспериментальные данные для значений спектра шумового напряжения на частоте 10 Гц в зависимости от полного тока I диода № 1. Модели линейной и нелинейной утечек (показаны на рис. 3 пунктиром) описывают экспериментальные данные во всей области токов. Аналогичные результаты получены для всех исследованных образцов.

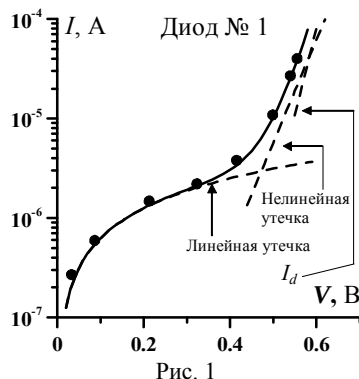


Рис. 1

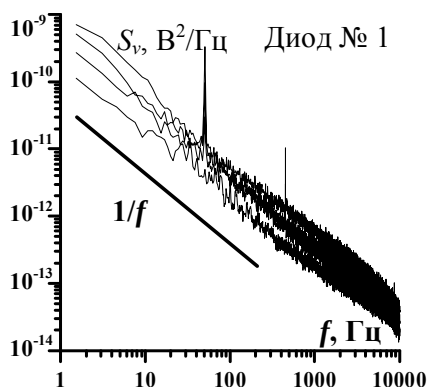


Рис. 2

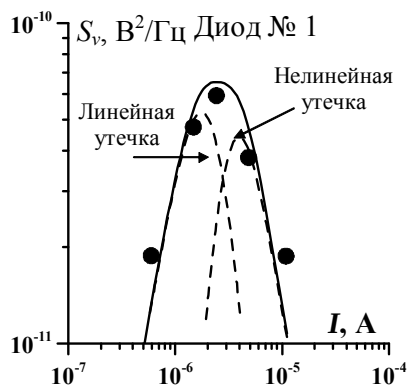


Рис. 3

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России (государственное задание Минобрнауки России в 2012 году и в плановом периоде 2013 и 2014 годов), НИР «Исследование сложных объектов различной физической природы современными радиофизическими методами» (регистрационный номер 2.1615.2011).

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

ПРИМЕНЕНИЕ ДВУМЕРНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК ДЛЯ ПОКРЫТИЯ СТАДИОНА МОБИЛЬНОЙ СЕТЬЮ LTE

**М.М. Вечканов, О.И. Тестов, А.О. Антипова, А.Ю. Трушанин,
Р.О. Масленников**

Нижегородский госуниверситет

В условиях стремительного роста мобильного трафика становится актуальной проблема обеспечения высокого уровня сервиса мобильным пользователям в местах массового скопления людей. В качестве такого места в работе рассматривается стадион вместимостью 30 тыс. зрителей. Существующая на данный момент сеть макробазовых станций не способна обеспечить высокий уровень сервиса, особенно в восходящем канале системы связи. В настоящей работе исследуется возможность увеличения пропускной способности сети путём секторизации трибун стадиона (формирования отдельных секторов с помощью антенных решеток).

В качестве модели стадиона предполагается классический стадион овальной формы размерами 210×186 метров с конусообразными трибунами. Антенные решетки устанавливаются над внешней границей трибун на высоте 4 метра. В работе рассматривается применение плоских прямоугольных фазированных антенных решёток, состоящих из пар ортогонально поляризованных антенных элементов. Каждый антенный элемент имеет параболическую диаграмму направленности с шириной главного лепестка 60° по уровню -3 дБ как по азимутальному углу, так и по углу места. Прочие параметры антенных решеток представлены в табл. 1.

Табл. 1

Параметр	Схема 1	Схема 2	Схема 3	Схема 4
Число ант. решеток	8	4	4	2
Фокусировка решетки	Противоп. трибуны	Противоп. трибуны	Ближайш. трибуны	Ближайш. трибуны
Число ант. элем. (в.×г.)	10×8	10×16	10×16	10×16
Гор. расст. между элем.	λ	$\lambda/2$	$\lambda/2$	$\lambda/2$
Верт. расст. между элем.	$0,9\lambda$	$0,9\lambda$	$0,9\lambda$	$0,9\lambda$
Число сект. на решетку	5	7	11	17

Освещаемая поверхность трибун разделена на набор секторов. Каждый сектор соответствует отдельному лучу, сформированному антенной решеткой (т.е. определенному весовому вектору антенной решетки). Веса выбраны таким образом, чтобы обеспечить когерентное сложение сигналов со всех элементов в центре образуемого сектора. Сигналы, соответствующие различным поляризациям, обрабатываются решеткой независимо (с одинаковыми весами) и подаются на вход цифровой части базовой станции.

В работе были рассмотрены 4 схемы освещения стадиона, представленные в табл. 1 (здесь и далее λ – длина волны, соответствующая частоте несущей).

Количество секторов для каждой схемы было оптимизировано для максимизации пропускной способности системы.

Анализ эффективности применения различных схем выполнялся с помощью моделирования системного уровня восходящего канала мобильной сети LTE Release 8. Моделирование проводилось для 300 активных пользователей с насыщенным трафиком, равномерно распределённых по трибунам. В качестве модели радиоканала между антенной пользователя и каждым антенным элементом решетки рассматривался единственный луч прямой видимости с потерями в свободном пространстве, отражённые лучи не рассматривались. Для передачи в системе используется спектральная полоса шириной 20 МГц и с частотой несущей 2 ГГц. Предполагается планировщик системы со случайным и равномерным распределением частотного ресурса между пользователями (round-robin). В цифровой части для обработки сигналов различных поляризааций предполагается линейный приемник, работающий по критерию минимума среднеквадратической ошибки.

Результаты моделирования представлены в табл. 2.

Табл. 2

Схема	Квантили проп. спос. пользователя, Мбит/с				Средняя проп. спос. пользователя, Мбит/с	Суммарная проп. спос. системы, Мбит/с	Спектр. эфф., бит/с/Гц/сектор
	5%	10%	50%	90%			
1	0,69	0,93	2,09	4,04	2,34	702	0,88
2	0,95	1,19	2,28	3,85	2,46	738	1,32
3	1,47	1,85	3,74	7,43	4,33	1299	1,48
4	0,80	1,05	2,49	5,14	2,92	876	1,29

Сравнение схем 1 и 2–4 показывает, что горизонтальное расстояние между элементами решётки $\lambda/2$ существенно эффективнее, чем расстояние λ ввиду отсутствия боковых лепестков диаграммы направленности. Сравнение схем 2 и 3 показывает, что фокусировка лучей антенных решёток на ближайшие трибуны обеспечивает более высокую пропускную способность, т.к. при одинаковых параметрах решетки такое решение обеспечивает меньшую площадь секторов и, соответственно, большее число секторов на стадион. Увеличение числа секторов приводит к более эффективному пространственному разделению пользователей. Сравнение схем 3 и 4 показывает, что использование четырех антенных решеток обеспечивает более высокую эффективность работы системы, однако использование схемы 4 требует вдвое меньше оборудования.

Результаты проведенного исследования показывают высокую эффективность применения фазированных антенных решеток для секторизации трибун стадиона при развертывании мобильной сети LTE. Дополнительным преимуществом такого решения является относительная простота развертывания, т.к. антенные решетки могут быть расположены на осветительных мачтах стадиона. Суммарная пропускная способность сети стадиона в восходящем канале при использовании описанного подхода достигает 1,3 Гбит/с, что гарантирует высокое качество сервиса для зрителей, использующих мобильную связь.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ КАНАЛА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РАБОТЫ СИСТЕМЫ HSUPA В РЕЖИМЕ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

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

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время наблюдается постоянный рост требований к пропускной способности современных систем мобильной связи. Для увеличения пиковой пропускной способности основных систем 3-го и 4-го поколения реализуется поддержка технологий высокоскоростной передачи данных, таких как модуляции высоких порядков (64-QAM) и параллельное пространственное мультиплексирование (Multiple Input Multiple Output – MIMO).

В то же время применение режимов высокоскоростной передачи данных накладывает ограничение на эффективность работы алгоритмов синхронизации и оценивания канала. Данная работа посвящена анализу влияния точности оценки импульсной характеристики многолучевого канала распространения сигнала на характеристики работы системы UTRA HSUPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Uplink Packet Access) [1] в перспективных режимах высокоскоростной передачи данных.

Традиционным методом оценивания канала является подход, основанный на простой корреляции принимаемого сигнала с известной пилотной последовательностью (Rake). Данный алгоритм стабильно работает при низких значениях отношения сигнал-шум (ОСШ) и имеет незначительную вычислительную сложность. Однако при работе системы связи в диапазоне высоких значений ОСШ (более 10 дБ), точность корреляционного метода оценки канала начинает уменьшаться в связи с ростом собственных помех, что в конечном итоге приводит к потерям в производительности системы. К собственным помехам в рассматриваемой системе можно отнести помехи, вызванные автокорреляцией обучающей последовательности и взаимными помехами между каналами с данными. ~~С целью преодоления недостатков традиционного алгоритма~~ был разработан более сложный алгоритм оценивания канала. Предложенный метод основан на теории байесовского линейного оценивания по критерию минимума среднеквадратической ошибки (Linear Minimum Mean Square Error – LMMSE) [2]:

$$\varepsilon = \left\langle \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right)^H \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right) \right\rangle, \quad (1)$$

где $\hat{\mathbf{h}}$ – оцененная импульсная характеристика канала; $\mathbf{h}$ – реальная импульсная характеристика канала.

Основные преимущества байесовского оценивания заключаются в совместном учете корреляционных свойств обучающей последовательности, помех от каналов с данными, а также априорной информации о корреляционных свойствах самой оцениваемой импульсной характеристики. В результате ошибка оценивания минимизируется с учетом свойств помех. Недостатками алгоритма являются его существенная вычислительная сложность и необходимость производить оценку корреляционных свойств помех.

Исследование эффективности работы рассматриваемых алгоритмов проводилось при помощи программного симулятора физического уровня для системы мобильной связи HSUPA. Моделирование выполнялось при следующих условиях: модели канала связи Pedestrian A и Vehicular A [3], скорость мобильной станции 3 км/ч, мощность пилотных каналов относительно канала с данными 10%, модуляции канала с данными QPSK, 16-QAM и 64-QAM, конфигурации антенн 1×2 и 2×2 , режимы без параллельного мультиплексирования и с параллельным мультиплексированием. Для оценки эффективности работы различных алгоритмов оценивания дополнительно было проведено моделирование с точным знанием импульсной характеристики (ИХ) канала на приемнике.

На рисунке представлены результаты моделирования в виде зависимости пропускной способности соединения в системе от ОСШ на входе приемника для различных методов оценивания канала и режима MIMO.

Полученные результаты показывают, что при ОСШ менее 10 дБ оба метода оценивания канала и знание ИХ обеспечивают приблизительно одинаковую пропускную способность. Такое поведение объясняется тем, что основной помехой является аддитивный белый гауссовский шум, а собственные помехи малы. В области ОСШ более 10 дБ преобладают собственные помехи, в связи с этим кривая корреляционного подхода выходит на постоянный уровень, а кривая LMMSE стремится к кривой, соответствующей идеальной оценке канала. Таким образом, LMMSE метод оценивания дает выигрыш порядка 30–50% в зависимости от модели канала связи и режима работы.

Полученные на основе выполненного анализа результаты показывают существенное преимущество использования LMMSE подхода в режиме высокоскоростной передачи данных в системе мобильной связи HSUPA.

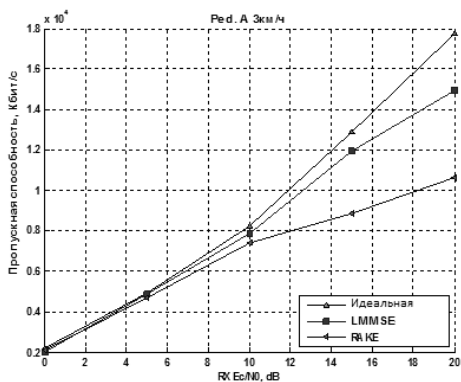


Рис.

- [1] Holma H., Toskala A. WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications – Wiley, 2004, 478 p.
- [2] Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory – Prentice Hall PTR, 1993, 475 p.
- [3] Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХИ ДЛЯ РЕЖИМА MIMO В СИСТЕМЕ HSUPA

Д.А. Зиновьев, М.В. Шкерин, А.Ю. Трушанин, Р.О. Масленников

Нижегородский госуниверситет

Применение нелинейных приемников является известным методом увеличения эффективности работы современных систем мобильной связи, таких как UTRA HSUPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Uplink Packet Access). Традиционным применением SIC приемников в рассматриваемой системе является подавление взаимных помех между различными пользователями.

В настоящей работе рассматривается применение существующих архитектур нелинейных приемников с последовательным подавлением помех (Successive Interference Cancellation – SIC) при работе в режиме параллельного пространственного мультиплексирования (Multiple Input Multiple Output – MIMO) для подавления взаимных помех между двумя потоками данных одного пользователя.

Алгоритм работы SIC приемника в общем виде представляет собой декодирование [1] одного из потоков данных при помощи линейного приемника [2] с последующим восстановлением принятого сигнала. Восстановленный сигнал [1, 3] вычитается из суммарного принятого сигнала, обеспечивая более эффективное декодирование второго потока данных. Общая схема SIC приемника изображена на рис. 1.

В работе были исследованы два различных метода реализации SIC приемника:

- метод подавления помех от первичного (более мощного) потока данных при декодировании вторичного (более слабого) потока;
- метод взаимного подавления помех между двумя потоками данных.



Рис. 1

Оба метода включают в себя три возможных алгоритма работы SIC приемника:

1. Использование жестких решений декодера (декодированных бит данных).
2. Комбинированный алгоритм использования мягких метрик демодулятора (отношений правдоподобия) [3] и жестких решений декодера.
3. Использование мягких метрик на выходе декодера.

В рамках работы было проведено имитационное моделирование различных вариантов реализации SIC приемников с помощью программного симулятора физического уровня системы мобильной связи HSUPA. Моделирование выполнялось для моделей канала Pedestrian A и Vehicular A [4], скорость мобильной станции 3 км/ч, для различных коэффициентов корреляции между передающими и приемными антеннами. Соотношения значений пропускной способности соединения для различных алгоритмов работы SIC приемника (метод взаимного подавления помех между двумя потоками) и для линейного приемника с моделью канала Pedestrian A и некоррелированными передающими и приемными антеннами изображены на

рис. 2. Результаты для других параметров моделирования аналогичны представленным на рисунке.

Анализ результатов моделирования показывает, что использование SIC приемника во всех случаях обеспечивает большую пропускную способность, чем использование линейного приемника. Из трех алгоритмов наименьшие значения пропускной способности (выигрыш относительно линейного приемника около 5%) получены для алгоритма с использованием жестких решений декодера. Это объясняется тем, что он работает только в случае идеального декодирования одного из потоков данных.

Более высокие значения пропускной способности (выигрыш около 11%) достигаются при использовании комбинированного алгоритма. Алгоритм включает в себя предыдущий, дополняя его возможностью работы в случае неидеального приема потока данных за счет использования мягких метрик на выходе демодулятора.

Наибольшая производительность системы (до 15%) достигается при помощи алгоритма, использующего мягкие метрики на выходе декодера. Данный алгоритм включает в себя все преимущества предыдущих алгоритмов и исправляет их недостатки. В случае идеального приема сигнала использование мягких метрик с выхода декодера эквивалентно использованию декодированных бит данных. В случае же неидеального приема сигнала, мягкие метрики с выхода декодера обеспечивают лучшую оценку сигнала, чем мягкие метрики с выхода демодулятора за счет исправления части ошибок декодером.

В результате выполнения работы показано, что существующие архитектуры SIC приемников могут быть эффективно использованы в системе HSUPA для подавления взаимных помех между потоками данных в режиме MIMO. Применение таких приемников обеспечивает выигрыш в пропускной способности соединения до 15%.

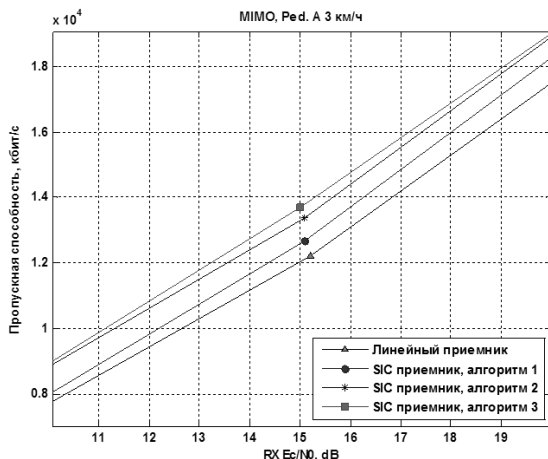


Рис. 2

- [1] Multiplexing and channel coding (FDD) / 3GPP TS 25.212.
- [2] Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory – Prentice Hall, 1993, 475 p.
- [3] Spreading and modulation (FDD) / 3GPP TS 25.213.
- [4] Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАБОТЫ СИСТЕМЫ HSUPA В ГЕТЕРОГЕННЫХ СЕТЯХ

**В.Ю. Шумилов, Д.П. Бобкова, М.А. Шашанов, А.Ю. Трушанин,
Р.О. Масленников**

Нижегородский госуниверситет

По оценкам операторов мобильной связи в ближайшие 10–20 лет ожидается рост требуемой пропускной способности систем мобильной связи до 1000 раз. Одним из наиболее перспективных способов её увеличения является рост количества базовых станций. В силу неоднородного распределения плотности пользователей возникает необходимость в неоднородных или гетерогенных сетях – сетях с базовыми станциями различной мощности и радиуса покрытия. Целью настоящей работы является оценка эффективности применения гетерогенных сетей для системы мобильной связи UTRA HSUPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Uplink Packet Access), используемой для передачи пакетного трафика в восходящем канале.

Для моделирования работы системы используется сценарий моделирования со следующими параметрами (стандартный сценарий гетерогенной сети, используемый в международном комитете по стандартизации 3GPP):

- 19 трехсекторных сот;
- два типа базовых станций – макростанции (располагаются в центрах сот и имеют мощность 43 дБм) и станции малой мощности (случайно и равномерно распределены, имеют мощность 30 дБм или 37 дБм);
- макробазовые станции и станции малой мощности работают в одной частотной полосе;
- пользователи системы размещены равномерно со случайным распределением: половина по всей области сети, половина – вокруг станций малой мощности;
- число станций малой мощности на макросектор – 2 или 4;
- число пользователей на макросектор – 8;
- затухание мощности при распространении от пользователя до макростанции: $L = 128,1 + 37,6 \log_{10}(R)$, до станции малой мощности: $L = 140,7 + 36,7 \log_{10}(R)$, где расстояние между источником и приёмником R задано в километрах;
- несущая частота – 2 ГГц;
- модель канала – Pedestrian A, 3 км/ч.

Моделирование работы системы выполнено при помощи симулятора системного уровня. Используются следующие предположения о конфигурации системы:

- ассоциация пользователей к базовой станции происходит по максимуму принимаемой мощности на пользователе. Ассоциация происходит с учетом параметра CIO (Cell Individual Offset), который эффективно прибавляется к передаваемой мощности станций малой мощности, тем самым увеличивая их приоритет при ассоциации. Рассматриваются значения CIO 0 дБ и 3 дБ;
- тип приёмника – согласованный фильтр MRC (Maximum Ratio Combining);
- количество приёмных антенн – 2;

- режим H-ARQ – управляемое комбинирование (chase combining);
- максимальное количество H-ARQ посылок – 4;
- целевая вероятность блочной ошибки – 1% после четвёртой H-ARQ посылки;
- связь между базовыми станциями и станциями малой мощности поддерживается без разрыва соединения (soft handover);
- целевое отношение суммарной принимаемой мощности к тепловому шуму – 6 дБ;

Отдельно выполняется моделирование для базового сценария с теми же предположениями, но без станций малой мощности.

Выигрыши сценария с использованием дополнительных базовых станций над базовым сценарием представлены в таблице (столбцы 50% и 5% содержат значения квантилей интегрального распределения).

Табл.

Мощн. ст. малой мощн., дБм	Число ст. малой мощн.	CIO, дБ	Относительный выигрыш пропускной способности пользователя		
			Среднее	50%	5%
30	2	0	135%	47%	–91%
		3	165%	87%	–62%
	4	0	213%	90%	–26%
		3	253%	162%	16%
37	2	0	158%	75%	–62%
		3	167%	80%	–91%
	4	0	252%	153%	–65%
		3	265%	198%	–94%

Анализ результатов моделирования показывает, что размещение станций малой мощности обеспечивает выигрыш в средней пропускной способности системы относительно сценария без станций малой мощности 135–265%. Выигрыш обусловлен тем, что часть пользователей ассоциируется к станциям малой мощности, что позволяет разгрузить макро базовые станции (в этом случае радиоресурс делится на меньшее количество пользователей). Недостатком введения дополнительных базовых станций может быть проигрыш в производительности у пользователей на краю сот (5% квантиль распределения), что вызвано сильными помехами между пользователями, ассоциированными к базовым станциям различных классов. Данный недостаток может быть устранен использованием более эффективных методов подавления помех. Анализ результатов для различных параметров сценария показывает, что выигрыш пропускной способности возрастает с увеличением параметра CIO, мощности дополнительных базовых станций и их плотности.

Результаты данной работы были использованы при подготовке предложения в стандарт UTRA HSUPA [1].

[1] Initial Uplink System Level Simulation Results for HetNet / R1-131598, Nokia Siemens Networks, 3GPP RAN1#72b, 2013.

УЛУЧШЕННАЯ СХЕМА ПЛАНИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕЖИМА ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ HSUPA

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

Нижегородский госуниверситет

Координация параметров одновременной передачи сигнала множеством пользователей системы мобильной связи является важной задачей, для которой в стандарте UTRA HSPA (Universal Terrestrial Radio Access – High Speed Packet Access) предусмотрены алгоритмы планирования, контроля мощности и прочие алгоритмы подстройки, эффективность работы которых существенным образом влияет на пропускную способность системы в целом. В данной работе рассматривается планирование в восходящем канале системы HSUPA (High Speed Uplink Packet Access) в режиме высокоскоростной передачи данных по технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) с модуляцией 64-QAM.

Задача алгоритма планирования в системах мобильной связи заключается в выборе модуляционно-кодовых схем (мгновенной скорости передачи данных) для каждого пользователя, учитывая интерференционную обстановку, текущее состояние канала связи, загруженность сети и пр. Алгоритм контроля мощности вырабатывает команды изменения мощности передачи данного пользователя в соответствии с заданным критерием подстройки. В существующей на данный момент версии стандарта HSUPA алгоритмы контроля мощности и планирования сильно связаны. При этом в основе этих алгоритмов заложен принцип прямой пропорциональности отношения сигнал-шум плюс помеха (ОСШП) на выходе эквалайзера передаваемой мощности, выполнение которого обязательно для стабильной и эффективной работы алгоритмов. Данное соотношение хорошо выполняется в диапазоне низких значений ОСШП, характерных для работы систем предыдущих поколений.

В то же время повышение скорости передачи пакетных данных является актуальной задачей, для которой в комитете 3GPP (3rd Generation Partnership Project) в последнее время прошли стандартизацию ряд технологий, дающих потенциальную возможность увеличить пропускную способность системы, особенно в благоприятной интерференционной обстановке, соответствующей высоким значениям ОСШП. Однако увеличение рабочих значений ОСШП приводит к изменению характера зависимости ОСШП на выходе эквалайзера от передаваемой мощности. В частности, наблюдается эффект насыщения ОСШП с выходом на постоянный уровень из-за наличия собственных помех, таких как межсимвольная интерференция и помеха между пространственными потоками в режиме MIMO. Данный факт является причиной неэффективности работы прежней схемы.

В работе исследуется эффективность улучшенной схемы планирования пользователей [1, 2], которая в настоящее время находится на рассмотрении в международном комитете по стандартизации 3GPP в качестве кандидата на включение в очередную версию стандарта. В улучшенной схеме планирования выбор модуляционно-кодовых схем и контроль мощности работают независимо. Выбор модуляционно-кодовой схемы осуществляется по фактическому ОСШП и не влияет непо-

средственно на передаваемую мощность, а контроль мощности обеспечивает необходимую загрузку сети и выбор требуемого уровня передаваемой мощности пользователя независимо от выбранной модуляционно-кодовой схемы.

С помощью симулятора системного уровня было выполнено исследование улучшенной схемы планирования при следующих параметрах: сценарий развертывания системы 3GPP Macrocell (19 трехсекторных гексагональных сот с расстоянием между соседними сотами 1 км), модель канала ITU Pedestrian A [3], скорость движения пользователей 3 км/ч, конфигурация антенн 1×2, эквалайзер, работающий по критерию минимума среднеквадратической ошибки, целевая вероятность блочковой ошибки 10% после первой попытки передачи, целевое значение превышения полной принимаемой мощности на каждой базовой станции над мощностью теплового шума RoT (Rise Over Thermal) – 6 и 15 дБ.

Результаты моделирования представлены в виде диаграммы выигрышей средней пропускной способности пользователя в данном сценарии при применении улучшенной схемы планирования (см. рис.) для различных чисел пользователей на сектор. Из полученных результатов следует, что применение новой схемы планирования приводит к значительному увеличению пропускной способности при разной плотности пользователей в системе (до 25%). Выигрыши незначительно увеличиваются с ростом плотности пользователей. Большие значения выигрышей достигаются при более высоких значениях RoT, т.к. им соответствует более высокая вероятность насыщения ОСШП.

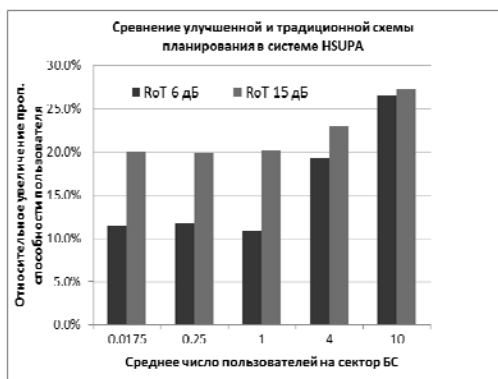


Рис.

Приведенные результаты демонстрируют, что новая схема планирования способна эффективно функционировать даже при насыщении ОСШП, обеспечивая более высокие пропускные способности за счет более стабильной работы системы и меньших вариаций передаваемой мощности и мощности помехи между соседними сотами.

- [1] Introduction of SINR-based Scheduling for HSUPA / R1-131608, Nokia Siemens Networks, 3GPP RAN1#72b, 2013.
- [2] Initial Simulation Results for SINR-based Scheduling and TDM in HSUPA / R1-131609, Nokia Siemens Networks, 3GPP RAN1#72b, 2013.
- [3] Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000 / Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ НЕСУЩИХ КОНСТРУКЦИЙ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Д.М. Ляшков, А.А. Артеменко, А.Г. Севастьянов

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время все большее внимание уделяется разработке беспроводных систем связи, использующих миллиметровый диапазон длин волн 60–90 ГГц. Одной из таких систем связи, широко распространенной уже сегодня, является радиорелейная система связи. Приемопередатчики радиорелейной связи (PPC) типично устанавливаются на такие несущие конструкции, как телекоммуникационные башни, столбы и мачты. С развитием технологий связи предполагается использование новых типов несущих конструкций для PPC – объектов городской инфраструктуры. Для обеспечения требуемого бюджета мощности, антенны PPC диапазона 60–90 ГГц должны иметь высокий коэффициент усиления и, следовательно, узкую ширину луча диаграммы направленности, не более 1° – 2° . Поэтому даже небольшие отклонения несущих конструкций PPC способны вызвать ухудшение качества связи и уменьшение уровня принимаемой мощности. Цель настоящей работы заключалась в оценке отклонений существующих и потенциальных (нетрадиционных) для использования типов антенно-мачтовых сооружений PPC, таких как столбы уличного освещения.

Для проведения такой оценки был разработан прибор для измерения угловых отклонений несущих конструкций PPC, устройство которого представлено на рис. 1. Основными блоками устройства являются: датчик измерения величины наклона относительно двух горизонтальных осей – инклинометр [1], датчик измерения величины вращения вокруг вертикальной оси – гироскоп [2], микроконтроллер [3], который осуществляет опрос датчиков и сохраняет полученные данные на энергонезависимую карту памяти. Питание прибора осуществляется от аккумулятора большой емкости. Длительность работы спроектированного прибора составляет 7–10 суток, а точность полученных измерений – $0,1^{\circ}$. При измерениях прибор в корпусе устанавливался на несущую конструкцию PPC.

Замеры отклонений антенно-мачтовых сооружений производились в период с наиболее изменчивыми погодными условиями. Было проведено более 50 замеров (всего > 10000 часов работы) на 9 различных типах несущих конструкций. Все зафиксированные за период наблюдений типы явлений можно рассмотреть на примере двух антенно-мачтовых сооружений – мачта и тонкий столб уличного освещения.

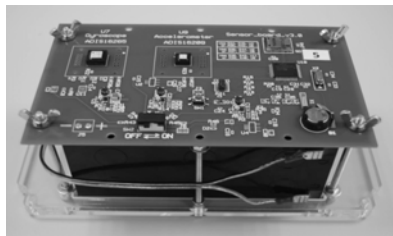


Рис. 1

На рис. 2 показана мачта с двухъярусными оттяжками, расположенная на крыше здания. На данном объекте были зафиксированы скручивания вокруг вертикальной оси и быстрые отклонения от той же оси. На рис. 3 изображена амплитуда скручивания за все время замера, ее максимальное значение составило $0,67^\circ$. При рассмотрении структуры скручиваний выявляется ее синусоидальный характер.



Рис. 2

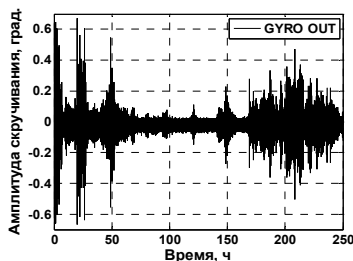


Рис. 3

Характерный период колебаний данного объекта составляет $0,9$ с. Важно отметить, что общая амплитуда отклонения мачты от положения равновесия складывается из амплитуды скручивания и амплитуды быстрых колебаний, ее максимальное значение за время измерения составило более 1° .

На рис. 4 показан исследуемый столб уличного освещения. На данном объекте явлений скручивания зафиксировано не было. На рис. 5 изображена амплитуда быстрых отклонений объекта от вертикальной оси за все время замера, ее максимальное значение составило $1,3^\circ$. При рассмотрении структуры колебаний также выявляется ее синусоидальный характер. Характерный период колебаний данного объекта составляет $0,5$ с. Кроме того, была зафиксирована явная корреляция медленных отклонений и резкого изменения температуры окружающей среды. Максимальная амплитуда таких колебаний составляет $0,3^\circ$, а длительность – 6 часов.



Рис. 4

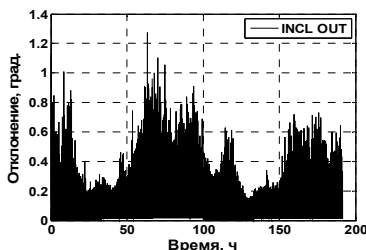


Рис. 5

Зафиксированные отклонения несущих конструкций сравнимы с шириной луча диаграммы направленности антенны РРС, поэтому они способны вызвать разрывы

соединения. Основной гипотезой о причине возникновения быстрых колебаний является наличие порывов ветра. Для увеличения доступности канала связи необходимо устанавливать устройства РРС на более низкие участки несущей конструкции, либо оснащать радиорелейное оборудование антеннами с функцией электронного сканирования луча.

- [1] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADIS16209.pdf
 [2] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADIS16260_16265.pdf
 [3] http://www.nxp.com/documents/data_sheet/LPC1769_68_67_66_65_64_63.pdf

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ РЕГУЛЯРИЗОВАННОГО ВЕСОВОГО ВЕКТОРА АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

И.С. Сорокин, В.Т. Ермолаев

Нижегородский госуниверситет

В данной работе предлагается алгоритм формирования весовых коэффициентов со статистически обоснованной регуляризацией. Преимуществом данного алгоритма является малая вычислительная сложность.

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

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

где $\mathbf{W}$ – вектор-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 $\mathbf{W}_{\text{опт}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}$ [1], где $\mathbf{M}$ – корреляционная матрица (КМ) 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 $\mathbf{W}_{\text{опт}}$, получим представление весового вектора в базисе степенных векторов [1]. Если выполнить ортогонализацию степенных векторов, то весовой вектор можно представить в виде [2]:

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

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

Эффективность обработки E определим как отношение выходного ОСШ η , полученное с использованием вектора $\mathbf{W}$, к максимально возможному значению $\eta_{\max}$: $E = \eta/\eta_{\max}$, $\eta_{\max} = \mathbf{S}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{S}$. На рисунке продемонстрированы зависимости эффективности обработки от размерности базиса, для плоской АР с $N=4 \times 4$ (а) и $N=8 \times 8$ (б) элементов. Рассмотрены случаи различного количества источников помех J . Число выборок входного сигнала равно $L=16$. Данная характеристика является усредненной, по всевозможным расположениям источников помех вне главного лепестка ДН. Максимум эффективности наблюдается при размерности базиса $k=J+1$. При дальнейшем увеличении размерности эффективность уменьшается. Для АР с $N=64$ ухудшение эффективности не превышает 1дБ. Большие потери в эффективности наблюдаются при малом количестве элементов. Необходимо стараться ограничить размерность базиса до $k=J+1$.

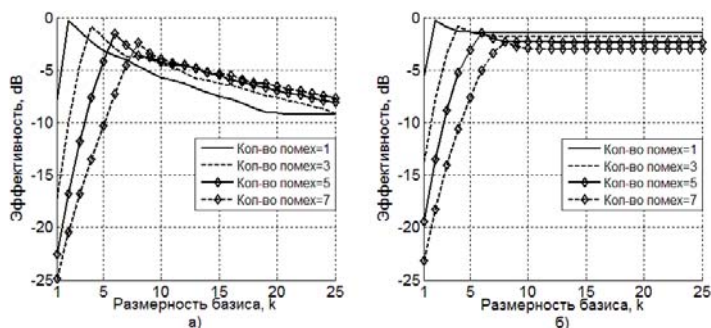


Рис.

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 $\langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle = \sigma_0^2 (N-1)/L$ в отсутствии внешних помех. Порог вычисляется по формуле $10^{\gamma} \langle |\mathbf{F}_0|^2 \rangle$, где γ – параметр регуляризации. Численным моделированием было найдено значение γ , обеспечивающее лучшую эффективность. Так при $L=16$ и $L=64$, параметр регуляризации равен 3,75 и 4,75 соответственно.

Альтернативным способом нахождения весового вектора $\mathbf{W}$ является уравнение для $\mathbf{W}_{\text{opt}}$. При малом количестве выборок эффективность обработки с использованием вектора $\mathbf{W}_{\text{opt}}$ мала, т.к. КМ $\mathbf{M}$ плохо обусловлена. Поэтому применяют методы регуляризации. Ниже представлены уравнения для нахождения весового вектора, используя регуляризацию Тихонова (а), Абрамовича (б) [3], и их вычислительные сложности C (число комплексных умножений):

$$\begin{aligned} \text{а) } (\hat{\mathbf{M}} + \alpha \mathbf{E}) \mathbf{W} &= (\hat{\mathbf{M}} + \alpha \mathbf{E}) \mathbf{S}, & C &= N^3 + 2N^2 + N(N+1)L/2 + N \\ \text{б) } (\hat{\mathbf{M}} + \alpha \mathbf{E}) \mathbf{W} &= \mathbf{S}, & C &= N^3 + 2N^2 + N(N+1)(N+L)/2 + N \end{aligned} \quad (3)$$

где $\hat{\mathbf{M}}$ – КМ, оцененная по L временным отсчетам, α – параметр регуляризации.

В отсутствии помех предлагаемый алгоритм будет формировать согласованный с сигналом весовой вектор. В таких условиях его эффективность будет выше, чем у описанных методов регуляризации на $0,5 \div 0,9$ dB. Кроме того вычислительная сложность алгоритма существенно меньше, $C=N(J+1)(2L+7)-3N$.

- [1] Ермолаев В.Т., Краснов Б.А., Флакман А.Г. //Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т.26, №7. С.874.
- [2] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Сорокин И.С. //Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т.55, №9. С.641.
- [3] Ермолаев В.Т., Родыгин Ю.Л., Флакман А.Г. //Изв. вузов. Радиофизика. 1994. Т.37, № 4. С. 493.

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКОЙ В LTE TDD СЕТЯХ РАДИОСВЯЗИ С АДАПТИВНЫМ ВЫБОРОМ КОНФИГУРАЦИИ ФРЕЙМОВ

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 гетерогенных сетей состоит в том, что в широкой зоне покрытия макро базовой 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 нагрузки во времени. В LTE TDD системах связи развёртывание маломощных БС открывает новые возможности динамической адаптации к текущим условиям трафика путём выбора конфигурации фрейма для передачи.

В LTE TDD системах связи для передачи данных используется одна из семи возможных конфигураций фреймов, отличающихся количеством ресурсов в нисходящем (DL) и восходящем (UL) каналах связи [1]. В настоящее время LTE TDD системы связи работают синхронно, используя одинаковую конфигурацию фрейма, что обусловлено желанием избежать сильных помех [2] между противоположными направлениями передачи. Однако синхронная работа сети накладывает ограничения на возможности системы по адаптации количества ресурсов к текущим условиям трафика. Применение динамического переключения конфигурации в совокупности с эффективными методами борьбы с помехами между противоположными направлениями передачи может позволить значительно улучшить качество обслуживания в неоднородных сетях.

В данной работе исследуется эффективность динамической адаптации конфигурации фрейма в условиях неоднородного трафика. Для борьбы с взаимными помехами между восходящим и нисходящим каналами был разработан и использован метод кластерной адаптации. Суть метода состоит в том, чтобы запретить противоположные направления передачи на станциях с сильным взаимным влиянием путём назначения общей конфигурации фрейма. Мерой взаимного влияния считается допустимый уровень взаимных помех от соседних БС, измеренный по коэффициенту затухания в канале между БС. Для сформированного кластера решение о новой конфигурации принимается на основе ранее предложенного алгоритма [3], использующего информацию о направлении и количестве трафика со всех станций кластера.

Для исследования эффективности адаптации и управления помехами было проведено системное моделирование работы LTE TDD сети, состоящей из 228 маломощных пико- БС, в зоне покрытия каждой из которых работают 10 МС. 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 три подхода: 1) полустатический выбор конфигурации фрейма на всю сеть (синхронная сеть), 2) переключение конфигураций фреймов без борьбы с помехами противоположных направлений передачи (асинхронная сеть) и 3) переключение конфигураций фреймов с кластерной координацией БС для управления помехами (кластерная асинхронная сеть). Результаты моделирования для различных значений загрузки сети (частоты прихода пакетов λ) представлены на рисунке.

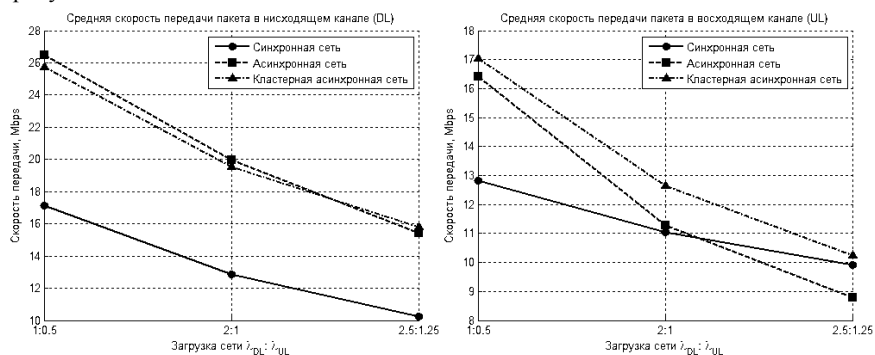


Рис.

Анализ результатов моделирования показал, что применение адаптивной реконфигурации в условиях низкой и средней загруженности сети позволяет достичь ~ 60% прироста в средней скорости передачи пакета в нисходящем канале (DL). При этом, кластерная координация базовых станций позволяет получить выигрыш как в DL, так и в UL (~10–30%) благодаря отсутствию сильной взаимной интерференции между DL и UL.

Исследование показало, что адаптивный выбор конфигурации фрейма в совокупности с предложенным кластерным методом управления помехами позволяет значительно увеличить скорость передачи пакетов данных в нисходящем и восходящем каналах связи. Предложенный метод вызвал практический интерес в комитете стандартизации 3GPP и в настоящее время является кандидатом для внедрения в стандарт связи 3GPP LTE Rel-12.

- [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.
- [3] Пантелеев С.В., Хоряев А.В., Шилов М.С., Червяков А.В. /В кн. Труды XVI научной конференции по радиофизике/ Ред.: А.В. Якимов, С.М. Грач. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2012. С. 185.

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ ПЕРЕДАЧЕЙ ДАННЫХ ПО ПРЯМОМУ КАНАЛУ МЕЖДУ МОБИЛЬНЫМИ ТЕРМИНАЛАМИ В LTE СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

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

Нижегородский госуниверситет

Передача данных в современных системах широкополосной сотовой связи (например, LTE) осуществляется через базовую станцию (БС), даже если пользователи находятся в непосредственной близости друг от друга. В настоящее время широкое развитие получают Proximity сервисы, предполагающие обмен данными между географически близкими мобильными станциями (МС). В этом случае передача данных через БС является неэффективным техническим решением по сравнению с прямой передачей между пользователями. Поддержка прямой передачи данных между пользователями может существенно улучшить технические характеристики системы связи, такие как спектральная эффективность системы связи на единицу площади, скорость передачи, энергопотребление МС (излучаемой мощности за счет прямой передачи между географически близкими терминалами).

Основным преимуществом прямой передачи между МС в сотовых сетях является возможность реализовать синхронный протокол передачи данных, используя сигнал от базовых станций для синхронизации МС, в то время как основной технической сложностью при использовании прямой передачи данных между пользователями в широкополосных системах связи является управление МС-МС интерференцией при одновременной передаче многих пользователей. Для исследования этой проблемы в работе была поставлена задача анализа эффективности распределенного протокола прямой передачи данных в LTE системах связи. Исследование проводилось методом системного моделирования. В качестве основного критерия производительности системы использовалась средняя пропускная способность в одном из секторов, обслуживаемых базовой станцией.

Выбранный распределенный протокол передачи состоит из трех основных перечисленных ниже операций [1–3].

1) Случайное назначение приоритетов передачи. На каждом частотно-временном ресурсе происходит перераспределение приоритетов передачи по псевдослучайному закону, известному мобильным терминалам;

2) Алгоритм отказа от приема. Отказ от приема происходит в том случае, если в результате передачи любой из пар с более высоким приоритетом отношение сигнал-помеха оказывается меньше заданного порога

$$\frac{P_{us}}{P_{int}} < \gamma_{RX}, \quad (1)$$

где P_{us} – приемная мощность полезного сигнала, P_{int} – мощность помехи от передатчика с более высоким приоритетом, γ_{RX} – порог отказа от приема;

3) Алгоритм отказа от передачи. Отказ от передачи происходит в том случае, если передача данной пары мешает приему в парах с более высоким приоритетом

$$\frac{P_{us}}{P_{int}} < \gamma_{TX}, \quad (2)$$

где P_{us} – мощность полезного сигнала на приемнике с более высоким приоритетом, P_{int} – мощность помехи собственного сигнала на том же приемнике, γ_{TX} – порог отказа от передачи.

Все пары МС обмениваются специальными сигналами, которые позволяют им оценивать P_{us} и P_{int} для проверки условий (1) и (2), и, основываясь на знании собственного приоритета, контролировать своё поведение в системе, используя алгоритмы отказов от приема и передачи.

Работа описанного протокола передачи исследовалась для разных распределений расстояний между МС в парах (равномерно распределенных), а также для различного количества пар на сектор (см. рис.).

Проведенный системный анализ показал, что использование прямой передачи между пользователями позволяет существенно увеличить пропускную способность

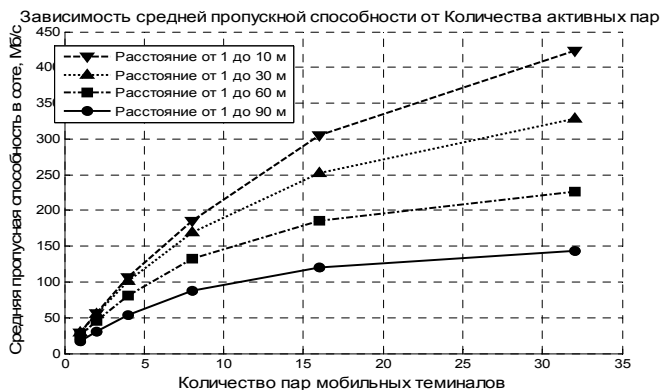


Рис.

широкополосных систем связи, которая на сегодняшний день ограничена ~35 Мб/с в полосе передачи 10 МГц. Увеличение расстояния между терминалами в паре приводит к ожидаемому снижению средней суммарной пропускной способности вследствие ухудшения качества прямого канала связи между МС и более сильному взаимному влиянию пар друг на друга.

- [1] Wu X., Tavildar S., Shakkottai S., Richardson T., Li J., Laroia R., Jovicic A. // Proc. of 48th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing. 2010. P 514.
- [2] Стандарт 3GPP TS 36.211 Physical Channels and Modulation (Release 11), February 2013.
- [3] Study on LTE Device to Device Proximity Services / 3GPP RP-122009, Qualcomm, December 2012.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ ПОЛЕЗНОГО И ПОМЕХОВОГО СИГНАЛОВ В LTE СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ ПРИ НАЛИЧИИ ЧАСТИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ О ПОМЕХОВОМ СИГНАЛЕ

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

Нижегородский госуниверситет

Производительность современных систем сотовой радиосвязи в значительной мере ограничена высоким уровнем взаимных помех между соседними базовыми станциями. В настоящее время для приемной ММО обработки сигналов обычно применяются методы, не использующие знания о структуре помеховых сигналов, которые тем самым имеют ограниченную производительность в условиях сложной помеховой обстановки. В связи с этим встает задача анализа эффективности применения алгоритмов совместной обработки полезного и помеховых сигналов при наличии частичной информации о структуре помеховых сигналов.

В данной работе рассматриваются следующие алгоритмы совместной приемной обработки полезного и помеховых сигналов.

1. Линейный алгоритм обработки приемных сигналов на основе критерия минимизации средней квадратичной ошибки (LMMSE) [1]. Данный алгоритм является базовым алгоритмом. Для его работы требуется минимальный набор знаний о пространственных каналах распространения полезного и помеховых сигналов.

2. Алгоритм совместной приемной обработки полезного и помехового сигналов на основе критерия максимального правдоподобия (ML) [1]. Для работы данного алгоритма, помимо информации о пространственных каналах, необходима дополнительная информация о схеме модуляции приемных сигналов.

3. Алгоритм последовательного подавления помеховых сигналов на символьном уровне (SL-SIC) [2], блок-схема которого представлена на рис. 1. Рассматриваемый алгоритм содержит следующие этапы обработки сигналов:

- детектирование помехового сигнала;
- восстановление помехового сигнала;



Рис. 1

- вычитание помехового сигнала из полного приемного сигнала;
- детектирование и декодирование полезного сигнала.

Данный алгоритм использует тот же набор информации о помеховом сигнале, что и ML алгоритм.

4. Алгоритм последовательного подавления помеховых сигналов на уровне кодовых слов (MMSE-CW-SIC и ML-CW-SIC) [2]. Блок-схема данного метода представлена на рис. 2. Этот алгоритм отличается от SL-SIC алгоритма тем, что восстановление и вычитание помехового сигнала происходят после его успешного декодирования. Соответственно данный приемный алгоритм использует дополнительный набор информации для проведения декодирования помехового сигнала.



Рис. 2

Для анализа эффективности исследуемых приемных алгоритмов обработки сигналов было проведено компьютерное моделирование работы LTE системы связи на уровне отдельных каналов связи. На рис. 3 представлены результаты моделирования для различных значений отношения сигнал/помеха (ОСП).

На основании полученных результатов моделирования можно сделать следующие выводы.

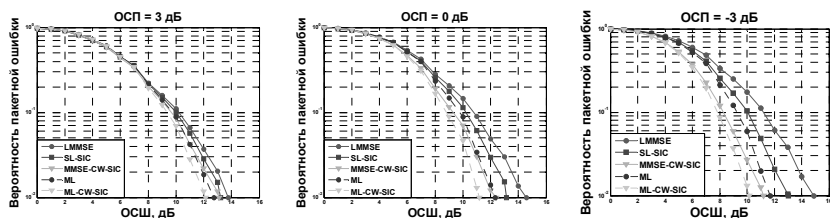


Рис. 3

Нелинейные методы обработки сигналов (ML, SL-SIC, MMSE-CW-SIC и ML-CW-SIC), использующие дополнительную информацию о помеховом сигнале,

позволяют существенно улучшить производительность системы связи по сравнению с базовым LMMSE алгоритмом.

Производительность различных алгоритмов зависит от значения ОСП. В частности, эффективность алгоритмов ML, SL-SIC, MMSE-CW-SIC и ML-CW-SIC улучшается в случае значительного уровня помехового сигнала.

ML приемник позволяет улучшить производительность системы на 1,5–3 дБ относительно LMMSE приемника.

ML-CW-SIC/MMSE-CW-SIC приемники позволяют добиться дополнительного выигрыша относительно ML и SL-SIC за счет использования уточненной информации о помеховом сигнале с выхода декодера.

Таким образом, проведенный анализ показал, что дополнительное знание о структуре помехового сигнала и использование усовершенствованных алгоритмов приемной обработки сигналов позволяют существенно улучшить работу современных систем связи.

- [1] Paulraj A., Nabar R., Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications. – Cambridge: Cambridge University Press, 2008, 308 p.
- [2] Manchon C.N., Deneire L., Mogensen P., Sorensen T.B. //Proc. of the 68th IEEE Vehicular Technology Conference. 2008. P.1.

РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО ПЕРЕХОДА С МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ НА ПЛАНАРНЫЙ ВОЛНОВОД В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

А.А. Колобов, В.Н. Ссорин

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время начинают широко применять различные системы связи миллиметрового диапазона длин волн, такие как радиорелейные линии связи, Wi-Fi и др. Развитие таких систем обусловлено развитием базы интегральных микросхем, что позволяет заменять волноводные компоненты на планарные и тем самым уменьшать их стоимость.

Одной из актуальных задач является разработка широкополосного перехода с микрополосковой линии передачи на планарный волновод [1], который может быть использован для соединения различных планарных компонент. Исходными требованиями к разрабатываемому переходу являлись широкая полоса пропускания (наиболее широко используемый частотный диапазон 50–70 ГГц) с малым уровнем вносимых потерь и коэффициентом отражения S_{11} менее –20 дБ. Кроме того, данный переход с микрополосковой линии передачи на планарный волновод должен использовать низкостоимостную стандартную технологию печатных плат.

Структура разработанного перехода между микрополосковой линией передачи и планарным волноводом показана на рис. 1 (размеры приведены в мм). Данный переход был разработан при использовании стандартной низкостоимостной техно-

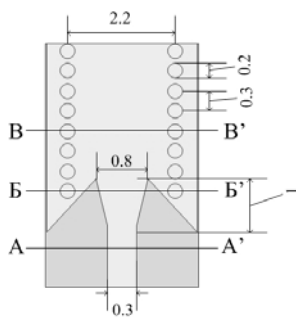


Рис. 1

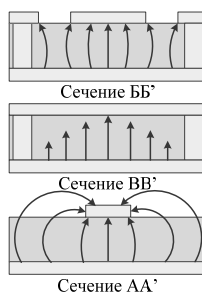


Рис. 2

логии печатных плат на основе диэлектрической подложке RO3003 компании Rogers ($\epsilon_r = 3$, $\tan \delta = 0,0019$ на частоте 60 ГГц) толщиной 0,13 мм с двумя слоями металлизации.

Таким образом, для согласования 50 Ом микрополосковой линии шириной 0,3 мм и планарным волноводом шириной 2,2 мм (такая ширина планарного волновода позволяет распространяться в нем только низшей моде TE_{10}) требуется осуществить эффективную трансформацию электрического поля [2]. На рис. 2 показан процесс трансформации поля между микрополосковой линией и планарным волноводом разработанного перехода в разных его сечениях (соответствующих приведенным сечениям рис. 1).

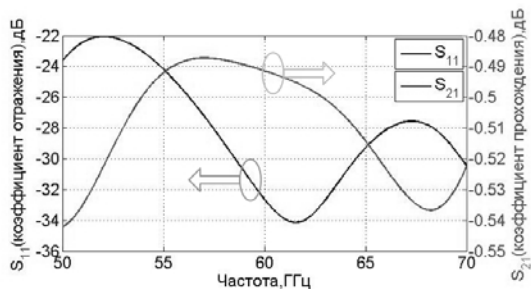


Рис. 3

Разработанный переход был реализован в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio. Результаты моделирования разработанного перехода между микрополосковой линией и планарным волноводом приведены на рис. 3. Из полученных результатов видно, что предложенный переход в диапазоне частот 50–70 ГГц имеет потери менее 0,55 дБ при уровне коэффициента отражения S_{11} менее -20 дБ.

- [1] Athanasopoulos N., Makris D., Voudouris K. // IEEE MTT-S Intern. Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Tech. 2011. P. 128.
- [2] Kumar H., Jadhav R., Ranade S. // J. of Electron. and Comm. Engineer. 2012. V. 3. P. 36.

ПЕЧАТНАЯ ЩЕЛЕВАЯ АНТЕННА ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 2,5 – 2,7 ГГц С ДВОЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

О.В. Сойкин, В.Н. Ссорин

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время происходит бурное развитие современных технологий связи. Так, все большее количество операторов связи начинают разворачивать сети стандарта 4-го поколения LTE, что требует развития используемого в них оборудования. В связи с этим одной из актуальных задач является разработка планарного широкополосного антенного элемента, позволяющего параллельно работать на одних частотных ресурсах как нисходящего, так и восходящего каналов связи.

Исходными требованиями к разрабатываемой планарной широкополосной антенной системе являлись полоса пропускания 2,5–2,7 ГГц при уровне коэффициента отражения S_{11} меньше –10 дБ, причем изоляция (разнесение) между приемным и передающим каналами связи должна превышать 20 дБ. Кроме того, данная система должна быть реализована на стандартной низкостоимостной технологии печатных плат.

Для достижения требуемой изоляции были рассмотрены различные техники разнесенной радиопередачи, такие как разнесение в пространстве или по поляризации, а также разнесение диаграмм направленностей элементов антенной системы [1]. В данной работе при разработке планарной широкополосной антенной системы для разнесения каналов связи был использован подход, основанный на поляризационном разнесении. Подход реализован на печатной щелевой антенне, позволяющей при взаимно ортогональном расположении щелевых апертур антенной системы достичь требуемой изоляции между ними.

Структура разработанной печатной щелевой антенны представлена на рис. 1 (все размеры указаны в мм). Данная антенна была разработана при использовании стандартной низкостоимостной технологии печатных плат, а именно использовалась печатная плата с тремя слоями металлизации, где в

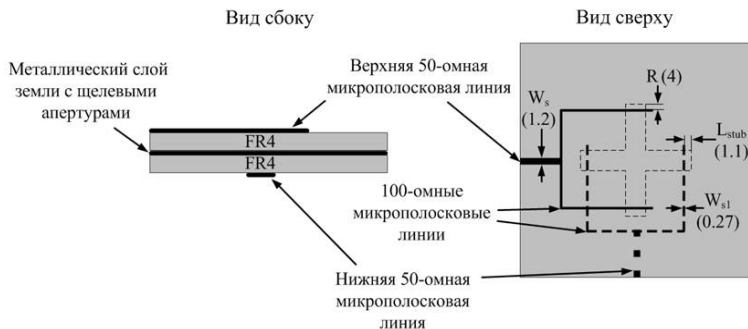


Рис. 1

качестве диэлектрической подложки применяется материал FR4 ($\epsilon_r = 4,3$, $\tan\delta = 0,025$ на частоте 2,6 ГГц) толщиной 0,6 мм. Средний слой металлизации представляет собой экранирующий слой металла с двумя ортогонально расположенными щелевыми аперттурами, размеры которых составляют 36×7 мм. Сигналы к аперттурам подводятся с помощью 50-омных микрополосковых линий, которые располагаются на верхнем и нижнем слоях металлизации печатной платы. Для реализации двойной поляризации антенной системы каждая из данных линий трансформируются в две 100-омные микрополосковые линии, позволяющие подводить сигнал к краям соответствующей щелевой аперттуры.

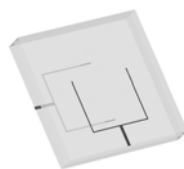


Рис. 2

На рис. 2 приведена 3D-модель разработанной антенной системы, которая была реализована в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio. Результаты моделирования такой антенной системы приведены на рис. 3. Из полученных результатов видно, что разработанная антенная система имеет рабочую полосу пропускания большую, чем 200 МГц (2,5–2,7 ГГц) по уровню -10 дБ, а именно 500 МГц (относительная ширина полосы пропускания равна 19% относительно частоты 2,6 ГГц). При этом изоляция (S_{21}) между ортогонально поляризованными элементами антенной системы в исследуемом диапазоне составляет более 40 дБ.

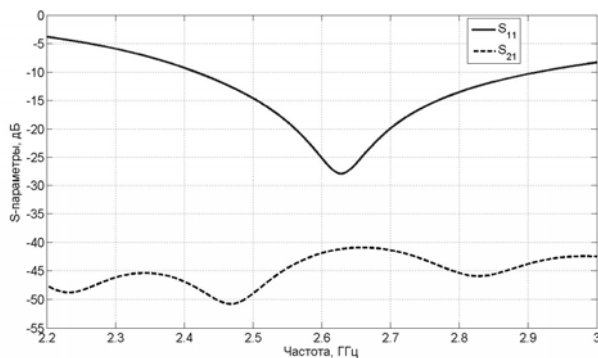


Рис. 3

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.B37.21.2032, 14.B37.21.2102.

- [1] Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. The 2nd ed. – New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997, 941 p.

МЕТОД ЭФФЕКТИВНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КОАКСИАЛЬНОГО КОННЕКТОРА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАНАРНЫХ УСТРОЙСТВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.В. Можаровский, А.А. Артеменко, В.Н. Ссорин

Нижегородский госуниверситет

При тестировании различных планарных устройств миллиметрового диапазона длин волн часто возникает задача подведения высокочастотных сигналов от измерительного оборудования, имеющего обычно волноводный или коаксиальный выходной интерфейс к микрополосковым линиям, реализованным на печатной плате. Традиционно для этого используют различные волноводно-микрополосковые переходы, реализованные на одной плате с тестируемым устройством [1, 2]. Основными недостатками такого подхода являются узкополосность большинства волноводно-микрополосковых переходов, а также некоторые ограничения на структуру печатной платы.

В качестве альтернативы может быть использован высокочастотный коаксиальный коннектор 11923A производства компании Agilent, предназначенный для работы на частотах до 110 ГГц. Внешний вид коннектора, закрепленного совместно с тестируемой платой в специальном удерживающем устройстве, рекомендованном производителем коннектора для обеспечения надежного электрического контакта в переходе, представлен на рис. 1.

В представленной конструкции коннектор обеспечивает надежную работу при условии СВЧ электрического контакта его центрального проводника с микрополосковой линией и внешнего проводника с «землей» микрополосковой линии. Для случая, когда «земля» микрополосковой линии располагается на нижнем уровне земли, такой контакт гарантированно выполняется. Однако при использовании многослойных печатных плат, в которых «земля» микрополосковой линии обычно располагается на одном из внутренних слоев металлизации, обеспечение надежного электрического контакта осложняется. Это происходит, поскольку в силу особенностей технологического процесса изготовления многослойных высокочастотных печатных плат внутренние слои металлизации оказываются закрыты с торца тонким слоем диэлектрика. Таким образом, даже в случае плотного прижима торца печатной платы к плоскости коннектора «земля» микрополосковой линии не будет напрямую соединена с внешним проводником коаксиального коннектора. Это при-

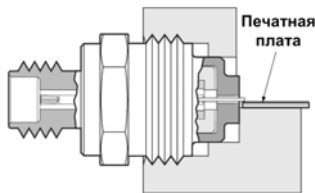


Рис. 1

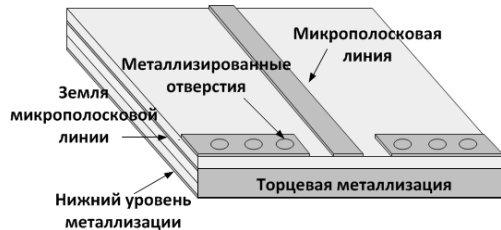


Рис. 2

водит к существенной разности фаз для путей тока по микрополосковой линии и по «земле» и, как следствие, к возрастанию коэффициента отражения.

Для решения данной проблемы было предложено использование частичной торцевой металлизации, соединяющей нижний слой металлизации со слоем «земли» микрополосковой линии (см. рис. 2). Это обеспечивает надежный электрический контакт «земли» микрополосковой линии и внешнего проводника коаксиального коннектора.

Для проведения экспериментального исследования были изготовлены два образца печатных плат (с и без торцевой металлизации) на основе высокочастотного материала Rogers RO4003C с микрополосковой линией длиной 30 мм. Как видно из увеличенного изображения, полученного с помощью микроскопа (см. рис. 3), для платы с торцевой металлизацией обеспечивается плотный прижим и надежное соединение внешнего проводника коаксиального коннектора с торцевой металлизацией. Соединение внутреннего проводника коаксиального коннектора с микрополосковой линией осуществляется с помощью припоя.



Рис. 3

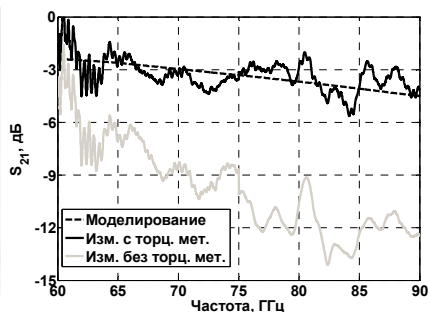


Рис. 4

Результаты измерений исследуемых плат, проведенные с помощью векторного анализатора цепей компании Rohde & Schwartz в диапазоне частот 60–90 ГГц, представлены на рис. 4. Потери в коаксиальных коннекторах и подводящих кабелях были учтены в соответствии с данными, указанными в их спецификациях. Из приведенных на рисунке графиков коэффициента прохождения исследуемых плат видно достаточно хорошее соответствие результатов моделирования и измерения для платы с торцевой металлизацией во всем диапазоне частот 60–90 ГГц. Наблюдаемые осцилляции могут быть связаны с влиянием измерительной установки.

Полученные результаты хорошо подтверждают эффективность предложенного метода применения частичной торцевой металлизации для использования высокочастотного коаксиального коннектора.

- [1] Artemenko A., Maltsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A., Ssorin V. // Proc. of the 41st European Microwave Conference (EuMC). 2011. P. 838.
- [2] Lou Y., Chan C.H., Xue Q. // Proc. of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symp. 2007. P. 3117.

ВОЛНОВОДНО-МИКРОПОЛОСКОВЫЙ ПЕРЕХОД ДИАПАЗОНА 60-90 ГГц**А.В. Можаровский, А.А. Артеменко***Нижегородский госуниверситет*

В настоящее время существенно возрастает интерес к разработке различных систем связи и радаров, работающих в миллиметровом диапазоне длин волн, таких как 60 ГГц WLAN/WPAN, радиорелейные линии диапазона 71–76/81–86 ГГц, автомобильные радары диапазона 77 ГГц, системы радиовидения. В этих системах многие элементы, такие как диплексеры, фильтры и антенные фидеры зачастую реализуются на основе волноводных компонент, в то время как многие активные и пассивные радиочастотные модули имеют планарную (чаще всего микрополосковую) структуру. Таким образом, возникает необходимость разработки эффективного широкополосного волноводно-микрополоскового перехода для объединения различных элементов приемопередающих устройств. Кроме того, волноводно-микрополосковые переходы могут применяться для тестирования различных планарных устройств, поскольку измерительное оборудование в основном имеет волноводный выходной интерфейс.

Волноводно-микрополосковые переходы могут быть сконструированы, например, на основе металлического зонда в структуре волновода [1] или на основе микрополоскового антенного элемента в раскрыве волновода [2]. В настоящей работе был предложен переход на основе перекрывающихся микрополосковых линий в Е-плоскости волновода. Такая конструкция обеспечивает меньший уровень потерь в широкой полосе частот по сравнению с переходом на основе микрополоскового антенного элемента в раскрыве волновода, а также имеет более простую реализацию по сравнению с переходами на основе зонда. Исследования таких переходов, по сведениям авторов, проводились ранее только для частот не более 48 ГГц [3, 4]. В настоящей работе исследование проведено для диапазона частот 60–90 ГГц.

Структура разработанного перехода представлена на рис. 1, значения указаны в миллиметрах. Переход реализован на противоположных сторонах печатной платы, состоящей из одного слоя высокочастотного материала Rogers RO4003C толщиной 0,203 мм, и интегрированной в структуру стандартного волновода WR12 в Е-плоскости (см. рис. 2). Параметры разработанного перехода были оптимизированы с помощью специализированной программы для электромагнитного моделирования CST

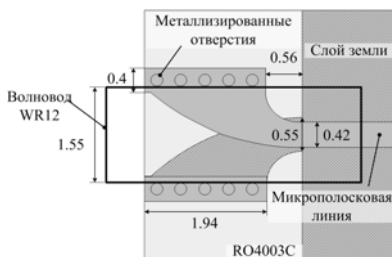


Рис. 1

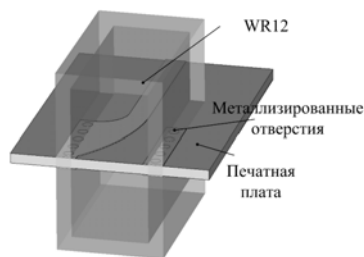


Рис. 2

Microwave Studio для минимизации потерь в частотном диапазоне 71÷86 ГГц.

По результатам моделирования получено, что переход согласован по уровню $S_{11} = -10$ дБ в полосе частот 63÷90 ГГц и по уровню $S_{11} = -18$ дБ в полосе частот 71÷86 ГГц. Коэффициент прохождения S_{21} составляет более -0,5 дБ в полосе частот 71÷86 ГГц и более -0,8 дБ во всей полосе частот 63÷90 ГГц.

Для проведения экспериментального исследования были изготовлены однослойные печатные платы с двумя независимыми двусторонними переходами, показанные на рис. 3. Длина микрополосковой линии на плате равна 10 мм. Структура перехода образуется путем плотного прижатия печатной платы между двумя деталями металлического корпуса, образующими волновод. На обеих деталях корпуса при изготовлении реализован вырез под печатную плату глубиной 100 мкм, что гарантированно обеспечивает необходимый прижим и, следовательно, электрический контакт в структуре перехода.

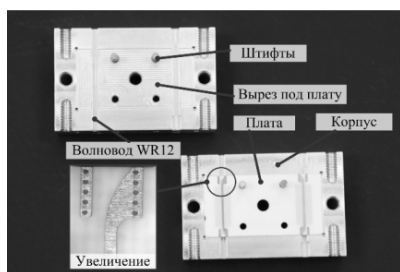


Рис. 3

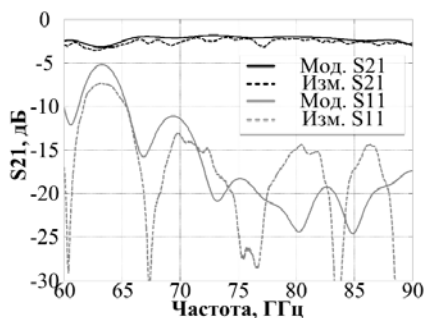


Рис. 4

Измерения характеристик двусторонних переходов были проведены с помощью векторного анализатора цепей компании Rohde&Schwartz в диапазоне частот 60÷90 ГГц. На рис. 4 представлено сравнение результатов моделирования и измерения коэффициента прохождения S_{21} двустороннего волноводно-микрополоскового перехода. По результатам измерений наблюдается хорошее соответствие с результатами моделирования. Измеренный переход согласован по уровню $S_{11} = -10$ дБ в полосе частот 65,5÷90 ГГц и по уровню -14 дБ в полосе частот 71÷86 ГГц. Средний коэффициент прохождения отдельного перехода, вычисленный из полученных результатов с учетом потерь в микрополосковой линии, равен -0,6 дБ, а минимальный – не менее -1,1 дБ в полосе частот 71÷86 ГГц.

- [1] Leong Y.-C., Weinreb S. // Proc. of the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 1999. P.1435.
- [2] Artemenko A., Maltsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A., Ssorin V. // Proc. of 41st European Microwave Conference (EuMC). 2011. P. 838.
- [3] Van Heuven J. H. C. // IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. 1974, V. 24. P. 144.
- [4] Djerafi T., Ghiotto A., Wu K. // Proc. of the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. 2012. P. 1.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 60 ГГЦ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С ВРЕМЕННЫМ ДУПЛЕКСИРОВАНИЕМ СИГНАЛА

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

Нижегородский госуниверситет

Современное развитие систем связи миллиметрового диапазона обусловлено во многом достижениями микроэлектроники последнего десятилетия. Благодаря этим достижениям стало возможным создание высокочастотных компонент на полупроводниковой технологии КМОП (комплементарная логика на транзисторах металл-оксид-полупроводник), основными преимуществами которой являются низкая стоимость при массовом производстве и возможность интеграции аналоговой и цифровой частей приемопередатчиков.

Одним из важных элементов приемопередающего тракта является переключатель, использующийся, например, в системах радиосвязи с временным дуплексированием сигнала. Настоящая работа посвящена проектированию многоканального транзисторного переключателя, имеющего соединения как с приемником и передатчиком, так и с четырьмя выходными цепями, служащими, например, для осуществления переключения луча сканирующей антенны.

При разработке устройств миллиметрового диапазона длин волн необходимо учитывать, что многие элементы схемы становятся распределенными, поэтому в настоящей работе наряду со схемотехническим моделированием проводилось и электромагнитное моделирование с помощью специализированного пакета программ САПР Advanced Design System (ADS). Работа выполнена с использованием библиотеки элементов интегральных схем для технологии КМОП 90 нм фабрики TSMC.

Основными характеристиками переключателей являются потери мощности в открытом канале и уровень ослабления закрытого канала. Разработанный многоканальный переключатель можно представить как прямое соединение двухканального переключателя, обеспечивающего разделение принимаемого и передаваемого сигналов, и переключателя типа 1×4 для обеспечения сканирования луча.

Известно [1], что транзистор в закрытом состоянии может быть представлен как эквивалентный конденсатор малой емкости C_{off} , а в открытом – как параллельное соединение резистора R_{on} и конденсатора C_{on} малых номиналов. Чем меньше значения этих эквивалентных параметров, тем меньше потерь в канале переключателя и больше ослабление сигнала в закрытом канале. Эти значения зависят от ширины затвора транзистора. Чем она больше, тем меньше сопротивление открытого канала транзистора, но больше емкость закрытого. Ширина затвора транзисторов, выбранная в настоящей работе в результате проведенного исследовательского моделирования, составляет 130 мкм, при этом $C_{off} = 62$ фФ, $R_{on} = 7,5$ Ом.

В ходе работы был спроектирован переключатель на шунтирующих транзисторах [2, 3], к которым параллельно подключены короткозамкнутые отрезки линии передачи. Каждый такой отрезок, эквивалентный некоторой индуктивности, образует колебательный

контур с емкостью C_{off} закрытого транзистора, обеспечивая большой импеданс на землю на резонансной частоте. Закрытое состояние транзистора в такой схеме соответствует открытому состоянию канала переключателя, когда сигнал изолирован от земли, а открытый транзистор обеспечивает необходимый уровень ослабления.

При создании многоканального переключателя для предотвращения замыкания сигнала на землю через открытые транзисторы использованы четвертьволновые отрезки линии передачи, которые преобразуют малый импеданс открытых транзисторов в большой. На рис. 1 показана схема разработанного переключателя, где P_1 , P_6 – выходы к приемнику и передатчику, P_2 – P_5 – выходы к антенным элементам, катушки индуктивности в 10 пГн отражают паразитное влияние межсоединений на подложке, длина четвертьволновых отрезков – 640 мкм. Благодаря оптимизации волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков удалось добиться уширения полосы пропускания и более пологой кривой коэффициента прохождения, чем при использовании 50-омных отрезков (рис. 2). На рис. 2 показаны графики S-параметров при значениях импедансов линий, идущих к приемнику/передатчику и к антенным элементам в 42 и 44 Ом соответственно. Уровень потерь разработанного переключателя составил 6,2 дБ, ширина полосы (по уровню коэффициента отражения -10 дБ) – 24 ГГц, при величине ослабления более 24 дБ.

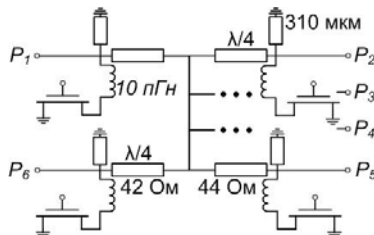


Рис. 1

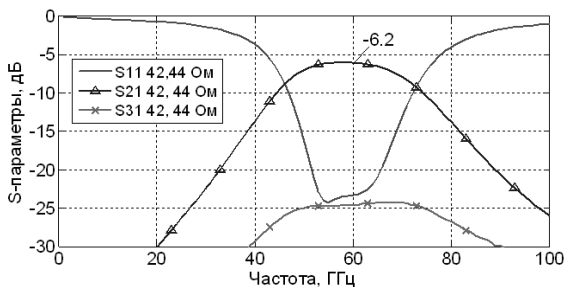


Рис. 2

Разработанный переключатель может успешно применяться при создании антенных систем с электронным сканированием луча, а также в системах связи с временным дуплексированием сигнала для работы в 60 ГГц диапазоне частот.

- [1] Parlak M., Buckwalter J.F. // Proc. of the IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS). 2011. P. 1.
- [2] Rebeiz G.M., Uzunkol M. //IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010. V.45, No.10. P. 2003.
- [3] Rebeiz G.M., Atesal Y.A., Ceteneri B. // Proc. of the IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. 2009. P. 43.

Декодирование LDPC кодов производится с использованием итеративного алгоритма, основанного на пересчете логарифма отношения правдоподобия (Log Likelihood Ratio – LLR) для каждого бита кодового слова (Belief Propagation algorithm – BP-алгоритм) на

основе поправок («сообщений»), поступающих от соседних битовых вершин [2]. ВР-алгоритм позволяет распараллеливать выполняемые вычисления в рамках одной итерации, что используется при проектировании архитектуры аппаратного декодера.

Для рассматриваемого в данной работе кода могут быть предложены следующие аппаратные архитектуры:

1) Полностью параллельная архитектура – каждая битовая и проверочная вершины графа Таннера является отдельными аппаратными процессорами, выполняющими операции алгоритма. Одна итерация алгоритма занимает один такт, что обеспечивает максимально возможную пропускную способность и наибольшую аппаратную эффективность декодера. Недостаток данной архитектуры – зависимость архитектуры декодера от конкретного кода и, как следствие, отсутствие гибкости и возможности поддержки нескольких кодов с различным темпом кодирования.

2) Последовательная архитектура – использование всего одного процессора, который вычисляет все значения сообщений и оценки апостериорного значения LLR последовательно. Данная архитектура является противоположным предельным случаем, имеющим наименьшую пропускную способность, что в большинстве случаев исключает её применение в аппаратных декодерах.

3) Параллельно-последовательная архитектура является компромиссным решением, использующем свойство квазизикличности кода. Все битовые и проверочные узлы разделяются на группы, соответствующие одной элементарной матрице 42×42 . При этом одна итерация алгоритма декодирования разбивается на подитерации, вычисляющие сообщения для каждой группы последовательно. Такой подход позволяет уменьшить число необходимых аппаратных ресурсов пропорционально числу групп, на которое разбиты проверочные и битовые узлы. Общая схема последовательно-параллельного декодера рассматриваемого кода представлена на рис. 2.

Были разработаны СФ-блоки декодера для полностью параллельной и последовательно-параллельной архитектур для рассматриваемого LDPC кода на языке описания аппаратуры Verilog. На основе результатов логического синтеза аппаратной реализации были сделаны выводы о применимости рассмотренных архитектур к различным типам задач и возможным компромиссам между пропускной способностью и площадью на кристалле для LDPC декодера, рассматриваемого LDPC кода.

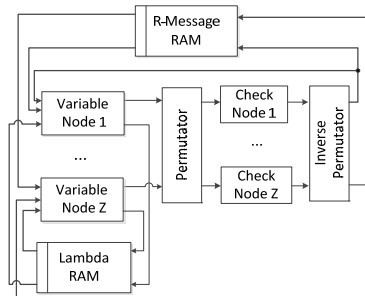


Рис. 2

[1] IEEE P802.11ad: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications – Enhancements for Higher Throughput in the 60 GHz Band, IEEE, 2012.

[2] Barry J.R. Low-Density Parity-Check Codes. Tech. report. – Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2001, 20 p.

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ НАЧАЛЬНОЙ синхронизации для беспроводной системы связи

М.В. Пантелеев^{1,2)}, А.А. Шевченко^{1,2)}, А.Ф. Ключев^{1,2)}, Р.О. Масленников^{1,2)}

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾ООО «Радио Гигабит»

В работе разрабатывалась схема начальной синхронизации для беспроводной системы связи для обнаружения передаваемого сигнала и оценки времени его прихода. Сигнал передаётся в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Параметры работы схемы начальной синхронизации при отношении сигнал-шум (ОСШ) 0 дБ должны достигаться следующие: вероятность ложной тревоги $P_{FA}=10^{-7}$ на отсчёт, вероятность пропуска цели $P_{MD}=10^{-6}$ на пакет, вероятность ошибочного определения времени прихода сигнала 10^{-5} на пакет. Для эффективной временной синхронизации сигнал принимается в полосе частот, увеличенной в 1,5 раза. На устройство детектирования сигнал поступает с неизвестной случайной начальной фазой.

Пилотный сигнал формировался из нескольких повторяющихся последовательностей длиной 128 отсчётов. Последняя последовательность инвертирована и используется для определения конца преамбулы. Общая схема пилотной последовательности представлена на рис. 1.



Рис. 1

В качестве повторяющейся последовательности была выбрана последовательность Голея длиной 128 отсчёта, которая определяется следующими полиномами [1]:

$$\begin{aligned}
 A_0(n) &= \delta(n), \quad B_0(n) = \delta(n), & \text{где } k &= 1 \dots N, \\
 A_k(n) &= W_k A_{k-1}(n - D_k) + B_{k-1}(n), & W_k &= \pm 1, \\
 B_k(n) &= W_k A_{k-1}(n - D_k) - B_{k-1}(n). & D_k &= 2^m, m = 0 \dots N - 1.
 \end{aligned}$$

Оптимальным детектором для сигнала в АБГШ канале является фильтр, согласованный с передаваемой последовательностью [2]. Для последовательности Голея на оригинальной частоте дискретизации существует эффективная аппаратная реализация согласованного фильтра – коррелятор Голея [1]. В случае перехода к частоте дискретизации, увеличенной в 1,5 раза, временные задержки D коррелятора увеличиваются в 1,5 раза. Задержка D_k , равная 1 для оригинальной частоты, переходит либо в 1, либо в 2. Поэтому коррелятор Голея на 1,5 частоте не является оптимальным согласованным фильтром при таком переходе. В качестве детектора были рассмотрены три схемы детектирования (рис. 2). Данные схемы использовались в алгоритме начальной синхронизации, состоящем из следующих 3 стадий:

1) детектирование – определение наличия полезного сигнала на основе предложенных схем;

2) определение конца последовательности Голя – поиск максимума отклика с выхода коррелятора Голя в окне размером 192 отсчёта;

3) определение окончания преамбулы – поиск смены знака выхода коррелятора Голя с интервалом в 192 отсчёта относительно позиции максимума, определённого на стадии 2.

Для данного алгоритма синхронизации были получены вероятность пропуска цели и вероятность ошибочного определения времени прихода сигнала, представленные на рис. 3 и рис. 4 соответственно. Результаты получены для пилотного сигнала, состоящего из 6 последовательностей Голя, с использованием предлагаемых схем и коррелятором Голя с задержкой D_k , равной либо 1, либо 2. Порог детектирования рассчитывался, исходя из заданной

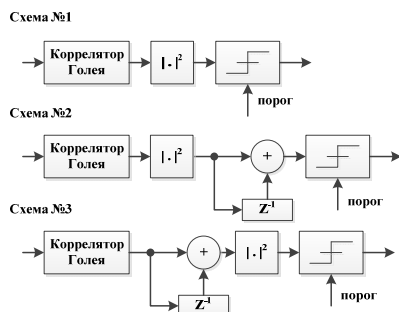


Рис. 2

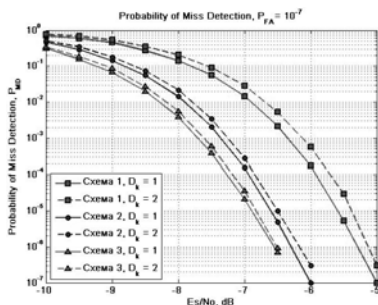


Рис. 3

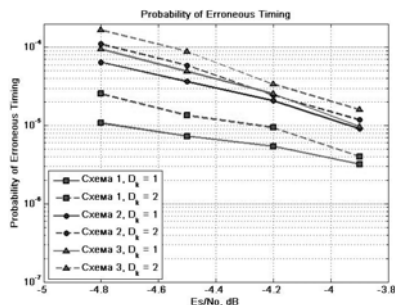


Рис. 4

вероятности ложной тревоги 10^{-7} на отсчёт для каждой схемы индивидуально. Время прибытия считалось определённым неверно, если ошибка относительно известного времени составляла 3 и более отсчёта. На основе представленных результатов было получено, что схема детектирования №1 с задержкой D_k , равной 1, является наиболее эффективным решением, т.к. для этого случая требуемая вероятность ошибочного определения времени прихода сигнала достигается при меньшем ОСШ и удовлетворяет поставленным параметрам работы схемы.

- [1] Popovic B.M. // Electronic. Lett. 1999. V.35. P.17.
- [2] Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Volume 2: Detection Theory. – NJ: Prentice Hall, 1998. 672 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВОГО ШУМА В СИСТЕМАХ С ОДНОЙ НЕСУЩЕЙ И ЭКВАЛИЗАЦИЕЙ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

А.Ф. Ключев^{1,2)}, А.А. Шевченко^{1,2)}, Р.О. Масленников^{1,2)}, М.В. Пантелеев^{1,2)}

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾ООО «Радио Гигабит»

Фазовый шум является основным критерием качества синтезированного сигнала. Присутствие в системе связи фазового шума приводит к более частому появлению ошибочных бит, что увеличивает вероятность битовой ошибки (Bit Error Ratio – BER) [1]. Это приводит к ухудшению качества принимаемого сигнала и снижению скорости передачи данных в адаптивных системах связи.

Актуальность исследования методов компенсации фазового шума связана с использованием современными системами беспроводной связи новых частотных диапазонов 60–70 ГГц, где влияние фазового шума становится определяющим фактором приема сигнала и вносит значительный вклад в общий бюджет шума.

В данной работе проводится исследование влияния фазового шума и оценка эффективности алгоритмов его компенсации в системах с одной несущей и эквализацией в частотной области (Single Carrier Frequency Domain Equalization – SC-FDE). Выбор такой системы передачи данных в качестве объекта исследования обусловлен широким распространением в современных стандартах связи.

Основным отличием SC-FDE системы от традиционной схемы с одной несущей является то, что операция эквализации принятого сигнала, выполняемая на основе вычисления обратной свертки, производится в частотной области делением на передаточную функцию канала. Переход в частотную область принятого сигнала выполняется на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ), что приводит к необходимости использования защитного интервала. Основная роль защитного интервала – обеспечение цикличности свертки данных с каналом на длине одного символа. Существует две основные концепции формирования защитного интервала: циклический префикс и использование уникального слова. С точки зрения борьбы с фазовым шумом предпочтительнее использовать уникальное слово (Unique Word – UW), добавляющееся в конце каждого символа, которое можно рассматривать как пилотную последовательность, известную на приемнике [2].

Наличие пилотного сигнала позволяет оценить фазовый шум на интервале уникального слова. Основным недостатком такой оценки является невозможность оценки фазового шума на всей длине SC-FDE символа, что может быть скорректировано только изменением формата передаваемых данных и внесением дополнительной избыточности.

Компенсация фазового шума производится на основе полученной оценки следующими методами [3].

1) Компенсация общей фазовой ошибки – вычисление общего набега фазы на длине защитного интервала и компенсации его на всей длине SC-FDE символа.

2) Компенсация на основе линейной интерполяции – вычисление общего набега фазы на двух соседних защитных интервалах, линейной интерполяции и компенсации на символе между ними.

В данной работе были рассмотрены оба метода компенсации фазового шума, проведено моделирование на примере системы с одной несущей и экваларизацией в частотной области при передаче данных в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). В качестве модуляции сигнала использовалась квадратурная фазовая модуляция (QPSK). Для улучшения временной синхронизации производилась передача сигнала, интерполированного в 1,5 раза. Результаты работы схем компенсации оценивались с помощью величины вектора ошибки (ВВО) (Error Vector Magnitude (EVM)), представленного на рис. 1 и вероятности некодированной битовой ошибки (BER), представленной на рис. 2.

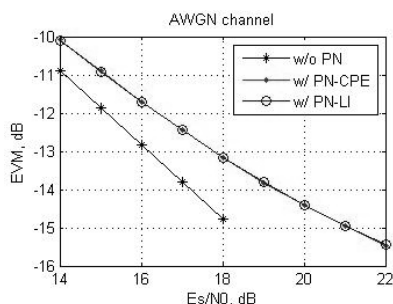


Рис. 1

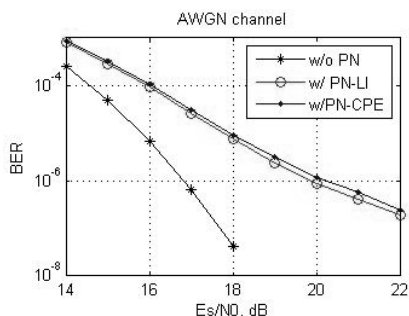


Рис. 2

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что при данном подходе к оценке фазового шума, оба рассматриваемых метода демонстрируют равную производительность. Дegradaция рабочей точки отношения сигнал-шум (ОСШ) по уровню битовой ошибки 10^{-6} составляет 3 дБ относительно случая без фазового шума. Это позволяет рекомендовать к реализации метод компенсации общей фазовой ошибки как аппаратно менее затратный.

В работе было проведено моделирование работы схемы оценки и компенсации фазового шума на основе реальных экспериментальных данных, пошедших через радиоканал. Полученные результаты подтверждают выигрыш, получаемый от использования схем компенсации фазового шума.

- [1] Yousefi S. Phase Noise in Communication: Modeling, Simulation and Estimation. Department of Signal and System. Tech. Report. – Göteborg: Chalmers University of Technology, 2009, 54 p.
- [2] Huemer M., Witschnig H., Hausner J. //Proc. of the IEEE Global Telecom. Conference. 2003. P.70.
- [3] Syrjäla V., Vajkama M., Tchamov N.N., Rinne J. // Proc. of the Wireless Telecom. Symp. 2009. P.1.