

Труды XXIX научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ**  
**«СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА И МОБИЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ»**

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

## ОБЗОР ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ КОДИРОВАНИЯ И ШИФРОВАНИЯ, ИСПОЛЗУЕМЫХ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

И.И. Алексеев, М.А. Шулепин, А.В. Ширкаев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### Цель и задачи

Целью исследования является анализ влияния методов кодирования и шифрования на эффективность передачи данных при различных типах модуляции.

В связи с поставленной целью нами была выбрана следующая методика исследования:

- 1) Разработка модели канала цифровой связи в среде MATLAB.
- 2) Реализация алгоритмов кодирования Хаффмана и Хэмминга, свёрточных кодов.
- 3) Реализация AES шифрования.
- 4) Реализация различных видов модуляции.

### Результаты

В ходе моделирования была проведена серия вычислительных экспериментов, результатом которых стало получение графиков зависимости битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум (SNR) для различных схем модуляции, кодирования и шифрования.

В частности, были рассмотрены следующие виды модуляции: 8-PSK, 16-PSK, 8-QAM и 16-QAM [1], а также различные методы кодирования: алгоритм Хаффмана и алгоритм Хэмминга [2] с применением и без применения дальнейшего свёрточного кодирования и AES шифрование [3].

На основе полученных результатов был проведен сравнительный анализ эффективности передачи данных при использовании различных комбинаций кодирования, шифрования и модуляций:

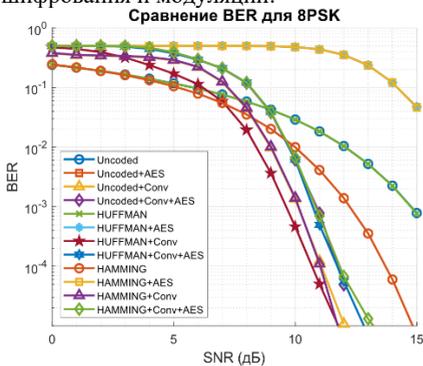


Рис. 3

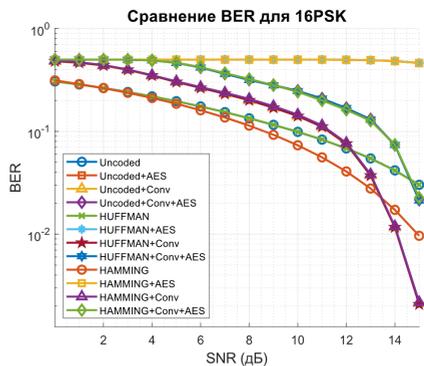


Рис. 2

Использование AES шифрования вместе с различными типами кодирования без использования свёрточных кодов ухудшает битовую ошибку по сравнению с

незашифрованной передачей. Это связано с тем, что шифрование делает данные случайными и модель становится более чувствительной к шуму.

Совмещение шифрования с кодированием, исправляющие ошибки, компенсирует этот эффект.

Поведение 16-PSK аналогично 8-PSK, но общая эффективность передачи хуже, что оживаемо при уменьшении расстояния между точками созвездия.

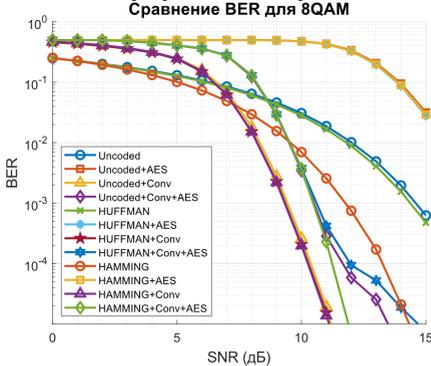


Рис. 3

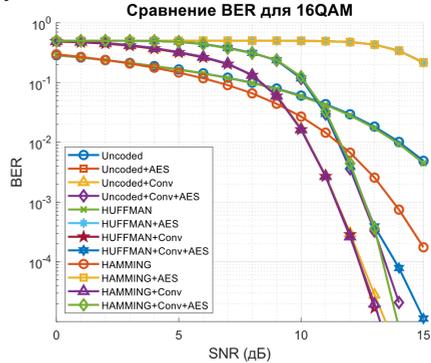


Рис. 4

Как и в случае с PSK, применение AES шифрования для различных типов кодирования без использования сверточных кодов ведёт к ухудшению битовой ошибки.

При совмещении шифрования с методами коррекции ошибок битовая ошибка значительно уменьшается.

Заметно общее снижение эффективности передачи 16-QAM по сравнению с 8-QAM из-за более высокой плотности точек созвездия.

Наименьшую битовую ошибку для всех типов модуляций показывают комбинации кодирования информации Хаффманом или Хэммингом с последующим использованием сверточных кодов и шифрованием.

### Выводы

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы:

- 1) Разрабатываемая модель позволяет выбирать наиболее эффективные комбинации методов кодирования и шифрования при различных типах модуляции в системах цифровой связи.
- 2) Применение рассмотренных алгоритмов кодирования и шифрования в комбинации со сверточным кодированием демонстрирует наилучшую защиту от ошибок;
- 3) Наиболее эффективными комбинациями из рассмотренных являются 8-PSK и 8-QAM с применением сверточных кодов для канала и различными алгоритмами кодирования и шифрованием источника.

Выбор вида модуляции и алгоритмов кодирования зависит от конкретной задачи и будет определяться балансом между сложностью и эффективностью с точки зрения скорости передачи и битовой ошибки.

- [1] Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. — М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. 1104 с.
- [2] Голиков А.М. Кодирование и шифрование информации в системах связи. Часть 1. Кодирование. — М.: Горячая линия. Телеком, 2007. 288 с.
- [3] Голиков, А. М. Кодирование и шифрование информации в радиоэлектронных системах передачи информации. Часть 2. Шифрование. — Изд. перераб. и доп. — Томск: ТУСУР, 2018. 377 с.
- [4] Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭФФЕКТА ДОПЛЕРА НА ПРИЕМ СИГНАЛОВ С МОДУЛЯЦИЕЙ OFDM В СИСТЕМАХ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

А.А. Благодатин, М.М. Сорохтин

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Современные технологии космической связи требуют высокой надежности и эффективности передачи данных, что делает актуальным исследование различных факторов, влияющих на качество сигналов. Одним из таких факторов является эффект Доплера, который возникает в результате относительного движения источника и приемника сигналов. В современных системах передачи данных [1], использующих ортогональное частотное деление по времени (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing), влияние эффекта Доплера может существенно сказаться на характеристиках принимаемого сигнала, таких как уровень искажений, скорость передачи данных и устойчивость к помехам.

OFDM является одной из наиболее перспективных технологий для реализации высокоскоростной передачи информации в условиях ограниченной полосы передачи и сложных каналов связи. Однако при наличии значительных скоростей движения приемников или передатчиков, таких как спутники или космические аппараты, эффект Доплера приводит к смещению частот поднесущих сигналов, что в свою очередь вызывает проблемы с синхронизацией и декодированием информации.

Целью данной работы является исследование влияния эффекта Доплера на прием OFDM сигналов в системе космической связи. В работе описана модель канала связи с использованием OFDM, приведены результаты численного моделирования.

### *Модель OFDM канала связи*

Данный вид модуляции подразумевает передачу суммы нескольких гармоник — поднесущих, частоты которых выбираются из условия ортогональности. Полоса сигнала делится на  $N$  поднесущих. Обозначим частоту первой поднесущей как  $f$ , тогда все остальные частоты будут определяться соотношением:  $f_n = nf$ . Ширина спектра зависит от символьной скорости ( $F_{symp}$ ) и количества поднесущих:  $F = NF_{symp}$ . Таким образом, OFDM сигнал можно представить в следующем виде:

$$Y_i = \sum_{n=1}^N X_n \cdot e^{j2\pi f_n t} \quad (1)$$

Эффект доплеровского сдвига возникает при наличии радиальной скорости приемника или передатчика относительно друг друга. В канале связи также возникают эффекты доплеровского расширения спектра и рассеяния [2], которые не рассматриваются в данной статье. Доплеровский сдвиг частоты описывается формулой 2.

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos\theta, \quad (2)$$

где  $v$  – относительная скорость между передатчиком и приемником,  $f_c$  – несущая частота сигнала,  $c$  – скорость света,  $\theta$  – угол между направлением движения и линией связи.

Для спутников низкой околоземной орбиты, которые движутся по орбите радиусом 700 км [3], скорость движения составляет около 7,5 км/с. Смещение Доплера может достигать порядка 7,5 кГц, при частоте сигнала порядка 1,6 ГГц.

Схема модели канала связи показана на рис. 1.

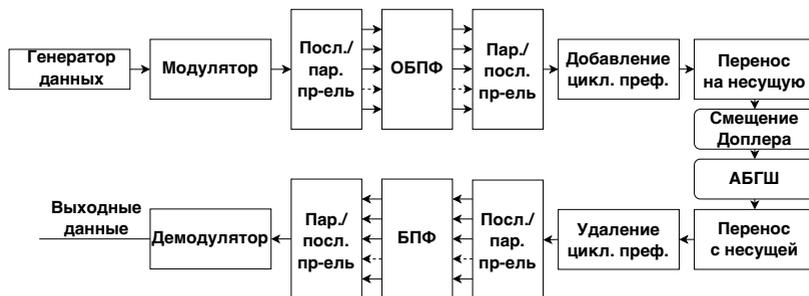


Рис. 1. Схема передачи данных с OFDM

### Результаты моделирования

Для исследования влияния эффекта Доплера были построены графики вероятности битовой ошибки (BER, Bit Error Rate) при различных значениях отношения сигнал-шум (SNR, Signal-to-Noise Ratio), различных величинах доплеровского сдвига, количестве поднесущих  $N=64$ , символьной скорости  $F_{\text{ymb}}=150$  кГц (рис. 2-3).

Из графиков видно, что при некотором критическом смещении поднесущих вероятность правильной демодуляции сигнала резко падает. Можно заметить, что BER характеристика при влиянии смещения Доплера зависит также и от символьной скорости  $F_{\text{ymb}}$ .

Результаты численного моделирования показали, что доплеровский сдвиг частот может значительно ухудшить качество передачи данных, особенно при высоких скоростях движения космических аппаратов. Это подчеркивает необходимость учета эффекта Доплера при проектировании систем космической связи, особенно на низких околоземных орбитах.

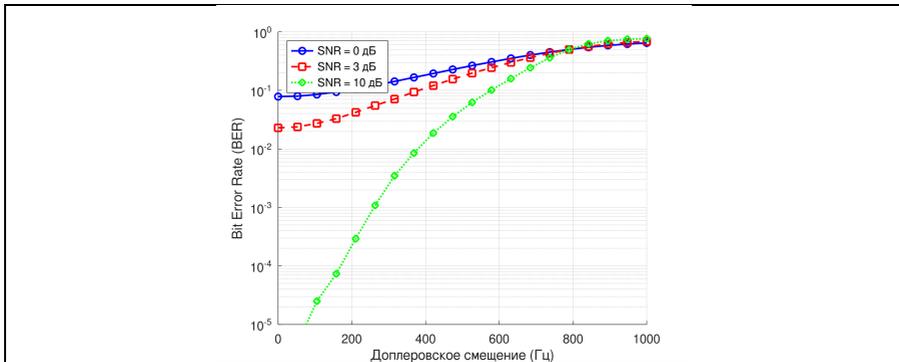


Рис. 2. График зависимости BER от доплеровского смещения для OFDM

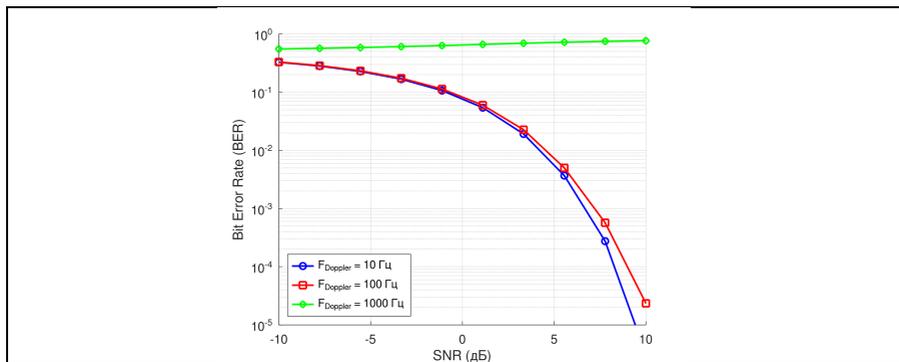


Рис. 3. График зависимости BER от SNR для OFDM

Для повышения надежности передачи данных в условиях космической связи необходимо разрабатывать и внедрять специальные алгоритмы обработки сигналов и аппаратные решения, которые будут учитывать влияние эффекта Доплера. Это может включать адаптивные методы подстройки параметров, методы оценки и компенсации частотного сдвига, внедрение устойчивых к доплеровскому сдвигу видов модуляции, использование когерентных приемников с фазовой автоподстройкой.

- [1] Степунин А.Н., Николаев А.Д. Мобильная связь на пути к 6G. – Москва: Инфра-Инженерия, 2021, 384 с.
- [2] Майков Д.Ю., Вершинин А.С. // Молодой ученый. 2014. № 21(80). С. 175.
- [3] Панько С.П., Поляк М.Г. // Космические аппараты и технологии. 2018. Т. 2, № 2. С. 105.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛА ПРИХОДА СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В теории оптимального оценивания параметров сигналов широко используется метод максимального правдоподобия. При этом при определенных условиях регулярно функции правдоподобия, больших отношениях сигнал/шум и больших объемах выборки максимально правдоподобные (МП) оценки являются асимптотически несмещенными, и их дисперсии достигают теоретически минимальной величины, определяемой нижней границей Крамера–Рао (Cramer-Rao Low Bound, CRLB) [1, 2]. В то же время известно, что при оценивании параметров сигналов МП методом в области малых отношений сигнал/шум (Signal-to-Noise Ratio, SNR), ниже некоторого порогового значения, возникают аномально большие ошибки, существенно превышающие CRLB. Следует отметить, что пороговый эффект в теории максимального правдоподобного оценивания был обнаружен достаточно давно [3, 4]. Однако в силу большой практической важности общей задачи повышения точности оценивания параметров сигналов изучение пороговых эффектов и методов снижения пороговых значений отношений сигнал/шум, при которых начинают возникать аномально большие ошибки, продолжает оставаться актуальным [5, 6].

В представленной работе путем численного моделирования системы обработки сигналов с многоэлементными антенными решетками решается задача нахождения пороговых значений отношений сигнал/шум,  $SNR_{th}$ , ниже которых возникают аномально большие ошибки оценивания углов прихода случайных полезных сигналов в многоэлементных линейных антенных решетках (АР).

### *Постановка задачи*

Рассмотрим задачу оценивания угла прихода  $\theta$  сигнала с плоским волновым фронтом от источника, находящегося в дальней зоне, многоэлементной антенной решеткой с линейной и круговой конфигурацией и расстоянием  $d$  между антенными элементами для обеих конфигураций составляет половину длины волны  $\lambda/2$ . Комплексный вектор отсчетов наблюдаемых сигналов  $\mathbf{x}[n] = (x_1[n], \dots, x_M[n])^T$  размерности  $M$  можно записать в виде:

$$\mathbf{x}[n] = a[n]\mathbf{s} + \boldsymbol{\xi}[n], \quad (1)$$

где  $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_M)^T$  – неизвестный вектор плоского волнового фронта (вектор-фазор) принимаемого полезного сигнала, зависящий от угла прихода сигнала, знак  $T$  означает транспонирование,  $\boldsymbol{\xi}[n] = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$  – комплексный гауссовский вектор независимых собственных шумов в антенных элементах с нулевыми средними значениями и дисперсиями  $\sigma^2$ ,  $n=1, \dots, N$  – дискретные моменты времени взятия выборок,  $a[n]$  – комплексный стационарный гауссовский сигнал с некоррелированными отсчетами, имеющий нулевое среднее значение и неизвестную мощность. Эта модель хорошо подходит для определения угла прихода сигнала от источника с неизвестными характеристиками, находящегося в дальней зоне антенной решетки.

Вектор-фазор волнового фронта  $\mathbf{s}$  рассматривается как неизвестный детерминированный вектор, зависящий от начальной фазы сигнала, угла прихода сигнала  $\theta$  и конфигурации АР. В общем случае произвольного волнового фронта максимально правдоподобная оценка вектора  $\mathbf{s}$  выражается через первый собственный вектор, соответствующий максимальному собственному числу выборочной ковариационной матрицы сигналов на элементах антенной решетки. Однако, когда источник полезного сигнала находится в дальней зоне антенны, его волновой фронт является плоской волной с одинаковой амплитудой сигналов на элементах АР. Для того, чтобы учесть эту важную априорную информацию при нахождении МП оценки волнового фронта сигнала, рассмотрим две конкретные конфигурации АР – линейную и круговую. Для линейной эквидистантной АР набеги фаз  $\varphi_m$  относительно ее геометрического центра можно записать как

$$\varphi_m = 2\pi m \frac{d}{\lambda} \sin \theta. \quad (2)$$

Для круговой АР набеги фаз  $\varphi_m$  относительно ее геометрического центра определяются как

$$\varphi_m = 2\pi m \frac{R}{\lambda} \cos \left( \theta - \frac{2\pi(m-1)}{M} \right), \quad (3)$$

где  $m=1, \dots, M$ ,  $R$  – радиус круговой антенной решетки. В результате задача оценивания вектора-фазора плоского волнового фронта  $\mathbf{s}$  для обеих конфигураций АР (линейной и круговой) сводится только к оценке начальной фазы и угла прихода полезного сигнала.

В данной работе оценка находится по следующему алгоритму. На первом этапе находится грубая оценка волнового фронта полезного сигнала путем сканирования сектора пространства возможных углов прихода полезного сигнала с использованием дискретного преобразования Фурье от вектора сигналов, наблюдаемых на элементах антенной решетки. На втором этапе грубая оценка уточняется путем нахождения поправки к оценке волнового вектора, найденного на первом шаге. При этом используется итерационный алгоритм, а круговая АР заменяется на виртуальную линейную неэквидистантную АР.

### **Результаты моделирования**

Для исследования зависимости пороговых значений отношения сигнал/шум от конфигурации АР было выполнено моделирование в среде Matlab для АР с различным числом антенных элементов. Объем выборки был выбран достаточно большим  $N=64$ , так как для случайного сигнала граница Крамера-Рао недостижима при увеличении SNR при фиксированном объеме выборки [7]. Пороговые значения  $SNR_{th}$  находились как значения, при которых СКО оценок углов прихода полезного сигнала превышали теоретические нижние границы Крамера-Рао (CRB) на 10%.

На рисунке приведена зависимость пороговых значений  $SNR_{th}$  от числа антенных элементов  $M$  и объема выборки  $N$  в логарифмическом масштабе для линейной (ULA) и круговой (UCA) антенных решеток.

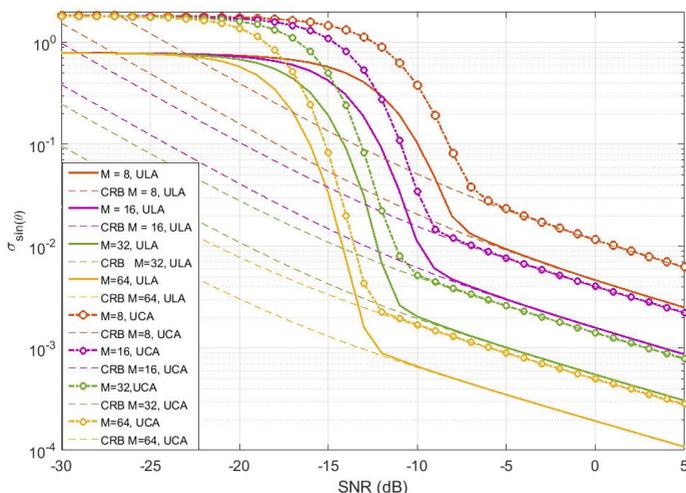


Рис.

Из результатов, приведенных на рисунке, видно, что при увеличении числа элементов антенной решетки различие между пороговыми значениями для линейной и круговой АР уменьшается. Так, для  $M=8$   $SNR_{th}=-7,3$ дБ и  $-6,4$  дБ для линейной и круговой решетки соответственно, в то время как для  $M=64$  для обеих конфигураций, линейной и круговой, пороговые значения практически совпадают и равны  $SNR_{th}=-12,2$ дБ.

### Заключение

В данной работе путем численного моделирования выявлены зависимости между числом антенных элементов, конфигурацией антенной решетки и величиной пороговых значений. При увеличении числа элементов антенной решетки различие между пороговыми значениями для линейной и круговой АР уменьшается.

- [1] Cramer H. *Mathematical Methods of Statistics*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1946.
- [2] Rao C.R. *Linear Statistical Inference and Its Applications*. – New York: Wiley, 1946.
- [3] Van Trees H.L. *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. – New York, NY: Wiley, 2001.
- [4] Athley F. Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators // *IEEE Trans. Signal Process.* 2005. Vol. 53, No. 4. P. 1359. doi: 10.1109/TSP.2005.843717.

- [5] Beshara-Flynn K., Adhikari K. Effects of signal and array parameters on MSE and CRB in DOA estimation // Proc. 2022 IEEE 13th Annu. Ubiquitous Comput. Electron. Mobile Commun. Conf. (UEMCON). – New York, NY, 2022. P. 373. doi: 10.1109/UEMCON54665.2022.9965625.
- [6] Mazor Y., Berman I.E., Routtenberg T. On the limitations of the Bayesian Cramér-Rao bound for mixed-resolution data // IEEE Signal Process. Lett. 2025. Vol. 32. P. 446. doi: 10.1109/LSP.2024.3519804.
- [7] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev V., Keusgen W., Peter M. Investigation of theoretical limits for unconditional AoA estimations in multi-element antenna arrays by simulations // Proc. 2020 IEEE Int. Conf. Ind. Technol. (ICIT). Buenos Aires, 2020. P. 663. doi: 10.1109/ICIT45562.2020.9067150.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОГОДНЫХ УСЛОВИЙ НА ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ В РАДИОРЕЛЕЙНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А.В. Бугров, Д.А. Семенов, А.А. Мальцев

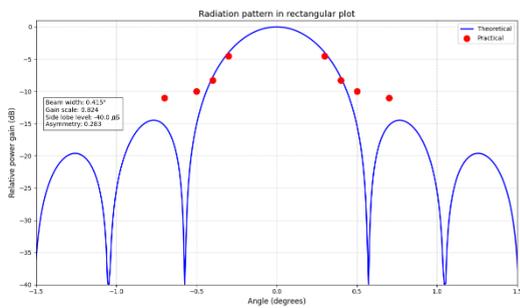
*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### **Введение**

Для построения современных РРЛ используются различные диапазоны с модуляциями высокого порядка от QPSK до 4096 QAM и полосой от 7 до 2000 МГц. Это позволяет индивидуально подбирать диапазон, полосу и вид модуляции под каждую конкретную радиорелейную линию (РРЛ). Е-диапазон состоит из трех частотных полос – 71–76, 81–86 и 92–95 ГГц (рис. 1), причем наиболее активно осваиваются первые две полосы. Основное преимущество данного диапазона - передачи данных со скоростью 1 Gb/s посредством простых схем модуляции. Однако, есть серьезная проблема, которая является причиной проблем - узкая диаграмма направленности. Из-за узкой диаграммы направленности даже незначительное отклонение антенны по азимуту или углу места приводит к сильному снижению уровня принимаемого сигнала. Далее мы рассмотрим, как влияют погодные условия на характеристики РРЛ.

### **Описание оборудования, используемого для экспериментальных измерений**

В приведенном ниже исследовании использовались РРЛ станции, оборудованные передатчиками, работающими на частоте 82 ГГц с антеннами диаметра 0,6 м. На рисунке 1а показана диаграмма направленности параболической антенны диаметра 0,6 м., рассчитанной в приближении Кирхгофа для идеального распределения поля на апертуре [1-2].



а)



б)

Рис. 1. (а, б.)

Из приведенного графика видно, что ширина полученной диаграммы направленности на уровне -3 дБ составляет 0.4 градуса. Использование на РРЛ станциях антенн с высоким коэффициентом усиления и узкой диаграммой направленности необходимо для повышения пропускной способности и дальности связи. Однако из-за такой диаграммы направленности РРЛ интервалы в диапазоне E-band сильнее подвержены

влиянию различных внешних факторов, в том числе метеоусловиям, чем РРЛ работающие в более низкочастотных диапазонах (15, 18, 23 и 38 ГГц).

Для устранения таких нежелательных эффектов связанных в основном с механической деформацией конструкции антенно-мачтового сооружения (АМС) применяются специальные АМС, не подверженные критическим деформациям. Однако стоимость таких опор очень высока, из-за чего экономически целесообразно устанавливать РРЛ станции на опорах двойного назначения (ОДН) (рис 16). К сожалению, у опор подобного типа есть недостаток - они подвержены различным деформациям в ходе эксплуатации. Из-за деформаций и узкой диаграммы направленности антенн в диапазоне E-band, качественные характеристики РРЛ каналов связи, построенных на ОДН, в данном диапазоне подвержены сильному влиянию различных погодных условий.

### *Экспериментальное исследование характеристик радиорелейных линий*

Рассмотрим в качестве примера номер один реальный канал связи. Для начала рассмотрим профиль данного пролета, длина которого составляет 1,4 км (рис. 2). На данном рисунке изображен рельефный профиль канала связи. Черная линия между точками приема и передачи обозначает траекторию данного канала, а небольшой красный овал вокруг траектории обозначает первую зону Френеля. Из данного профиля видно, что препятствия в первой зоне Френеля отсутствуют, то есть данный канал связи работает в условиях прямой видимости [3]. Красным, желтым и серым внизу изображения показаны препятствия разной высоты на трассе распространения.

Данный канал работал в полосе  $B_w = 250\text{MHz}$  и модуляции QPSK. Мощность передатчика выставлена на уровне  $P_{tx} = 18\text{ dBm}$ . Емкость такого канала составляет 379 Mbit/s, расчетная мощность сигнала на принимаемой стороне составляет  $P_{rx} = -30.5\text{ dBm}$ . В то же время прямые результаты экспериментальных измерений показали, что мощность принимаемого сигнала испытывает сильные флуктуации. На рис. 3 приведены результаты мониторинга данной радиорелейной линии (РРЛ 1) связи в течение одной недели.

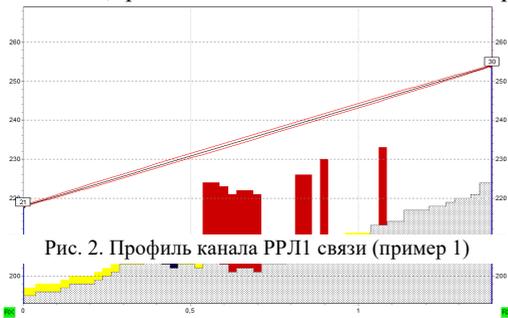


Рис. 2. Профиль канала РРЛ1 связи (пример 1)

На рис. 3 приведены результаты мониторинга данной радиорелейной линии (РРЛ 1) связи в течение одной недели.

На графиках на рисунках 3 показана статистика уровня мощности принимаемого сигнала  $P_{rx}$  от времени за одну неделю рис. 3а и за один день рис. 3б. Синими линиями на графиках показан максимальный уровень мощности сигнала, достигаемый при наблюдении за ним в течение одного часа, а оранжевыми линиями – соответственно минимальный уровень мощности. Замеры мощности принимаемого сигнала  $P_{rx}$  делались каждые 15 минут и агрегировались до максимального и минимального уровней за один час. Из приведенных на рис. 5 графиков, видно, что уровень мощности принимаемого сигнала в данной серии экспериментов был подвержен сильным долговременным флуктуациям с большим размахом между максимальными и минимальными значениями (до 8dBm). При этом отмечалось большое количество отклонений уровня мощности

сигнала от номинального среднего значения (для которого рассчитывается пропускная способность РРЛ) за времена порядка нескольких минут.

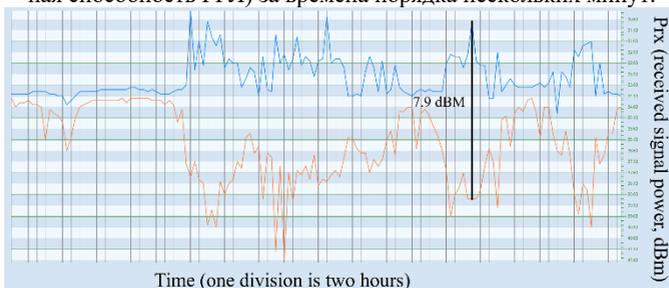


Рис. 3а

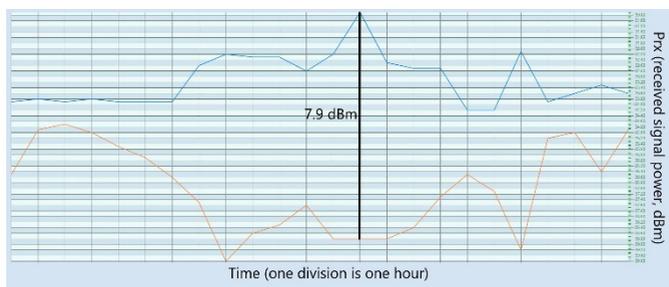


Рис. 3б

Рис. 3. Зависимость приёмного уровня радиорелейной линии связи (РРЛ 1)  $P_{rx}$  от времени за неделю (а) и за один день (б).

Первоначально для выяснения причины таких сильных флуктуаций уровня принимаемых сигналов в данной РРЛ1 была выдвинута гипотеза деформации антенной системы, вызванная изменением температуры окружающей среды, поскольку в день измерения характеристик РРЛ1 (показанных на рис. 3) температура резко поднималась с - 6 градусов по Цельсию до положительных значений. Однако дополнительный анализ метеоданных в день экспериментальных измерений показал, что наиболее вероятной причиной наблюдаемых флуктуаций мощности принимаемого сигнала была большая ветровая нагрузка на параболическую антенны диаметра 0,6 м.

Во время стоящей непогоды антенну раскачивало в разные стороны, из-за чего и возникали колебания уровней мощности принимаемого сигнала как в положительную сторону, так и в отрицательную.

На следующем этапе были проведены исследования долговременных флуктуаций уровня мощности принимаемого сигнала другой линии связи (РРЛ 2) в пасмурную и солнечную погоду. РРЛ 2 была построена с использованием идентичного оборудования, что и РРЛ 1, препятствия в первой зоне Френеля также отсутствуют.

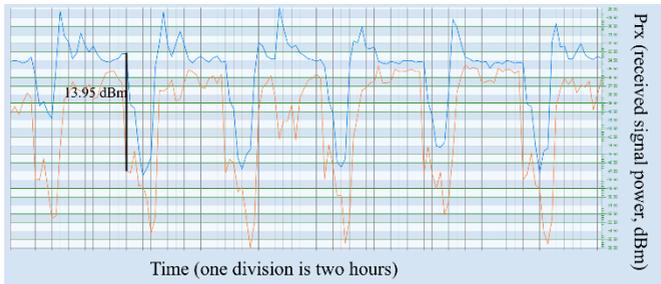


Рис. 4. Зависимость уровня мощности принимаемого сигнала радиорелейной линии связи от времени за неделю (РРЛ 2)

При отсутствии осадков и резкого изменения температуры приемный уровень данного канала связи также колеблется. (рис. 4). На данном рисунке показаны данные за неделю. В данном примере наблюдаются следующие девиации: максимальный и минимальный уровень за час синхронно изменяются с течением времени от расчетного уровня до минимального значения за сутки. В дневное время амплитуда долговременной флуктуации приемного уровня доходила практически до 14 дБм. Изменения уровня происходит в течение дня, когда солнце меняет своё положение относительно антенны и ОДН. При этом в ночное время суток сохраняется практически расчетный уровень. Поэтому наиболее вероятной причиной в том, что данные изменения приемного уровня вызваны деформацией антенно-мачтовых сооружений в ходе их неравномерного нагрева в солнечную погоду.

### ***Выводы и результаты***

Анализ полученных экспериментальных данных показывает, что РРЛ подвержены флуктуациям приёмного уровня мощности. Сильнее это проявляется при креплении антенн на опорах двойного назначения. Исследование РРЛ показывает, что предположительно именно метеосостояния вносят своё влияние на распространение сигнала, из-за чего происходит изменение качественных характеристик.

Из приведённых выше примеров РРЛ располагающихся на ОДН мы можем предположить, что в результате ветровой нагрузки происходят колебания антенны, в результате чего возникают флуктуации приёмных уровней. А под воздействием солнца происходит неравномерный нагрев антенно-мачтового сооружения и его искривление, из-за чего и происходит падение текущего приемного уровня. При подтверждении гипотезы, эту особенность нужно будет учитывать при построении новых каналов связи в диапазоне E-band.

В данном исследовании показаны характерные примеры влияния солнца, дождя и ветра на беспроводные линии связи. В последующих работах планируется углубить и расширить данную тему более подробным анализом и большим количеством разобранных примеров, чтобы в итоге научиться однозначно определять причину отклонения качественных характеристик от нормальных показателей и способы предотвращения внешнего влияния.

- [1] Юрцев. О.А., Антенны методическое указание к лабораторным работам по дисциплине “Антенны и устройства СВЧ” для студентов специальности “Радиотехника” дневной, заочной и вечерней формы обучения: Минск. 2003.
- [2] Huawei. (2014). RTN 380 V100R002C00 Product Description. [Product Manual]. Shenzhen: Huawei Technologies Co., Ltd.
- [3] Данилович О.С. Расчет показателей качества передачи при проектировании цифровых радиорелейных линий. – СПб: Линк, 2009, 76 с.

## УЧЁТ РЕЛЬЕФА МЕСТНОСТИ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

Д.С. Червяков, О.А. Морозов, И.В. Гринь

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Радионавигация представляет собой важную область науки и техники, объединяющую методы обнаружения, измерения координат и определения свойств объектов с помощью радиоволн. Особый интерес представляют пассивные методы радиолокации, основанные на анализе собственного радиоизлучения наблюдаемых объектов, поскольку они не требуют активного воздействия. Современные радиолокационные системы активно развиваются в направлении многопозиционных схем с использованием искусственных спутников Земли, что обеспечивает высокую точность, помехозащищенность и пространственное разрешение.

Для повышения точности радиолокационных измерений может использоваться информация о поверхности Земли, однако стандартная модель эллипсоида Красовского не учитывает рельеф местности. Интеграция данных о рельефе в алгоритмы определения координат потенциально способна улучшить точность локации, однако требует оптимизации из-за большого объёма топографических данных. Один из подходов к моделированию рельефа является процедурная генерация на основе шума Перлина [1], позволяющая гибко варьировать уровень детализации и геометрические параметры поверхности.

Целью данной работы является исследование влияния рельефа местности на точность пассивных радиолокационных методов. В рамках исследования реализована генерация рельефа с использованием шума Перлина, систематизированы его параметры, а также разработан и проанализирован разностно-дальномерный метод оценки координат источника радиоизлучения. Особое внимание уделено изучению зависимости точности локации от разрешения карты высот и геометрических характеристик рельефа. Результаты работы могут быть полезны для оптимизации алгоритмов пассивной радионавигации с учётом реального ландшафта.

Шум Перлина - алгоритм генерации псевдослучайных значений с плавными переходами, который широко используется в компьютерной графике [2] для создания реалистичных текстур и рельефов. Основные этапы его генерации включают построение сетки со случайными градиентными векторами, интерполяцию значений для получения плавных переходов (при этом применяются полиномиальные функции  $L_3(t)$  или  $L_5(t)$ ). К числу преимуществ данного алгоритма относятся высокая производительность, возможность генерации бесконечных ландшафтов и гибкость настройки параметров, таких как амплитуда и частота сетки.

Разностно-дальномерный метод основан на измерении разности расстояний до приёмников, выражаемой формулой  $\Delta R = c \cdot \Delta t$ , где линии положения представляют собой гиперболы, пересечение которых даёт координаты объекта [5]. Точность данного метода зависит от геометрии системы и погрешностей измерений [6].

Для повышения точности в уравнение поверхности Земли добавляется функция рельефа.

$$1 - \frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{a^2} + \frac{z^2}{b^2} - \text{Relief}(x, y, z) = 0. \quad (1)$$

В рамках исследования разработана методика, включающая несколько ключевых этапов. Первым шагом является генерация функцией рельефа (1), как холмистого, так и гористого, с заданными параметрами. Далее осуществляется моделирование спутниковой системы, состоящей из четырёх спутников: двух геостационарных и двух на высокоэллиптических орбитах. Затем проводится расчёт координат источника радиоизлучения с учётом рельефа и без него, что позволяет провести анализ точности при различных погрешностях измерений.

При анализе холмистого рельефа с амплитудой 200 м было установлено, что учёт рельефа снижает среднеквадратичную ошибку (СКО) на 30–50%, при этом наибольший эффект наблюдается при погрешностях измерений, превышающих 300 метров. В случае гористого рельефа с амплитудой 2 км учёт рельефа оказывается критически важным: СКО уменьшается в 2–3 раза, в то время как без учёта рельефа ошибки могут достигать нескольких километров.

Также исследовано влияние точности карт высот (рис. 1). Для гористого рельефа точность карт с разрешением более 1 км незначительно влияет на результат, тогда как для холмистого рельефа допустима точность до 5 км без существенного ухудшения.

Таким образом, учёт рельефа существенно повышает точность определения координат в гористой местности. Для холмистого рельефа достаточно карт с разрешением 1–2 км (рис. 2). Оптимальный баланс между точностью и вычислительными затратами достигается при разрешении карт от 100 до 500 м.

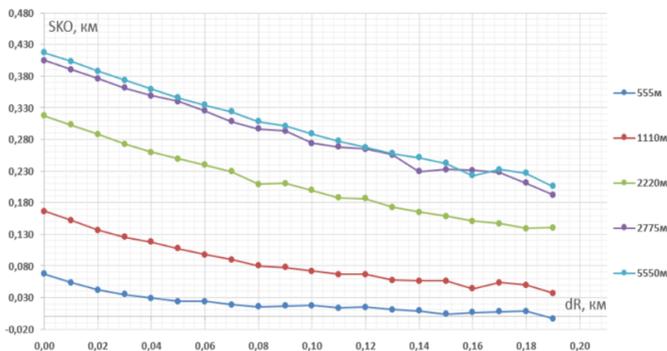


Рис 1. График зависимости разности СКО оценки координат ИРИ с заданной точностью и СКО оценки координат ИРИ с точностью 111 м от погрешности определения координат приемников разностно-дальномерным методом. Рельеф гористый

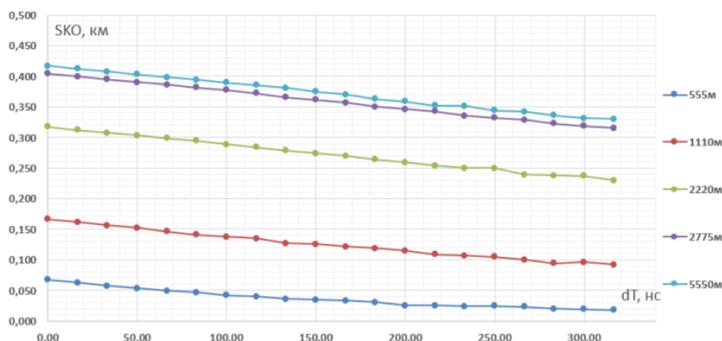


Рис 2. График зависимости разности SKO оценки координат ИРИ с заданной точностью и SKO оценки координат ИРИ с точностью 111 м от погрешности определения временных задержек разностно-дальномерным методом. Рельеф гористый

Проведённое исследование подтвердило значимость учёта рельефа в радиолокации. Реализованный разностно-дальномерный метод с использованием шума Перлина продемонстрировал улучшение точности на 30–50% для холмистого рельефа и до 3 раз для гористого. Также показана возможность снижения частоты дискретизации карт высот без потери точности. В перспективе планируется интеграция реальных топографических данных, и оптимизация алгоритмов для работы в реальном времени.

- [1] Кен Перлин. “Improving noise generators for simulating dithered quantization error.” ACM Transactions on Graphics 15.3.1996. P 243.
- [2] Грек Снук. Создание 3D-ландшафтов в реальном времени с использованием C++ и DirectX 9 / Пер. с англ. – М.: КУДРИЦ-ОБРАЗ, 2007, 368 с.
- [3] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993, 416 с.
- [4] Ворошилин Е. П., Миронов М. В., Громов В. А. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов.// Доклады ТУСУРа, №1(21), ч. 2, 2010. С. 22.
- [5] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. 2014. № 4(32). С. 71.
- [6] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. Оценка местоположения источника радиоизлучения на основе вычислительно эффективной реализации алгоритма расчёта временных задержек // Системы управления и информационные технологии. 2014. № 2.1(56). С. 124.

## ИССЛЕДОВАНИЕ СПИСОЧНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ ПОМЕХОЗАЩИТНЫХ КОДОВ

Д.С. Гущин, О.В. Никитин, С.А. Минеев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

В данной работе реализован алгоритм кодирования и декодирования сложных кодов Рида-Соломона для установления зависимостей количества пакетных ошибок от длины пакетных ошибок при различных параметрах складывания.

Основной принцип помехозащитного кодирования заключается в наличии разрешенных и запрещенных кодовых слов в кодовом пространстве. Это требует наличия избыточности, а метрикой для этого пространства является расстояние Хэмминга. Уникальное декодирование заключается в выборе единственного разрешенного кодового слова, расстояние до которого минимально. Расстояние Хэмминга между двумя кодовыми словами используется в качестве показателя при поиске ближайшего кодового слова с учетом принятого декодером слова.

Идея списочного декодирования заключается в выводе списка возможных сообщений вместо одного сообщения. Этот метод декодирования может быть использован для повышения корректирующей способности по сравнению с уникальным декодированием.

Списочное декодирование предоставляет возможность разрешить неоднозначные или неправильные восстановления в областях, где уникальное декодирование не дает результата или дает неверный результат. Это возможно благодаря вторичной проверке по косвенным признакам, которые не зависят от расстояния Хэмминга [1].

Сложные коды Рида-Соломона строятся путем объединения каждых  $m$  кодовых слов Рида-Соломона в один символ с большим алфавитом. Пусть сообщение закодированное кодом Рида-Соломона обозначается как  $f(\gamma)$ , тогда сложный код Рида-Соломона (см. рис. 1).

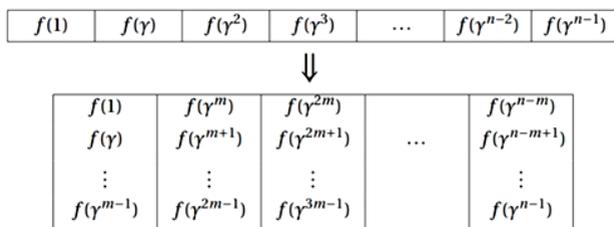


Рис. 1

Декодирование кода Рида-Соломона и сложного кода Рида-Соломона с одинаковым количеством ошибок – это задачи почти одинаковой вычислительной сложности. Можно разложить полученное кодовое слово сложного кода Рида-Соломона, обработать его как кодовое слово исходного кода Рида-Соломона и запустить на нем алгоритм декодирования Рида-Соломона. В таком случае шаблон ошибок после разложения будет следующим (см. рис. 2).

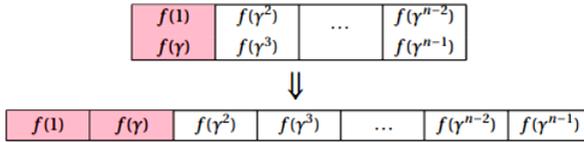


Рис. 2

Полезь от использования сложенных кодов Рида-Соломона заключается в том, что если доля ошибок, вызванных сложением, превышает тот уровень, который можно декодировать по списку, то этот шаблон ошибок не нужно обрабатывать, и его можно игнорировать (см. рис. 3).



Рис. 3

Алгоритм списочного декодирования Гурусвами–Рудры может декодировать сложенный код Рида-Соломона с точностью до радиуса  $1 - R - \varepsilon$ . В этом алгоритме есть три шага: этап интерполяции, этап поиска корня (факторизация) и этап обрезки. На шаге интерполяции будет определён полином-кандидат для сообщения  $f(x)$  путем решения линейной системы. На этапе поиска корня определяется подпространство решений путем решения другой линейной системы. На последнем шаге произойдет сокращение подпространства решений, полученное на втором шаге [2, 3].

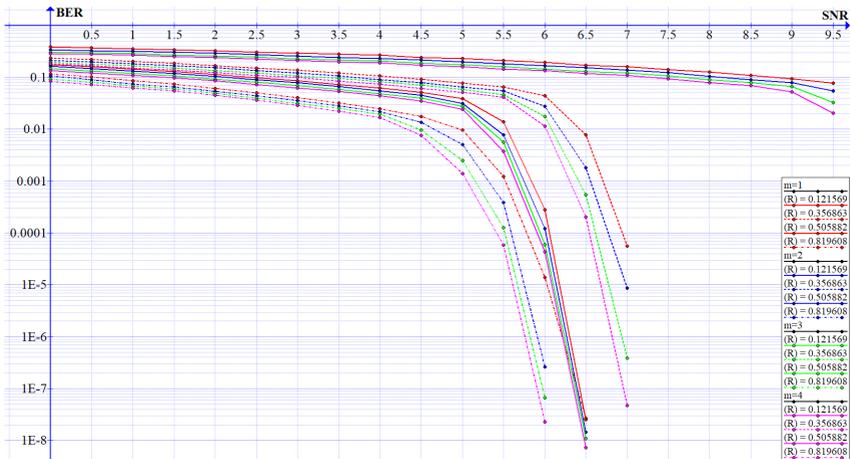


Рис. 4

На рис. 4 представлена зависимость битовой ошибки от отношения сигнал/шум. С увеличением параметра складывания увеличивается доля ошибок, которые декодер может гарантировано исправить. Однако, чем больше параметр складывания  $m$ , тем меньше становится прирост энергетического выигрыша. Это связано с тем, что при увеличении значения параметра складывания  $m$  уменьшается разница в доле исправляемых ошибок между  $m$  и  $m - 1$ . Декодер сложенных кодов Рида-Соломона способствует устранению пакетов ошибок. Как видно из рис. 5, с увеличением параметра складывания количество пакетных ошибок уменьшается.

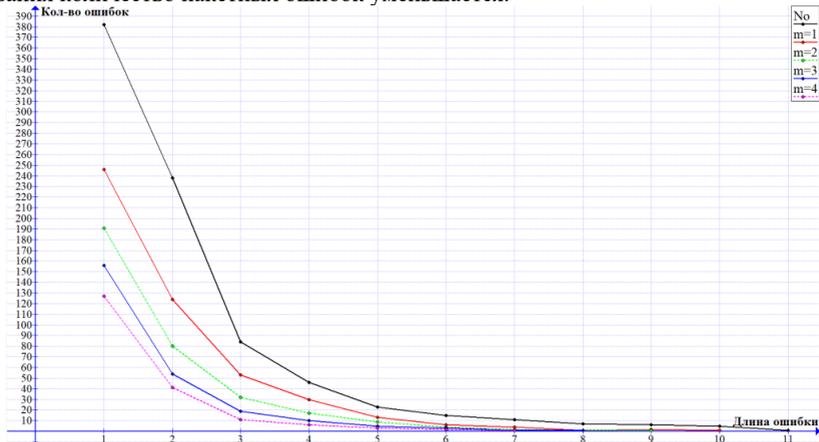


Рис. 5

Результаты исследования могут быть полезны, в том числе, при организации научно-образовательной деятельности [4] в передовой инженерной школе на физическом факультете ННГУ.

- [1] Guruswami, Venkatesan Essential Coding Theory / Guruswami Venkatesan Rudra Atri, Madhu Sudan; Department of Computer Science and Engineering, University at Buffalo, SUNY. 2023. Pp. 535. URL <https://cse.buffalo.edu/faculty/atri/courses/coding-theory/book/web-coding-book.pdf> (дата обращения 1.04.2025).
- [2] List Decoding of Folded Reed–Solomon Codes / Rudra Atri // University of Washington. 2007. Pp. 29–51.
- [3] Linear–Algebraic List Decoding of Folded Reed–Solomon Codes / Guruswami Venkatesan // 2011 IEEE 26th Annual Conference on Computational Complexity. 2011. P. 77
- [4] Лозовская Л.Б., Минеев С.А., Морозов О.А. Организация научно-образовательной деятельности в передовой инженерной школе классического университета // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия: Социальные науки. 2024. № 2(74). С. 186.

## АНАЛИЗ ПОКРЫТИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ 5G И 6G НА ОСНОВЕ ТРАССИРОВКИ ЛУЧЕЙ

И.И. Калинин, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

### *M-MIMO и X-MIMO*

В современных коммерческих системах сотовой связи пятого поколения 5G используется технология M-MIMO (Massive Multiple Input Multiple Output) в диапазоне 3.5 ГГц. Антенная решетка в таких системах, как правило, состоит из 192 антенн, сгруппированных в 96 антенных элементов (АЭ) с двойной поляризацией под углом  $\pm 45^\circ$ . Эти АЭ подключаются к 64 цифровым портам (см. рис. 1). Один цифровой порт обозначен на рисунках 1, 2 и 3 зеленым прямоугольником. Данная архитектура предусматривает полное цифровое управление диаграммой направленности, что обеспечивает высокую эффективность формирования ее лучей.

К 2030 году планируется развертывание системы сотовой связи шестого поколения 6G, в которой перспективными считаются диапазоны частот 7–13 ГГц. Одной из ключевых задач в новой системе является обеспечение сравнимой зоны покрытия 6G с существующими развернутыми системами связи 5G. Переход к более высоким частотам, при сохранении апертуры антенны и расстояния между антенными элементами, кратного половине длине волны, приводит к увеличению числа АЭ. В связи с этим, в системах 6G планируется применение технологии EX-MIMO (Extreme Massive Multiple Input Multiple Output) для адаптивного формирования луча.

В рамках EX-MIMO рассматривается несколько возможных конфигураций антенных решеток:

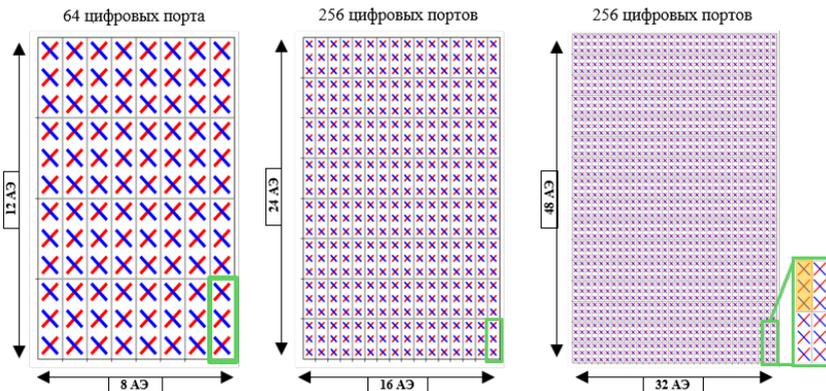


Рис. 1

Рис. 2

Рис. 3

- в диапазоне 7 ГГц – 768 антенн, подключенных к 256 цифровым портам (см. рис. 2);
- в диапазоне 13 ГГц – 3072 антенны, подключенных к 256 цифровым портам (см. рис. 3).

### Цифровое и гибридное управление диаграммой направленности

Как упоминалось выше, в технологии М-ММО, используемой в стандарте 5G (см. рис. 1), применяется полностью цифровое формирование диаграммы направленности. Оно реализуется за счет управления весовыми коэффициентами  $w_{k_1, k_2}^{n, m}$ , которые применяются к каждому цифровому порту:

$$w_{k_1, k_2}^{n, m} = e^{-i2\pi \frac{nk_1}{N_t O_1}} \cdot e^{-i2\pi \frac{mk_2}{M_t O_2}}, \quad (1)$$

где  $N_t, M_t$  – количество цифровых портов по горизонтали и вертикали соответственно,  $n, m$  – индексы цифрового порта по горизонтали и вертикали,  $k_1, k_2$  – индексы сформированных лучей по горизонтали и вертикали,  $k_1 = 0 \dots (N_t O_1 - 1)$ ;  $k_2 = 0 \dots (M_t O_2 - 1)$ ,  $O_1, O_2$  – коэффициенты пересэмплировки лучей по горизонтали и вертикали. Пересэмплировка применяется для увеличения общего числа лучей, которые могут быть сформированы. Набор весовых векторов с разными индексами  $k_1$  и  $k_2$  образуют кодовую книгу, используемую для пространственного управления направлением лучом.

В технологии ЕХ-ММО, на примере конфигурации антенной решетки в диапазоне 7 ГГц (см. рис. 2), используется тот же метод управления диаграммой направленности, что и в 5G. Главное отличие заключается в увеличении общего числа цифровых портов в 4 раза (в 2 раза по горизонтали и 2 раза по вертикали), что позволяет формировать более узкую диаграмму направленности.

В конфигурации антенной решетки для диапазона 13 ГГц подключение цифрового порта изменяется до 6 антенных элементов по вертикали и 2 по горизонтали (см. рис. 3). Диаграмма направленности для каждого такого цифрового порта формируется аналоговым способом, с помощью 4 фазовращателей. Каждый фазовращатель управляет фазой группы АЭ, состоящей из 3 соседних антенн по вертикали (см. жёлтый прямоугольник на рис. 3), и обеспечивает одинаковый фазовый сдвиг внутри группы. Фазовращатели позволяют изменять фазу сигнала, поворачивая луч в одно из шести фиксированных направлений (см. рис. 4). На уровне всей антенной решетки цифровые порты управляются с помощью весовых векторов, выбираемых из кодовой книги, что обеспечивает дополнительное цифровое управление диаграммой направленности. В результате, формирование луча осуществляется гибридным способом за счет аналогового и цифрового методов.

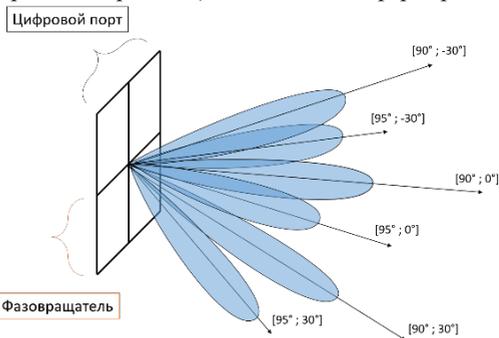


Рис. 4

### Моделирование и результаты

Для моделирования беспроводного канала связи был выбран метод трассировки лучей. Использована библиотека «Sionna» на языке программирования Python, которая позволяет реализовать моделирование распространения сигнала в условиях, приближенных к реальному городскому окружению. В процессе моделирования учитывались физические эффекты отражения от поверхности, дифракция, а также различные материалы стен, крыш и земли.

Для проведения эксперимента была построена трехмерная модель городской застройки в районе студенческого городка ННГУ им. Н.И. Лобачевского (см. рис. 5). Базовая станция размещалась на крыше корпуса №4, на высоте 20 метров от уровня земли. В области 500 x 900 метров вокруг базовой станции были размещены приемные антенны на высоте 1 метра. В качестве метрики для оценки покрытия 5G и 6G использовался RSRP (Reference Signal Received Power), измеряемый в дБм. Распределение RSRP при использовании фиксированного луча из кодовой книги отображено с помощью градиентной цветовой шкалы (см. рис. 6, 7 и 8), где красный цвет соответствует высокой мощности принимаемого сигнала, а синий – низкой. Мощность, подводимая к передающей антенне, была одинаковой для всех трех конфигураций антенн.

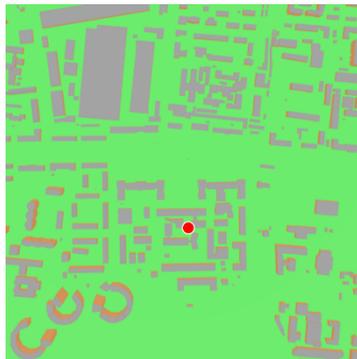


Рис. 5

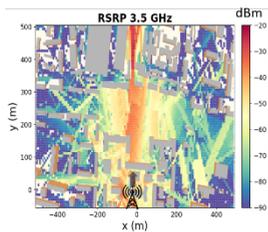


Рис. 6

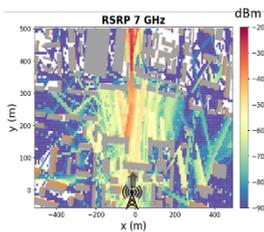


Рис. 7

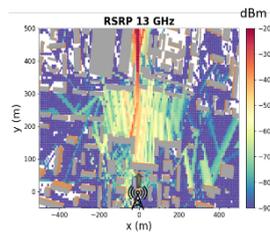


Рис. 8

Результаты моделирования показывают, что при использовании технологии ЭХ-ММО, при переходе к более высоким частотам, главный лепесток диаграммы направленности сужается, тем самым охватывает меньшее число пользователей. Это подтверждается уменьшением оранжевых точек на графиках (см. рис. 6, 7 и 8).

Далее рассмотрим результаты адаптивного управления диаграммой направленности. Методы формирования лучей описаны выше. В пределах той же области покрытия, в каждой точке выбирается оптимальный весовой вектор из кодовой книги, который формирует луч, максимизирующий принимаемую мощность сигнала (см. рис. 9). Для анализа качества покрытия была построена интегральная функция распределения. Из полученного распределения видно, что все рассматриваемые системы обеспечивают

примерно одинаковое количество пользователей с высокой принимаемой мощностью ( $> -40$ дБм).

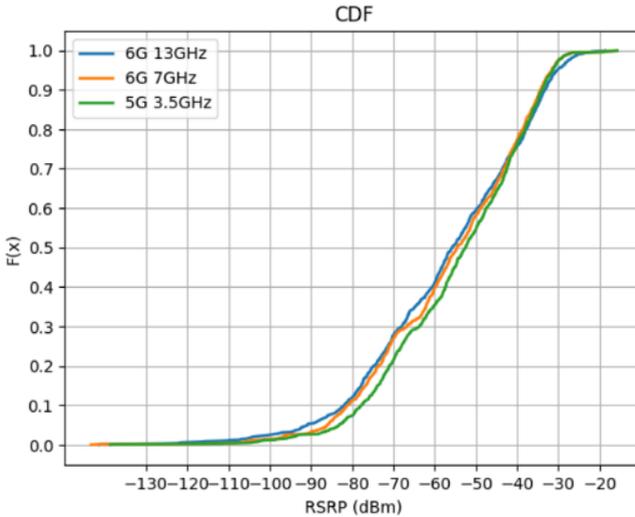


Рис. 9

Результаты моделирования позволяют сделать вывод, что сохранение апертуры антенны, при переходе на более высокие частоты с применением технологии EХ-MIMO в системах 6G, позволяет примерно сохранить зону покрытия базовой станции. Для этого необходимо использовать цифровое или гибридное управления диаграммой направленности, обеспечивающее необходимую гибкость в формировании лучей.

- [1] Astely D. et. al. "Meeting 5G network requirements with Massive MIMO," Ericsson Technology Review. Vol. 2022. No. 1. pp. 2–11, 2022.
- [2] Lee K. et. al. "Extreme massive MIMO for upper-mid band 6G communications," Proc. of 13th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), pp. 997–999, 19–21 Oct. 2022.
- [3] <https://nvlabs.github.io/sionna>
- [4] [https://github.com/manoj-kumar-joshi/sionna\\_osm\\_scene](https://github.com/manoj-kumar-joshi/sionna_osm_scene).

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АКТИВНОГО ГАШЕНИЯ ВИБРАЦИЙ

В.А. Карасева, А.В. Львов, А.Г. Окунев

*ИПФ РАН*

### *Введение*

Рост масштабов промышленного производства при одновременном росте точности отдельных технологических процессов предъявляет повышенные требования к допустимым уровням вибрационных полей в элементах сооружений, производственного оборудования и конечных изделий. Отдельное внимание уделяется вопросам повышения комфортности персонала предприятий, пассажиров транспортных средств и снижения «вибрационного загрязнения» окружающей среды. Широко распространенным средством борьбы с нежелательными вибрациями является использование пассивных амортизаторов. Однако их применение часто ограничено в связи с малой эффективностью на низких частотах и значительными массогабаритными параметрами. Использование систем активного гашения вибраций позволяет гибко управлять вибрационными полями в широком диапазоне частот и пространственных конфигураций.

В основе работы систем активного гашения лежит формирование «противофазного» компенсирующего воздействия на элементы механических систем. При этом генерация компенсирующего воздействия осуществляется с учетом сигналов с датчиков остаточных вибраций, размещаемых в определенных точках системы. Формирование компенсирующего воздействия чаще всего производится цифровыми системами, осуществляющими преобразование при помощи адаптивных фильтров сигналов с опорных датчиков, располагаемых рядом с источниками виброактивности. В основе алгоритмов формирования часто лежит широко известный адаптивный алгоритм Filtered-X LMS (FxLMS) [1]. При этом к системе обработки и формирования сигналов предъявляются достаточно высокие требования в плане вычислительной мощности при одновременной необходимости работы в реальном времени. Нами предложен способ реализации систем активного гашения, в котором адаптивная фильтрация опорного сигнала производится в системе реального времени (реализуемой на ПЛИС), а расчет параметров фильтров осуществляется при помощи ЭВМ общего назначения. Такой подход позволил упростить и удешевить аппаратные средства, используемые для реализации системы активного гашения и обеспечил возможность создания распределенных систем активного гашения, подстраиваемых под конкретные механические системы.

### *Архитектура системы активного гашения*

Структурная схема системы активного гашения приведена на рис. 1.

Как уже упоминалось, предлагаемая архитектура системы активного гашения состоит из двух частей: подсистемы 1 для формирования компенсирующих сигналов из опорных, реализованной на ПЛИС и подсистемы 2 для вычисления коэффициентов формирующих фильтров, реализованной на ПЭВМ общего назначения.

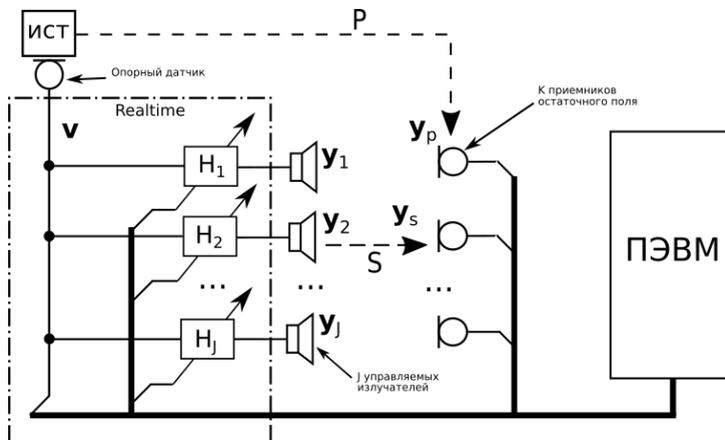


Рис. 1

Алгоритм работы системы подробно рассмотрен в [2,3]. Он основывается на минимизации мощности сигналов  $e$ , регистрируемых датчиками остаточных вибраций. Все вычисления производятся в частотной области

$$e^H e \rightarrow \min_w$$

$$e = y_p + y_s = Pv + Sy = Pv + SWv,$$

где  $y_p$  – регистрируемые датчиками вибрации компенсируемого источника,  $y_s$  – вибрации, создаваемые компенсирующими излучателями,  $v$  – опорный сигнал,  $y$  – сигнал, подаваемый на компенсирующие излучатели,  $P$  и  $S$  – передаточные матрицы от компенсируемого и компенсирующих источников до датчиков остаточных вибраций соответственно,  $W$  – передаточная матрица формирующих фильтров.

Задача минимизации решается в частотной области методом МНК относительно передаточных матриц формирующих фильтров  $W$ , которые затем поканально переводятся во временную область при помощи обратного преобразования Фурье и передаются в подсистему 1. В связи с тем, что решение зависит только от параметров системы ( $S$  и  $P$ ), а не конкретных временных реализаций сигналов [1], настройку можно выполнять по записанным выборкам опорных сигналов и сигналов с датчиков остаточных вибраций, используя внешнюю ПЭВМ, подключенную к подсистеме 1 при помощи Ethernet соединения. При этом важно соблюдать только синхронность записи выборок с отдельных датчиков без необходимости обновления коэффициентов формирующих фильтров в реальном времени, как в алгоритмах, основанных на базе FxLMS.

Часто полученные коэффициенты формирующих фильтров  $H$ , вычисленные по предложенному алгоритму имеют некаузальную составляющую, т.е. решение оказывается физически нереализуемым. Для борьбы с этим эффектом использовался метод, заключающийся в обнулении некаузальной части  $H$  и итерационном обновлении

решения по отсчетам остаточного поля. При этом на следующей итерации вместо отсчетов компенсируемого сигнала  $u_p$  используются отсчеты остаточного поля:

$u_p \leftarrow u_p + SWv$ , а вычисленное решение суммируется с решением, полученным на предыдущей итерации  $H \leftarrow H + FFT^{-1}(W)$ . Данный способ позволяет достичь более глубокого уровня подавления.

### *Описание экспериментальной установки и результаты экспериментального исследования*

Фотография экспериментальной установки приведена на рис. 2. Показана конфигурация для гашения вибраций, передаваемых на верхнюю платформу от основания.

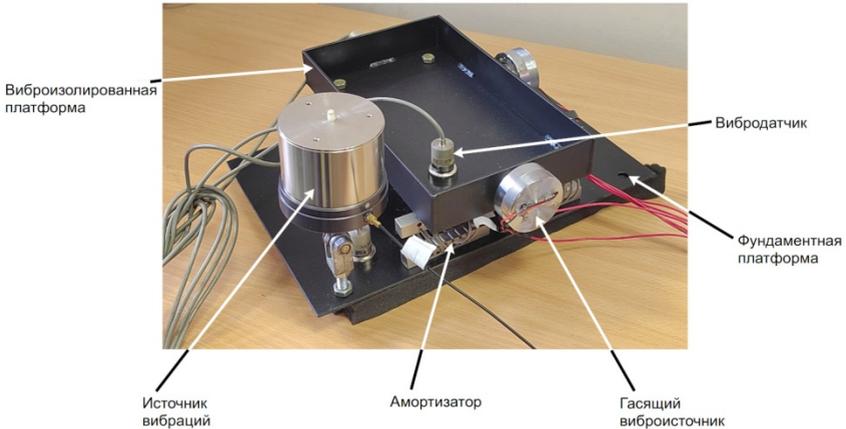


Рис. 2

Установка состояла из двух металлических платформ, связанных амортизаторами. При помощи крепежных элементов производилась установка вибродатчиков и виброисточников в требуемые точки конструкции. Была предусмотрена возможность изменения количества используемых вибродатчиков и виброисточников и замены типов амортизаторов.

Датчики и виброисточники подключались к многоканальному устройству ввода и формирования сигналов (БВФС), построенного на базе ПЛИС Cyclone V 5CEFA9F23C8, фирмы Intel (ранее Altera) и многоканальных АЦП и ЦАП. Управление работой БВФС и взаимодействие с управляющей ПЭВМ по интерфейсу Ethernet обеспечивалось при помощи сигнального процессора BlackFin ADSP-BF537 фирмы Analog Devices. Обработка сигналов с датчиков и вычисление коэффициентов формирующих фильтров производилась на управляющей ПЭВМ. Согласование выходов ЦАП БВФС с виброисточниками производилось при помощи многоканального усилителя мощности класса D на базе микросхем ТРА3251 фирмы Texas Instruments. Конструкция экспериментальной установки позволяла, как исследовать возможности виброизоляции верхней платформы от внешних вибрационных воздействий, так и возможности по

снижению воздействия виброактивного оборудования на основе размещением источника вибраций на нужной платформе (нижней и верхней соответственно).

Проверка работоспособности предложенной системы производилась на шумоподобных вибрациях с полосой 60...100 Гц. Возбуждалась нижняя платформа, контролировались уровни вибраций на верхней платформе. Опорный сигнал отводился с канала формирователя БВФС, к которому подключен компенсируемый виброисточник. Зависимости амплитуд сигналов на датчиках остаточных вибраций от времени в процессе настройки коэффициентов формирующих фильтров показаны на рис. 3, спектры сигналов на одном из датчиков до и после включения компенсации показаны – на рис. 4.

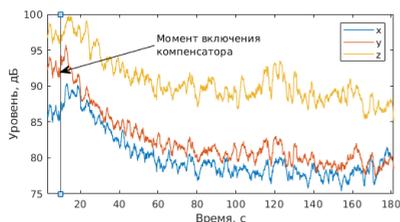


Рис. 3

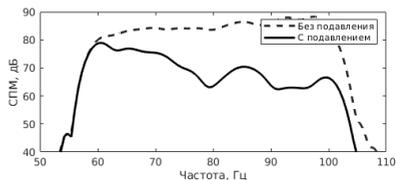


Рис. 4

Снижение уровня вибраций в этом случае достигало 7...10 дБ во всей полосе и до 20 дБ на отдельных частотах.

### Заключение

Проведенная проверка показала работоспособность предложенного подхода по реализации аппаратных средств активного гашения вибраций. В настоящее время ведутся работы по обоснованию количества и мест расположения вибродатчиков и компенсирующих виброисточников и учету влияния обратной связи от компенсирующих виброисточников до опорного канала.

- [1] Kuo S.M., Morgan D.R. Active noise control: a tutorial review // Proceedings of the IEEE. 1999. Vol. 87, no. 6. P. 943. <https://doi.org/10.1109/5.763310>.
- [2] Karaseva V.A., Lvov A.V., Rodionov A.A. Frequency-Domain Wideband Acoustic Noise Cancellation System // Journal of Applied Mathematics and Physics. 2023. Vol. 11, No. 8. P. 2523. <https://doi.org/10.4236/jamp.2023.118163>.
- [3] Львов А.В., Родионов А.А., Кутузов Н.А., Карасева В.А. Способ активного гашения вибраций – Патент РФ 2798744 - 26.06.2023.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРОГОВЫХ ЗНАЧЕНИЙ ОСШ В ЗАДАЧЕ ОЦЕНИВАНИЯ УГЛА ПРИХОДА СИГНАЛА В МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

О.В. Болховская, М.М. Катков, В.А. Сергеев, А.А. Мальцев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### *Актуальность темы исследования*

Точное определение направления на источник сигнала является классической задачей, имеющей большое практическое значение для радиолокации, гидролокации, радиосвязи, радионавигации и других смежных областей. Для теоретического анализа точности оценивания углов прихода сигнала (angle-of-arrival, AoA) обычно рассматриваются эквидистантные линейные антенные решетки, состоящие из идентичных всенаправленных антенных элементов, для которых относительно легко находятся теоретически минимальные дисперсии оценок, определяемые нижними границами Крамера-Рао (CRB) [1],[2]. При этом в качестве моделей полезного сигнала используются детерминистская или случайная модели, а алгоритмы оценивания реализуются на основе метода максимального правдоподобия (МП). Известно, что МП оценки при определенных условиях регулярности функции правдоподобия являются асимптотически эффективными и при увеличении отношения сигнал/шум (SNR) их дисперсии достигают CRB. В то же время, при малых SNR возникают anomalously большие ошибки, дисперсии которых существенно превышают CRB [3],[4].

До настоящего времени не разработан надежный аналитический аппарат, позволяющий находить конкретные значения  $SNR_{th}$  и тем самым определять зоны параметров систем оценивания, при которых МП-оценки являются эффективными [3],[4].

В представленной работе путем интенсивного моделирования решается задача нахождения пороговых значений  $SNR_{th}$ , ниже которых возникают anomalously большие ошибки оценивания углов прихода детерминированных полезных сигналов в многоэлементных линейных антенных решетках. На основе этого находятся зоны SNR и значения параметров системы оценивания (число антенных элементов  $M$  и объем выборки  $N$ ), при которых МП оценки, полученные с помощью разработанного итеративного алгоритма, являются эффективными.

### *Постановка задачи*

Рассматривается вектор-сигнал  $x[n]$  (где  $n = 1, 2, \dots, N$ ) размером  $M \times 1$ , который принимается эквидистантной линейной антенной решеткой, состоящей из  $M$  идентичных всенаправленных антенных элементов, с расстоянием между элементами  $d$ . Уравнение, описывающее принимаемые сигналы на элементах AP, может быть представлено в следующем векторном виде:

$$X[n] = a[n]s + \xi[n], \quad (1)$$

где:

- $a[n]s$  – комплексный вектор полезного сигнала на элементах антенной решетки,
- $a[n]$  – комплексная амплитуда сигнала,

- $\mathbf{s} = (s_1, \dots, s_M)^T$  – случайный вектор плоского волнового фронта, зависящий от угла прихода,
- $\xi = (\xi_1[n], \dots, \xi_M[n])^T$  – случайный вектор комплексного гауссовского шума  $\xi[n] \sim CN(0, \sigma^2 \mathbf{I})$ , компоненты которого независимые, одинаково распределены, с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma^2$ .

В качестве полезного детерминированного сигнала  $a[n]$  использовался сигнал с псевдослучайной двоичной фазовой манипуляцией  $[0, \pi]$ , известной на приемнике в момент времени  $n$ , и постоянной амплитудой. Аддитивный шум в однолучевом канале моделировался как комплексный гауссовский случайный процесс.

Задача состоит в том, чтобы получить эффективные оценки AoA полезного сигнала на основе наблюдаемых  $N$ -выборок вектора  $\mathbf{x}[n]$  (1).

### ***МП Алгоритмы оценивания***

Известно [3], что пороговые значения SNR, при превышении которых СКО МП оценок достигают предельных теоретических значений, зависят от конкретных алгоритмов, с помощью которых они находят. Различные алгоритмы оценок параметров плоского волнового фронта детерминированных сигналов в линейных антенных решетках (АР) были подробно исследованы в работе авторов [5].

В последующих работах авторах [6],[7] были проведены более подробные исследования и было показано, что прямые итеративные алгоритмы, реализующие МП оценки углов прихода стохастических сигналов имеют более низкие пороговые значения SNR, чем многошаговые. Однако сами пороговые значения SNR, при которых достигаются предельные теоретические точности оценок CRB не были определены.

В связи с вышеизложенным, в настоящей работе было принято решение использовать прямой итеративный алгоритм, модифицированный для нахождения МП оценок угла прихода детерминированных сигналов, известных на приемнике по крайней мере с точностью до начальной фазы.

При этом, начальной оценкой итеративного алгоритма являлся вектор сигналов, полученных с каждого антенного элемента после их согласованной обработки в согласованных фильтрах.

### ***Результаты моделирования***

Симуляции выполнялись в среде Matlab для АР с различным числом антенных элементов  $M$  и различных объемах выборок  $N$ . Пороговые значения  $SNR_{th}$  находились как значения, при которых СКО оценок углов прихода полезного сигнала превышали теоретические нижние границы Крамера-Рао (CRB) на 10%.

На рис. 1 приведена зависимость пороговых значений  $SNR_{th}$  от основных параметров схемы оценивания числа антенных элементов  $M$  и объема выборки  $N$  в логарифмическом масштабе, а в таблице 1 приведены соответствующие им точные пороговые значения  $SNR_{th}$ .

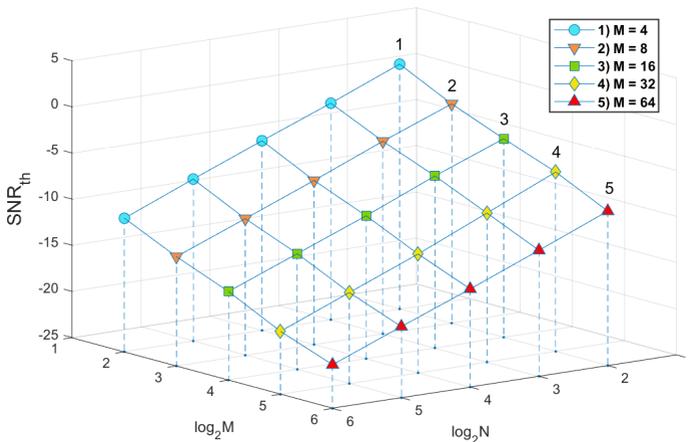


Рис. 1

Табл. 1

$M \setminus N$	4	8	16	32	64
4	1.54	-1.53	-4.45	-7.44	-10.53
8	-1.24	-4.13	-7.22	-10.20	-13.15
16	-3.48	-6.36	-9.51	-12.45	-15.39
32	-5.56	-8.84	-12.12	-15.14	-18.18
64	-8.25	-11.35	-14.37	-17.29	-20.26

Из результатов, приведенных на рис. 1 и в табл. 1 следует, что значения  $SNR_{th}$  находятся в линейной зависимости от  $\log_2 M$  и  $\log_2 N$ . Этот результат позволяет путем аппроксимации данных, приведенных в табл. 1, легко находить пороговые значения  $SNR_{th}$  для линейных, эквидистантных АР с любым числом элементов  $M$  и любым объеме выборки  $N$ .

### Вывод

В данной работе путем численного моделирования найдены пороговые значения SNR и определены зоны значений параметров линейной АР, позволяющие эффективно оценивать угол прихода детерминированного сигнала с помощью предложенного итеративного алгоритма. Предложен метод строгого определения пороговых значений отношений сигнал/шум на основе заданного относительного превышения СКО оценок теоретически предельных нижних границ Крамера-Рао, найденных аналитически. Выявлено простое соотношение между основными характеристиками системы оценивания. Полученные результаты позволяют определять зоны эффективности МП-оценок для антенных решеток с произвольным числом элементов и произвольным объемом выборки.

- [1] Cramer H. *Mathematical Methods of Statistics*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 1946.
- [2] Rao C.R., *Linear Statistical Inference and Its Applications*. – New York: Wiley, 1946.
- [3] Van H.L. *Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. – New York, NY: Wiley, 2001.
- [4] Athley F. “Threshold region performance of maximum likelihood direction of arrival estimators,” *IEEE Trans. Signal Process.* 2005. Vol. 53, no. 4. P. 1359 doi: 10.1109/TSP.2005.843717.
- [5] Bolkhovskaya O., Maltsev A., and Sergeev V. “The wavefront estimation and signal detection in multi-element antenna arrays at low SNR,” in 2018 2nd Eur. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci. (EECS), Bern, Switzerland. 2018. P. 497.
- [6] Bolkhovskaya O., Maltsev A., and Sergeev V. “Joint detection and the AoA estimation of noncoherent signals in multi-element antennas,” in 2019 Int. Symp. Perform. Eval. Comput. Telecommun. Syst. (SPECTS), Berlin, Germany, Jul. 22–24, 2019, pp. 1–6. doi: 10.23919/SPECTS.2019.8823557.
- [7] Bolkhovskaya O., Maltsev A., Sergeev V., Keusgen W., and Peter M. “Accurate iterative algorithm for detection and the signal AoA estimation in low SNR region,” in 2019 4th Int. Conf. Comput., Commun. Secur. (ICCCS), Rome, Italy, Oct. 10–12, 2019, pp. 89–95. doi: 10.1109/ICCCS.

## МЕТОД ОЦЕНКИ НАЧАЛЬНОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

О.А. Морозов, М.А. Налчаджян

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Одной из актуальных задач радиолокации является пассивное местоопределение излучающего объекта. В отличие от активной радиолокации, данный подход заключается в регистрации собственного излучения объекта без зондирования последнего и дальнейшей обработке полученных данных для извлечения целевой информации [1].

В современной радиолокации все большее распространение получают многопозиционные радиолокационные системы, использующие в качестве приемников или ретрансляторов сигналов искусственные спутники Земли [2, 3]. Такие системы обладают рядом преимуществ (возможность создания зоны действия требуемой конфигурации, повышенная разрешающая способность, глобальность рабочей зоны и др.) и позволяют более эффективно извлекать информацию о наблюдаемом объекте, благодаря совместной обработке сигнала источника радиоизлучения (ИРИ), регистрируемого синхронизированными приемными станциями в разных точках пространства.

Одним из наиболее распространенных методов пассивной оценки координат ИРИ является разностно-дальномерный, подразумевающий оценку разности времен прихода сигнала в несколько точек приема [1, 2]. Традиционно задача оценки взаимной временной задержки принятых сигналов решается анализом их взаимной функции неопределенности (ВФН), которая позволяет оценивать и компенсировать в том числе относительный частотный сдвиг сигналов, связанный с эффектом Доплера, неизбежно возникающем в системах, содержащих спутниковые приемники или ретрансляторы.

Разностно-доплеровский метод, в свою очередь, предполагает оценку взаимных доплеровских смещений спектров принятых сигналов. Несмотря на то, что обычно эта информация используется для определения скорости движущегося объекта, в условиях недостатка навигационной информации и движущихся приемников или ретрансляторов (космических аппаратов), из нее можно извлечь информацию о пространственном положении неподвижного объекта [1, 2].

Упомянутые методы пассивного местоопределения ИРИ требуют наличия минимум трех или более приемных станций, однако на практике может оказаться, что доступны только два космических аппарата, а остальные, например, находятся вне зоны видимости объекта. В этом случае можно говорить лишь о линии положения объекта, либо использовать другие методы, требующие длительного накопления статистических данных.

Для решения проблемы неоднозначности при оценке координат объекта в условиях ограниченной до двух элементов спутниковой группировки, в работе предлагается совместное применение разностно-дальномерного и разностно-доплеровского методов (далее «совместный» метод). Благодаря эффективному учету всей имеющейся навигационной информации по данным двух приемных станций (спутников) и допущению о расположении объекта на поверхности Земли, можно получить приближенную, но однозначную оценку координат ИРИ.

Совместный метод подразумевает решение системы нелинейных алгебраических уравнений (1), состоящей из уравнений разностно-дальномерного, разностно-доплеровского методов и уравнения поверхности Земли (эллипсоид Крассовского):

$$\left\{ \begin{array}{l} |\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1| - |\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_2| = c\Delta t_{12}; \\ \frac{(\mathbf{V}_1, (\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1))}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1|} - \frac{(\mathbf{V}_2, (\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_2))}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_2|} = \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1}; \\ c + \frac{(\mathbf{V}_1, (\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1))}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1|} \\ \frac{x_M^2 + y_M^2}{a} + \frac{z_M^2}{b} = 1; \end{array} \right. \quad (1)$$

где  $\mathbf{r}_M = \{x_M, y_M, z_M\}$  – координаты объекта на модели земной поверхности;  $V_i$  – скорость  $i$ -го спутника ( $i = 1, 2$ );  $\mathbf{r}_i = \{x_i, y_i, z_i\}$  – координаты  $i$ -го спутника;  $|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_i|$  – расстояние между положением объекта и  $i$ -м спутником;  $\Delta\omega_{12} = \omega_1 - \omega_2$  – взаимный доплеровский сдвиг;  $\omega_i$  – частота сигнала, принимаемого  $i$ -м спутником;  $\Delta t_{12}$  – взаимная временная задержка прихода сигнала от источника в  $1$ -й и  $2$ -й спутники;  $c$  – скорость света;  $a, b$  – большая и малая полуоси эллипсоида.

Одним из эффективных способов решения систем нелинейных уравнений является минимизация функционала суммы квадратов ошибок, например, локальными оптимизационными методами, с начальным приближением близким к глобальному оптимуму [4]. Согласно системе (1), функционал ошибок может быть записан следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi(x_M, y_M, z_M) = k_{\text{РДМ}} \left( \frac{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1| - |\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_2|}{c\Delta t_{12}} - 1 \right)^2 + \\ + k_{\text{РДопМ}} \left( \frac{(\mathbf{V}_1^r(\mathbf{r}_M) - \mathbf{V}_2^r(\mathbf{r}_M)) \cdot \omega_1}{c + \mathbf{V}_1^r(\mathbf{r}_M)} - 1 \right)^2 + \left( \frac{x_M^2 + y_M^2}{a} + \frac{z_M^2}{b} - 1 \right)^2; \\ \mathbf{V}_i^r(\mathbf{r}_M) = \frac{(\mathbf{V}_i, (\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_i))}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_i|}. \end{array} \right. \quad (2)$$

При наличии достоверной информации о точностях измерения навигационных параметров и, соответственно, предполагаемой точности метода, можно варьировать весовые коэффициенты  $k_{\text{РДМ}}$  и  $k_{\text{РДопМ}}$  в (2): чем больше точность измерения, тем больше вес. В рамках данной работы коэффициенты принимаются равными единице.

При реализации данного оптимизационного подхода к решению системы (1) остается открытым вопрос о выборе начального приближения. Его близость к истинному положению источника излучения, может ускорить итерационную процедуру оптимизации: потребуются меньше шагов для достижения требуемой точности. В качестве начального приближения в работе предлагается использовать решение системы уравнений совместного метода (1), приведенной к линейному виду.

Для приведения к линейному виду системы уравнений (1) используется математический прием, аналогично [5]. Вводится новый параметр  $s$ , имеющий смысл расстояния от одной из точек приема неизвестного сигнала до его источника:

$$s = |\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_1| = \sqrt{(x_M - x_1)^2 + (y_M - y_1)^2 + (z_M - z_1)^2}. \quad (3)$$

После проведения математических преобразований с учетом введенного параметра  $s$  (3), система уравнений (1) может быть сведена к линейной, относительно искомым координат  $(x_M, y_M, z_M)$ . При этом для приведения к линейному виду третьего уравнения системы (1) необходимо принять сферическое приближение поверхности Земли ( $a=b=R_3$ ,  $R_3$  – средний радиус Земли). В матричной форме линейная система выгладит следующим образом:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} 2(x_1 - x_2) & 2(y_1 - y_2) & 2(z_1 - z_2) \\ \sigma V_{1x} - \gamma V_{2x} & \sigma V_{1y} - \gamma V_{2y} & \sigma V_{1z} - \gamma V_{2z} \\ 2x_1 & 2y_1 & 2z_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_M \\ y_M \\ z_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c\Delta t_{12}(c\Delta t_{12} - 2s) + |\mathbf{r}_1|^2 - |\mathbf{r}_2|^2 \\ \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1} c + \sigma(\mathbf{r}_1, \mathbf{V}_1) - \gamma(\mathbf{r}_2, \mathbf{V}_2) \\ -s^2 + R_3^2 + |\mathbf{r}_1|^2 \end{pmatrix}; \\ \sigma = \frac{1}{s} \left(1 - \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega_1}\right), \gamma = \frac{1}{s - c\Delta t_{12}}; \\ |\mathbf{r}_1|^2 = x_1^2 + y_1^2 + z_1^2, |\mathbf{r}_2|^2 = x_2^2 + y_2^2 + z_2^2. \end{cases} \quad (4)$$

Для получения искомой оценки координат объекта необходимо подставить в выражение (3) решение системы уравнений (4), полученное относительно введенного параметра  $s$ :  $x_M(s)$ ,  $y_M(s)$  и  $z_M(s)$ , и найти корни получившегося уравнения относительно параметра  $s$ :

$$As^6 + Bs^5 + Cs^4 + Ds^3 + Es^2 + Fs + G = 0, \quad (5)$$

где  $A, B, C, D, E, F, G$  – числовые коэффициенты, полученные после подстановки решения линейной системы уравнений (4) в уравнение (3).

В силу физической постановки задачи уравнение (5) имеет хотя бы один действительный корень. При наличии нескольких корней выбирается тот действительный, которому соответствует меньшее значение функционала ошибок (2).

Для компьютерного моделирования предложенного метода, была выбрана ограниченная спутниковая группировка, состоящая из двух спутников. Один «выведен» на геостационарную орбиту (долгота точки стояния  $30^\circ$  в. д.), другой на высокоэллиптическую орбиту типа «Молния» (долгота апогея  $55^\circ$  в. д.). Координаты объекта заданы на территории г. Нижнего Новгорода (56.3287 с. ш., 44.002 в. д.). При проведении компьютерных экспериментов координаты и скорости спутников последовательно выбирались из набора данных рассчитанных орбит. Для каждого момента времени моделировалось измерение навигационных параметров: на основе системы уравнений (1) были рассчитаны навигационные параметры метода и искусственно добавлены поправки в пределах заданной погрешности.

Для исследования точностных характеристик совместного метода местоопределения ИРИ были построены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки координат объекта от погрешностей определения навигационных параметров: взаимной временной задержки и взаимного доплеровского смещения частоты сигналов. На рис. 1 и 2 приведены эти зависимости, полученные на основе линейной (4) и нелинейной (1) систем уравнения совместного метода. При исследовании влияния ошибок измерения одного навигационного параметра на точность местоопределения, остальные полагались известными точно.

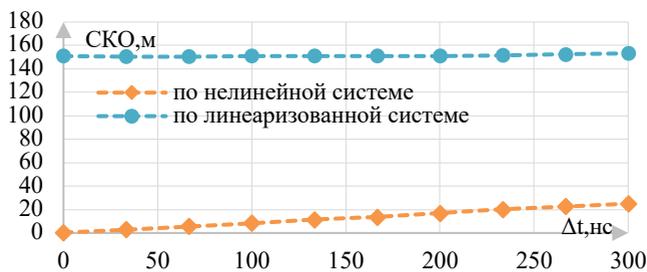


Рис. 1

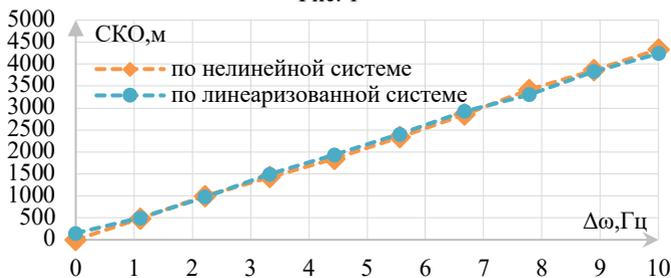


Рис. 2

Несмотря на то, что линейная система уравнений (4) дает менее точную оценку координат излучающего объекта, чем нелинейная (1), ее решение может быть эффективно использовано в качестве начального приближения при решении нелинейной системы уравнений (1) методами локальной оптимизации. Было рассчитано среднее время работы алгоритма при двух вариантах начального приближения: первый – решение системы, сведенной к линейному виду, второй – центр области пересечения зон прямой видимости спутников. При выборе первого варианта начального приближения наблюдается ускорение процедуры оценки положения ИРИ в 3–4 раза.

- [1] Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации – М.: Радио и связь, 1992, 304 с.
- [2] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация – М.: Радио и связь, 1993, 416 с.
- [3] Козлов А.В., Пестряков А.В. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных ARGOS. // Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 2. С. 36.
- [4] Каханер Д., Моулер К., Нэш С. Численные методы и математическое обеспечение. – М.: Мир, 1998, 575 с.
- [5] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. 2014. № 4(32). С. 71.

## ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ 6G NTN.

А.С. Овчаров, А.Д. Козлов, А.В. Елохин, В.С. Сергеев, А.А Мальцев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

### ***Введение***

В данной работе произведена оценка пропускную способность в двух моделях NTN (Non-Terrestrial Network) системах связи:

- Система связи с одним спутником, оценка пропускной способности
- Система связи группы из семи спутников,

### ***Постановка задачи***

В спутниковых системах связи используется понятие соты, при моделировании каждая сота представляет из себя правильный шестиугольник. В моделируемой NTN системе считается, что спутник может создавать несколько лучей, направленных под разными углами к земной поверхности. Считаем, что на спутнике находятся зеркальные антенны с несколькими облучателями, каждый луч соответствует одному облучателю. Зона покрытия одного луча эквивалентна соте, которая обслуживается одной базовой станцией. Антенны на устройствах пользователей – всенаправленные (omni) с поляризацией  $\pm 45^\circ$ .

Параметры канала связи рассчитывались с использованием знаний о сценарии моделирования, несущей частоте, полосе частот и высоты орбиты спутников. Наша система спутников находится на низкой земной орбите (LEO).

Количества лучей, установлено в 3GPP документации [1].

Для оценки пропускной способности необходимы знания о количестве пользователей, обслуживаемых одним лучом, рассчитанные значения SNR – Signal-Noise-Rate (ОСШ) и SINR – Signal-Interference-Noise-Rate (ОСШИ) для каждого пользователя, информация о типах используемых модуляций и способах кодирования.

Все данные моделирования приведены ниже (табл. 1)

Табл. 1

Сценарий измерения	Dense Urban (Плотная городская застройка)
Несущая частота, ГГц	2
Полоса частот, МГц	30
Высота орбиты, км	600
Количество лучей	61; 469
Типы модуляции	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM
Способ кодирования	LDPC-коды

Моделирование канала производилось в соответствии с 3GPP отчётах [2]-[3].

Модель канала строится как сумма многолучевых кластеров, каждый из которых имеет свою задержку, углы отправления и прихода и доплеровский сдвиг.

Параметры модели генерируются на основе выбранного сценария (город, пригород или малонаселенная местность), с учетом пространственного затухания, рассеяния в газовой среде и направленности антенн, формируя временно-пространственную матрицу канала для ММО-систем.

При моделировании также было учтено:

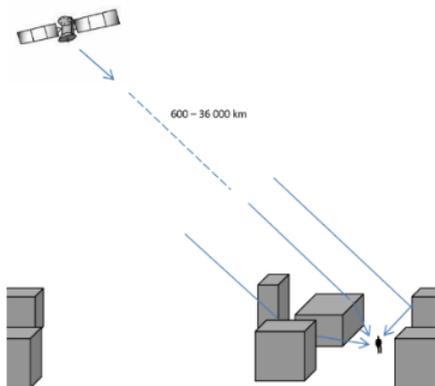


Рис. 1

Наличие прямого луча распространения (Райсовский канал) (4. 1); эффекты затенения, переотражения, поляризации, разброс фаз сигналов прихода; рассчитаны канальные коэффициенты, потери при прохождении сигнала в свободном пространстве.

При расчёте учитываются значения диаграмм направленности на передающей ( $tx$ ) и приёмной ( $rx$ ) сторонах при известных углах ухода ( $AOD$  и  $ZOD$ ) и прихода ( $AOA$  и  $ZOA$ ). Также свой вклад вносит поляризация и смещения по фазам. Учитывается доплеровский сдвиг.

Потери при прохождении в свободном пространстве получаем с помощью формулы (1):

$$FSPL = 32.45 + 20 \log_{10} f_c + 20 \log_{10} d. \quad (1)$$

В формуле (2)  $d$  – расстояние между спутником и пользователем определяется следующим выражением:

$$d = \sqrt{R_E^2 \sin^2 \alpha + h_0^2 + 2h_0 R_E - R_E \sin \alpha}. \quad (2)$$

$R_E$  – радиус Земли,  $\alpha$  – угол между направлением спутника на пользователя и касательной к поверхности Земли в точке нахождения пользователя (рис. 2).

Кроме потерь в свободном пространстве мы учитывали затенения SF (Shadow Fading), имеющее нормальное распределение, а также CL (Cluster Losses) – для многолучевого канала.

Учитывая все вышесказанные составляющие потерь в канале, можно записать формулу расчёта базовых потерь (basic path loss) в децибелах – формула (3).

$$PL_b = FSPL(d, f_c) + SF + CL(\alpha, f_c). \quad (3)$$

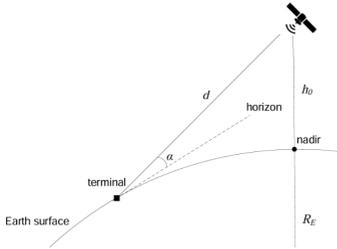


Рис. 2

При учёте поляризации мы задавали параметр XPR (Cross-Polarization Power Ratio) — это отношение мощности сигнала в одной поляризации к мощности в ортогональной поляризации, формула (4).

$X_{n,m} \sim N(\mu_{XPR}, \sigma_{XPR}^2)$  — величина, распределённая по нормальному закону, математическое ожидание и СКО, которого определены в таблицах [3].

$$\kappa_{n,m} = 10^{X_{n,m}/10} \quad (4)$$

**Геометрические распределения:**

В ходе моделирования были получены географические распределения Throughput для одного спутника и группы из семи спутников (рис. 3а, 3в – 61 луч, рис. 3б, 3г – 469 лучей).

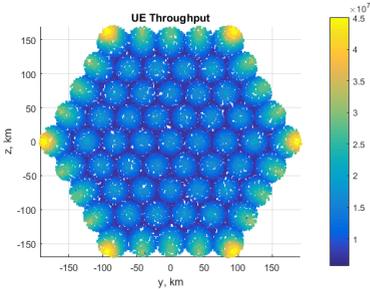


Рис. 3а

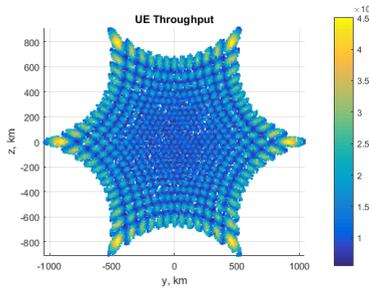


Рис. 3б

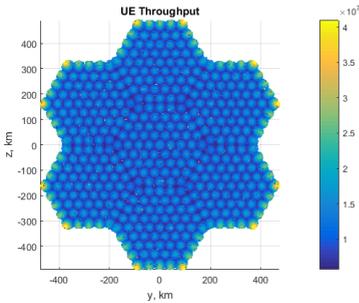


Рис. 3в

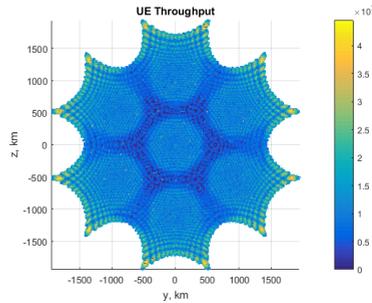


Рис. 3г

Распределения позволяют оценить диапазоны значений Throughput для пользователей, находящихся в различных районах обслуживания спутниками. Из приведённых распределений видно, что наибольшие значения пропускной способности имеют пользователи, размещённые по краям полной зоны обслуживания за счёт меньшей интерференции. Пользователи, находящиеся на границах зон отдельных спутников (cell edge users), имеют наименьшую пропускную способность, соответственно – худшее качество связи.

### **Модель трафика:**

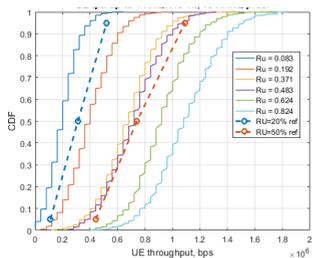


Рис. 4

способность растёт с ростом RU, что и показано на следующем графике (рис. 4).

### **Заключение:**

На основе стандартов 3GPP была построена модель расчёта пропускной способности спутниковой системы связи.

С помощью симулятора были получены географические распределения пропускной способности, а также графики распределения при различных уровнях Resource Usage (RU) и различных типах модуляции.

- [1] 3GPP TR 38.821 V16.2.0 (2023-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Solutions for NR to support non-terrestrial networks (NTN) (Release 16)
- [2] 3GPP TR 38.811 V15.4.0 (2020-09) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on New Radio (NR) to support non-terrestrial networks (Release 15)
- [3] 3GPP TR 38.901 V17.0.0 (2022-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 17)
- [4] 3GPP TR 36.814 V9.2.0 (2017-03) Technical Report 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)

## ОБНАРУЖЕНИЕ И ОЦЕНКА ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ С БОЛЬШИМ ДОПЛЕРОВСКИМ СМЕЩЕНИЕМ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С НИЗКООРБИТАЛЬНЫМИ СПУТНИКАМИ

А.А. Солодкова, А.В. Пудеев, А.А. Мальцев

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

Обнаружение сигнала при наличии помех и шумов является одной из главных задач в области обработки сигналов. Классическим оптимальным решением для случая известного сигнала в аддитивном белом гауссовском шуме является согласованный фильтр, однако в реальных условиях нестационарности канала связи или при наличии расстройки частоты несущей его характеристики существенно ухудшаются. Для учета и адаптации к возможным изменениям параметров сигнала возможно применение банков согласованных фильтров. Каждый из отдельных согласованных фильтров (корреляторов), из которых он состоит настроен на определенный вариант сигнала, что значительно повышает общую вероятность обнаружения. Однако банка корреляторов может быть вычислительно сложен и трудно реализуем на практике. Также необходимо знание диапазон параметров для корректной настройки.

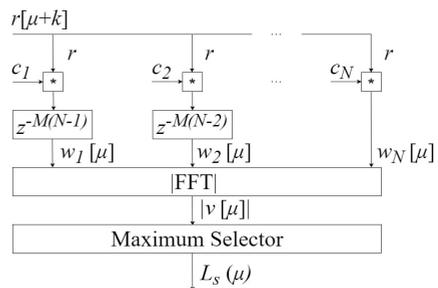
Одной эффективных вариаций субоптимального обнаружения с одновременным подбором параметров является схема так называемого поворотного коррелятора. Данный алгоритм не полагается на результаты корреляции поступающего сигнала с известной последовательностью, как предыдущие детекторы, а фактически производит оценку сдвига частоты одновременно с обнаружением, что позволяет делать успешное распознавание цели на фоне изменчивых условий.

Этот метод был подробно рассмотрен в научной работе [1], где были проведены исследования и анализ поворотного коррелятора, также он неоднократно упоминался в [2] – [4]. В этой статье подробно рассмотрим архитектуру и особенности поворотного коррелятора, а также его применение в для обнаружения сигнала в системах спутниковой связи в рамках стандарта 5G NR.

### *Модель системы*

Поскольку источники сигналов перемещаются в пространстве относительно приемника, то возникают частотные сдвиги, которые влияют на обнаружение. Благодаря поворотному коррелятору появилась возможность детектировать их на начальном этапе и подстраиваться под изменения параметров. Чтобы понять принцип работы данного алгоритма, рассмотрим схему, изображенную на рисунке 1.

Первый этап включает в себя разбиение известной последовательности длины  $K$  на  $N$  частей, каждая из



которых имеет размер  $M$ ,  $M = K/N$ . Данные сегменты описываются следующим выражением 1:

$$c_n = c[(n-1)M], c[(n-1)M+1], c[(n-1)M-1], \quad (1)$$

где  $n \in \{1, N\}$  – индекс соответствующей ветви.

На следующем этапе обработки входящего сигнала  $r$  происходит свертка с сегментами последовательности в каждой ветке. Этот шаг реализуется с использованием формулы 2:

$$w_n[\mu] = \sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} r[\mu+k]c^*[k] \quad (2)$$

Затем к выходным данным применяется временная задержка для обеспечения синхронизации.

Метод частичной корреляции, реализованный в каждой ветки, направлен на устранение фазы символов, моделируемых с помощью PSK. Это позволяет сохранить только доплеровский сдвиг, постоянное начальное смещение фазы и фазу, вызванную шумовой компонентой в анализируемом сигнале.

Следовательно, если не учитывать влияние шума, разность фаз между выходными сигналами соседних ветвей становится эквивалентной величине доплеровского сдвига ( $fd$ ), наблюдаемого на протяжении всей длины последовательности, которая может быть выражена как  $fd^*M$ . Чтобы обнаружить этот фазовый сдвиг, вызванный эффектом Доплера, необходимо применить быстрое преобразование Фурье (FFT) к выровненным выходным сигналам после выполнения корреляции.

Уравнение 3 для выходного сигнала  $i$ -го блока БПФ будет учитывать все эти аспекты, создавая тем самым математическую основу для точного обнаружения и анализа поступающих сигналов с учетом наличия доплеровских искажений.

$$v_i[\mu] = \sum_{n=1}^N w[\mu]e^{-j2\pi\frac{n}{N}i} \quad (3)$$

Объединив уравнения и выбрав ячейку с наибольшим абсолютным значением, можно получить полное выражение для функции правдоподобия поворотного коррелятора, формула 4:

$$L_s(\mu) = \max_i \left( \left| \sum_{n=1}^N \sum_{k=(n-1)M}^{nM-1} r[\mu+k]c^*[k]e^{-j2\pi\frac{n}{N}i} \right| \right), i \in \{1, N\} \quad (4)$$

**Результаты моделирования**

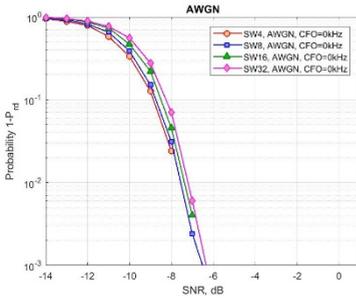


Рис. 2

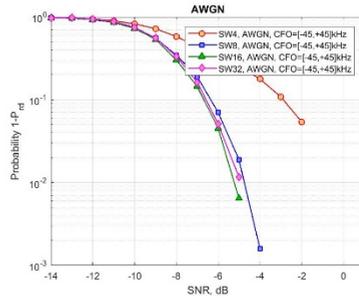


Рис. 3

Как видно из графиков вероятностей обнаружения цели для одной последовательности без учета частотного сдвига (рисунок 2) и со случайным частотным сдвигом (рисунок 3), при использовании поворотного коррелятора с четырьмя ветвями фазовый сдвиг может превышать  $\pi$ , что приводит к ошибкам в обнаружении цели и увеличению вероятности ее пропуска. Кроме того, усиливается влияние шума, что делает сигнал менее заметным.

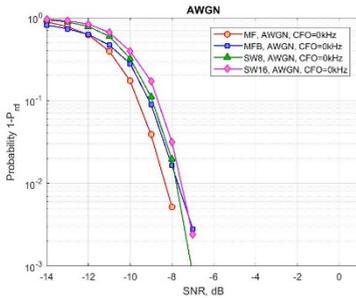


Рис.4

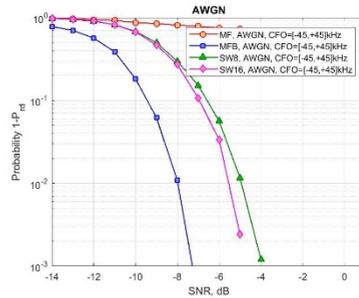


Рис.5

Согласно графикам вероятностей обнаружения сигнала для согласованного фильтра (MF), банка согласованных фильтров (MFB) и поворотного коррелятора (SW) для одной последовательности как без учета частотного сдвига (рисунок 4), так и при наличии случайного частотного сдвига (рисунок 5), – согласованный фильтр демонстрирует более высокую вероятность пропуска цели в условиях частотных сдвигов по сравнению с поворотным коррелятором. Это связано с тем, что согласованный фильтр, рассчитанный на фиксированные характеристики, неэффективно обрабатывает сигналы со смещенной частотой.

Наиболее эффективным является банк согласованных фильтров, где несколько корреляторов охватывают ожидаемый доплеровский диапазон, что гарантирует обнаружение сигнала хотя бы одним из фильтров.

### **Выводы**

В данной работе проведено сравнение трех методов обнаружения OFDM-сигналов: поворотного коррелятора, согласованного фильтра и банка согласованных фильтров. Результаты исследования показали, что поворотный коррелятор демонстрирует более высокую устойчивость к пропуску целей, подверженных доплеровским частотным сдвигам, благодаря своей способности адаптироваться к этим изменениям. В то же время стандартный согласованный фильтр, рассчитанный на фиксированную частоту, оказывается менее эффективным в условиях частотных сдвигов, что приводит к увеличению вероятности пропуска цели. Банк согласованных фильтров, использующий множество фильтров, настроенных на разные частоты, обеспечивает обработку более широкого частотного спектра, что повышает устойчивость к шуму и улучшает точность обнаружения целей даже при изменении несущей частоты.

Поворотный коррелятор также демонстрирует адаптивность к сдвигам несущей частоты за счет использования частотной сетки, формируемой блоком быстрого преобразования Фурье (БПФ). Благодаря простоте и вычислительной эффективности БПФ, сложность поворотного коррелятора остается крайне низкой, сопоставимой с базовым согласованным фильтром. В то же время подход с банком фильтров требует значительно больших вычислительных ресурсов, так как количество комплексных умножений пропорционально числу фильтров и диапазону частот.

Оба метода – поворотный коррелятор и банк согласованных фильтров – превосходят стандартный согласованный фильтр в условиях случайных сдвигов несущей частоты. Банк фильтров, как субоптимальное решение, демонстрирует более высокую производительность, однако поворотный коррелятор, обладая значительно меньшей сложностью, уступает всего на несколько дБ. Таким образом, выбор оптимального метода зависит от конкретных операционных требований и условий, таких как допустимая вычислительная сложность и требуемая точность обнаружения.

- [1] Sust M., Kaufmann R., Molitor F., Bjornstrom G. // Rapid acquisition concept for voice activated CDMA communication. In [Proceedings] GLOBECOM '90: IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition. 1990. Vol. 3. P. 1820.
- [2] Wuerll R., Robert J., Kilian G., Heuberger A. // A comparison of methods for detecting preambles with frequency offset at low SNR. In 2017 2nd International Conference on Computer and Communication Systems (ICCCS). 2017. P. 96.
- [3] Marco Liess, Francisco Lasaro, Andrea Munari // Frame Synchronization Algorithms for Satellite Internet of Things Scenarios. 2021. P. 26.
- [4] Spangenberg S., Scott I., Stephen M., Povey G., Cruickshank D., Grant P. // An FFT-based approach for fast acquisition in spread spectrum communication systems. Wireless Personal Communications, 2000. Vol. 13. P. 27.

## ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА СТЕПЕННЫХ ВЕКТОРОВ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ УСИЛИТЕЛЯ

И.С. Сорокин, В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман

*ННГУ им. Н.И. Лобачевского*

К современным устройствам радиосвязи предъявляется комплекс различных требований, в том числе обеспечение низкого уровня внеполосного и побочного излучения и высокой энергетической эффективности. Эти два требования являются противоречивыми, поскольку высокую эффективность радиосвязного оборудования можно достичь только при высоком коэффициенте полезного действия (КПД) усилителей мощности (УМ). Усилители мощности занимают наибольшую долю энергопотребления устройства связи [1]. Однако в режиме высокого КПД усилитель работает в существенно нелинейном режиме, что может приводить к появлению кратных, интермодуляционных и комбинационных компонент достаточно высокого уровня в спектре сигнала. Наиболее чувствительны к таким искажениям сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией высокого порядка. Один из способов найти компромисс в этой ситуации – применение метода внесения предискажения [2,3]. Суть метода заключается во внесении изменения в сигнал, поступающий на вход усилителя, таким образом, чтобы устранить или уменьшить нелинейные эффекты усилителя на его выходе.

На рисунке 1 представлены зависимости уровня мощности сигнала  $P_{\text{вых}}$  на выходе усилителя от уровня мощности сигнала  $P_{\text{вх}}$  на входе усилителя для идеального и реального усилителя мощности НМС1114.

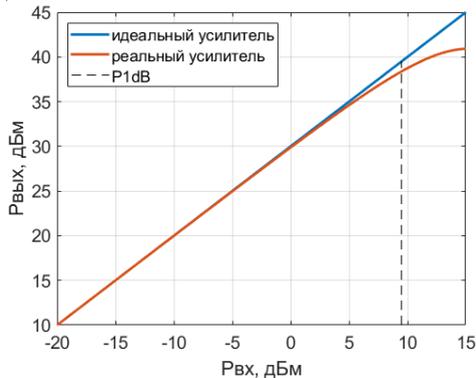


Рис. 1

Видно, что характеристика реального усилителя отличается от идеальной при увеличении уровня входной мощности и выходит на «плато». Математически поведение такой характеристики можно описать полиномиальной моделью [2]:

$$y_i = f(x_i) = c_1 x_i + c_2 x_i^2 + \dots + c_K x_i^K, \quad (1)$$

где  $x_i$  – отсчеты сигнала на входе усилителя,  $y_i$  – отсчеты сигнала на выходе усилителя,  $c_i$  – неизвестные полиномиальные коэффициенты усилителя,  $K$  – максимальная

рассматриваемая степень полинома. Поскольку модель (1) существенно нелинейная, на выходе усилителя помимо усиленных спектральных компонент сигнала  $x$  формируются кратные и комбинационные спектральные компоненты. Спектральные компоненты, обусловленные появлением четной степени нелинейности, могут быть успешно отфильтрованы [4]. В то же время комбинационные спектральные компоненты, обусловленные нечетной степенью модели (1), формируются в полосе сигнала  $x$  и вблизи этой полосы. Такие компоненты невозможно устранить путем фильтрации [4]. Для их компенсации необходимо сначала определить неизвестные полиномиальные коэффициенты  $c_i$ , а затем на их основе внести искажения в сигнал, подаваемый на усилитель.

Внесение детерминированных изменений возможно в цифровом виде радиосвязного оборудования, поэтому и оценивание коэффициентов  $c_i$  модели (1) осуществляется тоже в цифровой области. На рисунке 2 представлена функциональная схема оценивания этих коэффициентов. Сигнал с выхода усилителя мощности через направленный ответвитель мощности, аналоговый полосовой фильтр (ПФ) и радиочастотный смеситель поступает в аналого-цифровой преобразователь (АЦП), где сигнал преобразуется в цифровой вид.

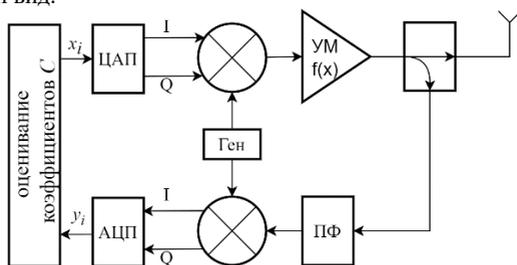


Рис. 2

Поскольку спектральные компоненты сигнала, обусловленные четными степенями модели усилителя, не поступают на вход АЦП, то полиномиальная модель усилителя в терминах комплексной амплитуды сигнала может быть записана следующим образом [4]:

$$y_i = \sum_{\substack{k=1 \\ \text{нечет}}}^K c_k x_i |x_i|^{k-1} + z_i. \quad (2)$$

Или в матричном виде:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{Y} &= \mathbf{\Omega} \mathbf{C} + \mathbf{Z} \\
 \mathbf{Y} &= [y_1, y_2, \dots, y_L]^T \\
 \mathbf{C} &= [c_1, c_3, \dots, c_K]^T \\
 \mathbf{Z} &= [z_1, z_2, \dots, z_L]^T \\
 \mathbf{\Omega} &= \begin{pmatrix} x_1 & x_1|x_1|^2 & \dots & x_1|x_1|^{K-1} \\ x_2 & x_2|x_2|^2 & \dots & x_2|x_2|^{K-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_L & x_L|x_L|^2 & \dots & x_L|x_L|^{K-1} \end{pmatrix},
 \end{aligned} \tag{3}$$

где  $x$  – комплексные отсчеты, поступающие на вход ЦАП,  $y$  – комплексные отсчеты, поступающие с выхода АЦП,  $z$  – комплексные отсчеты гауссова шума с нулевым средним,  $L$  – число выборок для оценивания,  $\mathbf{\Omega}$  – матрица Вандермонда, составленная по отсчетам  $x$ .

Решение относительно неизвестного вектора  $\mathbf{C}$ , составленного из полиномиальных коэффициентов  $c$ , запишется следующим образом [2]:

$$\mathbf{C} = (\mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Omega})^{-1} \mathbf{\Omega}^H \mathbf{Y} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{R}. \tag{4}$$

Для вычисления решения по формуле (4) требуется операция обращения квадратной матрицы  $\mathbf{M}$  размерности  $(K+1)/2$ . Эта операция требует обычно большого количества вычислений и не имеет стандартизированной реализации в аппаратных платформах, будь то микроконтроллер, сигнальный процессор или программируемая логическая интегральная схема. Кроме того, матрица  $\mathbf{M}$  может быть вырожденной или близкой к вырождению. Поэтому необходимо применять дополнительно методы регуляризации, чтобы получить устойчивое решение.

Воспользуемся методом степенных векторов, который не использует операцию непосредственного обращения матрицы, для поиска неизвестного вектора  $\mathbf{C}$ . Известно, что вектор  $\mathbf{C}$  можно разложить в базисе степенных векторов  $\mathbf{R}, \mathbf{MR}, \mathbf{M}^2\mathbf{R}, \dots, \mathbf{M}^{(K+1)/2}\mathbf{R}$  [5, 6]. Проведем ортогонализацию и нормировку степенных векторов по следующей схеме:

$$\begin{aligned}
 \widehat{\mathbf{F}}_l &= \mathbf{M} \mathbf{F}_{i-1} - \alpha_{i-1} \mathbf{F}_{i-1} - \beta_{i-2} \mathbf{F}_{i-2}, \rightarrow \mathbf{F}_i = (\widehat{\mathbf{F}}_i^H \widehat{\mathbf{F}}_i)^{-\frac{1}{2}} \widehat{\mathbf{F}}_i \\
 \alpha_{i-1} &= [\mathbf{F}_{i-1}^H (\mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Omega}) \mathbf{F}_{i-1}]^{-1}, i = 2, (K+1)/2 \\
 \beta_{i-2} &= [\mathbf{F}_{k-1}^H (\mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Omega}) \mathbf{F}_{k-2}]^{-1}, i = 3, (K+1)/2.
 \end{aligned} \tag{5}$$

Полученные векторы объединим в матрицу  $\mathbf{F} = (\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_{(K+1)/2})$ . Решение вектора  $\mathbf{C}$  будем искать в ортонормированном базисе, в виде  $\mathbf{C} = \mathbf{F} \mathbf{D}$ . Здесь вектор  $\mathbf{D} = [d_1, d_2, \dots, d_{(K+1)/2}]$  дает коэффициенты разложения вектора  $\mathbf{C}$ . Коэффициенты  $d_i$  могут быть найдены по следующим формулам [5-6]:

$$d_1 = \frac{\beta_0}{\alpha_1 - \frac{(\beta_1)^2}{\alpha_2 - \frac{(\beta_2)^2}{\dots - \frac{(\beta_{K-1})^2}{\alpha_K}}}} \quad d_2 = \frac{\beta_0 - \alpha_1 d_1}{\beta_1} \quad (6)$$

$$d_j = -\frac{\beta_{j-2} d_{j-2} + \alpha_{j-1} d_{j-1}}{\beta_{j-1}}, \quad j = 3, 4, \dots, \frac{K+1}{2}$$

Формулы (5) и (6) позволяют получить полностью аналитическое решение для полиномиальных коэффициентов  $c_i$ .

Получив информацию о нелинейных компонентах модели усилителя (1), можно внести искажения в цифровой сигнал таким образом, чтобы уменьшить влияние комбинационных спектральных компонент. Для этого необходимо вычислить обратное преобразование  $f^{-1}(y)$ . В статье [2] описан подход к вычислению  $f^{-1}(y)$  в полиномиальном виде, а также к вычислению функции преобразования искажения сигнала. Программным образом была построена модель предискажения сигнала, основанная на оценке полиномиальных коэффициентов усилителя методом степенных векторов.

Для демонстрации преимуществ метода предискажения рассмотрим спектр (см. рис. 3) и созвездие (см. рис. 4) QAM-64 сигнала на выходе УМ с внесением предискажений и без внесения. УМ работает в существенно нелинейном режиме.

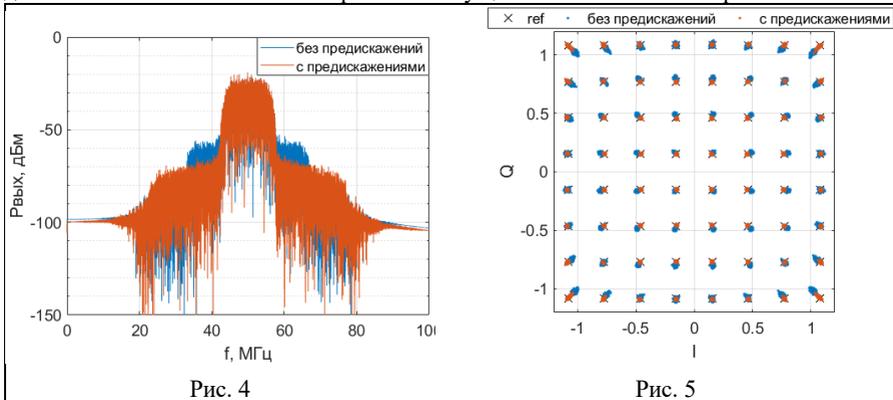


Рис. 4

Рис. 5

Как видно из рисунков при внесении предискажений в сигнал внеполосные компоненты спектра становятся ниже, а созвездие сигнала менее искажено, что способствует более надежной передаче данных.

В работе был применен метод степенных векторов для описания полиномиальной модели усилителя и уменьшения влияния спектральных компонент сигнала на его выходе, обусловленных нелинейными свойствами самого усилителя.

- [1] Carroll A., Heiser G. // An Analysis of Power Consumption in a Smartphone. USENIXATC'10 Proceedings of the 2010 USENIX conference on USENIX annual technical conference, Boston, MA, June 23-25, 2010, pp. 21.
- [2] Yuanbin G., and Cavallaro J. R. // A novel adaptive pre-distorter using LS estimation of SSPA non-linearity in mobile OFDM systems. 2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Phoenix-Scottsdale, AZ, USA, 2002, pp. III-453.
- [3] Chunming Liu, Heng Xiao, Qiang Wu and Fu Li // Spectrum analysis of nonlinear distortion of RF power amplifiers for wireless signals. International Conference on Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003., Beijing, China. 2003. Vol. 2. P. 1468.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Сорокин И.С. // Регуляризованная оценка весового вектора адаптивной антенной решётки. Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641.
- [5] Ермолаев В.Т., Сорокин И.С., Флакман А.Г. // Два метода оценивания весового вектора адаптивной антенной решетки. Вестник нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2014. № 4 (1). С. 79.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 21 мая 2025 г.  
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.