

Труды XXI научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ  
«БИОНИКА И СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА»**

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

## РАЗРАБОТКА ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ДЛЯ СТАНЦИЙ LTE НА ОСНОВЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ПАТЧ-ЭЛЕМЕНТОВ ДИАПАЗОНА 5-6 ГГц

Ангуэ Авеле Марк Бернис

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Обычно высокоскоростными подключениями к Интернету многие из нас пользуются в собственном доме, в офисе или даже в местном Интернет-кафе. Однако в пути эти подключения оказываются недоступными. В тоже время четвертое поколение мобильной связи – 4G обещает обеспечить нас реальным мобильным широкополосным доступом в сеть даже в пути.

Относитесь к поколениям беспроводных сетей как к наборам полезных сервисов, которые по мере доступности становятся все богаче и все быстрее. Используемые сегодня нами сети 3G позволяют просматривать потоковое видео, скачивать музыку и файлы и просматривать веб на средних скоростях скачивания от 600 Кбит/сек до 1,4 Мбит/сек. В сетях же 4G вы сможете делать все то же самое, но на гораздо более высоких скоростях. При этом повышенные скорости откроют двери и для новых приложений и сервисов [1].

Одна из ключевых компонент 4-G точки доступа – антенна, должна обеспечивать высокую эффективность ее работы посредством поддержки параллельной работы на одних частотных ресурсах нисходящего и восходящего каналов связи и, также, обладать всеми характеристиками современных антенн: компактностью, широкой полосой пропускания сигнала, низкой стоимостью изготовления. Более того, антенна должна обладать всенаправленной диаграммой излучения, для эффективной передачи данных одновременно нескольким пользователям.

Для решения поставленной задачи была разработана фазированная антенная решетка (ФАР) на основе микрополосковой патч-антенны с расширенной рабочей частотной полосой. Разработанная ФАР состоит из 18 активных патч-элементов, сигнал к которым подводится с помощью 50-омных микрополосковых линий.

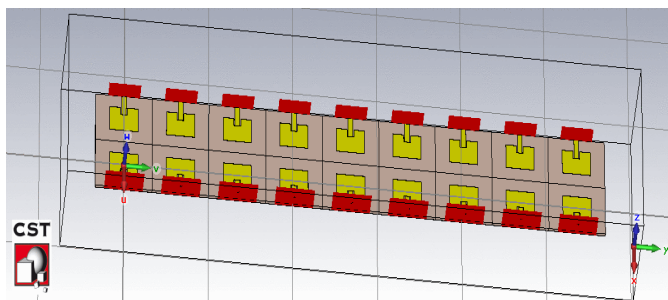


Рис. 1. Структура разработанной антенны.

Структура разработанной антенны представлена на рис. 1 (все размеры указаны в мм.). Антенна реализована на однослойной печатной плате с двумя слоями металлизации, при этом в качестве диэлектрической подложки платы применяется материал FR4 ( $\epsilon_r = 4.6$ ,  $\tan\delta = 0.025$ ). Сигнал к антенным элементам подводится с помощью 50-омных симметричных микрополосковых линий, расположенных на противоположных сторонах подложки.

Было проведено электромагнитное моделирование разработанной антенны с помощью САПР CST Microwave Studio. На рис. 2 приведена зависимость коэффициента отражения от частоты. Антенна имеет центральную частоту 5.336 ГГц и имеет рабочую полосу пропускания 5.17-5.43 ГГц (260 МГц).

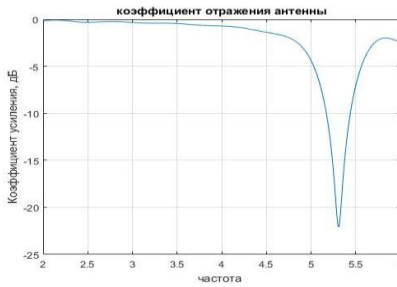


Рис. 2. Коэффициент отражения антенны.

Кроме того, были исследованы сканирующие способности ФАР при различных значениях фазы на активных элементах. Из рис. 3 видно, что сектор сканирования в азимутальной плоскости составляет  $70^\circ$ .

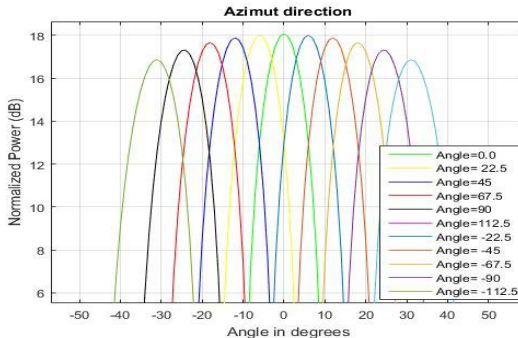


Рис. 3. Диаграмма направленности ФАР в азимутальной плоскости.

[1] [http://winlined.ru/articles/besprovodnaya\\_tehnologiya\\_4g.php](http://winlined.ru/articles/besprovodnaya_tehnologiya_4g.php)

## МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПОЛЯРНОГО КОДА – СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ

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

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Полярные коды (polar codes) – новая, перспективная схема канального кодирования, которая будет использоваться в стандарте беспроводной связи пятого поколения 5G NR для передачи служебной информации. Она впервые позволила в теории достичь предела Шеннона [1] на длинах кодового блока  $N \rightarrow \infty$  при сложности кодирования и декодирования  $O(\text{Mog}N)$ . Однако при конечной длине блока схема, предложенная в [1], проигрывает в помехоустойчивости кодам, применяемым в существующих системах беспроводной связи. Для улучшения характеристик полярных кодов были предложены несколько методов ([2][3][4]). В статье приводится их анализ с целью выявления лучшего для реализации в стандарте беспроводной связи пятого поколения.

### *Особенности декодирования полярных кодов*

Не рассматривая подробности алгоритма декодирования, обозначим его основные отличительные черты:

- биты декодируются последовательно;
- мягкая оценка каждого бита (логарифм отношения правдоподобия, LLR) вычисляется как комбинация мягких оценок кодовых бит;
- при декодировании каждого следующего бита используются жёсткие оценки результатов декодирования предыдущих.

### *Метод последовательного исключения (Successive cancellation, SC)*

Простейший метод декодирования полярных кодов [1] предполагает последовательное получение жёстких оценок бит по формуле (1), где  $F_i$  – замороженный бит,  $I_j$  – бит информации.

$$F_i = 0 \quad I_j = \begin{cases} 0, & \text{если } LLR_j \geq 0 \\ 1, & \text{если } LLR_j < 0 \end{cases} \quad (1)$$

При использовании такого метода неверная мягкая оценка любого из информационных бит приводит к его неверной жёсткой оценке и, как следствие, появлению блоковой ошибки.

### *Метод списочного последовательного исключения (Successive cancellation list, SCL)*

Метод, позволяющий преодолеть вышеописанный недостаток с помощью тестирования обоих вариантов жёсткой оценки (0 и 1) для каждого информационного бита [2]. При этом каждый из тестируемых вариантов порождает т.н. независимый путь декодирования – набор результатов декодирования последующих бит, наиболее вероятный при условии верности тестируемой жёсткой оценки. Каждому из путей декодирования ставится в соответствие т.н. метрика пути – количественная характеристика, отражающая степень согласованности жёстких оценок бит пути с их мягкими оценками. При

декодировании каждого бита метрика каждого пути увеличивается на значение функции штрафа (2), где  $d_j$  – тестируемое значение жёсткой оценки бита информации. По окончании декодирования всех бит информации результатом работы алгоритма признаются их значения в пути, имеющем наименьшую метрику.

$$\varphi(F_i) = \begin{cases} 0, & \text{если } LLR_i \geq 0 \\ |LLR_i|, & \text{если } LLR_i < 0 \end{cases}$$

$$\varphi(I_j) = \begin{cases} 0, & \text{если } LLR_j \text{ согласован с } d_j \\ |LLR_j|, & \text{если } LLR_j \text{ не согласован с } d_j \end{cases} \quad (2)$$

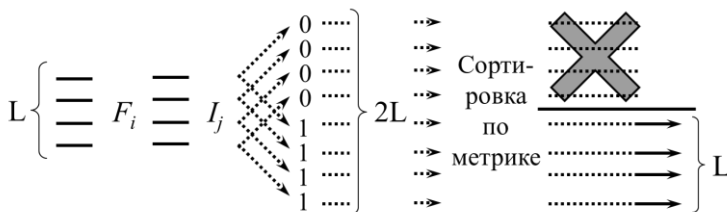


Рис. 1

Декодер, аппаратно реализующий описанный алгоритм, имеет ограниченный объём памяти, а, следовательно, необходимо ограничение на максимальное число путей декодирования  $L$ , обрабатываемых одновременно. В таком случае после декодирования каждого информационного бита (которое приводит к удвоению числа путей) производится их сортировка по величине метрики. Пути с наибольшей метрикой исключаются из дальнейшего рассмотрения (рис. 1).

Описанный алгоритм декодирования позволяет увеличить помехоустойчивость полярного кода (рис. 2). Можно видеть, что увеличение размера списка путей  $L$  приводит к повышению помехоустойчивости. Однако уже после  $L = 4$  характеристики кода приближаются к состоянию насыщения, соответствующему  $L = \infty$  (декодеру МП).

Для дальнейшего улучшения показателей необходимо сочетание полярного кода с какой-либо другой схемой кодирования.

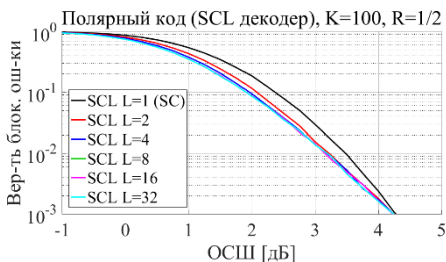


Рис. 2

### Полярный код с добавлением CRC (CRC-aided polar code)

Циклический избыточный код (cyclic redundancy check, CRC) – контрольная сумма, добавляемая к информационному сообщению для проверки правильности

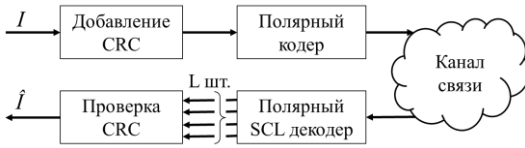


Рис. 3

проверку CRC (вместо пути с минимальной метрикой).

Сочетание циклического избыточного кода с полярным позволяет существенно повысить помехоустойчивость последнего при больших размерах списка  $L$  – на 1 дБ при  $L=32$  (рис. 5). Превосходство описанного метода над выбором пути на основании его метрики свидетельствует о том, что метрика – недостаточно эффективный показатель для отбора лучших путей – не только в конце, но и в процессе декодирования.

**Полярный код с проверкой чётности (Parity-check polar code)**

Для повышения точности метрики пути, а, следовательно, качества отбора путей при списочном декодировании, было



Рис. 4

предложено [4] ввести дополнительный тип бит на входе полярного кодера – т.н. бит проверки чётности или PC-бит (рис. 4). Такой бит является суммой по модулю 2 некоторого подмножества бит информации  $S_{PC_k}$  (3):

$$PC_k = \sum_{j \in S_{PC_k}} I_j \tag{3}$$

После декодирования PC-бита производится вычисление суммы (3) с использованием жёстких оценок информационных бит в данном пути. Функция штрафа для PC-бита имеет вид (4) – в случае несоответствия вычисленной суммы декодированному биту, метрика пути увеличивается.

$M(4)$

Описанный метод позволяет увеличить помехоустойчивость полярного кода ещё на ~0.1-0.3 дБ (рис. 6).

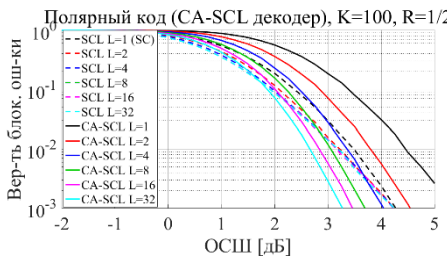


Рис. 5

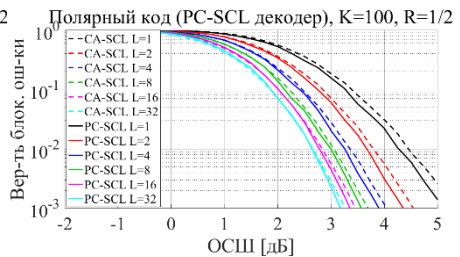


Рис. 6

**Полярные коды в стандарте беспроводной связи пятого поколения 5G NR**

При выборе метода для практической реализации нужно учитывать множество факторов, таких как задержка, вносимая канальным кодированием, сложность реализации, энергопотребление и т.д., а также нюансы устройства реальных систем связи.

Одним из таких нюансов является использование CRC для обнаружения ошибок при передаче (почти) всех сообщений. Авторами данной работы было предложено повторно использовать CRC также и для списочного декодирования полярного кода, без добавления каких-либо дополнительных бит. При этом полярный код с проверкой чётности требует достаточно большого числа (10 – 100) РС-бит для своей работы. В результате радикального уменьшения накладных расходов полярного кода с добавлением CRC, его помехоустойчивость оказывается выше, чем у метода-конкурента (рис. 7).

Побочным эффектом использования CRC для выбора лучшего из  $L$  путей является ухудшение способности CRC к обнаружению ошибок передачи данных (рис. 8). Однако, этот недостаток может быть легко преодолен путём увеличения длины CRC на  $\log_2 L$  бит, что по-прежнему много меньше необходимого числа РС-бит.

В таблице ниже собраны для сравнения некоторые из характеристик рассмотренных методов. Полярный код с добавлением CRC признан оптимальным методом для передачи служебной информации в стандарте беспроводной связи 5G NR.

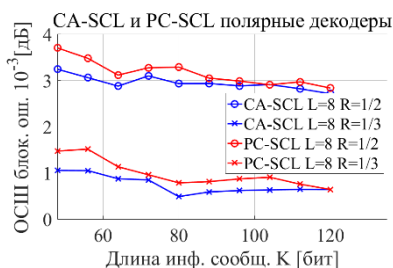


Рис. 7

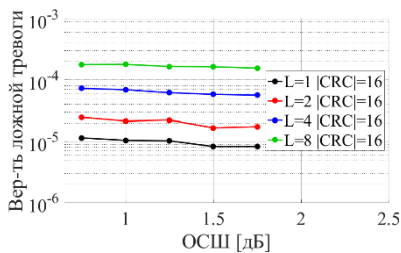


Рис. 8

Табл.

	SCL полярный декодер	Полярный код с добавлением CRC	Полярный код с проверкой чётности
Сложность реализации	низкая	средняя	высокая
Помехоустойчивость	низкая	высокая	средняя
Кол-во дополнит. бит	0	1 – 5	10 – 100

[1] Arikan E. // IEEE Transactions on Information Theory. 2009. Vol. 55, № 7. P. 3051.  
 [2] Tal I., Vardy A. // Proc. IEEE International Symposium on Information Theory. 31 July 2011. / Piscataway: IEEE, 2011. P 1.  
 [3] Niu K., Chen K. // IEEE Communications Letters. 2012. Vol. 16, № 10. P. 1668.  
 [4] Trifonov P., Miloslavskaya V. // Information Theory Workshop. 9 Sep. 2013 г. / Piscataway: IEEE. 2013.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ДЛЯ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ БЕСПИЛОТНЫХ АВТОМОБИЛЕЙ

П.В. Дьяков, С.Д. Соснин

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Одно из направлений развития современных беспроводных систем радиосвязи - подключение автомобилей и всей транспортной инфраструктуры к сотовой сети. В связи с этим в скором времени будет доступно большое количество новых опций транспортной инфраструктуры, таких как: беспилотное управление автомобилями, новейшие системы информирования об авариях, групповое автономное передвижение машин на близком расстоянии и на высокой скорости («platooning») и многие другие.

Одно из главных требований для автономного (беспилотного) управления транспортными средствами – возможность высокоточного определения координат автомобиля и расстояний до других объектов транспортной инфраструктуры, что не может быть обеспечено современными спутниковыми системами навигации (GPS, ГЛОНАСС и т.д.).

Цель данного исследования – разработка методов увеличения точности определения абсолютных координат мобильных терминалов, на основе обмена данными через беспроводные системы связи.

Один из методов улучшения точности определения абсолютного местоположения терминалов на основе имеющихся координат, полученных от спутниковых систем навигации – алгоритм совместного позиционирования.

Основные принципы алгоритма совместного позиционирования.

- Измерение расстояний между мобильными терминалами при помощи радиосигналов.
- Прием данных от спутниковых систем навигации для получения начального местоположения.
- Обмен координатами между соседними терминалами.
- Уточнение собственного местоположения на основе координат соседних пользователей и измеренных расстояний.

Для уточнения собственного местоположения каждый терминал может составить система уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_1 - \tilde{x}_i)^2 - (y_1 - \tilde{y}_i)^2} - \tilde{d}_{1,i} = \varepsilon_1 \\ \dots \\ \sqrt{(x_j - \tilde{x}_i)^2 - (y_j - \tilde{y}_i)^2} - \tilde{d}_{j,i} = \varepsilon_j \\ \dots \\ \sqrt{(x_M - \tilde{x}_i)^2 - (y_M - \tilde{y}_i)^2} - \tilde{d}_{M,i} = \varepsilon_M \end{array} \right. , \quad (1)$$

где  $(x_j, y_j)$  – координаты соседнего  $j$ -пользователя,  $d_{ij}$  – расстояние между  $j$ -пользователем и  $i$ -пользователем,  $(\tilde{x}_i, \tilde{y}_i)$  – оцененные координаты  $i$ -пользователя,  $\varepsilon_j$  – полная ошибка  $j$ -измерения.



Используя метод взвешенных наименьших квадратов,  $i$ -терминал может решить систему уравнений (1), уточнить свои абсолютные координаты и отправить их остальным пользователям для следующей итерации алгоритма [2].

Точность определения местоположения при помощи алгоритма совместного позиционирования была исследована при использовании симуляций системного уровня с модерированием каналов между каждыми двумя терминалами.

Ошибка спутниковых систем навигации моделировалась как случайная величина с усеченными Гауссовым распределением  $[-3\sigma, 3\sigma]$ ,  $\sigma$  была выбрана на основе реального распределения ошибки позиционирования на сценарии близком к сценарию «автострада».

В многолучевом канале для измерения расстояний между пользователями был использован алгоритм детектирования первого пришедшего луча. Задача детектирования подразумевает выделение первого отсчета канальной характеристики на уровне шума.

На рисунке представлены результаты работы алгоритма совместного позиционирования в сравнении с определением местоположения при помощи спутниковых систем навигации (слева), а также ошибка определения расстояния между терминалами при помощи радиоизмерений (справа).

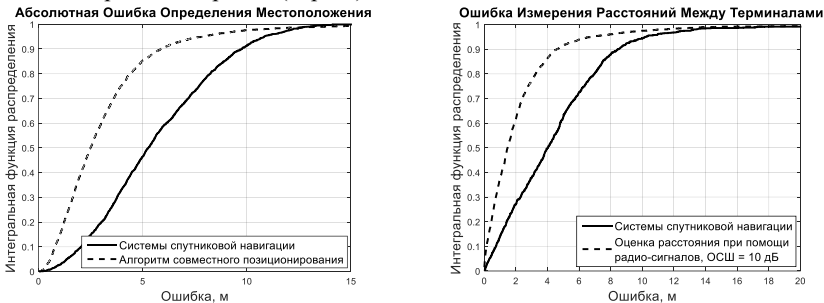


Рис.

На основе полученных результатов моделирования можно сделать вывод, что в современных и будущих системах радиосвязи, алгоритм совместного позиционирования позволяет значительно улучшить точность определения местоположения.

- [1] 3GPP TS 36.171.
- [2] 3GPP TR 36.885.
- [3] Ho K. C., Kovavisaruch L. and Parikh H. "Source localization using TDOA with erroneous receiver positions" // in Proc. IEEE ISCAS, Vancouver, May 2004. P. II/453.
- [4] Ge F.-X., Shen D., Peng Y. and Li V. "Super-resolution time delay estimation in multipath environments" // Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions On Communications. Sept 2007. Vol. 54, No. 9. P. 1977.

## ПОСТРОЕНИЕ LDPC КОДОВ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

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

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### *Введение*

В настоящее время началась разработка перспективной системы мобильной сотовой связи пятого поколения (5G). Одним из основных требований, предъявляемых к новой системе связи, является обеспечение высокой помехоустойчивости для более высокой скорости передачи данных, равной 20 Гбит/с. Одним из основных способов повышения помехоустойчивости является применение помехоустойчивого кодирования, позволяющего бороться с ошибками, возникающими при передаче сигнала через канал связи. В качестве используемой схемы для канала передачи данных в 5G были выбраны коды с малой плотностью проверки на четность (Low density parity check codes, LDPC), так как только LDPC коды способны удовлетворить требованию пропускной способности 20 Гбит/с по причине высокой скорости декодирования.

Целями данной работы являлись разработка алгоритма построения LDPC кодов с выбранными параметрами и сравнение помехоустойчивости с LDPC кодами, построенными с другими параметрами построения.

### *Структура кодера LDPC кодов*

Коды с малой плотностью проверки на четность были представлены Галлагером в 1962 году. Описание LDPC кода состояло из генерационной матрицы  $G$ , используемой при кодировании, и матрицы проверки на четность  $H$ , используемой при декодировании принятого сообщения. Матрица  $H$  должна удовлетворять следующему условию

$$H \cdot p^T = 0,$$

где  $p^T$  – вектор-столбец кодовой последовательности,  $0$  – вектор нулей. С помощью генерационной матрицы кодовая последовательность  $x$  вычисляется по формуле

$$p = m \cdot G,$$

где  $m$  – информационное сообщение. Кодовый вектор  $x$  состоит из двух частей: систематической (т.е. информационного сообщения) и бит проверки на четность.

По причине высокой (квадратичной) сложности кодирования в Wi-Fi стандарте IEEE 802.11n начали использовать LDPC коды с матрицей  $H$ , имеющей особенную структуру, позволяющую значительно сократить сложность кодирования LDPC кодов [1]. На рис. 1 представлен пример такой матрицы с  $Z = 54$ .  $Z$  – размер квадратных подматриц, циклически сдвинутых вправо единичных матриц или матриц из нулей. Как показано на рис. 1 вместо хранения всей матрицы из нулей и единиц используют лишь значения сдвигов подматриц  $h_{ij}$ , где  $i$  и  $j$  – номера строк и столбцов соответственно. На местах, изображенных прочерками, т.е. если подматрица состоит лишь из нулей,  $h_{ij} = -1$ . Первые  $K$  столбцов матрицы называются информационными, так как умножаются на информационную часть кодового сообщения. Количество строк матрицы  $H$  равно



**Выбранный тип LDPC кодов для 5G**

Для мобильных систем связи нужна схема кодирования, способная поддерживать возможность закодировать информационное сообщение любой длины в кодовую последовательность любой длины с гранулярностью в один бит, т.е. матрица  $H$  должна содержать в себе множество схожих по структуре матриц.

Стандартные LDPC коды из Wi-Fi IEEE 802.11n не имеют такой возможности из-за структуры кодирования. Для систем мобильной связи 5G были выбраны так называемые Raptor-like LDPC коды [2]. Матрица проверки на чётность  $H$  таких кодов может быть описана следующим выражением

$$H = \begin{bmatrix} HRC & 0 \\ IRC & I \end{bmatrix},$$

где HRC (High Rate Code) – минимальная часть матрицы  $H$ , поддерживающая максимальную скорость кодирования, IRC (Incremental Redundancy Code) – добавочная часть,  $I$  – единичная матрица,  $0$  – часть матрицы, состоящая из нулей.

В следствие использования единичной матрицы  $I$ , части матрицы  $H$ , вырезанные ниже HRC имеют схожую структуру, т.е. представляют отдельные матрицы проверки на чётность для LDPC кодов с разными скоростями кодирования.

**Основные наблюдаемые характеристики в ходе построения LDPC кодов**

Основными характеристиками, отвечающими за производительность LDPC кодов, являются так называемые циклы (cycles) и ловушки (trapping sets), особые структуры в графе, представляющем матрицу проверки на чётность  $H$ .

Циклы длины, равной четырём, и ловушки, например, длины шесть имеют следующие структуры соответственно (также представленные на рис. 4, 5):

$$\begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & 1 & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

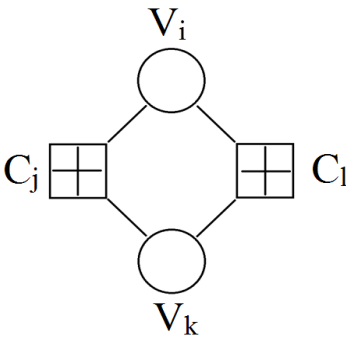


Рис. 4

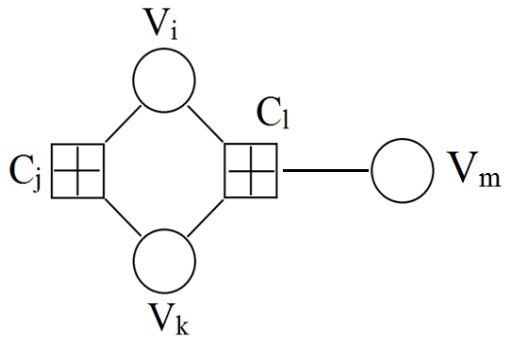


Рис. 5

### Анализ производительности полученного LDPC кода

Для построения дизайна LDPC кода было выбрано значение  $K_b = 32$ . Сравнение производительности производилось с дизайном с  $K_b = 16$ .

По причине того, что матрица  $H$  оптимизируется для определенного набора значений  $Z$ , важными моментами сравнения являются информационные длины  $K$ , для которых максимально расстояние до ближайшего значения  $K_b * Z$ . Для таких длин максимально количество нулей, которые нужно добавить, чтобы длина информационного сообщения была равна ближайшему значению  $K_b * Z$ . На рис. 6. представлено такое сравнение.

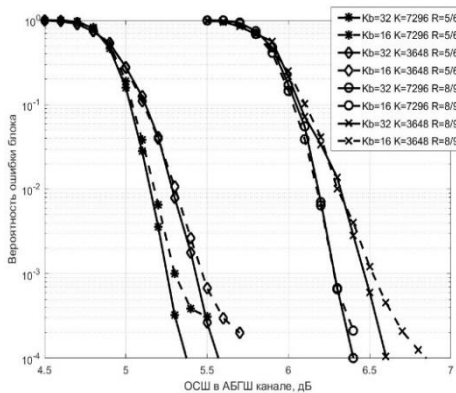


Рис. 6

Как видно из рис. 6, более компактное представление матрицы  $H$  приводит к её более плотной структуре, увеличению количества циклов и появлению так называемых error floors (минимальных уровней вероятности блочной ошибки) до достижения вероятности ошибки, равной  $10e-4$ , т.е. в рабочем диапазоне систем мобильной связи 5G.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что LDPC коды с выбранными в данной работе параметрами лучше удовлетворяют требованиям мобильных систем связи 5G.

- [1] Cai Z., Hao J., Tan P.H., Sun S., Chin P.S., “Efficient encoding of IEEE 802.11n LDPC codes” // Electronics Letters. 2006. Vol. 45, № 25. P. 1036.
- [2] Chen T., Vakilinia K., Divsalar D., Wesel R. D. “Protograph-Based Raptor-Like LDPC Codes” // IEEE Transactions on Communications. 2015. Vol. 63, №. 5. P. 1522.

## ПОРОГОВАЯ ТЕХНИКА ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧИСЛА ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МЕТОДОМ МИНИМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА

В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.В. Елохин, О.А. Шмонин

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Рассмотрен двухэтапный подход к сверхразрешению близкорасположенных источников радиоизлучения (ИРИ), когда находятся области расположения ИРИ с помощью сканирования лучом антенной решетки (АР), а затем сверхразрешающий метод минимального многочлена применяется в этих областях для оценки числа ИРИ и их координат. Получена оценка уровня порога, необходимая для оценки числа ИРИ.

### *Введение*

Параметрические методы углового сверхразрешения близкорасположенных ИРИ с помощью АР находят широкое применение в различных областях науки и техники. В [1-3] предложен и исследован высокоэффективный метод минимального многочлена. Метод основан на оценке параметров минимального многочлена корреляционной матрицы (КМ) входного процесса в АР. В частности, число ИРИ определяется степенью минимального многочлена, для оценки которой предложена статистически обоснованная пороговая техника. Значение порога выбирается на основе имеющейся априорной информации о КМ собственного шума приемных устройств АР и заданного уровня ложной тревоги. Затем оцениваются направления на ИРИ по соответствующим максимумам псевдоспектральной функции. Однако процедура поиска экстремумов имеет достаточно высокую вычислительную сложность.

Представляет интерес другой (двухэтапный) подход к применению данного метода. Вначале будем производить обычное сканирование лучом АР во всей заданной угловой области. В результате найдем одну или несколько областей, в которых имеются ИРИ. Затем сверхразрешающий метод минимального многочлена применяется только в этих областях для оценки числа ИРИ и их координат. С точки зрения вычислительных затрат такой подход может быть более оптимальным (особенно в случае больших АР с узким лучом), чем применение данного метода во всей угловой области. При этом в качестве априорной информации для пороговой техники можно считать факт наличия как минимум одного источника ИРИ. Представляет интерес исследование эффективности такого подхода к разрешению близко расположенных ИРИ, особенно в случае многоэлементной АР и короткой выборки входного процесса, когда число выборочных векторов меньше числа элементов АР. Настоящая работа посвящена такому исследованию.

### *Метод минимального многочлена*

Рассмотрим  $N$ -элементную АР и предположим, что на ее входе имеются сигналы от  $J$  ИРИ. Вектор  $l$ -ой выборки входного процесса можно записать в виде

$$\mathbf{X}(l) = a_1(l)\mathbf{S}_1 + a_2(l)\mathbf{S}_2 + \dots + a_J(l)\mathbf{S}_J, \quad (1)$$

где  $\mathbf{S}_j$  – вектор амплитудно-фазового распределения  $j$ -го сигнала в элементах АР;  $a_j(l)$  – комплексная амплитуда этого сигнала,  $\mathbf{Z}(l)$  – вектор аддитивных гауссовых шумов приемных устройств с нулевым средним и единичной мощностью.

В случае некоррелированных ИРИ для КМ входного процесса  $\mathbf{M} = \langle \mathbf{X}(l)\mathbf{X}(l)^H \rangle$  имеем [4]  $\mathbf{M} = \mathbf{I} + v_1\mathbf{S}_1\mathbf{S}_1^H + v_2\mathbf{S}_2\mathbf{S}_2^H + \dots + v_J\mathbf{S}_J\mathbf{S}_J^H$ , где  $\mathbf{I}$  – единичная КМ собственных шумов,  $v_j$  и  $\mathbf{S}_j$  – мощность и вектор волнового фронта  $j$ -го ИРИ в элементах АР, зависящий от углового расположения данного источника относительно АР,  $\langle \cdot \rangle$  – статистическое среднее,  $(\cdot)^H$  – эрмитово сопряжение. В случае линейной и эквидистантной АР  $n$ -ая компонента вектора  $\mathbf{S}_j$  равна  $(S_j)_n = \exp[j(n-1)u_j]$ , где  $u_j = 2\pi(d/\lambda)\sin\varphi_j$ ,  $\varphi_j$  – угловая координата  $j$ -го источника,  $d$  – период АР,  $\lambda$  – длина волны.

При обработке сигналов в АР используется максимально правдоподобная оценка КМ  $\mathbf{M}$  по  $L$  выборкам входного процесса, равная [4]

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L X(l)X(l)^H \quad (2)$$

Минимальный многочлен точной КМ  $\mathbf{M}$  можно записать в виде  $\Phi(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)\dots(\lambda - \lambda_{J+1})$ . Степень  $m$  этого многочлена определяется числом  $J$  ИРИ ( $m = J+1$ ), а его корнями являются неравные между собой собственные числа матрицы  $\mathbf{M}$  ( $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$ ) [5]. Наименьшее (шумовое) собственное число равно мощности собственного шума ( $\lambda_{J+1} = 1$ ), а остальные (сигнальные) собственные числа зависят от параметров ИРИ. В соответствии с теоремой Гамильтона-Кэли [5] КМ  $\mathbf{M}$  удовлетворяет своему минимальному многочлену, то есть  $\Phi(\mathbf{M}) = 0$ . Отсюда следует, что многочлен  $\mathbf{E}^{(J+1)}(\mathbf{M}) = (\mathbf{I} - \gamma_1\mathbf{M})(\mathbf{I} - \gamma_2\mathbf{M})\dots(\mathbf{I} - \gamma_{J+1}\mathbf{M}) = 0$ , где  $\gamma_n = 1/\lambda_n$ .

Выборочная КМ  $\hat{\mathbf{M}}$  имеет случайные собственные числа  $\mu_n$ . В случае короткой выборки входного процесса ( $L < N$ ) матрица  $\hat{\mathbf{M}}$  является вырожденной и имеет  $L$  положительных и  $N - L$  нулевых собственных чисел. Ее минимальный многочлен имеет вид  $\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2)\dots(\mu - \mu_L)$ . Таким образом, при переходе от точной матрицы  $\mathbf{M}$  к выборочной матрице  $\hat{\mathbf{M}}$  степень минимального многочлена становится равной числу выборок и, следовательно, перестает зависеть от числа  $J$  ИРИ. Это обусловлено появлением множества шумовых собственных чисел вместо одного.

Статистический критерий среднеквадратической ошибки (СКО) для оценки степени минимального многочлена точной КМ  $\mathbf{M}$  предложен в [3]. Для выборочной КМ

$\hat{\mathbf{M}}$  находится матричный многочлен  $\Gamma^{(m)}(\hat{\mathbf{M}}) = (\mathbf{I} - \hat{\gamma}_1\hat{\mathbf{M}})(\mathbf{I} - \hat{\gamma}_2\hat{\mathbf{M}})\dots(\mathbf{I} - \hat{\gamma}_{J+1}\hat{\mathbf{M}})$ . Далее определяется минимум  $l(m)$  квадрата евклидовой нормы этого многочлена путем выбора коэффициентов  $\hat{\gamma}_n$ . Коэффициенты  $\hat{\gamma}_n$  являются оценками обратных собственных чисел выборочной матрицы  $\hat{\mathbf{M}}$  ( $\hat{\gamma}_n = 1/\mu_n$ ) и находятся из решения системы нелинейных уравнений [3]

$$\hat{\gamma}_n = Sp \left[ \hat{\mathbf{M}} \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \hat{\gamma}_i \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \left\{ Sp \left[ \hat{\mathbf{M}}^2 \prod_{i=1, i \neq n}^m (\mathbf{I} - \hat{\gamma}_i \hat{\mathbf{M}})^2 \right] \right\}^{-1} \quad (3)$$

где  $Sp(\cdot)$  – след матрицы.

Квадрат нормы многочлена  $I^{(m)}$  является СКО аппроксимации минимального многочлена КМ  $\mathbf{M}$  многочленом минимальной степени. При этом СКО не превышает заданный порог  $Th$ . С ростом степени  $m$  от 1 до  $N$  аппроксимация минимального многочлена матрицы  $\mathbf{M}$  становится более точной и, поэтому, СКО  $I^{(m)}$  является убывающей функцией. Следовательно, существует значение  $m = \bar{m}$ , при котором  $I^{(m)} < Th$ . Величина  $\bar{m}$  принимается за оценку степени минимального многочлена. Получаемая при этом матрица  $\mathbf{I}^{(m)}(\bar{\mathbf{M}})$  будет наиболее близкой к нулевой матрице.

Значение порога можно определить на основе имеющейся априорной информации. Обработку сигналов в АР будем производить в два этапа. Сначала выполним сканирование лучом АР во всей угловой области, а затем применим сверхразрешающий метод в каждой области расположения ИРИ. Будем считать, что в такой области может быть один или два ИРИ. Тогда в качестве априорной информации можно считать, что имеется как минимум один ИРИ.

В случае одного ИРИ ( $J = 1$ ) степень минимального многочлена КМ  $\mathbf{M}$  равна двум ( $m = 2$ ). Если аппроксимировать этот многочлен многочленом первой степени, то можно показать, что СКО будет близка (снизу) к величине  $I^{(1)} = N - 1$ . При наличии двух ИРИ ( $J = 2$ ) степень минимального многочлена КМ  $\mathbf{M}$  увеличивается до трех ( $m = 3$ ). СКО аппроксимации минимального многочлена многочленом первой степени, будет близка (снизу) к величине  $I^{(1)} = N - 1$ . Если аппроксимировать этот многочлен многочленом второй степени, то СКО уменьшится и будет близка (снизу) к величине  $I^{(2)} = N - 2$ . Поэтому порог можно выбрать равным  $Th < N - 2$ .

### Результаты моделирования

Рассмотрим линейную АР, состоящую из  $N = 20$  элементов, расположенных с периодом  $d = 0.5\lambda$ . Случайный вектор  $\mathbf{X}(l)$  для  $l$ -ой выборки входного процесса зададим в виде (1). При этом число выборочных векторов  $L = 10$ , то есть выборка является короткой ( $L < N$ ).

На рис. 1 приведены гистограммы, построенные по 500 независимым экспериментам, для СКО  $I^{(1)}$  и  $I^{(2)}$  при наличии одного ИРИ мощностью  $\nu = 20$  дБ, расположенного в направлении нормали к АР.

Далее рассмотрим случай двух некоррелированных ИРИ одинаковой мощности  $\nu = 20$  дБ, расположенных симметрично относительно нормали к АР ( $\varphi_1 = -\varphi_2$ ). Зададим нормированное угловое расстояние  $\delta\varphi$  между источниками  $\delta\varphi =$

$\Delta\varphi/\Delta\varphi_{beam}$ , где  $\Delta\varphi_{beam}$  – ширина диаграммы направленности АР по уровню половинной мощности. На рис. 2 показаны гистограммы для СКО  $I^{(1)}$ ,  $I^{(2)}$  и  $I^{(3)}$  при  $\delta\varphi = 0.5$  (слева) и  $\delta\varphi = 0.25$  (справа). Пунктирными линиями показаны средние значения соответствующих СКО. Из рисунков следует, что гистограмма для СКО  $I^{(1)}$  осталась неизменной при появлении второго ИРИ. Гистограммы для СКО  $I^{(1)}$  и  $I^{(2)}$  практически не измени-

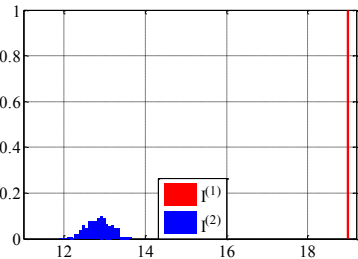


Рис. 1



лись при сближении ИРИ. Из приведенных результатов следует, что порог можно выбрать любым в пределах  $13 \div 17.5$ . Проведенное моделирование показало, что мощность ИРИ слабо влияет на гистограммы (а, следовательно, на уровень порога). Уменьшение длины  $L$  выборки входного процесса также не влияет на СКО  $I^{(1)}$  и  $I^{(2)}$ , но приводит к увеличению СКО  $I^{(3)}$ . Например, если выбрать очень короткую выборку ( $L = 3$ ), то порог следует выбирать в пределах  $17.0 \div 17.5$ .

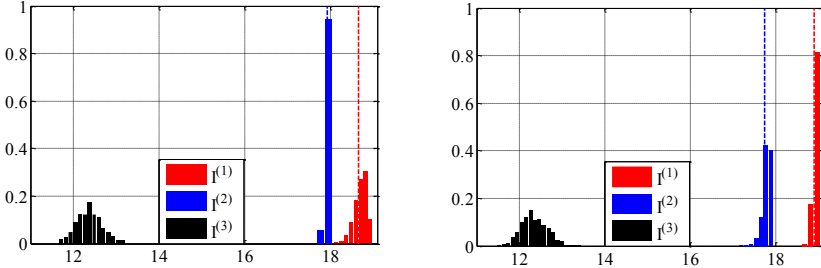


Рис. 2

На рис. 3 показана вероятность правильной оценки числа ИРИ в зависимости от длины  $L$  выборки входного процесса для рассмотренной выше АР при мощности  $\nu = 20$  дБ и угловом расстоянии  $\delta\varphi = 0.25, 0.5$  и  $0.75$ . Уровень порога выбирался равным  $17.1$ .

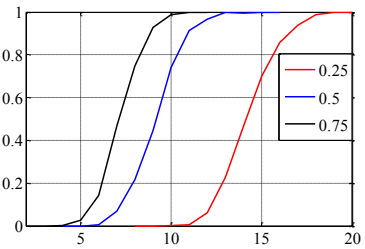


Рис. 3

### Заключение

Рассмотрен двухэтапный подход к сверхразрешению близкорасположенных ИРИ. Вначале производится сканирование лучом АР во всей заданной угловой области и находят области расположения ИРИ. Затем сверхразрешающий метод минимального многочлена применяется только в этих областях для оценки числа ИРИ и их координат. Получена оценка уровня порога, необходимая для оценки числа ИРИ.

- [1] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Анурын А.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1996. Т.39, № 9. С. 1144.
- [2] Ермолаев В.Т. // Изв. вузов. Радиофизика. 1995. Т. 38. № 8. С. 841.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Купцов В.В. // Сборник трудов X Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2016. С. 100.
- [4] Godara L.C. Smart antennas. CRC Press. 2004.
- [5] Гантмахер Ф.П. Теория матриц. – М.: Наука. 1988. 552 с.

## ВЫДЕЛЕНИЕ КОМПОНЕНТ ВЗРЫВНОГО И $1/f$ ШУМА ИЗ СМЕСИ В ПЛАНАРНЫХ ДИОДАХ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

Ю.И. Германович, А.В. Ключев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Диоды Шоттки находят широкое применение в современной радиоэлектронике [1, 2].

В данной работе исследуются характеристики низкочастотных шумов диодов Шоттки. Во всех диодах был обнаружен  $1/f$  шум [3]. Кроме  $1/f$  шума, в некоторых образцах был обнаружен взрывной шум, имеющий характер случайного телеграфного процесса (СТП).

Существуют различные, зачастую противоречивые, теории, пытающиеся объяснить природу  $1/f$  шума. Некоторые исследователи предполагают (см., например, [4] - [6]), что  $1/f$  шум есть суперпозиция ряда СТП с различными характеристическими частотами. Другие предполагают (см., например, [7]), что  $1/f$  шум возникает из-за флуктуаций подвижности носителей, а взрывной (СТП) шум – это явление захвата носителей ловушками, ведущее к изменению числа носителей заряда и, следовательно, также к флуктуациям проводимости.

Одной из последних работ, в которой используется процедура выделения СТП на шумовом фоне, является [8].

В данной работе, аналогично [8], для разделения двух шумовых компонент используется цифровая обработка исходного шума, основанная на стандартной теории обнаружения сигналов.

Основная задача работы – представить результаты исследования характеристик СТП, выделенного из смеси с фоновым фликкерным шумом, а также сравнение характеристик выделенных компонент.

Исследованные диоды Шоттки выполнены по планарной технологии. Контакт Ti-Au образует барьер Шоттки с GaAs и имеет прямоугольную форму. Его площадь  $0.5 \times 2$  мкм. Он размещен на слое GaAs с концентрацией доноров (Si) около  $5 \cdot 10^{16}$  см<sup>-3</sup>. Глубже в толще структуры, на расстоянии около 0,2 мкм от границы Ti-GaAs, расположен толстый (более 1 мкм), сильнолегированный слой GaAs (более  $10^{18}$  см<sup>-3</sup>). К указанному слою сделан качественный омический контакт (Au-AuGe), имеющий П-образную форму и охватывающий барьерный контакт с трех сторон (встречно-штыревая система контактов). Для снижения паразитной межэлектродной емкости используется полупрозрачная GaAs подложка, на которую методом газовой эпитаксии наносятся указанные слои GaAs [9].

Измерялось шумовое напряжение на диоде, возникающее при пропускании постоянного тока через образец [10]-[15]. Последовательное сопротивление источника тока всегда было, по крайней мере, в 20 раз больше, чем динамическое сопротивление диода.

Пример осциллограммы наблюдаемого шумового напряжения  $V(t)$ , представленный на рис., содержит ярко выраженный случайный телеграфный процесс (СТП).

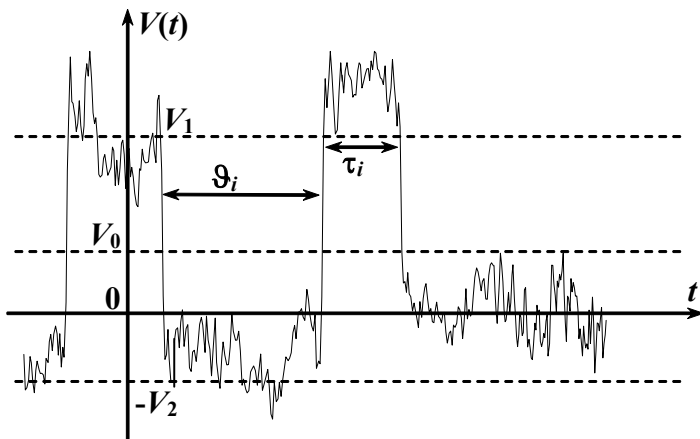


Рис.

На рис. величины  $V_1$  и  $V_2$  имеют смысл положительного напряжения (состояние “1”) и абсолютного значения отрицательного напряжения (состояние “0”) СТП соответственно. Характеристиками телеграфного процесса являются случайная продолжительность  $i$ -го положительного импульса  $\tau_i$  и продолжительность  $i$ -го отрицательного импульса  $\vartheta_i$ .

Исследуемый шум состоит из двух ярко выраженных компонент, одна из которых – обозначается  $V_{1/f}$ , поскольку ее спектр, как будет показано дальше, имеет вид  $1/f$ . Другая компонента – это СТП, обозначаемый  $V_{RTS}$  (RTS – random telegraph signal).

Для определения состояния (“1” или “0”), в котором находится шум в данный момент времени, используется пороговое значение  $V_0$ .

В данной работе применяется стандартная теория обнаружения сигналов на фоне шума. Предполагается, что все рассматриваемые случайные процессы имеют нулевые средние значения.

То есть, зная величины  $V_1$  и  $V_2$ , можно определить отношение средних длительностей положительных (состояние “1”) и отрицательных (состояние “0”) импульсов. Например, равенство  $\langle \tau \rangle = \langle \vartheta \rangle$  означает, что шумовой процесс, в среднем, проводит одинаковое время как в состоянии “1”, так и в состоянии “0”. То есть, телеграфный процесс является симметричным ( $V_1 = V_2$ ). Увеличение средней длительности, например, отрицательных импульсов  $\langle \vartheta \rangle$  приводит к увеличению  $V_1$  и уменьшению  $V_2$ .

Предполагается, что  $1/f$  шум  $V_{1/f}$  имеет гауссово распределение со стандартом  $\sigma$ .

Таким образом, плотность вероятности исходного шума представляет собой взвешенную сумму двух гауссовых распределений:

$$W(V) = qW_{1/f}(V + V_2) + pW_{1/f}(V - V_1) \quad (1)$$

Здесь  $q$  – это вероятность нахождения шумового процесса в состоянии “0” и  $p$  – вероятность нахождения процесса в состоянии “1”.

Для того чтобы отличить состояния “0” и “1”, используется отношение правдоподобия:

$$\Lambda(V) = \frac{pW_{1/f}(V - V_1)}{qW_{1/f}(V + V_2)}. \quad (2)$$

Если  $\Lambda > 1$ , то принимается решение о том, что процесс находится в состоянии “1”. Если  $\Lambda < 1$ , то процесс считается находящимся в состоянии “0”.

Пороговое значение  $V_0$  находится из выражения (2) при условии  $\Lambda = 1$ ,

$M(3)$

Заметим, что  $V_0 = 0$  только в частном случае, когда  $p = q$  (или  $V_1 = V_2$ ), и только в этом случае порог  $V_0$  соответствует минимуму гистограммы шума.

Величины  $V_1$ ,  $V_2$  и  $\sigma$  находятся из аппроксимации гистограммы выражением (1).

При использовании описанной выше процедуры возникают два типа ошибок: “ложная тревога” и “пропуск цели”. “Ложная тревога” соответствует событиям, когда СТП находится в состоянии “0”, а наблюдаемое шумовое напряжение имеет достаточно большое значение,  $V(t) > V_0$ . В результате принимается ложное решение о том, что СТП находится в состоянии “1”. Соответственно, “пропуск цели” соответствует ситуации, когда наблюдаемое напряжение мало,  $V(t) < V_0$ , но СТП находится в состоянии “1”.

Общая вероятность ошибок  $P_E$  представляет собой сумму:

$$P_E = q \int_{V_0}^{\infty} W_{1/f}(V + V_1) dV + p \int_{-\infty}^{V_0} W_{1/f}(V - V_2) dV, \quad (4)$$

в которой первый член соответствует вероятности “ложной тревоги”, а второй – вероятности “пропуска цели”. Вероятность  $P_E$  используется для контроля за степенью корректности выполняемого анализа.

СТП и фликкерный шум выделяются в две отдельные реализации, для каждой из которых потом вычисляются спектральные характеристики.

Таким образом, в результате проведенного исследования получены следующие основные результаты.

При анализе шумового напряжения в диодах обнаружен взрывной шум в смеси с шумом, функция плотности вероятности которого имеет гауссову форму.

Для выделения взрывного шума была применена процедура, основанная на стандартной теории обнаружения сигналов на фоне шумов. Исходная реализация шума была разделена на две компоненты. Первая – взрывной шум, другая – гауссов 1/f шум.

[1] Ключев А.В. // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58, № 2. С. 199.

[2] Klyuev A.V. // International Journal of Modern Physics B. 2013. Vol. 27, № 13. P. 1350049, DOI: 10.1142/S0217979213500495.

[3] Shmelev E.I., Klyuev A.V., Yakimov A.V. // Fluctuation and Noise Letters. 2013. Vol. 12, № 1. P. 1350008, DOI: 10.1142/S0219477513500089.

- [4] Коган Ш. М. // УФН. 1985. Т. 145, № 2. С. 285.
- [5] Kirton M.J. // *Adv. Phys.* 1989. Vol. 38, № 4. P. 367.
- [6] Орлов В. Б., Якимов А. В. // *Изв. ВУЗов. Радиофизика.* 1990. Т. 33, № 2. С. 196.
- [7] Hooge F. N., Kleinpenning T. G. M., Vandamme L. K. J. // *Reports on progress in Physics.* 1981. Vol. 4, № 5. P. 479.
- [8] Belyakov A. V., Vandamme L. K. J., Perov M. Yu., Yakimov A. V. // *Fluctuations and Noise Letters.* 2003. Vol. 3, № 3. P. L325.
- [9] Ключев Ал.В., Киселёв М.Р., Ключев Ан.В. // *Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского.* 2014, № 1(2). С. 150.
- [10] Ключев А. В., Шмелев Е. И., Якимов А. В. // *Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского.* 2009, № 5. С.81.
- [11] Ключев А.В. *Низкочастотные шумы в наноразмерных полупроводниковых структурах: источники, измерение, методы анализа.* – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 208 с.
- [12] Ключев А.В., Шмелёв Е.И., Якимов А.В. // В кн.: *Материалы Международной НТК «INTERMATIC – 2011», 14 – 17 ноября 2011 г.* – М.: МИРЭА, 2011, ч. 1. С.199.
- [13] Klyuev A. V., Shmelev E. I., Yakimov A. V. // In: *22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF), Montpellier, France, June 24-28, 2013.* P.1, Print ISBN: 978-1-4799-0668-0. INSPEC Accession Number: 13710883. DOI:10.1109/ICNF.2013.6578990.
- [14] Yakimov A. V., Klyuev A. V., Shmelev E. I., Murel A. V., Shashkin V.I. // In: *Proc. 20th Int. Conf. “Noise and Fluctuations, ICNF 2009”.* Pisa, Italy, 14-19 June 2009. Ed. by Macucci M., Basso G. AIP Conf. Proc. 1129. P. 225. DOI:10.1063/1.3140436.
- [15] Klyuev A. V., Yakimov A. V., Shmelev E. I. // In: *Proc. 20th Int. Conf. “Noise and Fluctuations, ICNF 2009”.* Pisa, Italy, 14-19 June 2009. Ed. by Macucci M., Basso G. AIP Conf. Proc. 1129. P. 361. DOI:10.1063/1.3140474.

## МЕТОД РАСЧЕТА РЕФЛЕКТОРНЫХ АНТЕНН МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН С ПЛАНАРНЫМ ОТРАЖАТЕЛЕМ ИЗ ПАССИВНЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.Д. Голубь, В.М. Селезнев, О.В. Болховская

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Настоящий момент времени является периодом активного развития сетей мобильной связи 4-го и 5-го поколений, когда продолжается разработка самих технологий, проводится их стандартизация и сертификация, разрабатывается оборудование сетей мобильной связи и абонентских устройств. Все эти процессы обусловлены непрерывно растущим потреблением информационных ресурсов со стороны пользователей. Основные направления исследований в области развития технологий доступа к широкополосным мультимедийным услугам, связаны с проблемой дальнейшего повышения пропускной способности. Наиболее перспективным альтернативным подходом к решению данной задачи является переход современных систем радиосвязи в миллиметровый диапазон длин волн (30 – 100 ГГц). Это требует разработки и проектирования новых приемно-передающих устройств, важнейшей и неотъемлемой частью которых являются антенные системы. Современный уровень развития технологий производства многослойных печатных плат позволяет реализовать сравнительно новый тип антенных систем, построенных на основе пассивных отражательных элементов. Антенны данного типа включают в себя достоинства как классических отражателей, так и фазированных антенных решеток, и кроме того, имеют небольшую стоимость изготовления, достаточно компактный форм-фактор и вес.

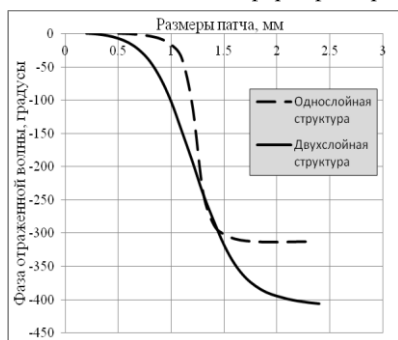


Рис. 1

меры полученной зависимости фазы отраженной волны от размеров патча для однослойной и двухслойной структур для частоты 60 ГГц.

Важнейший этап проектирования планарных отражательных антенных решеток – формирование полноценного массива пассивных отражательных элементов, может быть реализован на основе разработанного в настоящей работе метода.

Простейший пассивный отражательный элемент состоит из тонкой плоской металлической пластины (патча), расположенной на малом расстоянии от экранирующей плоскости. Пространство между проводниками занимает диэлектрическая подложка. Размер и форма патча определяют фазу отраженной волны [1]. Кроме того, диапазон фаз коэффициентов отражения, определяющий способность антенной системы эффективно преобразовывать сферический фазовый фронт от первичного облучателя в плоский, во многом зависит от количества рабочих слоев отражательной решетки. На рис. 1 показаны при-

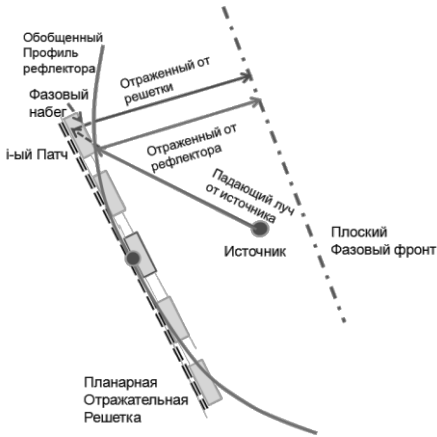


Рис. 2

флектора выходное излучение должно обладать плоским фазовым фронтом. Таким образом, вычисленные для каждого отражательного элемента разности хода после преобразования в разности фаз позволяют определить размер каждого элемента отражательной решетки во всех положениях в пределах её апертуры. Данный алгоритм реализован в среде Matlab.

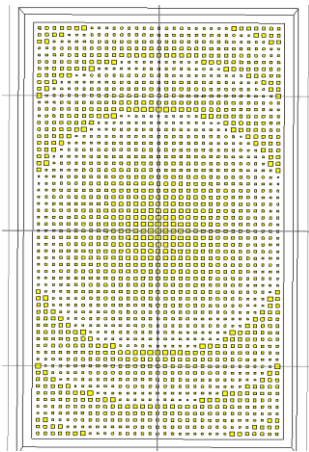


Рис. 3

решетки в горизонтальной плоскости составила  $3.4^\circ$ , уровень боковых лепестков  $-16.5$  дБ, в вертикальной плоскости ширина луча составила  $2.3^\circ$  и уровень боковых лепестков  $-14$  дБ. Коэффициент усиления составил 33 дБи.

Центр отражательного элемента планарной антенной решетки, расположенного в направлении максимума излучения первичного облучателя, является точкой касания профиля классического рефлектора, форма которого известна и соответствует требуемым для конкретной задачи характеристикам диаграммы направленности. При отражении луча, падающего от источника до  $i$ -го пассивного элемента (патча), возникает разность хода в сравнении с лучом, падающим от источника и отраженным от профиля рефлектора. При этом в рамках данного метода для отражательной решетки и профиля рефлектора

Основываясь на результатах исследования отдельного пассивного отражательного элемента и разработанного метода формирования массива элементов, в программном пакете CST Microwave Studio была спроектирована трёхмерная модель планарной отражательной решетки с параболическим фазовым профилем (рис. 3). Размер полученной антенны выбирался исходя из вычислительных возможностей ЭВМ, и составил  $84 \times 154$  мм. Фокусное расстояние составило  $F = 200$  мм. Электромагнитное моделирование проводилось на частоте 60 ГГц. На рис. 4 представлены сечения диаграммы направленности отражательной решетки в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно в сравнении с аналогичным классическим параболическим рефлектором с диаметром отражающей поверхности  $D = 100$  мм при фокусном расстоянии  $F = 200$  мм. Ширина луча отражательной

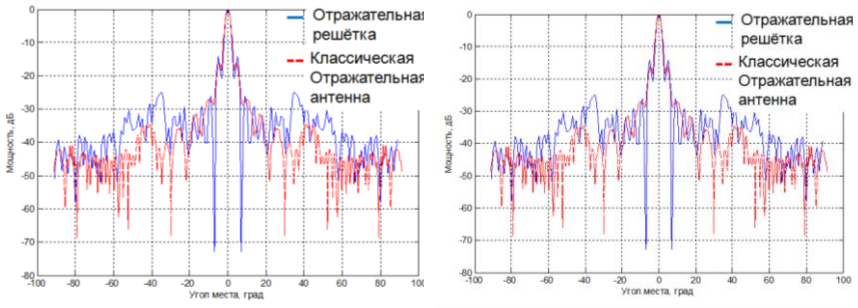


Рис. 4

Полученные характеристики практически совпадают с результатами для классического отражателя. Таким образом, разработанный метод формирования массива отражательных элементов позволяет быстро и эффективно проектировать различные конфигурации антенных систем подобного типа, что подтверждается результатами электромагнитного моделирования.

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



## РЕАЛИЗАЦИЯ И АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ФИЗИЧЕСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ В OFDM-СИСТЕМАХ

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

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

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

Целью работы является определение устойчивой MMSE-оценки канала во временной области в OFDM-системе при неизвестном спектре мощности релеевских флуктуаций канала.

Модель принятого опорного сигнала можно записать в следующем виде:

$$\mathbf{Y}_p = \mathbf{X}_p \mathbf{H}_p + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{Y}_p/[N_p \times I]$  – вектор принятого сигнала на опорных поднесущих,  $\mathbf{H}_p/[N_p \times I]$  – передаточная функция оцениваемого канала;  $\mathbf{X}_p/[N_p \times N_p]$  – матрица, содержащая на главной диагонали опорные сигналы базовой станции;  $\mathbf{n}/[N_p \times I]$  – вектор аддитивного белого гауссова шума;  $N_p$  – число опорных сигналов в частотно-временном блоке.

Корреляционная функция канала представляется следующим образом:

$$\mathbf{R}(\Delta f, \Delta t) = \mathbf{R}(\Delta f) \mathbf{R}(\Delta t), \quad (2)$$

при этом  $\mathbf{R}(\Delta f)$  есть Фурье-преобразование от профиля задержек канала (PDP), а  $\mathbf{R}(\Delta t)$  – обратное Фурье-преобразование от спектра мощности флуктуаций канала. В общем случае оба эти параметра неизвестны на приемнике.

В OFDM-системах широко применяется модель Кларка, которая предполагает равномерное распределение рассеивателей на окружности. Этой модели соответствует спектр мощности релеевских флуктуаций канала, называемый спектром Джейкса. Также на приемнике могут использоваться гауссовская модель многолучевого канала и круговая модель многолучевого канала.

В действительности спектр мощности флуктуаций канала может отличаться от принятой модели. В этом случае предпочтительно использовать на приемнике такую модель спектра мощности, которая, независимо от реального спектра мощности, обеспечивает бы независимость ошибки оценивания во временной области.

Пусть последовательность отсчетов спектра мощности флуктуаций канала:

$$\mathbf{P} = [p_0, p_1, \dots, p_n] \quad (3)$$

Функция корреляции определяется как обратное Фурье-преобразование. В матричном представлении

$$\mathbf{R} = \mathbf{W} \mathbf{P} \mathbf{W}, \quad \mathbf{W}(t_1, t_2) = \exp\left(\frac{j2\pi t_1 t_2}{N}\right), t_1, t_2 = 0, \dots, N-1. \quad (4)$$

Тогда MMSE-фильтр на приемнике можно записать следующим образом

$$\mathbf{F} = \frac{1}{N} \mathbf{W} \mathbf{X} \mathbf{P} \mathbf{W}^H, \mathbf{X} = (\mathbf{P} + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{I})^{-1}. \quad (5)$$

MSE-ошибка

$$\varepsilon_A = \frac{1}{N} \text{Tr}[\mathbf{I} - \mathbf{R}^H \mathbf{F} - \mathbf{F}^H \mathbf{R} + \mathbf{F}^H (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{F}]. \quad (6)$$

Пусть корреляционная матрица, принятая в фильтре, обозначается  $\mathbf{R}_D$ , а реальная корреляционная матрица  $\mathbf{R}_A$ . Тогда

$$\varepsilon_A = \frac{1}{N} \text{Tr}[\mathbf{W} \{ \frac{1}{N} \mathbf{I} - \mathbf{P}_A \mathbf{Q}_D + \frac{\sigma^2}{N} \mathbf{X}_D \mathbf{P}_D \mathbf{X}_D \mathbf{P}_D \} \mathbf{W}^H], \quad (7)$$

где  $\mathbf{Q}_D = 2\mathbf{X}_D \mathbf{P}_D - \mathbf{X}_D \mathbf{P}_D \mathbf{X}_D \mathbf{P}_D$ .

Для получения устойчивой оценки необходимо, чтобы следующая величина была постоянной:

$$t_A = \text{Tr}[\mathbf{W} \mathbf{P}_A \mathbf{Q}_D \mathbf{W}^H] \quad (8)$$

Обозначив  $d_i = p_i^A q_i^D$ , формулу можно переписать в следующем виде:

$$t_A = \sum_{i=0}^{L-1} d_i = \sum_{i=0}^{L-1} p_i^A q_i^D. \quad (9)$$

В случае равномерного распределения спектра мощности его отсчеты равны. Следовательно,

$$t_A = \sum_{i=0}^{L-1} d_i = \sum_{i=0}^{L-1} p_i^A q_i^D = q_i^D \sum_{i=0}^{L-1} p_i^A = q_i^D = \text{const}. \quad (10)$$

Пусть  $p^A$  имеет длину  $L'$ , при этом  $L' \neq L_1$ . Тогда

$$t_A = \sum_{i=0}^{L^*-1} d_i = \sum_{i=0}^{L^*-1} p_i^A q_i^D, L^* = \min\{L, L_1\}. \quad (11)$$

В случае, когда  $L < L'$ ,

$$t'_A = q_i^D \sum_{i=0}^{L-1} p_i^A < q_i^D = t_A. \quad (12)$$

Если  $L > L'$ ,

$$t'_A = q_i^D \sum_{i=0}^{L'-1} p_i^A = t_A. \quad (13)$$

Следовательно, доплеровский сдвиг на приемнике должен соответствовать наихудшему из возможных случаев.

Для исследования эффективности предложенного равномерного распределения спектра мощности релейских флуктуаций канала было проведено компьютерное моделирование OFDM-системы связи. На рисунке приведены результаты моделирования для трех основных моделей многолучевого распространения сигнала, имеющих различные профили задержек и максимальный доплеровский сдвиг. На графиках сравнивается среднеквадратичная ошибка оценивания (MSE) в зависимости от отношения сигнал-шум (SNR) в случае использования спектра Джейкса и равномерного спектра мощности флуктуаций канала.

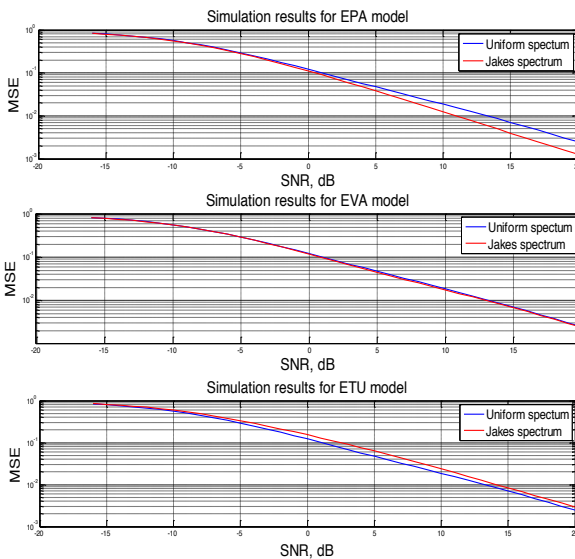


Рис.

Видно, при неизвестном профиле мощности флуктуаций канала использование равномерного спектра мощности на приемнике обеспечивает устойчивость оценивания во временной области.

- [1] Srivastava V., Ho C. K., Fung P. H. W., Sun S. Robust MMSE channel estimation in OFDM systems with practical timing synchronization // in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). 2004. Vol. 2. P. 711.

## **АНАЛИЗ СИГНАЛА ШИРОКОПОЛОСНОГО ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЕГО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ**

**Д.С. Войнов<sup>1)</sup>, В.В. Уткин<sup>1)</sup>, Р.А. Косматых<sup>2)</sup>, И.К. Климин<sup>2)</sup>**

*<sup>1)</sup>Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники*

*<sup>2)</sup>ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### ***Введение***

В настоящее время в вооруженных силах зарубежных государств активно применяются широкополосные системы связи. Это подтверждается применением широкополосной сети связи WiMax. Структурно сеть WiMax состоит из базовых станций (БС) и абонентских станций (АС) [1].

Обнаружение и идентификация сигналов базовых станций, определение их местоположения могут выполняться с помощью средств радиотехнического контроля. В настоящее время средства радиотехнического контроля могут проводить идентификацию радиотехнических средств (РТС) передачи информации по диапазону рабочих частот (GSM, радиорелейные и спутниковые линии связи) с низкой достоверностью, возможность идентификации БС и АС в сети связи WiMax не реализована.

В этой связи актуальны исследования особенностей идентификации и определения местоположения базовых станций на основе способа оценивания информативного параметра источника квазинепрерывного широкополосного сигнала с помощью анализа временной зависимости параметров разностных корреляционных матриц сигналов, формируемых в антенных решетках пространственно-разнесенных позиций комплекса радиомониторинга.

В интересах реализации способа определения местоположения БС сети передачи информации на основе усовершенствованного разностно-дальномерного метода в комплексе радиомониторинга необходимо определить и проанализировать информативный параметр сигнала сети передачи данных, построенной по технологии WiMax.

### ***Анализ физического уровня сигналов WiMAX***

Параметрами, несущими информацию о местоположении БС сети WiMax, являются взаимное запаздывание их сигналов относительно приемных пунктов (ПП) комплекса радиомониторинга. Для реализации разностно-дальномерного способа определения местоположения таких источников радиоизлучения (ИРИ), обладающего высокой точностью, необходимо обосновать способ оценки разности хода электромагнитной волны для каждого пространственно разнесенного приемного пункта с учетом квазинепрерывного широкополосного характера излучения БС WiMax.

Передача данных в стандарте 802.16 на физическом уровне происходит посредством излучения непрерывной последовательности кадров фиксированной длительности. Кадр состоит из двух субкадров – для нисходящего потока и для восходящего потока [1]. Структура кадра в стандарте IEEE 802.16 для систем с временным (а) и частотным (б) дуплексированием каналов представлена на рис. 1.



Рис. 1

При анализе структуры субкадров в режиме временного разделения каналов видно, что перед нисходящим субкадром находится защитный интервал RTG, а после TTG, предназначенные для переключения БС в режиме приема и передачи соответственно.

Еще одним отличием восходящего и нисходящего субкадров является наличие в последнем синхронизирующей преамбулы, имеющую большую мощность (на 3,9-4,5 дБ), чем последующие управляющая секция и информационная составляющая.

### ***Пространственно-временная обработка сигнала N-элементной антенной решеткой***

Далее исследуем возможность использования защитных интервалов и синхронизирующей преамбулы для селекции сигналов БС и АС, а также в качестве координатно-информативного параметра для определения местоположения БС разностно-дальномерным способом.

Для реализации идентификации БС, следует произвести выполнении следующей последовательности процедур пространственно-временной обработки сигналов в N-элементной антенной решетке каждого ПП:

- 1) Формирование интервала наблюдения, см. рис. 2.

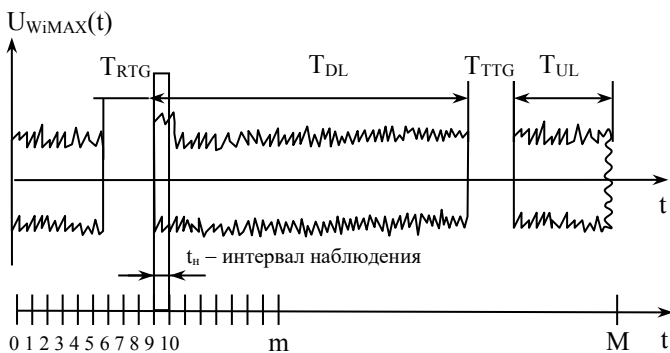


Рис. 2

2) Расчет корреляционной матрицы сигналов  $R_{xx}$  на интервале наблюдения входной реализации RTG (TTG) или преамбулы на  $M$  интервалах наблюдения [2], см. рис. 2.

$$R_{xx} = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 + \sum_{n=1}^N |x_n|^2 & \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{i2\varphi_{ij}} & \dots & \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{i2\varphi_{ij}(N-1)} \\ \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{-i2\varphi_{ij}} & \sigma_2^2 + \sum_{n=1}^N |x_n|^2 & \dots & \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{i2\varphi_{ij}(N-2)} \\ \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{-i2\varphi_{ij}(N-1)} & \sum_{n=1}^N |x_n|^2 e^{-i2\varphi_{ij}(N-2)} & \dots & \sigma_M^2 + \sum_{n=1}^N |x_n|^2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

– расчет разностно-корреляционной матрицы (PKM) сигналов

$$\Delta R_{xx} = R_{xx}(t) - \hat{R}_{xx}(t-t_n), \quad (2)$$

где  $t_n$  – длительность времени наблюдения.

3) Расчет определителя PKM  $\Delta_{AR}$ , формирование и нормирование зависимостей  $\Delta_{AR}(k)$ , где  $k \in [1; k]$  в интересах идентификации БС, определение на одной из них временного интервала  $M_\Delta$ , в течение которого появились защитные интервалы или синхронизирующая преамбула.

Установлено [3, 4], что в результате выполнения операции (2) возможны три варианта формирования PKM:

$\Delta R_{xx}$  – нулевая матрица (нет ярко выраженных изменений в энергетике сигнала);

$\Delta R_{xx}$  – отрицательная матрица (энергетика сигнала уменьшилась);

$\Delta R_{xx}$  – положительная (энергетика сигнала увеличилась).

Таким образом, матрица  $\Delta R_{xx}$  содержит значения пропорциональные средней мощности сигнала. При этом знак матрицы  $\Delta R_{xx}$  позволяет различить БС и АС.

После идентификации БС определяется ее местоположение:

1) Вычисляем взаимную корреляционную функцию (ВКФ) [4]

$$K_{ll}(k_\tau) = \sum_{k_\tau=0}^{K-K_\Delta} \Delta_{\Delta Ri}(k) \Delta_{\Delta Rl}(k-k_\tau) \quad (3)$$

2) Измеряем интервалы времени RTG (TTG) или преамбулу на нескольких приемных позициях, что позволит определить время задержки – разности хода  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$  для каждой позиции по максимуму ВКФ системой взаимной корреляционной обработки (ВКО), см. рис. 3.

3) Оцениваем координаты ИРИ, работающих на основе технологии WiMax разностно-дальномерным способом с применением разностно-корреляционной матрицы сигналов.

Из анализа выражений (1-3) следует, что точность оценки координат ИРИ стандарта WiMax определяется погрешностями оценок разности хода и выбора интервала наблюдения.

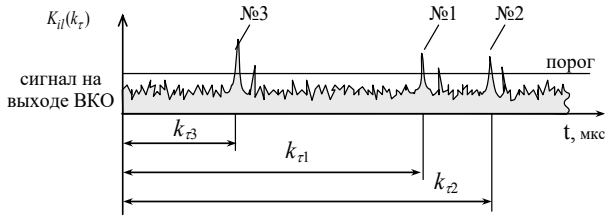


Рис. 3

### Выводы

Таким образом, проведен анализ физического уровня сети передачи данных, построенной по технологии WiMax, позволяющий утверждать, что изменения энергетики в кадре, связанные с существованием защитных интервалов (RTG, TTG) и синхронизирующей преамбулы, можно использовать для селекции базовых и абонентских станций. Предложен метод пространственно-временной обработки сигналов в N-элементной антенной решетке каждого ПП, который позволяет использовать моменты начала и конца защитных интервалов или преамбулы в качестве координатно-информативного параметра для оценки комплексом радиомониторинга местоположения базовых станций.

- [1] Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006. 288 с.
- [2] Щесняк С.С., Попов М.П. Адаптивные антенны. – СПб.: ВИККА им. А.Ф. Можайского, 1995. 612 с.
- [3] Павлов В.А. Поиск сигналов источников радиоизлучений по разведывательным признакам на основе методов пространственно-временной обработки // Вестник Воронежского военного института. 2007. № 1. С. 62.
- [4] Павлов В.А., Тихоненко А.В. Методика расчета времени задержки корреляционной матрицы сигналов для обеспечения контроля диапазона частот // Вестник Воронежского военного института. 2009. № 3. С. 99.

## НАХОЖДЕНИЕ ПОРОГОВЫХ ЗНАЧЕНИЙ GLRТЕСТ-СТАТИСТИКИ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

А.Д. Кузьмичева, М.П. Нестерова, О.В. Болховская, В.С. Сергеев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В пассивных радиолокационных системах отношение сигнала/шум, как правило, невелико, поэтому вопрос обработки слабого неизвестного сигнала многоэлементной антенной решеткой в случае коротких выборок становится особенно актуальным.

В данной работе рассмотрим случай, когда на стороне приемника нет никакой априорной информации о сигнале, а известна лишь только ковариационная матрица шума. Сигналом будем считать все, что не является шумом. Для принятия решения в такой задаче необходимо сравнить достаточную статистику с некоторым пороговым значением. Поставим цель найти пороговое значение теоретическим и экспериментальным способами. А также сравним их значения и покажем, что при увеличении количества экспериментов теоретические и экспериментальные пороги сходятся.

Рассмотрим  $p$ -элементную узкополосную приемную антенную решетку с произвольным расположением датчиков. Будем считать, что сигналы с элементов антенной решетки образуют  $p$ -мерный вектор  $\mathbf{z}$ , являющийся комплексным случайным гауссовским вектором. Предположим, что осуществляется  $N$  выборок выходного сигнала  $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_N$ , которые являются статистически независимыми, одинаково распределенными случайными векторами с нулевым средним значением и пространственной ковариационной матрицей  $\Sigma$ . Пусть  $N > p$ .

Задача обнаружения полезного сигнала антенной решеткой формулируется как двухальтернативная задача различения двух гипотез:

- Только шум (нулевая гипотеза)  $H_0: \Sigma = \Sigma_0$ ,
- Сигнал плюс шум (альтернативная гипотеза)  $H_1: \Sigma \neq \Sigma_0$ ,

Причем задание характеристик шума происходит с помощью задания ковариационной матрицы  $\Sigma_0$ , которая имеет вид:

$$\Sigma_0 = \begin{pmatrix} \sigma^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \sigma^2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

- (мощность шума одинакова в разных элементах антенны  $\sigma_{ii}^2 = \sigma^2 = \text{const}$ ).

Обобщенное отношение правдоподобия для сформулированной задачи (1) можно записать в виде:

$$\Lambda = \frac{\max_{\Sigma \in \omega} L(0, \Sigma)}{\max_{\Sigma \in \Omega} L(0, \Sigma)} \quad (3)$$



$$L(0, \Sigma) = \frac{1}{|\Sigma|^N \pi^{pN}} e^{-\sum_{\alpha=1}^N z^{(\alpha)H} \Sigma^{-1} z^{(\alpha)}} \quad (4)$$

где

– функция правдоподобия для комплексного гауссовского распределения,  $\omega$  – под-  
 область, соответствующая нулевой гипотезе  $H_0$  в полном пространстве параметров  $\Omega$ ,  
 $|\cdot|$  – детерминант матрицы, а знак  $(\cdot)^H$  означает эрмитово сопряжение.

Можно показать [1], что окончательное выражение GLR тест-статистики (3) для  
 задачи обнаружения (1), соответствующей нулевой гипотезе (2) принимает вид

$$\Lambda = \frac{|A|^N}{\left(\frac{SpA}{p}\right)^{pN}} \quad (5)$$

Для принятия решения необходимо сравнить отношение правдоподобия  $\Lambda$  с поро-  
 говым значением  $\Lambda_{th}$ , которое находится согласно выбранному критерию. В данной ра-  
 боте воспользуемся критерием Неймана-Пирсона.

Для нахождения порогового значения  $\Lambda_{th}$  решающей статистики  $\Lambda$  при заданной  
 вероятности ложной тревоги  $P_{FA}$  необходимо знать плотность вероятности (или инте-  
 гральную функцию распределения) статистик  $\Lambda$  при выполнении нулевой гипотезы.  
 Для нашего случая вид плотности вероятности значений обобщенного отношения прав-  
 доподобия (3) неизвестен, однако можно найти точные аналитические выражения для  
 монотонной функции  $V = \Lambda^{1/N}$ .

Построим функцию распределения путем представления ее в виде ряда по  
 ортогональным полиномам Якоби. Используя это представление можно найти и  
 пороговое для решающей статистики.

Плотность вероятности  $W_V(x)$  случайной величины  $V$  может быть представлена как  
 ряд ортогональных полиномов  $Q_n(x)$  следующим образом:

$$W_V(x) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n f(x) Q_n(x) \quad (6)$$

где  $c_n$  – коэффициенты ряда,  $f(x)$  – весовая функция

Для вычисления коэффициентов  $c_n$  согласно формуле [2]

$$c_n = \frac{(2n+p)\Gamma^2(2n+p)}{n\Gamma^2(n+p)\Gamma(n+p-q+1)} \frac{\Gamma(q+n)}{\Gamma(p+2n)} \sum_{k=1}^n (-1)^{k-1} \frac{n!\Gamma(p+2n-k)}{k!(n-k)!\Gamma(q+n-k)} M[V^{n-k}] \quad (7)$$

необходимо найти моменты  $h$ -го порядка. В случае независимых однородных шумов  
 можно получить следующее выражение для нахождения момента [2]:

$$M[V^h] = p^{hp} \frac{\prod_{i=1}^p \prod_{j=1}^h (j + N - i)}{\prod_{i=1}^{ph} (i + pn - i)} \quad (8)$$

Было проведено моделирование рассмотренного выше метода обнаружения пространственных сигналов. Была выбрана антенная решетка с количеством элементов  $p = 4$ , количество выборок  $N = 16$ , осуществлялось  $Q = 10^6$  численных экспериментов, в каждом из которых был смоделирован вектор принятого на  $p$ -элементную АР сигнала  $\mathbf{z}$ , найдена ковариационная матрица и посчитано отношение правдоподобия  $\Lambda$  и статистика  $V$ . Также была проведена аппроксимация ФПВ полиномами Якоби. В результате получены несколько следующих зависимостей.

Было проведено сравнение теоретических и экспериментальных моментов статистики  $V = \Lambda^2/N$ . Практические значения моментов вычислялись по следующим форму-

$$M[V^1] = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q V_q, \quad M[V^2] = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q V_q^2$$

лам: , теоретические по приведенной ранее формуле (8). Отклонение моментов показано на рис. 1.

Получены экспериментальные и теоретические ФПВ и ИФР тест-статистики  $V$ . Графики представлены на рис. 2 и 3.

Была выбрана вероятность ложной тревоги  $P_{FA} = 10^{-2}$ , для которой экспериментальным способом было найдено пороговое значение  $V_{th}$ . Зависимость порогового значения от количества экспериментов показана на рис. 4.

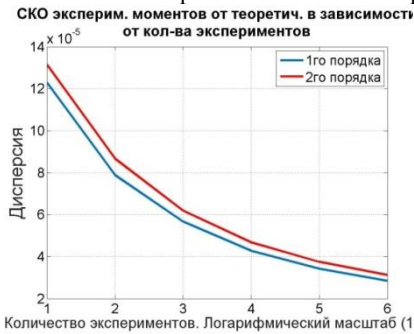


Рис. 1

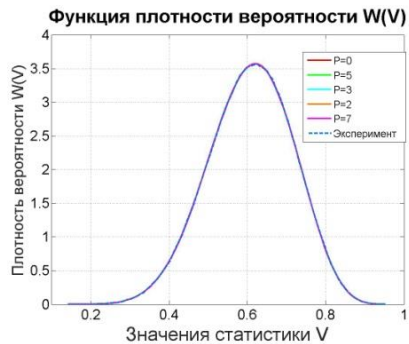


Рис. 2

По теоретической функции распределения были найдены теоретические пороговые значения  $\Lambda_{th}$ . Также найдено среднеквадратичное отклонение экспериментальных порогов от теоретического в зависимости от количества экспериментов (см. рис. 5).

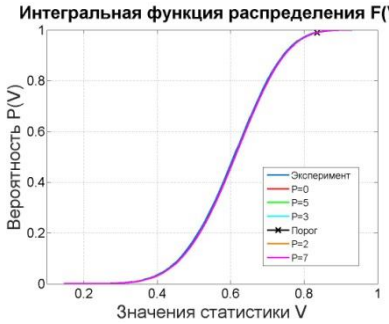


Рис. 3



Рис. 4

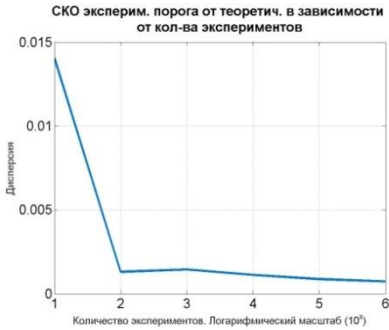


Рис. 5

По результатам проделанной работы можно сделать следующие выводы:

- 1) Оценка моментов тест-статистики является состоятельной.
- 2) Теоретическая функция плотности вероятности тест-статистики неизвестна, но ее можно найти путем аппроксимации.
- 3) Функция плотности вероятности статистики  $V$  аппроксимируется разложением по ортогональным полиномам Якоби. Результаты совпадают с экспериментом.
- 4) Пороговое значение тест-статистики  $V_{th}$  с ростом количества экспериментов приближается к порогу, найденному теоретически.

5) Все результаты, полученные в работе, справедливы даже для коротких выборок.

[1] Болховская О.В. // Сравнительный анализ различных статистик обнаружения пространственных сигналов в случае коротких выборок.  
 [2] Болховская О.В., Мальцев А.А. // The performance of GLRT for the Spatial Signals Detection With a Small Number of Observation, IEEE Signal processing letters. October 2004. Vol. 11, № 10. P. 842.

## РАЗРАБОТКА СКАНИРУЮЩИХ ЛИНЗОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Д.А. Литовский, В.М. Селезнев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В настоящее время благодаря развитию беспроводных систем связи возможен практически повсеместный обмен данными между пользовательскими и базовыми станциями. В связи с этим растет потребность в увеличении пропускной способности базовых станций. Один из вариантов решения данной проблемы предполагает переход современных систем связи в диапазон частот 57 – 64 ГГц. В этом случае антенные системы приемопередающих устройств должны иметь высокий коэффициент направленного действия (КНД), т.к. излучение данного диапазона довольно сильно поглощается молекулами кислорода. Помимо этого, необходимо обеспечить возможность широкого углового электронного смещения главного луча диаграммы направленности (сканирования) по азимуту для быстрого переключения между базовыми станциями. Перспективным решением данной проблемы может стать использование линзовых антенных систем.

В данной работе в качестве источника первичного излучения линзовой антенны используется фазированная антенная решетка (ФАР), осуществляющая электронное сканирование по азимуту в секторе порядка  $90^\circ$ . В качестве фокусирующего элемента используются линзы из однородного диэлектрика [1]. Такие линзовые антенные системы смогут передавать информацию со скоростями порядка 3 Гбит/с на расстоянии до 300 метров. Расчет профиля преломляющей поверхности линзы производится в приближении геометрической оптики. Запишем условие равенства оптических путей для двух лучей (см. рис. 1, 2):

$$fn_1 + tn_2 = rn_1 + t'n_2 \quad (1)$$

Перепишем это условие в полярных координатах, после простых преобразований получим уравнение профиля преломляющей поверхности:

$$r = \frac{(1 - \frac{n_2}{n_1})f}{(1 - \frac{n_2}{n_1} \cos \alpha)} \quad (2)$$

В зависимости от величины отношения  $n_2/n_1$ , уравнение поверхности описывает либо гиперboloид ( $n_2/n_1 > 1$ , рис. 2), либо параболоид ( $n_2/n_1 = 1$ ), либо эллипсоид ( $n_2/n_1 < 1$ , рис. 1) вращения.

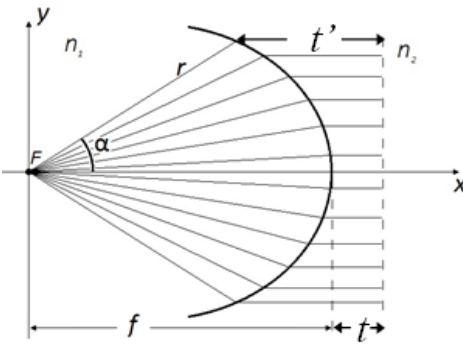


Рис. 1

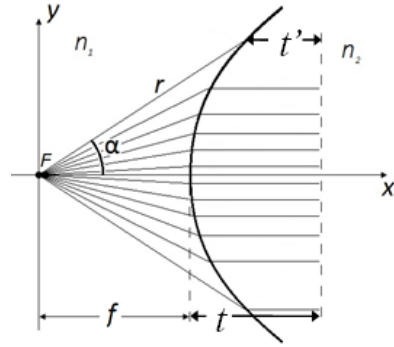


Рис. 2

В силу наличия сканирующих свойств ФАР, форму преломляющей поверхности удобно определить путем вращения вокруг вертикальной оси, проходящей через фокус, рассчитанного геометрического профиля. Таким образом, линза должна фокусировать излучение в вертикальной плоскости и повторять диаграмму направленности источника в горизонтальной плоскости.

В ходе выполнения работы в среде CST Microwave Studio было проведено электромагнитное моделирование характеристик тороидально-эллиптической и тороидально-гиперболической линзовых антенн с коэффициентом преломления диэлектрика  $n=1.53$ , что соответствует коэффициенту преломления высокомолекулярного полиэтилена. В качестве источника первичного излучения на этапе моделирования, в целях сокращения вычислительных затрат, использована модель прямоугольной рупорной антенны, диаграмма направленности которой схожа с диаграммой направленности реального источника.

В результате моделирования установлено, что обе линзы обладают фокусирующими свойствами, однако использование эллиптической линзы является более эффективным в силу некоторых факторов, таких как больший коэффициент использования поверхности, меньшее влияние дифракционных эффектов на краях линзы, возможность обеспечения лучшего согласования путем заполнения пространства между источником и преломляющей поверхностью используемым диэлектриком [2].

По результатам моделирования изготовлено и исследовано три прототипа тороидально-эллиптических линзовых антенных систем с вертикальными апертурами 70, 90 и 112 мм. Результаты измерений главного луча диаграммы направленности для антенны с апертурой 70 мм. представлены на рис 3, 4.

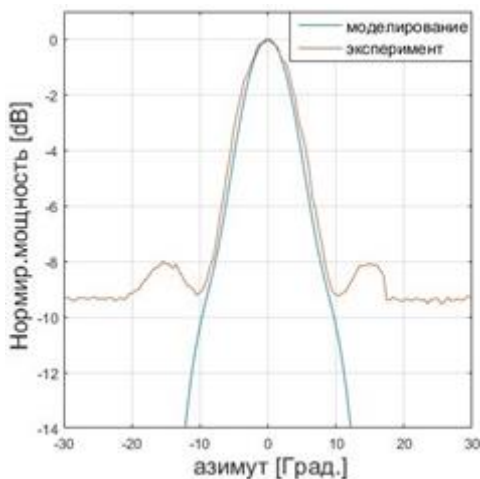


Рис. 3

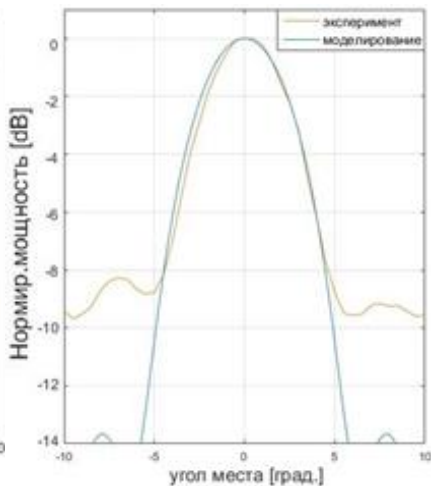


Рис. 4

Сканирующие свойства исследуемого прототипа антенной системы апертуры 112 мм представлены на рис. 5.

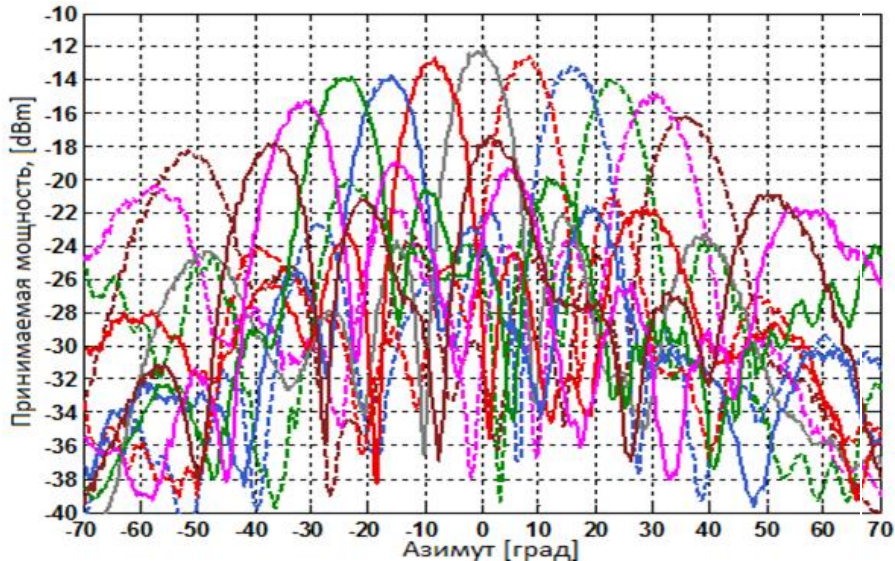


Рис. 5

Результаты измерений характеристик всех трех исследуемых прототипов представлены в табл.

Табл.

Радиус вращения эллипса	123 мм	99 мм	77 мм
Апертура антенны	112 мм	90 мм	70 мм
Коэффициент усиления (ФАР + линза)	15+12.5=27.5 дБи	15+11.0=26 дБи	15+9.5 = 24.5 дБи
Ширина гл. луча (азимут)	9,6 <sup>0</sup>	9.8 <sup>0</sup>	9,6 <sup>0</sup>
Ширина гл. луча (угол места)	2.9 <sup>0</sup>	3.8 <sup>0</sup>	5.5 <sup>0</sup>
Диапазон сканирования	(-35 <sup>0</sup> : 35 <sup>0</sup> )	(-40 <sup>0</sup> : 40 <sup>0</sup> )	(-45 <sup>0</sup> : 45 <sup>0</sup> )
Дальность передачи сигнала	200-300 м	150-200 м	100-150 м
Макс. скорость передачи данных	4.62-2.3 Гбит/сек	4.62-2.3 Гбит/сек	4.62-2.3 Гбит/сек

В результате исследования установлено, что тороидально-эллиптические линзовые антенные системы способны осуществлять передачу данных на расстояния порядка 100 – 300 метров со скоростями 2 – 4 Гбит/с, а также обладают возможностью электронного сканирования в угловом секторе 80<sup>0</sup>. Дальность передачи информации увеличивается вместе с апертурой линзы.

[1] Зелкин Е.Г., Петрова Р.А. Линзовые антенны. – М., «Сов. Радио», 1974, 280 с.

[2] Артёменко А.А. Исследование интегрированных линзовых антенн для локальных систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн. // Диссертация на соискание учёной степени кандидата физико-математических наук. Н. Новгород, 2012.

## **РАЗРАБОТКА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВОЙ ОШИБКИ СИСТЕМЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ LDPC КОДОВ СТАНДАРТА IEEE 802.11AD**

**М.В.Махлышев<sup>1,2)</sup>, А.А. Шевченко<sup>2)</sup>, Р.С. Кобяков<sup>2)</sup>**

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

*<sup>2)</sup>ООО «Радио Гигабит»*

В настоящее время активно развиваются радиорелейные линии миллиметрового диапазона с пропускной способностью 1 Гбит/сек и выше. Для обеспечения бесперебойной работы на таких скоростях в данном классе систем требования на уровень вероятности битовой ошибки (в англ. Bit Error Rate - BER) значительно выше по сравнению с мобильными сетями.

Современные итеративно-декодируемые коды, в частности коды с малой плотностью проверок на четность (в англ. Low Density Parity Check—LDPC), характеризуются наличием плато BER, величина которого зависит как от структуры конкретного кода, так и конкретной аппаратной реализации схемы декодирования и параметров декодируемого сигнала [1]. Это требует на стадиях разработки выполнять исследование поведения кривой BER для широкого набора параметров по уровню  $10^{-8}$  –  $10^{-10}$ . Компьютерное моделирование для решения данной задачи является уже неэффективным для таких уровней BER, так как использование метода Монте-Карло не позволяет измерять низкие вероятности битовой ошибки за разумное время в программной реализации алгоритма [2]. В большинстве практических задач применяется аппаратное измерение вероятности ошибки, скорость которого значительно выше за счёт высокой степени распараллеливания вычислений и передачи тестовых данных с реальной пропускной способностью.

Таким образом, разработка сложно-функционального блока (СФ-блок) для выполнения аппаратного измерения BER является актуальной задачей. Исследование BER производилось для существующих аппаратных реализаций кодера и декодера LDPC кода стандарта 802.11ad [3].

Параметры системы выбирались следующим образом: тестовая последовательность данных в виде псевдослучающей с периодом  $2^{63}-1$  позволяет избежать цикличности на промежутке  $10^{19}$  бит; LDPC код стандарта 802.11ad с поддержкой скоростей 1/2, 5/8 и 3/4; поддерживаемые типы модуляции QPSK и QAM-16; алгоритмом декодирования LDPC был выбран Layered Belief Propagation с Min-Sum аппроксимацией [4], как наиболее быстро сходящийся; для генератора АБГШ (аддитивный белый гауссовский шум) применена аппаратная реализация на основе алгоритма Бокса-Мюллера с периодом шумовой последовательности  $10^{15}$  бит, обеспечивающая необходимые характеристики шума для измерения вероятности битовой ошибки на уровне  $10^{-13}$ , а диапазон поддерживаемых ОСШ от -3 до 60 дБ позволяет достичь заданного уровня BER на всех типах модуляции.

Общая архитектура измерительной системы представлена в виде самостоятельных блоков (см. рис. 1), выполняющих следующие функции.



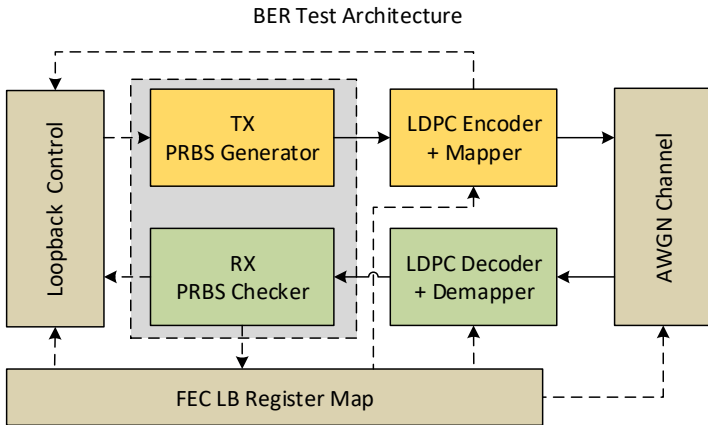


Рис. 1

- FEC LB Register Map – блок регистров, участвует в обмене информацией между процессором и СФ-блоком;
- Loopback Control – блок управления системой, необходим для безотказной работы без зависаний, контролирует количество переданных и принятых данных;
- PRBS Generator – блок генерации псевдослучайной последовательности;
- PRBS Checker – блок проверки данных (архитектура позволяет использовать структуру генератора также и для проверки);
- Encoder+Mapper – блок аппаратной реализации LDPC кодера и модулятора;
- Decoder+Demapper – блок аппаратной реализации LDPC декодера и демодулятора;
- AWGN Channel – блок, симулирующий работу АБГШ канала, осуществляет суммирование исходной последовательности с шумовой согласно заданному уровню ОСШ.

Система реализована на ПЛИС Xilinx ZynqXC7Z045-2 в составе отладочной платы ZC706. На плате разработана система-на-кристалле, включающая разработанный СФ-блок и обвязку для работы с компьютером через COM-порт (см. рис.2). Управление системой, обработка результатов и построение характеристик BER выполняется на компьютере.

Измеренные экспериментально зависимости BER от отношения сигнал-шум (ОСШ) в канале (см. рис. 3) по уровню до  $10^{-6}$  совпадают с компьютерным моделированием, что

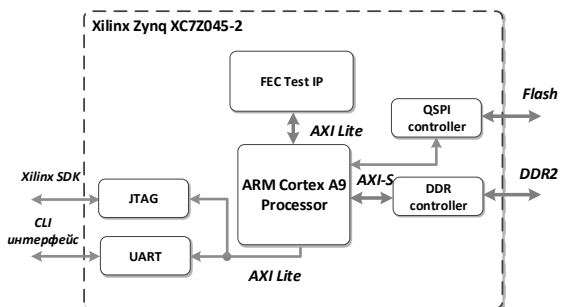


Рис. 2

подтверждает корректность реализованной аппаратной модели системы помехоустойчивого кодирования.

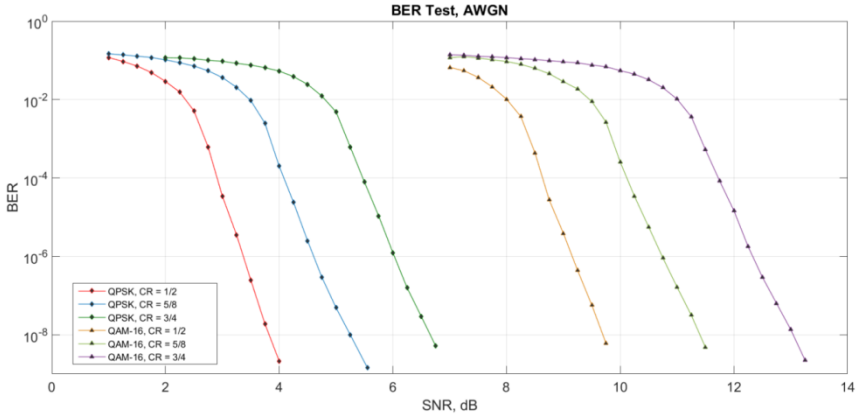


Рис. 3

Исследуемый LDPC код и аппаратные реализации кодера и декодера характеризуются отсутствием шумового плато до  $10^{-9}$  включительно, что положительно сказывается на применимости текущей реализации LDPC кодера и декодера [1] в современных радиорелейных системах связи.

Производительность разработанной аппаратной платформы значительно выше компьютерной модели: моделирование полной характеристики BER от ОСШ до уровня  $10^{-9}$  выполняется за время, требуемое для получения аналогичной зависимости в программной реализации лишь до уровня  $10^{-6}$ , что свидетельствует о высокой эффективности измерителя битовой ошибки.

- [1] Шевченко А.А., Масленников Р.О., Мальцев А.А., Пантелеев М.В., Клюев А.Ф., Ветчинкин А.Г. // Сравнительный анализ аппаратных архитектур декодера LDPC кодов для систем радиосвязи IEEE 802.11ad. 2014. С. 2.
- [2] Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. – Москва: Техносфера, 2006. С. 263.
- [3] 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. С. 78.
- [4] Hocevar D.E. // A reduced complexity decoder architecture via layered decoding of LDPC codes. Signal Processing Systems. 2004. С. 15.

## РАЗРАБОТКА ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ С ФОРМИРОВАНИЕМ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ НА ОСНОВЕ МЕМРИСТИВНЫХ НАНОСТРУКТУР

О.А. Морозов<sup>1)</sup>, П.Е. Овчинников<sup>1)</sup>, А.Н. Михайлов<sup>1)</sup>

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

Мемристивное устройство представляет собой физическую модель мемристора – элемента электрических цепей, способного менять сопротивление в зависимости от величины поступающего на вход электрического сигнала [1]. Эффект обратимого резистивного переключения проявляется, в частности, в тонкопленочных структурах «металл-оксид-металл» на основе оксидов ванадия, гафния, титана и циркония, в различных полимерных материалах [2]. Под действием приложенного напряжения, превышающего некоторое пороговое значение, в подобных наноразмерных структурах может возникать обратимый контролируемый электрический пробой тонкого диэлектрического слоя, изменяющий проводимость материала. Данное состояние материала сохраняется в течение продолжительного времени после снятия приложенного напряжения.

Совместимость технологии изготовления мемристивных устройств на основе оксидов переходных металлов с кремниевыми (в том числе КМОП) технологиями создания современных электронных микросхем, достаточно широкие пределы изменения сопротивления за счет обратимой перестройки атомной структуры в нанометровой области пленки диэлектрика открывают широкие возможности для разработки различных электронных устройств, в том числе искусственных нейронных сетей, формирование весовых коэффициентов связей которых может быть выполнено на основе мемристоров. В данной работе представлено применение неорганических твердотельных тонкопленочных мемристивных наноструктур типа «металл-оксид-металл» для создания малоразмерной искусственной нейронной сети (ИНС), рассмотрен алгоритм формирования весовых коэффициентов (обучения ИНС), учитывающий возможный технологический разброс параметров мемристивных элементов.

Тонкопленочные наноструктуры Au/Zr/оксид/TiN/Ti, на основе которых выполнены мемристивные элементы, получены в НИФТИ ННГУ им. Н.И. Лобачевского методом магнетронного распыления на окисленных подложках кремния [3]. В состав наноструктур входят (рис. 1а) металлические электроды, между которыми расположен тонкий слой диэлектрика с контролируемым дефектным составом, характерная толщина слоев приведена на рисунке. Для размещения в стандартном металлокерамическом корпусе реализована топология матрицы мемристивных элементов с различными тестовыми структурами мемристивных элементов типа «кросс-пойнт» различной площади (от 5×5 мкм<sup>2</sup> до 100×100 мкм<sup>2</sup>).

Диапазон изменения величины сопротивления структур зависит от материала рабочего оксида и от параметров электроформовки – предварительного электрического воздействия на структуры. Полученные структуры подвергались электроформовке при отрицательном смещении на верхнем электроде, которая может производиться без ограничения или с ограничением по току. Изменение резистивного состояния обусловлено окислением и восстановлением участков проводящих каналов (филаментов) в рабочем диэлектрике (оксидной пленке) при приложении напряжения разной полярности [3].

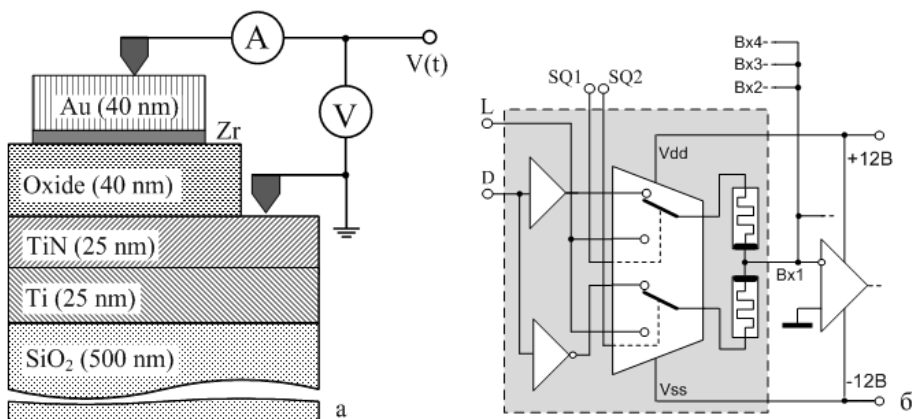


Рис. 1

В ходе экспериментов по измерению в импульсном режиме характеристик мемристных элементов установлено, что исследуемые мемристные структуры характеризуются определенным разбросом значений сопротивления в разных резистивных состояниях, причем с уменьшением размеров элементов все сильнее проявляется стохастическая природа микроскопических процессов, ответственных за резистивное переключение. Характерный разброс параметров мемристных элементов составляет около 15% от цикла к циклу резистивного переключения и около 40% от структуры к структуре. Для применения мемристоров в составе ИНС с программируемыми весовыми коэффициентами на данном этапе исследований представляется целесообразной разработка алгоритмов программирования, учитывающих указанную специфику.

Разработанная ИНС представляет собой двухслойный персептрон на основе массива из 32 неорганических мемристных элементов и близка по архитектуре к ИНС, реализованной в [2] на основе органических мемристоров. Для формирования биполярных весов связей нейронов используется парное соединение мемристоров [2, 4], на один из них поступает прямой, а на другой – инвертированный входной сигнал (рис. 1б). Аналоговый мультиплексор, управляемый микропроцессором по входам  $SQ_n$ , используется для переключения мемристоров со входа данных  $D$  на вход  $L$  в режиме программирования весов связей нейронов.

Алгоритм обучения ИНС (двухслойного персептрона на основе мемристоров) разработан на основе метода обратного распространения ошибки с учетом ограниченного диапазона изменения сопротивления мемристных элементов при формировании коэффициентов связей ИНС и табличным описанием функций. Программирование весовых коэффициентов связей ИНС состоит в выборе соответствующей пары мемристоров, подключении их (сигналом  $SQ_n$ ) ко входу  $L$ , где формируются импульсы напряжения длительностью 5 мс, амплитуда которых рассчитывается на основе измеренной зависимости сопротивления мемристорного элемента от величины приложенного напряжения [4].

Предполагается, что программирование ИНС будет состоять из двух этапов. На первом этапе выполняется имитационное компьютерное моделирование, которое следует рассматривать как неотъемлемую часть алгоритма обучения ИНС, поскольку ресурсы мемристивных элементов (количество циклов перепрограммирования) ограничены. Затем полученные величины сопротивлений мемристивных пар используются как начальное приближение для второго этапа обучения – непосредственно аппаратной реализации модели нейронной сети и ее дообучения.

Разработанный алгоритм обучения ИНС на основе мемристивных элементов успешно протестирован на задаче классификации по признаку формы входного сигнала – выпуклых и вогнутых функций по четырём отсчётам. На рис. 2 приведены зависимости нормированной функции ошибки  $E$  (линия 1 – без ограничения диапазона изменения сопротивления мемристоров, линия 2 – с применением процедуры ограничения) от номера шага обучения  $M$ .

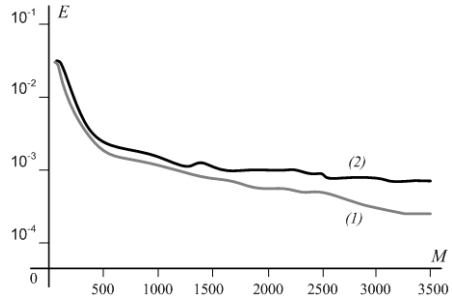


Рис. 2.

Несмотря на ограниченные функциональные возможности представленной в работе ИНС ввиду ее малых размеров, нейронная сеть на основе мемристивных элементов данной архитектуры позволяет решать нелинейные задачи классификации входных сигналов.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант № 16-19-00144).

- [1] Chua L. Memristor – the missing circuit element // IEEE Trans. Circuit Theory. 1971. Vol. 18. P. 507.
- [2] Демин В.А., Емельянов А.В., Лапкин Д.А. и др. // Кристаллография. 2016. Т. 61, № 6. С. 958.
- [3] Mikhaylov A.N., Gryaznov E.G., Belov A.I., et al. // Physica Status Solidi C. 2016. Vol.13. P. 870.
- [4] Морозов О.А., Овчинников П.Е. // Материалы XXIII Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ–2017. НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2017. С. 1171.

## АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА С АПРИОРНО НЕИЗВЕСТНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОВАРИАЦИОННОЙ МАТРИЦЕЙ

М.П. Нестерова, А.Д. Кузьмичёва, О.В. Болховская, В.С. Сергеев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В данной работе решается задача анализа помехоустойчивости алгоритма обнаружения многомерных гауссовых комплексных сигналов с априорно неизвестной пространственной ковариационной матрицей на фоне пространственно-неоднородного комплексного гауссовского шума неизвестной мощности.

Рассмотрим задачу обнаружения полезного сигнала  $M$ -элементной приемной антенной решёткой с произвольным расположением датчиков. Будем считать, что  $M$ -мерный входной сигнал  $\mathbf{z}$  является комплексным случайным гауссовским вектором, а  $N$  выборок сигнала  $\mathbf{z}^{(1)}, \mathbf{z}^{(2)}, \dots, \mathbf{z}^{(N)}$  являются статистически независимыми и одинаково распределёнными случайными векторами с нулевым средним и пространственной ковариационной матрицей  $\Sigma$ . Рассмотрим невырожденный случай  $N \geq M$ .

Задача обнаружения некоторого полезного сигнала антенной решёткой формулируется как задача различения двух гипотез:

- нулевой гипотезы (только шум)  $H_0: \Sigma = \Sigma_0$ ,
- альтернативной гипотезы (сигнал на фоне шума)  $H_1: \Sigma \neq \Sigma_0$ ,

$\Sigma_0$  – ковариационная матрица шума:

$$\Sigma_0 = \begin{pmatrix} \sigma_{11}^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_{22}^2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_{MM}^2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$\sigma_{11}^2, \dots, \sigma_{MM}^2$  – мощность шума различна на всех элементах антенной решетки.

Решение задачи обнаружения полезного сигнала основано на сравнении отношения правдоподобия с пороговым значением [1]. Обобщённое отношение правдоподобия для сформулированной задачи обнаружения записывается в виде:

$$\Lambda = \frac{\max_{\Sigma} L(0, \Sigma)}{\max_{\Sigma_0} L(0, \Sigma)} = \frac{\prod_{i=1}^M a_{ii}^N}{|A|^N}, \quad (2)$$

где  $A$  – ковариационная матрица принимаемого антенной решёткой сигнала  $\mathbf{z}$ ,  $a_{ii}$  – ее диагональные элементы. Пороговое значение статистики  $\Lambda_{th}$  определяется критерием Неймана-Пирсона и получается из следующего выражения при заданной вероятности ложной тревоги  $P_{fa}$ :

$$P_{fa} = \int_{\Lambda_{th}}^{\infty} p(z; H_0) dz = \alpha. \quad (3)$$

Таким образом, принятие решения о наличии полезного сигнала определяется следующим неравенством:

$$\Lambda(z) = \frac{P(z|H_1)}{P(z|H_0)} \geq \Lambda_{th} \quad (4)$$

Помехоустойчивость системы обнаружения, работающей на основе статистики  $L$  была исследована путем численного моделирования [2]. Рассматривался прием двух моделей полезного сигнала на эквидистантную антенную решетку с расстоянием между элементами, равным  $\lambda/2$ . В первом случае полезный сигнал был полностью когерентным (плоская волна), во втором случае частично-когерентным (с флуктуирующим волновым фронтом).

Сначала была исследована зависимость вероятности правильного обнаружения сигнала  $P_{rd}$  от отношения сигнал/шум  $SNR$ , выраженного в дБ, для двух моделей сигнала (см. рис. 1 и 2). Было произведено моделирование для различных вероятностей ложной тревоги,  $N = 16$  временных выборок,  $Q = 10^4$  численных экспериментов, количество элементов антенной решетки  $M = 4$ .

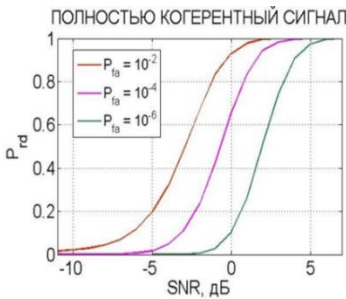


Рис. 1

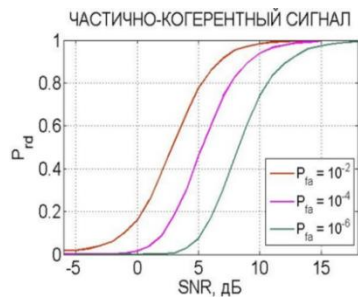


Рис. 2

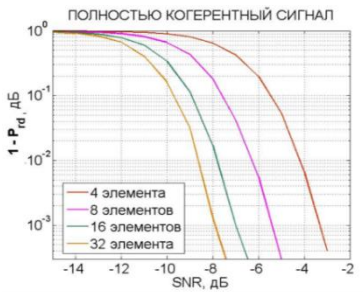


Рис. 3

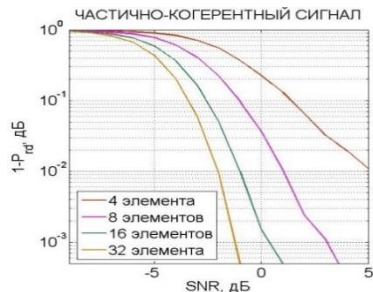


Рис. 4

Также была исследована зависимость вероятности пропуска цели  $1-P_{fd}$  (в логарифмическом масштабе) от отношения сигнал/шум  $SNR$ , выраженного в дБ. Было произведено моделирование для различного числа  $M$  элементов антенной решетки,  $N=64$  временных выборок,  $Q=10^4$  экспериментов, вероятность ложной тревоги  $P_{fa}=10^{-2}$  (см. рис. 3 и 4).

По результатам моделирования можно сделать выводы о помехоустойчивости двух моделей полезного сигнала.

- Исследована помехоустойчивость алгоритма обнаружения полезного сигнала с априорно неизвестной пространственной ковариационной матрицей. Рассмотрены две модели полезного сигнала: полностью когерентный (плоская волна), частично-когерентный (с флуктуирующим волновым фронтом).
- Алгоритм обработки полностью когерентного сигнала дает выигрыш 4,5 дБ по сравнению с алгоритмом обработки частично-когерентного сигнала.
- При уменьшении вероятности ложной тревоги на два порядка выигрыш в  $SNR$  (дБ) для полностью когерентного сигнала уменьшается при переходе от  $P_{fa}=10^{-2}$  к  $10^{-4}$  в 2,2 раза, при переходе от  $P_{fa}=10^{-4}$  к  $10^{-6}$  – в 2,6 раза; для частично-когерентного сигнала уменьшается при переходе от  $P_{fa}=10^{-2}$  к  $10^{-4}$  в 2,5 раза, при переходе от  $P_{fa}=10^{-4}$  к  $10^{-6}$  – в 3 раза. Следовательно, скорость уменьшения выигрыша выше для частично-когерентного сигнала.
- Была исследована зависимость, отражающая уменьшение вероятности пропуска цели при увеличении количества элементов антенной решетки в два раза. Для полностью когерентного сигнала, взяв уровень  $SNR=-8$  дБ: при переходе от  $M=4$  к 8 вероятность уменьшается в 3,5 раза; при переходе от 8 к 16 – в 10,7 раза; при переходе от 16 к 32 – в 13,2 раза. Для частично-когерентного сигнала, взяв уровень  $SNR=-2$  дБ: при переходе от  $M=4$  к 8 вероятность уменьшается в 2,5 раза; при переходе от 8 к 16 – в 4,5 раза; при переходе от 16 к 32 – в 5,3 раза. Таким образом, при увеличении количества элементов антенной решетки в 2 раза вероятность пропуска цели уменьшается неравномерно. Для полностью когерентного сигнала уменьшение более быстрое, чем для частично-когерентного.
- Все полученные в работе результаты справедливы для коротких выборок.

[1] Болховская О.В., Мальцев А.А. // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2002. Т. XLV, № 12. С. 1077.

[2] О.В. Болховская, А.А. Мальцев, К.В. Родюшкин. // Известия вузов. Радиофизика. 2004. Т. XLVII, № 8. С. 694.



## **АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ БЕЗОПАСНОЙ КЛАССИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЙ ШУМ ДЖОНСОНА-НАЙКВИСТА И ПРАВИЛА КИРХГОФА**

**В.С. Овечкина, А.В. Клюев**

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В настоящее время квантовая информатика и квантовая криптография, во многом благодаря таким известным и признанным специалистам в этих областях как, например, А. С. Холево и С. Н. Молотков, уже перенеслись из теоретической сферы в практическую [1]-[4]. Существуют и довольно успешно функционируют криптографические системы под управлением специально разработанных протоколов.

При этом определённый интерес вызывают попытки сделать классическую криптографическую систему связи со свойствами квантовой.

Наука и техника неразрывно связаны с измерениями. При этом точность любого измерения конечна, и это обусловлено не только ограниченными возможностями измерительных приборов.

Например, точность в определении макроскопических величин в электрических цепях таких, как сила тока или электрическое сопротивление проводника связана с понятием о «естественных пределах измерений». В 1928 году сотрудники Лаборатории Белла (Bell labs) Джон Джонсон (John B. Johnson, 1887–1970) и Гарри Найквист (Harry Nyquist, 1889–1976) открыли эффект теплового шума (thermal noise).

Экспериментально эффект стохастического возникновения разности потенциалов на концах проводника в отсутствие источников тока обнаружил Джонсон [5]. А Найквист дал ему теоретическое объяснение [6]. Если проводник не охлажден до сверхнизких температур, электроны, соударяясь с колеблющимися в узлах кристаллической решетки атомами металла, тоже участвуют в хаотическом тепловом движении. Согласно формуле Джонсона–Найквиста, флуктуации напряжения определяются сопротивлением соответствующего участка цепи и его температурой.

Именно эта формула и определяет «естественные пределы измерений» напряжения в проводнике, поскольку тепловой шум присутствует в любом электронном приборе.

Американский физик венгерского происхождения, специалист по вычислительным технологиям Техасского агроинженерного университета (Texas A&M University) в Колледж-стейшн и главный редактор (до 2008 года) издания *Fluctuation and Noise Letters* Ласло Киш (Laszlo Kish) нашел способ кодировать при помощи шума сигнал, передаваемый по каналам связи [7]. При этом этот криптографический метод, будучи всецело классическим, даёт результаты, близкие к методам квантовой криптографии.

Идея Ласло Киша состоит в использовании шума Джонсона–Найквиста для передачи зашифрованных сообщений [8]. Линия связи при этом может быть абсолютно любой, включая обычную телефонную линию. Допустим, эти линии соединяет двух абонентов, которых по установившейся в криптографии традиции принято называть Алисой и Бобом. У каждого из них есть по два резистора, один с большим сопротивлением, другой — с маленьким. И Алиса, и Боб могут случайным образом подключать эти резисторы к линии передачи, меняя её полное сопротивление. Даже если речь идет о простом проводнике, протянутом от Алисы к Бобу, они могут присоединять одну клемму

резистора к проводнику, а другую — к земле. Конкретные реализации могут быть разными — главное, чтобы полное сопротивление менялось заметно.

В соответствии с законом Найквиста, при изменении сопротивления изменится и спектр теплового шума во всей цепи. Если Алиса подключит один из своих резисторов и будет потом слушать шум, то она будет знать, как меняются резисторы у Боба. Если Боб, например, будет вставлять большое сопротивление вместо тире, а маленькое — вместо точки, то Алиса без труда превратит шум в цепи в обычную «морзянку».

Однако Ева, подключившись со своим резистором, сможет измерять тот же шум и получать ту же «морзянку». И тут у Алисы есть свой козырь: случайно меняя сопротивление на своем конце цепи при помощи двух своих резисторов, она сделает скачки в изменении теплового шума хаотичными и бессмысленными. Не зная, как менялось сопротивление у Алисы, Ева не сможет узнать, какое сообщение передавал ей Боб. Да и то, это только в том случае, если Еве доподлинно известно, что тут кто-то что-то передает. Если она подключится к линии просто для проверки, то она ничего не услышит, кроме обычного «шороха». А Боб с Алисой окажутся немедленно предупреждены: их переписку кто-то слушает, поскольку спектр шума стал «неправильным»!

Предложенный Ласло Кишем метод шифрования вызвал большой интерес — в том числе и потому, что он посягает на монополию квантовой криптографии и на адекватность утверждений, что только квантовая криптография способна надежно защитить коммерческие и военные секреты. Напомним, что метод квантовой криптографии предполагает передачу информации с помощью одиночных фотонов различной поляризации. Потенциальный шпион, измеряя характеристики фотона, неизбежно — в силу особенностей процедуры квантового измерения — эти характеристики меняет. А это означает, что факт подслушивания может быть достаточно легко установлен.

Безопасная классическая система связи, использующая шум Джонсона-Найквиста и правила Кирхгофа показана на рис. [8]. Информационный канал в этом случае — проводник. Передаваемые информационные биты отправляются получателю с помощью выбора резистора  $R_S$  из двух существенно различных значений,  $R_0 \ll R_1$ , где два значения представляют собой два состояния информационного бита (0 и 1). Отправитель шифрует это сообщение с помощью генератора случайного напряжения  $U_S(t)$  фактически выбранного резистора. Получатель дважды шифрует сообщение с помощью своего случайно выбранного резистора  $R_R$ , который (для простоты, но не обязательно) может быть выбран из набора двух значений сопротивлений с соответствующим случайным напряжением генератора  $U_R(t)$ . В каждый тактовый период новый информационный бит передается и, в то же время, сопротивление приёмника меняется случайным образом между двумя значениями.

Случайные напряжения генераторов являются либо Джонсоновскими шумами резисторов, либо они создаются генераторами искусственного шума с гораздо большими шумовыми напряжениями, но с такими же линейными связями между сопротивлением и спектром шумового напряжения, как и Джонсоновский шум. Это, так называемая, «схема тройного шифрования», поскольку данные шифруются тремя независимыми случайными процессами: двумя генераторами шумового напряжения, и сопротивлением приёмника.

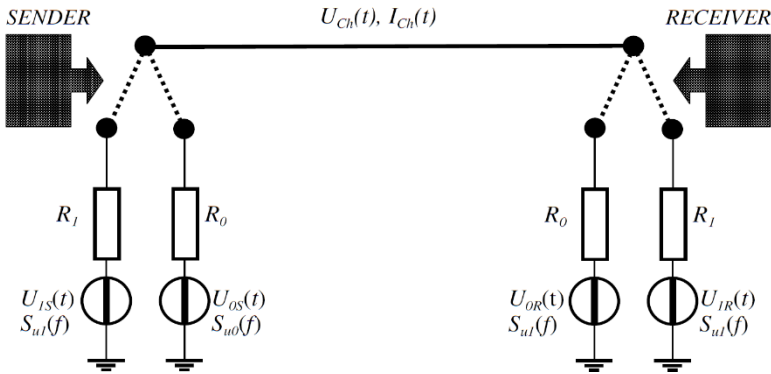


Рис.

Поскольку отправитель и получатель знают их собственные фактические значения резисторов, то они могут определить номинал резистора с противоположной стороны путём измерения либо напряжения, либо тока.

Подслушители также могут иметь доступ к измерению напряжения и тока в канале, однако этой информации недостаточно для того, чтобы взломать код.

В данной работе проводится анализ эффективности такой системы. Исследуются вопросы дальности работы такой системы и влияние на работу системы того факта, что провод сам по себе обладает заметным сопротивлением и это сказывается и на спектре шума.

- [1] Mari A., Giovannetti V., Holevo A. S. // Nature Communications, 2014. 5. 3826. P. 5. doi:10.1038/ncomms4826
- [2] Молотков С.Н. // Письма в ЖЭТФ. 2015. Т. 102, вып. 6. С. 436.
- [3] Молотков С.Н. // Письма в ЖЭТФ. 2015. Т. 102, вып. 7. С. 530.
- [4] Молотков С.Н. // Письма в ЖЭТФ. 2016. Т. 103, вып. 5. С. 389.
- [5] Johnson J. B. // Nature. 1927. 119. P. 50.
- [6] Nyquist H. // Phys. Rev. 1928. 32. P. 100.
- [7] <http://www.vokrugsveta.ru/telegraph/theory/754/>
- [8] Kish L. B. // Physics Letters A. 2005. 352(3). P. 178. DOI: 10.1016/j.physleta.2005.11.062

## АНАЛИЗ УГЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛА СВЯЗИ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ РЕШЕТКИ

А.О. Сазонов, А.С. Путилин, В.С. Сергеев, О.В. Болховская

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Многие радиотехнические средства, такие как радиолокаторы, радионавигаторы, радиопеленгаторы, решают задачу определения координат источника излучения или объекта, который отражает часть электромагнитной энергии, падающей на него. Эта задача в современной постановке решается с помощью антенных решеток (АР).

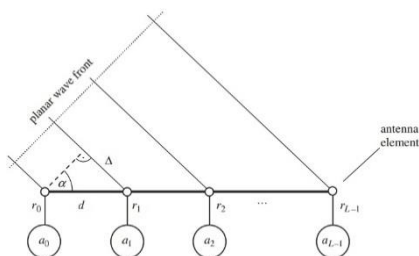
В большинстве современных стандартов систем беспроводной связи предполагается формирование узких диаграмм направленности (ДН) АР базовых (БС) и мобильных станций (МС) для эффективного использования имеющихся энергетических ресурсов, что особенно критично для излучателей МС, поскольку существуют строгие ограничения на их мощностные характеристики. Увеличение степени направленности ДН приводит к увеличению коэффициента усиления (КУ) АР, что при использовании корректных алгоритмов формирования ДН повышает качество связи между БС и МС.

В данной работе проведены исследования на тему оценки угла падения (АОА – Angle of Arrival) излучения на приемную АР. Будем полагать, что излучатель и приемник находятся в условиях “прямой видимости”, а такие эффекты распространения в городских условиях, как дифракция, рефракция и изменение направления распространения в результате отражения, отсутствуют. Будет введен критерий отклика системы на внешнее излучение и в соответствии с ним будет производиться оценка значения АОА. Эта оценка может обладать достаточно разной степенью точности в зависимости от некоторых параметров: отношения сигнал-шум (ОСШ, SNR – Signal-to-NoiseRatio), параметров АР (а именно числа элементов и шага – расстояния между соседними элементами), а также непосредственно от значения АОА.

На рис. 1 изображена  $L$ -элементная эквидистантная с шагом  $d$  АР, на которую под углом  $\alpha$  падает плоский фронт волны. Задача заключается в том, чтобы оценить угол  $\alpha$  (АОА) в условиях присутствия аддитивного абсолютно белого гауссова шума (АБГШ).

В результате падения плоского фронта волны между любыми двумя соседними элементами АР будет наблюдаться разность геометрического хода лучей, составляющая  $\Delta = d \sin \alpha$ .

В результате можно определить линейно увеличивающееся значение фазы принятого сигнала для каждого последующего элемента решетки:



1) Рис. 1

$$\varphi_l = -\left(l - \frac{L-1}{2}\right)kd \sin \alpha, l = 0, L-1,$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число и  $\lambda = c/f_0$  – длина волны, вычисляемая из значений скорости света  $c$  и несущей частоты сигнала  $f_0$ .

Тогда принятый сигнал на эл-те с номером  $l$  в отсутствии шума можно записать:

$$r_l = e^{-j(l-\frac{L-1}{2})kd \sin(\alpha)}, l = 0, L-1,$$

где  $s = s(t)$  – облучающий решетку сигнал. Введем вектор принятого в отсутствии шума сигнала  $R = [r_0, r_1, \dots, r_l, \dots, r_{L-1}]$  и вектор шума  $Z = [z_0, z_1, \dots, z_l, \dots, z_{L-1}]$ , элементами которого являются отсчеты АБГШ. Тогда результирующий вектор-сигнал на решетке:  $X = R + Z$ .

Теперь сгенерируем вектор гипотез  $H = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]$  по изложенной далее схеме. Определим  $N$  – достаточно большое число гипотез и вектор углов-гипотез  $\alpha_h = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{N-1}]$  по закону равномерного распределения в отрезке  $[-\pi/2; \pi/2]$ :

$$\alpha_i = -\frac{\pi}{2} + i \frac{\pi}{N-1}, i = 0, N-1$$

Под вектором  $i$ -той гипотезы  $H_i$  будем понимать вектор принятого в отсутствии шума сигнала с направления  $\alpha_i$ :  $H_i = [r_{i0}, r_{i1}, \dots, r_{il}, \dots, r_{i(L-1)}]$ , где

$$r_{il} = s e^{-j(l-\frac{L-1}{2})kd \sin(\alpha_i)}$$

Откликом системы гипотез на входной сигнал  $X$  будем называть вектор  $P$  такой, что  $P = [\langle(X, H_0)\rangle, \langle(X, H_1)\rangle, \dots, \langle(X, H_{N-1})\rangle]$ , где  $(, )$  – скалярное произведение,  $\langle \dots \rangle$  – усреднение по времени (поскольку облучающий решетку сигнал может состоять из нескольких временных выборок:  $s = s(t)$ ).

Максимально вероятной гипотезой  $H_i$  будем полагать ту, которой соответствует максимальный элемент  $\langle(X, H_i)\rangle$  вектора  $P$ , а оценкой угла  $\alpha$  будем считать  $\alpha_i$ .

На рис. 2 изображено визуальное представление описанного выше метода для 4-элементной полуволновой АР и разных вариантов угла падения  $\alpha$  в полярных координатах. В полярных координатах отложены значения вектора  $P$  для соответствующих им углов.

Видно, что иногда (рис. 2(a)-2(b)) решение об оценке  $\alpha$  можно принять однозначно и с достаточно высокой степенью точности, а иногда (рис.2(c)) однозначный ответ дать нельзя. Такие неоднозначности возникают вследствие одинакового с точностью до чисел, кратных  $2\pi$ , фазового набегу между двумя соседними элементами  $AP\Delta\varphi = kdsin(\alpha) = const + 2\pi m$ ,  $m$  – целое число для различных комбинаций параметров  $d$  и  $\alpha$ .

Основной целью проведения компьютерного моделирования было получение некоторых характерных кривых ошибок в зависимости от различных параметров канала

связи и АР. За меру ошибки примем стандартную величину – корень из среднеквадратичной ошибки (СКО), или RMSE – Root Mean Square Error, которая для  $E$  одинаковых экспериментов вычисляется следующим образом:

$$RMSE = \sqrt{\langle (\alpha - \alpha_e)^2 \rangle, e = 0, E-1},$$

где  $\alpha$  – АОА,  $\alpha_e$  – оценка АОА по результатам эксперимента с номером  $e$ ,  $\langle \dots \rangle$  – усреднение по всем  $e$ .

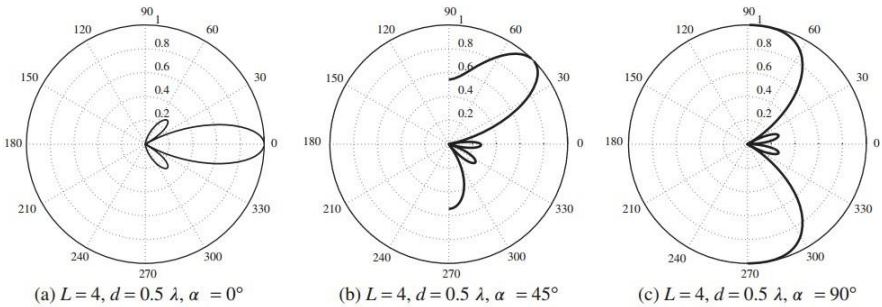


Рис. 2

На рис. 3-5 представлены графики зависимости RMSE от таких параметров моделируемой системы, как ОСШ SNR, угол падения АОА, количество антенн  $M$  и шаг решетки  $d$ .

На рис. 3 изображена зависимость, построенная для аргумента SNR. Из нее следует очевидный вывод: увеличение ОСШ ведет к уменьшению ошибок оценки угла АОА. Менее очевидным является факт того, что при низких ОСШ (начиная с -5 дБ и меньше) кривые на рис. 3 стремятся к неким максимумам RMSE, причем для каждого значения АОА этот максимум свой.

При подобных ОСШ в векторе-сигнале на решетке  $X = R + Z$  превалирует компонента  $Z$ , вследствие чего вектор  $R$ , определяемый углом АОА, никак не должен влиять на конечный вектор  $X$ . Это действительно так, но почему же каждый АОА обладает собственным недостижимым максимумом RMSE?

Ответ заключается в определении меры ошибки RMSE. При  $X \approx Z$  оценка  $\alpha_e$  для любого эксперимента является непредсказуемой, поскольку на входе антенны находится вектор отсчетов АБГШ. В зависимости от текущих отсчетов вектора  $Z$  мы можем получать значения  $\alpha_e$  из всего диапазона  $[-\pi/2; \pi/2]$ . Тогда в случае  $\alpha = 0$  максимальное отклонение  $|\alpha - \alpha_e|$  будет составлять  $\pi/2$ , тогда как для  $\alpha = \pm\pi/2$  оно составляет  $\pi$ . Поэтому для одного и того же шумового вектора ZRMSE для меньших по модулю АОА будет меньше. Это означает, что в случае наличия одного лишь шума на решетке наиболее верным будет оценка угла АОА, значение которой составляет 0.

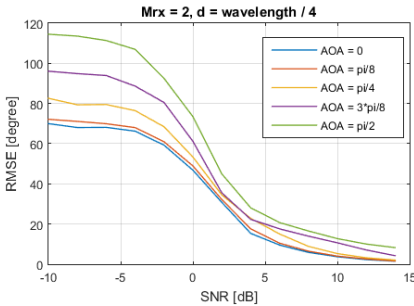


Рис. 3

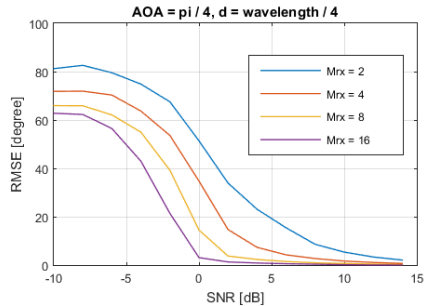


Рис. 4

На рис. 4 показан положительный эффект от увеличения числа элементов АР, при этом каждое последующее увеличение числа антенн вдвое приводит к меньшему приросту качества оценки АОА.

На рис. 5 показаны профили RMSE в зависимости от шага АР. Они показывают, что выбранное ранее значение  $d = \lambda/4$  является оптимальным в случае АОА =  $\pi/2$ , тогда как для других сценариев лучшими вариантами были бы другие значения (например,  $d \approx \lambda/2$  для АОА = 0).

По результатам проделанной работы можно сделать следующие выводы:

- 1) Существенное влияние на точность определения угла падения оказывает шаг АР, поэтому желательно иметь априорные предположения касательно возможного диапазона угла падения.
- 2) Возможно искусственное ограничение диапазона допустимых значений угла падения (величина угла падения оценивается тем точнее, чем она меньше).
- 3) Необходимо найти оптимальное соотношение между сложностью/стоимостью оборудования и предоставляемым АР качеством, поскольку каждое последующее увеличение числа элементов решетки ведет к меньшему приросту качества.

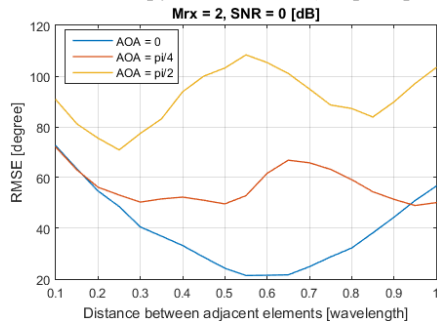


Рис. 5

- [1] Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in wireless communications systems
- [2] Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014, 255 p.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. – Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2007. 98 с.

## МЕТОД КВАНТОВАНИЯ КАНАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

В.А. Сергеев, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### Введение

Повышение спектральной эффективности передачи информации является одной из основных задач при разработке современных систем сотовой связи. Одним из наиболее перспективных путей её решения является использование многоэлементных фазированных антенных решеток на базовой станции (БС). Увеличение количества антенных элементов на БС позволяет существенно повысить спектральную эффективность благодаря возможности одновременного обслуживания многих пользователей за счет их пространственного разделения.

Эффективное функционирование системы сотовой связи с пространственным разделением пользователей представляется возможным только при наличии канальной информации на передатчике БС. Однако оценка канала на передатчике не всегда возможна, так как восходящий и нисходящий каналы не всегда являются взаимными. В таком случае целесообразно применение схемы передачи с обратной связью, в которой канальная информация отправляется с мобильного терминала (МТ) на БС по восходящему каналу связи. Для передачи канальной информации требуется применять определенный метод ее квантования, известный как на МТ, так и на БС. Метод квантования канальной информации главным образом определяет её точность и существенно влияет на характеристики системы.

В данной работе рассматривается метод квантования канальной информации, предназначенный, главным образом, для систем сотовой связи с пространственным разделением пользователей. Для оценки эффективности данного метода представлены результаты компьютерного моделирования системы сотовой связи.

### Методы квантования канальной информации

Проблема создания эффективного метода квантования канальной информации для систем сотовой связи далеко не нова. Широко используемый подход к ее решению подразумевает создание так называемой кодовой книги – конечного набора матриц предварительного кодирования. Матрицу предварительного кодирования в данном подходе можно получить с помощью ее индекса. В настоящее время такой метод квантования канальной информации применяется в стандарте сотовой связи LTE как для одномерных, так и для двухмерных антенных решеток [1].

Структура матриц предварительного кодирования, содержащихся в кодовой книге, существенным образом определяется конфигурацией антенны на БС. Типичная антенна

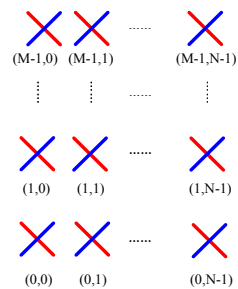


Рис.

на БС представляет собой планарную равномерную антенную решетку (см. рис.) с расстоянием между элементами  $0.5 \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны несущего колебания. Таким



образом, вектор предварительного кодирования  $\mathbf{W}_{n,l,k}$  из кодовой книги, специфицированной в стандарте сотовой связи LTE, имеет следующий вид:

$$\mathbf{W}_{n,l,k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \mathbf{v}_l \otimes \mathbf{u}_k \\ g_n(\mathbf{v}_l \otimes \mathbf{u}_k) \end{pmatrix}; \quad (1)$$

$$\mathbf{v}_l = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{j2\pi \cdot l}{MO_M}} & \dots & e^{\frac{j2\pi(M-1)l}{MO_M}} \end{bmatrix}^T; \quad (2)$$

$$\mathbf{u}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{j2\pi \cdot l}{NO_N}} & \dots & e^{\frac{j2\pi(N-1)l}{NO_N}} \end{bmatrix}^T, \quad (3)$$

где  $\mathbf{v}_l$  и  $\mathbf{u}_k$  – столбцы матрицы дискретного преобразования Фурье с коэффициентом избыточной дискретизации  $O_M$  и  $O_N$  соответственно, их произведение Кронекера образует диаграммообразующий вектор (ДОВ). Коэффициент  $g_n$  определяет поляризацию результирующего колебания и представляет собой комплексное число с единичной амплитудой  $g_n = e^{2\pi j \cdot n/4}$ , где  $j$  – мнимая единица. Индексы  $n, l, k$  изменяются в следующем диапазоне:  $n = \{0, 1, 2, 3\}, l = \{0, 1, \dots, M \cdot O_M - 1\}, k = \{0, 1, \dots, N \cdot O_N - 1\}$ .

Описанная выше структура кодовой книги очень эффективна при передаче одному пользователю в одном частотно-временном ресурсе. Однако для систем связи с пространственным разделением пользователей точность канальной информации сильнее влияет на производительность системы. В настоящее время предложено несколько методов квантования канальной информации, улучшающих характеристики систем беспроводной связи с пространственным разделением пользователей [2].

### **Предлагаемый метод квантования канальной информации**

Предлагаемый метод квантования канальной информации можно разделить на два этапа: квантование сжатой матрицы ковариации и квантование собственных векторов канальной матрицы пониженной размерности. Для сжатия матрицы ковариации в данном методе используется неполный базис ДОВ:

$$\mathbf{U} = (\mathbf{v}_{l_1} \otimes \mathbf{u}_{k_1} \quad \mathbf{v}_{l_2} \otimes \mathbf{u}_{k_2} \quad \dots \quad \mathbf{v}_{l_L} \otimes \mathbf{u}_{k_L}), \quad (4)$$

где индексы ДОВ ( $l_p, k_p$ ) выбираются МТ с условием, что все столбцы базисной матрицы  $\mathbf{U}$  ортогональны. Количество ДОВ  $L$  может быть сконфигурировано на БС. Процедура сжатия представляет собой разложение усредненной матрицы ковариации  $\mathbf{R}$  по базису  $\mathbf{U}$ .

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{U}^H \mathbf{R} \cdot \mathbf{U} \quad (5)$$

Стоит отметить что матрица ковариации  $\mathbf{R}$  в данном случае усреднена как по частоте, так и по поляризациям и имеет размерность  $N \cdot M \times N \cdot M$ . В результате процедуры сжатия модифицированная матрица ковариации  $\tilde{\mathbf{R}}$  имеет размерность  $L \times L$ .

Элементы матрицы  $\tilde{\mathbf{R}}$  квантуются и передаются по восходящему каналу связи вместе с индексами выбранных ДОВ ( $l_p, k_p$ ). Таким образом, БС получает информацию о матрице ковариации, усредненной по всей доступной полосе частот. Стоит отметить,

что если не отправлять на БС значения недиагональных элементов матрицы  $\tilde{\mathbf{R}}$ , предлагаемый метод является эквивалентным методу, описанному в [2].

Вторым этапом предлагаемого метода квантования канальной информации является квантование собственных векторов канальной матрицы пониженной размерности  $\tilde{\mathbf{H}}(i)$ . Матрица  $\tilde{\mathbf{H}}(i)$  имеет размерность  $2L \times K$ , где  $i$  – индекс частотного поддиапазона,  $K$  – количество антенн на МТ. Матрица  $\tilde{\mathbf{H}}(i)$  может быть получена на МТ с использованием матрицы канала  $\mathbf{H}(i)$  и собственных векторов квантованной матрицы ковариации  $\mathbf{b}_p$ :

$$\tilde{\mathbf{H}}(i) = \begin{pmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{pmatrix}^H \cdot \mathbf{H}(i), \quad \mathbf{B} = (\mathbf{b}_1 \quad \mathbf{b}_2 \quad \dots \quad \mathbf{b}_L) \quad (6)$$

После того, как МТ получит матрицу  $\tilde{\mathbf{H}}(i)$ , МТ вычисляет  $R$  левых сингулярных векторов данной матрицы  $\mathbf{h}_r$ , квантует их и передает по восходящему каналу связи. Количество сингулярных векторов  $R$  определяется на МТ и задает количество пространственных потоков, передаваемых пользователю.

После того как МТ отправил на БС все составляющие канальной информации, матрица предварительного кодирования может быть вычислена на стороне БС с помощью следующей формулы:

$$\mathbf{W}(i) = \begin{pmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B} \end{pmatrix} \cdot (\mathbf{h}_1(i) \quad \mathbf{h}_2(i) \quad \dots \quad \mathbf{h}_R(i)) \quad (7)$$

### Результаты компьютерного моделирования

Для оценки эффективности предлагаемого метода квантования канальной информации было проведено численное моделирование физического уровня системы сотовой связи LTE. Расположение базовых станций, пользователей, а также модель канала соответствуют Dense Urban сценарию, специфицированному в [3]. Антенна на БС представляет собой равномерную планарную антенную решетку (см. рис.) с параметрами  $M = 8$ ,  $N = 1$ .

Так как предлагаемый метод требует значительно большее количество бит для квантования канальной информации по сравнению с методом, специфицированным в стандарте сотовой связи LTE, справедливее сравнивать предлагаемый метод, с методом, предложенным в [2]. Случай идеального знания матрицы канала на базовой станции также был рассмотрен при моделировании. Результаты компьютерного моделирования представлены в табл. 1.

Табл. 1

Метод квантования	Скорость передачи данных на МТ, Мб/с				Загрузка сети
	Средняя	5 %	50 %	95 %	
Кодовая книга LTE [1]	12.22	3.15	11.17	24.82	72 %
Метод из [2], $L=2$	12.14	3.27	11.04	24.82	72 %
Предлагаемый, $L=2$	12.30	3.39	11.28	24.82	72 %
Метод из [2], $L=4$	12.22	3.39	11.16	24.82	72 %
Предлагаемый, $L=4$	12.34	3.44	11.34	24.82	72 %
Идеальный	15.06	5.08	14.93	24.97	65 %

На основе результатов моделирования можно сделать вывод, что рассмотренные методы не дают значительного прироста скорости передачи данных по сравнению с уже специфицированным методом. Возможно, причина этого кроется в низкой точности применяемой схемы квантования векторов  $\mathbf{h}_i$ . Для проверки этой гипотезы в табл. 2 представлены результаты моделирования с бесконечной степенью точности представления векторов  $\mathbf{h}_i$ .

Табл. 2

Метод квантования	Скорость передачи данных на МТ, Мб/с				Загрузка сети
	Средняя	5 %	50 %	95 %	
Кодовая книга LTE [1]	12.22	3.15	11.17	24.82	72 %
Метод из [2], $L=2$	13.97	4.32	13.40	24.97	67 %
Предлагаемый, $L=2$	14.41	4.59	14.00	25.04	66 %
Метод из [2], $L=4$	14.27	4.56	13.87	24.97	66 %
Предлагаемый, $L=4$	14.67	4.85	14.41	25.04	65 %
Идеальный	15.06	5.08	14.93	24.97	65 %

Сравнив результаты, приведенные в табл. 2, с результатами, приведенными в табл. 3, можно сделать вывод, что схема квантования векторов  $\mathbf{h}_i$  довольно сильно влияет на производительность системы. Для того чтобы найти оптимальную схему квантования требуются провести отдельное исследование. Также можно сделать вывод, что метод квантования канальной информации, предложенный в [2] при  $L = 4$  показывает худшие результаты по сравнению с методом, предложенным в данной работе при  $L = 2$  при значительно большем количестве бит для квантования канальной информации.

### **Выводы**

В данной работе предлагается новый метод квантования канальной информации для систем сотовой связи с пространственным разделением пользователей. На основе результатов моделирования, представленных в данной работе, можно сделать следующие выводы:

- Предложенный метод квантования канальной информации более эффективен по сравнению с аналогичным методом, представленным в литературе.
- Точность схемы квантования собственных векторов канальной матрицы пониженной размерности в значительной степени влияет на характеристики системы связи с пространственным разделением пользователей.

- [1] 3GPP TS 36.213 Ver. 13.0.1 Release 13. Tech. Specific. – Sofia Antipolis: ETSI, 2016. 318 p.
- [2] Rahman M.S. // Linear Combination Codebook Based CSI Feedback Scheme for FD-MIMO Systems. Globecom Workshops (GC Wkshps), 2015. IEEE.
- [3] 3GPP TR 38.901 Ver. 14.0.0 Release 14. Tech. Report – Sofia Antipolis: ETSI, 2017. 90 p.

## ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛА МЕТОДОМ МИНИМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА С ПОИСКОМ КОРНЕЙ ПСЕВДОСПЕКТРАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ

В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман, А.В. Елохин, О.А. Шмонин

*Кафедра бионики и статистической радиофизики РФФ ННГУ*

Исследована эффективность «сверхразрешающего» метода минимального многочлена для решения проблемы определения числа и угловых координат близкорасположенных источников радиоизлучения (ИРИ), воздействующих на антенную решетку (АР) произвольной конфигурации. Рассматривается параллельная пеленгация ИРИ, основанная на нахождении корней псевдоспектральной функции.

### *Введение*

Методы углового сверхразрешения ИРИ можно разделить на два класса: с последовательной и параллельной пеленгацией ИРИ [1]. При использовании методов первого класса направления на ИРИ оцениваются по соответствующим максимумам выходной функции угловых координат (псевдоспектральной функции). К ним можно отнести методы Кейпона, собственных векторов, MUSIC (MUltiple Signal Classification) и минимального многочлена [1-3]. Основным недостатком последовательной пеленгации является относительно низкая скорость обзора пространства, в первую очередь, из-за достаточно высокой вычислительной сложности алгоритмов поиска экстремумов. Ко второму классу с параллельным обзором пространства относятся «корневые» методы ROOT-MUSIC и минимального многочлена [1-3]. При их применении вместо экстремумов псевдоспектральной функции отыскиваются корни соответствующих полиномов.

Метод минимального многочлена основан на оценке параметров этого многочлена. Число ИРИ определяется степенью минимального многочлена корреляционной матрицы (КМ) входного процесса. Для оценки данной степени предложен статистически обоснованный среднеквадратический критерий [3-4]. В [3, 5] показана высокая эффективность метода. При этом направления на ИРИ оценивались по соответствующим максимумам псевдоспектральной функции. Представляет интерес исследование эффективности «корневого» метода минимального многочлена, особенно в случае короткой выборки входного процесса в АР, когда число выборок  $L$  меньше числа  $N$  элементов АР ( $L < N$ ).

### *«Корневой» метод минимального многочлена*

Рассмотрим  $N$ -элементную АР и предположим, что на ее входе имеются сигналы от  $J$  ИРИ. Вектор  $l$ -ой выборки входного процесса можно записать в виде

$$\mathbf{X}(l) = a_1(l)\mathbf{S}_1 + a_2(l)\mathbf{S}_2 + \dots + a_J(l)\mathbf{S}_J + \mathbf{Z}(l), \quad (1)$$

где  $\mathbf{S}_j$  – вектор амплитудно-фазового распределения  $j$ -го сигнала в элементах АР;  $a_j(l)$  – комплексная амплитуда этого сигнала,  $\mathbf{Z}(l)$  – вектор аддитивных гауссовых собственных шумов приемных устройств с нулевым средним и единичной мощностью.

КМ входного процесса  $\mathbf{M} = \langle \mathbf{X}(l)\mathbf{X}(l)^H \rangle$  ( $\langle \cdot \rangle^H$  – эрмитово сопряжение) в случае некоррелированных ИРИ равна  $\mathbf{M} = \mathbf{I} + v_1\mathbf{S}_1\mathbf{S}_1^H + v_2\mathbf{S}_2\mathbf{S}_2^H + \dots + v_J\mathbf{S}_J\mathbf{S}_J^H$ , где  $\mathbf{I}$  – единичная

КМ собственных шумов,  $\mathbf{S}_i$  – вектор волнового фронта  $i$ -го ИРИ в элементах АР, зависящий от углового расположения данного источника относительно АР. В случае линейной и эквидистантной АР  $n$ -ая компонента вектора  $\mathbf{S}_i$  равна  $(\mathbf{S}_i)_n = \exp[j(n-l)u_i]$ , где  $u_i = 2\pi(d/\lambda)\sin \phi_i$ ,  $\phi_i$  – угловая координата  $i$ -го источника, отсчитываемая от нормали к АР,  $d$  – период АР,  $\lambda$  – длина волны.

Точная КМ  $\mathbf{M}$  имеет собственные числа  $\lambda_n$ . Минимальный многочлен КМ  $\mathbf{M}$  можно записать в виде  $\Phi(\lambda) = (\lambda - \lambda_1)(\lambda - \lambda_2)\dots(\lambda - \lambda_{J+1})$ . Степень  $m$  этого многочлена определяется числом  $J$  источников сигналов ( $m = J + 1$ ), а его корнями являются неравные между собой собственные числа матрицы  $\mathbf{M}$  ( $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$ ) [6]. Наименьшее (шумовое) собственное число равно мощности собственного шума ( $\lambda_{J+1} = 1$ ), а остальные (сигнальные) собственные числа зависят от параметров ИРИ.

При обработке сигналов в АР используется выборочная КМ  $\hat{\mathbf{M}}$ , которая является максимально правдоподобной оценкой КМ  $\mathbf{M}$  по  $L$  выборкам входного процесса и равна [1,2]

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L X(l)X(l)^H \tag{2}$$

Выборочная КМ  $\hat{\mathbf{M}}$  имеет случайные собственные числа  $\mu_n$ . В случае короткой выборки входного процесса ( $L < N$ ) матрица  $\hat{\mathbf{M}}$  является вырожденной и имеет  $L$  положительных и  $N-L$  нулевых собственных чисел. Ее минимальный многочлен имеет вид  $\psi(\mu) = (\mu - \mu_1)(\mu - \mu_2)\dots(\mu - \mu_L)$ . Таким образом, при переходе от точной матрицы  $\mathbf{M}$  к выборочной матрице  $\hat{\mathbf{M}}$  степень минимального многочлена становится равной числу выборок и, следовательно, перестает зависеть от числа  $J$  ИРИ. Это обусловлено появлением множества шумовых собственных чисел вместо одного.

Статистический критерий среднеквадратической ошибки (СКО) предложен в [3] для оценки матричного проектора  $\mathbf{P}^n$  на шумовое подпространство, что дает возможность построить выходную (псевдоспектральную) функцию угловой координаты в виде

$$\eta(\theta) = \frac{1}{\mathbf{S}^H(\theta)\hat{\mathbf{P}}_n\hat{\mathbf{P}}_n^H\mathbf{S}(\theta)} \tag{3}$$

где  $\mathbf{S}(\varphi)$  – вектор произвольного направления (вектор поиска)  $\varphi$  с  $n$ -ой компонентой равной  $\mathbf{S}(\varphi)_n = \exp[j(n-l)u]$ ,  $u = 2\pi(d/\lambda)\sin \varphi$ .

Обозначим  $z = \exp[ju]$ ,  $\mathbf{A} = \hat{\mathbf{P}}_n\hat{\mathbf{P}}_n^H$ . Тогда вектор поиска  $\mathbf{S}(z) = (1, z, z^2, \dots, z^{N-1})^T$  ( $\langle \cdot \rangle^T$  – транспонирование). Рассмотрим знаменатель (3), который является функцией  $f(z)$  аргумента  $z$ . Эту функцию можно преобразовать к виду

$$f(z) = \sum_{m=-(N-1)}^{N-1} a_m z^m; \quad a_m = \sum_{k=1}^{N-m} \mathbf{A}_{k,k+m}; \quad a_{-m} = a_m^*; \quad m \geq 0 \tag{4}$$

Таким образом, (4) дает полином степени  $(2N - 2)$  с числом корней равным  $(2N - 2)$ . Коэффициенты полинома  $f(z)$  представляют собой сумму элементов соответствующих диагоналей матрицы  $\mathbf{A}$ . При  $m = 0$  суммирование проводится вдоль главной диагонали, при отрицательных  $m$  – вдоль диагоналей, лежащих ниже главной, при положительных  $m$  – вдоль диагоналей, лежащих выше главной. Из (4) следует, что если  $z_1$  – корень полинома  $f(z)$ , то  $1/(z_1)^*$  – также его корень. Один из этих корней находится снаружи окружности единичного радиуса на комплексной плоскости  $z$ , а другой – внутри нее. Эти корни имеют одинаковые аргументы, поэтому для оценки угловой координаты ИРИ можно использовать любой из них. Если известен точный проектор  $\mathbf{P}_n$ , то  $J$  корней полинома, лежат на единичной окружности. В противном случае из  $(N - 1)$  корней, находящихся снаружи (или внутри) единичной окружности, необходимо отобрать  $J$  корней (где  $J$  – оценка числа ИРИ) наиболее близких к ней. После нахождения корня  $z_0$ , вычисляется угол ИРИ:  $\varphi = \arcsin[\arg(z_0) \lambda / 2\pi d]$ .

### Результаты моделирования

Пусть линейная АР состоит из  $N = 20$  элементов, расположенных с периодом  $d = 0.5\lambda$ . Ширина луча АР по уровню половинной мощности  $\Delta\varphi_{beam} = 5^\circ$ . Случайный вектор  $\mathbf{X}(l)$  для  $l$ -ой выборки входного процесса зададим в виде (1). Будем располагать два ИРИ одинаковой мощности  $\nu$  симметрично относительно нормали к АР ( $\varphi_1 = -\varphi_2$ ).

Зададим угловое расстояние между источниками, нормированное на ширину луча АР  $\delta\varphi = 0.6$  ( $\varphi_{1,2} = \pm 1.5^\circ$ ). Порог для метода минимального многочлена зададим равным  $Th = (N^2 - 1)/(N + L)$ . Определение числа ИРИ  $J$  будем проводить на основе оценки  $\hat{m}$  степени минимального многочлена ( $J = \hat{m} - 1$ ), либо путем оценки

числа пиков псевдоспектральной функции (4). ИРИ считаются разрешенными, если вероятность  $p$  правильной оценки числа ИРИ превышает  $p > 80\%$ . При моделировании проводилось 1000 независимых экспериментов. Результаты моделирования даны в таблице, в которой  $\langle\varphi_{1,2}\rangle$  и  $\sigma$  – среднее значение и среднеквадратическая ошибка оценки угла ИРИ (град).

На рисунке приведены результаты отдельных 8 экспериментов. Мощность ИРИ задавалась равной 2.5 дБ. Слева показаны корни псевдоспектральной функции (4) (точки) и истинное положение (радиальные линии) ИРИ в комплексной плоскости, а также единичная окружность. Красным цветом помечены корни, выбранные для определения угловых положений ИРИ, а синим – шумовые корни. Справа показаны реализации псевдоспектральной функции (4). Видно, что только в 1 реализации из 8 эта функция имеет

Табл.

Мощность, дБ	Корневой метод			Метод псевдоспектра		
	$\langle\varphi_1\rangle$	$\langle\varphi_2\rangle$	$\sigma$	$\langle\varphi_1\rangle$	$\langle\varphi_2\rangle$	$\sigma$
0.0	-1.99	1.94	4.04	-	-	-
2.5	-1.59	1.57	1.04	-	-	-
5.0	-1.57	1.55	0.27	-	-	-
7.5	-1.55	1.54	0.19	-1.31	1.31	0.23
10.0	-1.53	1.53	0.14	-1.38	1.38	0.17
12.5	-1.53	1.53	0.10	-1.44	1.45	0.11
15.0	-1.52	1.52	0.07	-1.47	1.47	0.08
17.5	-1.52	1.52	0.06	-1.49	1.49	0.06
20.0	-1.52	1.52	0.04	-1.50	1.50	0.05

два пика, т.е. возможна оценка координат ИРИ. В то же время поиск корней полинома обеспечивает разрешение двух ИРИ и оценку их координат во всех 8 реализациях.

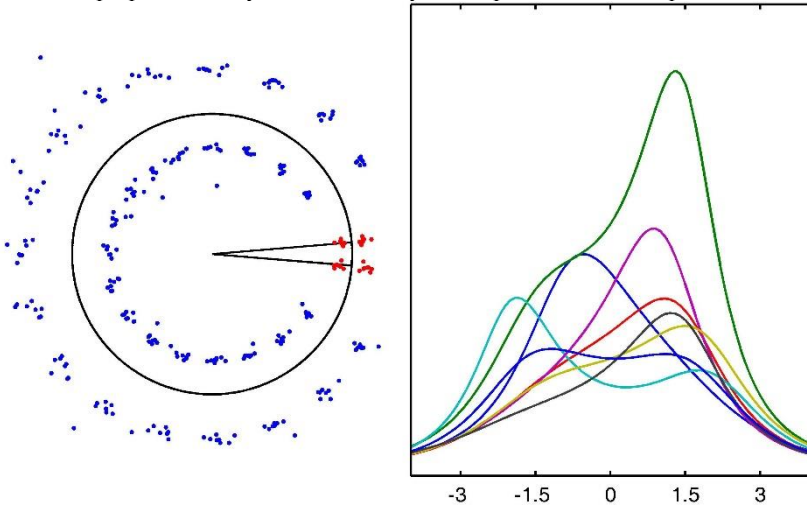


Рис.

### **Заключение**

Из приведенных результатов следует, что поиск корней псевдоспектральной функции обеспечивает большую эффективность метода минимального многочлена, чем поиск её экстремумов.

- [1] Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. Edited by Tuncer T.E. and Friedlander B. Elsevier Inc., 2009.
- [2] Godara L.C. Smart antennas. CRC Press. 2004.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Анурин А.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1996. Т.39, № 9. С. 1144.
- [4] Ермолаев В.Т. // Изв. вузов. Радиофизика. 1995. Т. 38. № 8. С. 841.
- [5] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Купцов В.В. Сборник трудов X Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». – М.: ИПЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2016. С. 100.
- [6] Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. – М.: Наука. 1988. 552 с.

## РАЗНЕСЕННЫЙ ПРИЕМ НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В.Т. Ермолаев, К.А. Морозов, А.А. Солоницына

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Разнесенный прием является одним из эффективных способов борьбы с замираниями сигналов в системах беспроводной связи [1,2,3]. Он может выполняться различными способами, но наиболее перспективным является прием сигналов несколькими антеннами, разнесенными в пространстве. В этом случае разнесенный прием может выполняться для многих абонентов в одно и то же время и в одной и той же полосе частот, увеличивая тем самым спектральную эффективность системы связи [3]. Разнесенный прием сводится к когерентному весовому суммированию сигналов, принятых разными антеннами. Чтобы найти весовые коэффициенты для суммирования сигналов, предусматривается передача известным приемнику тестовых сигналов. С помощью этих сигналов приемник оценивает каналные коэффициенты передачи в каждой ветви разнесения и определяет значения весовых коэффициентов. При увеличении числа абонентов необходимое число тестовых сигналов пропорционально возрастает, что ведет к неэффективному использованию частотно-временного ресурса. Эта проблема может быть решена, если отказаться от тестовых сигналов, а весовые коэффициенты оценивать с помощью сигналов, переносящих информацию. В работе [4] показано, что для формирования диаграммы направленности антенной решетки с максимумом в направлении источника сигнала достаточно выбрать подходящим образом строку сигнальной корреляционной матрицы и использовать ее в качестве вектора весовых коэффициентов. В данной работе дается более строгий анализ возможности применения корреляционной техники для организации разнесенного приема.

Известно, что амплитуды и фазы сигналов, принятых различными антеннами, оцениваются относительно тестового сигнала и затем когерентно складываются с весовыми коэффициентами. Учтем тот факт, что информация о разности фаз двух сигналов содержится в коэффициенте их взаимной корреляции. Рассмотрим схему разнесенного приема, представленную на рис. 1. Здесь имеются две ветви разнесения. Сигналы в ветвях разнесения представлены комплексными амплитудами  $x_i$  и  $x_j$  с помощью формулы (1). Комплексные весовые коэффициенты возьмем такие, чтобы они обеспечивали максимальное ОСШ при приеме с двумя ветвями разнесения.

$$w_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}}; w_j = \frac{h_j^*}{\sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}} \quad (1)$$

Изменим фазы весовых коэффициентов так, чтобы нулевое значение принимала фаза весового коэффициента в ветви с номером  $i$ . В результате получим эквивалентные весовые коэффициенты в виде



$$w_i = \frac{|h_i|^2}{|h_i| \sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}}; w_j = \frac{h_i h_j^*}{|h_i| \sqrt{|h_i|^2 + |h_j|^2}} \quad (2)$$

Затем путем деления приведем весовой коэффициент в ветви с номером  $i$  к единице. Новые эквивалентные весовые коэффициенты будут иметь такой вид:

$$w_i = 1; w_j = \frac{h_i h_j^*}{|h_i|^2} \quad (3)$$

Коэффициент  $w_j$  можно вычислить приближенно, используя статистические параметры входных сигналов  $x_i$  и  $x_j$  следующим образом

$$w_j = \frac{\langle x_i x_j^* \rangle}{\langle |x_i|^2 \rangle} = \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} \approx \frac{h_i h_j^*}{|h_i|^2}; (\sigma_0^2 \ll p|s|^2 |h_i|^2) \quad (4)$$

Чем выше ОСШ в ветви разнесения с номером  $i$ , тем точнее формула (4) дает весовой коэффициент, необходимый для разнесенного приема.

Ветвь разнесения с индексом  $i$  можно назвать ведущей, а ветвь с индексом  $j$  – ведомой. Найдем выходное ОСШ для этой схемы. Для этого выходной сигнал запишем, используя весовой коэффициент (4) для ветви с индексом  $j$ .

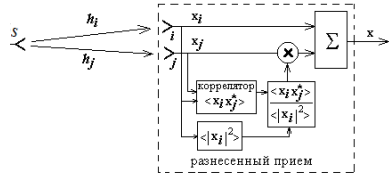


Рис. 1

Здесь первое слагаемое дает сигнальную часть, а второе слагаемое – собственный шум.

$$x = \sqrt{p} \left( h_i + \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} h_j \right) s + \left( n_i + \frac{p|s|^2 h_i h_j^*}{p|s|^2 |h_i|^2 + \sigma_0^2} n_j \right) \quad (5)$$

Выходное ОСШ получается равным

$$\Lambda = \frac{\Lambda_i (\Lambda_j + \Lambda_i + 1)^2}{(\Lambda_i + 1)^2 + \Lambda_i \Lambda_j} \quad (6)$$

Особенность адаптивного разнесенного приема, схема которого изображена на рис. 1, заключается в том, что уровень собственного шума на выходе сумматора не остается постоянным. Это может повлиять отрицательно на детектирование сигналов. Стабилизация уровня собственного шума на выходе системы при разнесенном приеме получается, если весовые коэффициенты  $w_i$  и  $w_j$  удовлетворяют следующему условию нормировки:  $(w_i)^2 + (w_j)^2 = 1$ . Эта нормировка не влияет на величину ОСШ. Соответствующая схема разнесенного приема представлена на рис.2.

Здесь в обеих ветвях разнесения выполняется весовая обработка. При этом в ведущей ветви весовым коэффициентом является положительное действительное число. Фактически схема на рис.2 выполняет одновременно разнесенный прием и автоматическое регулирование усиления.

Обобщим полученный результат для произвольного числа  $N$  ветвей разнесения. В этом случае схема на рис. 1 будет иметь  $N-1$  регулируемых ветвей, так что индекс  $j=(1 \div N)$  при условии  $j \neq i$ . Выходное ОСШ для такой схемы обработки имеет следующий вид.

$$\Lambda = \frac{\Lambda_i \left( \sum_{j \neq i, j=1}^N \Lambda_j + \Lambda_i + 1 \right)^2}{(\Lambda_i + 1)^2 + \Lambda_i \sum_{j \neq i, j=1}^N \Lambda_j} \quad (7)$$

Схема разнесенного приема со стабилизацией уровня выходного собственного шума (рис.2) также может быть обобщена на случай произвольного числа  $N$  ветвей разнесения. Весовые коэффициенты будут иметь следующий вид.

$$w_i = \frac{\langle |x_i|^2 \rangle}{\sqrt{\left( \langle |x_i|^2 \rangle \right)^2 + \sum_{j \neq i, j=1}^N \left| \langle x_i x_j^* \rangle \right|^2}};$$

$$w_j = \frac{\langle x_i x_j^* \rangle}{\sqrt{\left( \langle |x_i|^2 \rangle \right)^2 + \sum_{j \neq i, j=1}^N \left| \langle x_i x_j^* \rangle \right|^2}} \quad (8)$$

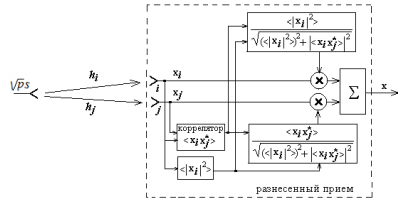


Рис. 2

При наличии релейских замираний сигнала величина ОСШ в каждой ветви разнесения принимает случайный характер. Будем полагать, что среднее значение ОСШ в каждой ветви разнесения одинаково и равно  $\Lambda_0$ . Если разнесение выполняется с использованием тестовых сигналов, то статистические свойства выходного значения ОСШ определяются функцией плотности вероятности следующего вида [3].

$$f(\Lambda) = \frac{1}{(N-1)! \Lambda_0^N} \Lambda^{N-1} \exp\left(-\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right) \quad (9)$$

Для анализа использовалась интегральная функция вероятности, полученная из формулы (9) и представленная в следующем виде:

$$F(\Lambda) = 1 - \exp\left(-\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right) \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{\Lambda}{\Lambda_0}\right)^k \frac{1}{k!} \quad (10)$$

Если разнесение выполняется с использованием корреляционной обработки сигналов, статистические свойства выходного значения ОСШ приобретают иной характер. Ввиду сложности формулы (10), получить аналитические выражения для функции вероятности выходного значения ОСШ сложно. Поэтому мы ограничились исследованием на основе математического моделирования. Был рассмотрен разнесенный прием на четыре антенны ( $N=4$ ). Среднее ОСШ в каждой ветви принималось равным  $\Lambda_0=1$  или  $\Lambda_0=10$ . Результаты статистического анализа представлены на рис.3 в виде четырех интегральных функций вероятности.

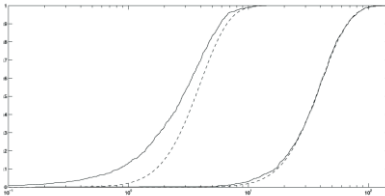


Рис.3

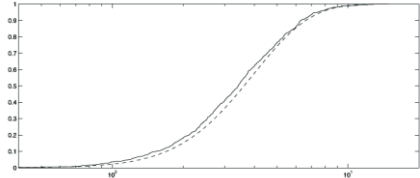


Рис.4

Пунктирные кривые соответствуют разнесенному приему с использованием тестовых сигналов и получены с помощью формулы (10) для  $\Lambda_0=1$  (слева) и  $\Lambda_0=10$  (справа). Сплошные кривые получены для разнесенного приема с использованием корреляционной обработки сигналов путем математического моделирования. Левая кривая соответствует случаю  $\Lambda_0=1$ , а правая кривая – случаю  $\Lambda_0=10$ . Корреляционные моменты, входящие в формулу (8), оценивались по выборке длиной 1000 входных сигналов. Хорошо видно, что в случае  $\Lambda_0=1$  имеются потери в ОСШ.

Потери в величине выходного ОСШ можно существенно уменьшить, если в качестве ведущей выбирать ветвь с максимальным ОСШ. Математическое моделирование выполнялось для разнесенного приема с использованием тестовых сигналов, а также с использованием корреляционной обработки и выбором ведущей ветви с максимальным

ОСШ. Результаты анализа представлены на рис. 4. Пунктирной линией обозначен график для разнесенного приема с использованием тестовых сигналов, сплошной – график с использованием корреляционной обработки и выбором лучшей антенны. Видно, что потери в ОСШ практически отсутствуют.

Из приведенных результатов видно, что эффективность предложенного метода примерно равна эффективности метода разнесения с использованием тестовых сигналов в случае релейских замираний в канале связи, а также эффективность зависит от величины ОСШ в ведущей ветви разнесения, поэтому рекомендуется выбирать ветвь с максимальным ОСШ в качестве ведущей.

- [1] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
- [2] Прокис Д. Цифровая связь. – М.: Изд. Радио и связь, 2000. 800 с.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Монография. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. 368 с.
- [4] Ермолаев В.Т., Соколов М.А., Флакман А.Г. // Вестник ННГУ им. Н.И. Лобачевского, сер. Радиофизика. 2011, № 4, ч. 1. С. 63.

## МЕТОД ОЦЕНКИ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С OFDM-МОДУЛЯЦИЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДИФИКАЦИИ ФИЛЬТРА КЕЙПОНА

А.А. Виноградов, Р.А. Ершов

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В настоящее время широкое распространение имеют сигналы с технологией ортогонального частотного мультиплексирования большого количества частотных составляющих (OFDM-модуляция). В настоящий момент данный вид модуляции все чаще применяется в спутниковых системах связи и системах спутникового телевидения.

Для работы современных спутниковых систем связи одной из наиболее актуальных проблем является решение задачи определения местоположения. Одним из наиболее распространенных методов определения местоположения объекта является разностно-дальномерный метод, при реализации которого возникает задача оценки взаимных временных задержек между искаженными копиями излученного сигнала, распространяющимися по разным каналам в условиях низкого отношения сигнал/шум (ОСШ). Сигнал с OFDM-модуляцией описывается следующим выражением [1]:

$$S[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_k \exp[j2\pi nk / N] \quad (1)$$

где  $N$  – количество поднесущих,  $n$  – индекс временного отсчета,  $k$  – индекс поднесущей,  $C_k$  – комплексный элемент сигнального созвездия, соответствующий передаваемой битовой последовательности.

Для определения взаимной временной задержки OFDM-сигналов предлагается метод, основанный на разбиении широкополосных сигналов на  $M$  узкополосных каналов с последующим применением нелинейной фильтрации к сигналам в этих каналах [2-4].

Ширина и несущая частота каждого канала задаются на начальном этапе работы алгоритма. В общем случае число выделяемых каналов  $M$  определяется числом поднесущих сигнала. Однако представляет интерес минимизация количества выделяемых узкополосных каналов.

Для двух наборов из  $M$  узкополосных сигналов, полученных от опорного и исследуемого сигналов, предлагается применить алгоритм нелинейной фильтрации для выделения скачков фазы в канале [2]. В качестве фильтра предлагается использовать квадратичный фильтр, основанный на обобщении подхода минимальной дисперсии Кейпона [2,4]. Выходной сигнал данного фильтра записывается следующим образом:

$$y[n] = x^H[n] R_{xx}^{\#}(f_0) x[n] \quad (2)$$

где  $R_{xx}^{\#}$  – псевдообратная матрица по отношению к автокорреляционной матрице сигнала с частотой  $f_0$ , равной четверти частоты дискретизации данного сигнала.

Для оценки временной задержки может быть напрямую применен метод максимального правдоподобия, заключающийся в вычислении взаимной корреляционной функции:

$$R_i = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^N s_1[j] s_2^*[j+i] \quad (3)$$

где символ «\*» обозначает комплексное сопряжение,  $N$  – количество отсчетов опорного сигнала. Индекс « $i$ » определяет сдвиг между последовательностями  $s_1$  и  $s_2$ .

Предлагается вычислить усредненную взаимную корреляционную функцию методом поэлементного суммирования  $M$  взаимных корреляционных функций. По усредненной ВКФ оценивается взаимная временная задержка опорного и исследуемого сигналов. Выражение для усредненной взаимной корреляционной функции выглядит следующим образом:

$$R[n] = \sum_{i=0}^M |R_i[n]| \quad (4)$$

где  $R_i[n]$  –  $n$ -ый отсчет взаимной корреляционной функции  $i$ -ой пары узкополосных сигналов.

Также была получена зависимость выраженности главного максимума от количества обрабатываемых каналов  $M$  для метода на основе квадратичной фильтрации. Полученные зависимости представлены на рис. 1. Из представленных графиков видно, что при увеличении количества обрабатываемых каналов возрастает значение критерия выраженности главного максимума. В качестве критерия выраженности был выбран следующий критерий [4]:

$$C = \frac{r_{\max} - r_{\text{mid}}}{\sqrt{\sigma^2}} \quad (5)$$

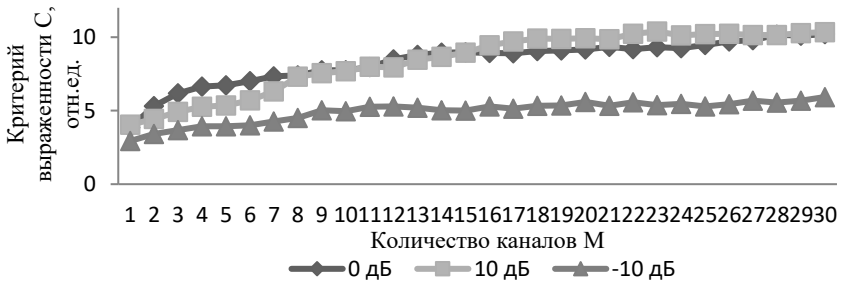


Рис. 1

В ходе работы получена зависимость вероятности попадания полученной оценки в доверительный интервал и соответствия критерию Неймана-Пирсона [5]. В данной работе в качестве доверительного интервала выбрана длина одного OFDM-символа. Аналогичная зависимость построена для метода на основе вычисления взаимной функции неопределенности. Полученные зависимости представлены на рис. 2. Можно заметить, что оба метода позволяют получить состоятельную оценку при низких значениях ОСШ.

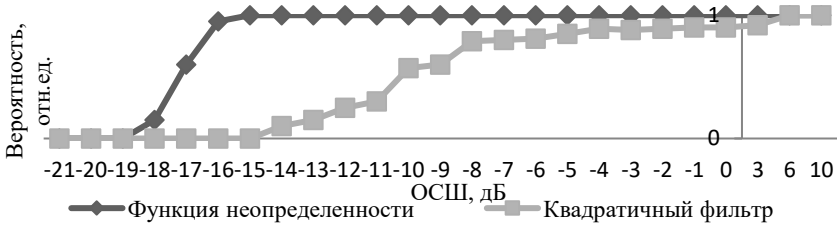


Рис. 2

Таким образом, установлена эффективность метода в условиях низкого отношения сигнал/шум и наличия в системе связи эффекта Доплера, а также получены зависимости вероятности попадания полученной оценки в доверительный интервал от значения ОСШ и критерия выраженности максимума главной ВКФ от количества обрабатываемых каналов.

- [1] Майков, Д.Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи. / Дисс. на соискание ученой степени кандидата технических наук, Томск, 2014. 133 с.
- [2] Логинов, А.А., Морозов, О.А., Хмелев, С.Л. // Известия вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 5-6. С. 503.
- [3] Ершов, Р.А., Морозов, О.А., Фидельман В.Р. // Известия вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 2. С. 157.
- [4] Виноградов, А.А., Ершов, Р.А. // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2016. С. 319.
- [5] Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

## **ПРИМЕНЕНИЕ НЕКОГЕРЕНТНЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ УДАЛЕННЫХ НОВЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕ LTE БАЗОВЫМИ СТАНЦИЯМИ С МНОГОЭЛЕМЕНТНЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ**

**Путилин А.С., Сазонов А.О., Болховская О.В., Сергеев В.С., Мальцев А.А.**

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В современных системах связи LTE ведутся активные исследования по применению многоэлементных антенных решеток на базовых станциях. При передаче сигнала от базовой станции к пользователю такая антенна формирует узкий луч в направлении пользователя. Однако при появлении новых пользователей, им необходимо связаться со станцией – подать сигнал. При этом телефон имеет малую мощность и всего одну-две антенны. Вследствие этого возникает проблема эффективного обнаружения новых пользователей базовой станцией на предельно дальних расстояниях.

Поскольку место нахождения нового пользователя неизвестно базовой станции, то нельзя применять методы направленного приема. Использование последовательного сканирования всего пространства снижает эффективность работы системы сотовой связи. Только применение некогерентных алгоритмов обнаружения пользователей является наилучшим вариантом. Поэтому нами была поставлена задача смоделировать некогерентный алгоритм обнаружения новых пользователей.

В сети LTE на физическом уровне выделен специальный канал PRACH для процедуры детектирования нового пользователя [1]. Его основным назначением является установление начального соединения между пользовательским терминалом и базовой станцией и временной подстройки uplink передачи. Реализуется данная процедура в 4 шага:

1. Псылка преамбулы (PRACH)
2. Ответ на запрос доступа (преамбулу). Данное сообщение содержит информацию о подстройке временных параметров UL передачи,
3. Псылка L2/L3 сообщения (PUSCH) В данном сообщении абонент передаёт свой идентификатор (C-RNTI, если уже его имел, или др. сетевой идентификатор)

4. Псылка сообщения, разрешающего конфликт случайного доступа  
Конкурентный механизм доступа при установлении соединения реализуется путем псылки преамбулы, которая формируется из последовательности Задова-Чу.

Сформулированная задача обнаружения сигнала является частным случаем общей задачи статистической проверки гипотез:



нулевая гипотеза  $H_0$  –  $x(t) = n(t)$  где принятый сигнал представляет из себя только помеху и альтернативная гипотеза  $H_1$  –  $x(t) = s(t)+n(t)$ , где уже на входе имеем полезный сигнал плюс помеха. Принятие гипотезы  $H_0$  или  $H_1$  основывается на сравнении отношения правдоподобия:

$$\Lambda = \frac{P(x(t)|H_1)}{P(x(t)|H_0)} \tag{1}$$

с пороговым значением [3]. В нашей модели сигнал имеет случайный параметр – фазу. Усреднив отношение правдоподобия (1) по всем возможным реализациям случайного параметра, получим его в виде функции Бесселя первого рода от огибающей выхода согласованного фильтра:

$$\Lambda = e^{\frac{A^2 M}{\sigma^2}} \prod_{m=1}^M I_0\left(\frac{AY_m}{\sigma^2}\right) \tag{2}$$

Аппроксимируем функцию (2) и получим достаточную статистику в виде некогерентной суммы квадратов модулей выходов согласованных фильтров:

$$\Lambda = \sum_{m=1}^M |Y_m|^2 \tag{3}$$

На приемной стороне сигнал с каждого элемента решетки поступает на согласованный фильтр, в котором осуществляется линейное преобразование вектора входного сигнала и получается решающая тест-статистика. Далее происходит сравнение статистики с порогом, полученным по критерию Неймана-Пирсона для заданного значения вероятности ложной тревоги 0.001. При сравнении полученных статистик с пороговым значением были получены следующие кривые обнаружения, которые представлены на рисунке 1.

Для некогерентного приема сигналов антенной решеткой известно, что выигрыш суммирования составляет  $M^\alpha$ [4]. В нашей модели он составил  $M^{0.7}$

Если принять во внимание только фактор ослабления сигнала в свободном пространстве, то нетрудно перевести ОСШ в расстояние, учиты-

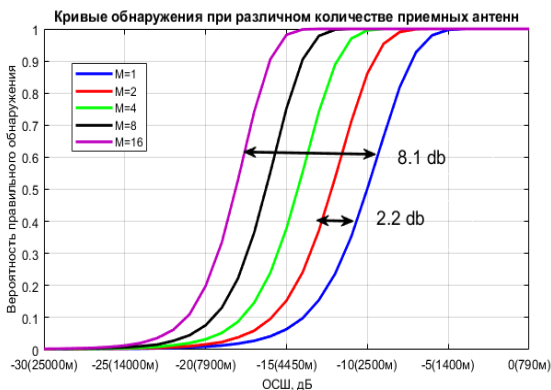


Рис 1.

вая характеристики системы LTE. В таблице представлены расстояния, на которых достигается вероятность правильного обнаружения с точностью 95 процентов. Из таблицы ниже наглядно виден выигрыш суммирования за счет применения антенной решетки.

M	1	2	4	8	16
Расстояние [м]	1680	2200	2870	3700	4650

Так же нами был смоделирован сценарий, когда время прихода сигнала неизвестно. В этом случае с увеличением времени ожидания вероятность появления большого выброса шума возрастает. Поэтому нужно пересчитывать вероятности ложной тревоги на каждом интервале времени и, соответственно, пороговые значения [2]. Полученные кривые обнаружения в зависимости от времени прихода представлены на рисунке 2. Так для 4-х элементной антенной решетки из-за времени ожидания прихода сигнала равного 1000 отсчетов, выигрыш суммирования уменьшается на 1.7 децибел.

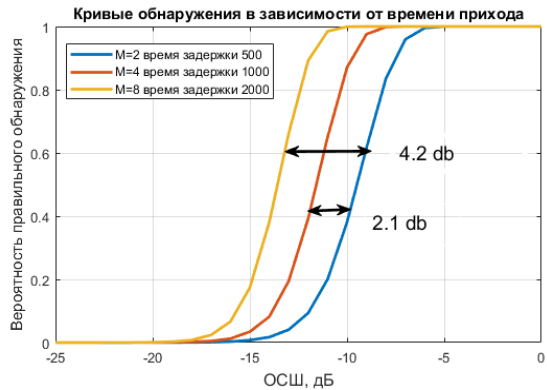


Рис 2.

- [1] <http://www.3gpp.org/DynaReport/36-series.html>
- [2] Kay S. M. Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume II: Detection Theory. – N.J.: Prentice Hall, 1998. 672 p.
- [3] Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. С.320
- [4] Richards M. A. Fundamentals of Radar Signal Processing. – McGraw-Hill Education, 2014.

Секция «Бионика и статистическая радиофизика»

Заседание секции проводилось 18 мая 2017 г.  
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.