

Труды XXIV 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.

300 МГц». ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА MULTITAPER SPECTRUM ESTIMATION ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗА СПЕКТРОГРАММ СИГНАЛОВ

А.Н. Андреев¹⁾, О.А. Морозов¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Для выявления изменения свойств сигналов во времени в различных научно-технических приложениях часто используются спектрограммы сигналов. Наиболее часто спектрограммы применяются в (радио)локации, сейсмологии, обработке акустических сигналов и в задачах идентификации речи [1, 2]. Рассматриваются подходы к построению спектрограмм сигналов на основе применения разных методов оценивания спектральной плотности мощности. В качестве основного рассмотрен метод Multitaper spectrum estimation, позволяющий снизить ограничения классических периодограммных и коррелограммных методов спектрального оценивания, такие как ограничение частотного разрешения и «утечка» энергии из главного лепестка спектральной линии в боковые лепестки в частотной области.

При построении спектрограмм спектр вычисляется от последовательных окон сигнала. Для построения спектра в каждом временном окне наиболее часто используются алгоритмы, основанные на вычислении быстрого преобразования Фурье (БПФ)

$$X[k] = \left| T \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N} \right|^2, \quad 0 \leq k \leq N-1, \quad (1)$$

Такой подход обладает высокой вычислительной эффективностью, однако, как отмечалось выше, имеет ряд недостатков, которые наиболее сильно проявляются при обработке относительно коротких выборок сигналов. В результате надежность оценок спектрограмм, основанных на традиционном использовании алгоритмов дискретного преобразования Фурье значительно понижается из-за дисперсии оценки спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала. Преодолеть ограничения линейных методов спектрального анализа при обработке коротких сигналов в определенной степени помогают нелинейные подходы к оцениванию спектральной плотности мощности сигналов [1, 3, 4], например, основанные на методах авторегрессии, Кейпона, максимальной энтропии (метод Берга) и др. Однако нелинейным методам также присущи определенные недостатки, в частности, требуется выбор адекватного порядка модели, они менее устойчивы к влиянию шума.

В работе для построения спектрограмм рассмотрен метод Multitaper spectrum estimation, позволяющий повысить достоверность оценок СПМ и ослабить ограничения традиционных линейных методов, основанных на применении алгоритма быстрого преобразования Фурье. Multitaper spectrum estimation относится к линейным методам, при этом он позволяет улучшить оценку СПМ, устраняя утечки энергии в боковые лепестки, и уменьшить дисперсию спектральной оценки [5, 6]. Подход Multitaper состоит в том, чтобы использовать вместо одного окна, набор из несколько специально сконструированных окон. При таком подходе каждое окно из набора несколько отличается от остальных и уменьшает утечки энергии по частотам. В качестве взвешивающих оконных функций используется набор сужающихся ортогональных окон

данных $h_k[n]$, известных как дискретные вытянутые сфероидальные последовательности (DPSS – discrete prolate spheroidal sequences) или функции Слепяна [7, 8].

Последовательности (функции) Слепяна получили широкое распространение в качестве «оптимальных окон» при спектральном анализе, а также при синтезе цифровых фильтров с высокими избирательными способностями. На рис. 1 представлен вид первых 5-и функций Слепяна.

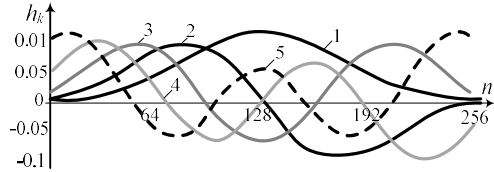


Рис. 1

При построении спектрограммы сигнала для каждой временной последовательности $x[n]$ оценка спектра вычисляется в следующем виде

$$S[m] = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n] h_k[n] e^{-j2\pi km/N} \right|^2, \quad 0 \leq m \leq N-1, \quad (2)$$

Выражение (2) является оконным преобразованием Фурье (оконное БПФ), где в качестве весовых коэффициентов используются специальные окна DPSS последовательностей $h_k[n]$. Спектральная оценка получается в результате усреднения K оконных БПФ

$$P_{mtp}[m] = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{N-1} S_k(m). \quad (3)$$

На рис. 2 в качестве примера представлены спектральные оценки, полученные методом коррелограмм (рис. 2а) и методом Multitaper (рис. 2б) и соответствующие им спектрограммы сигнала, представляющего собой сумму 5 гармонических составляющих в белом гауссовом шуме (ОСШ +3 дБ). Частотное разрешение спектральных оценок методом Multitaper Spectrum Estimation сравнимо с частотным разрешением классического оконного преобразования Фурье. Спектральные линии имеют форму огибающей суммы отдельных спектров с относительно плоским верхом, что может затруднить определение центральной частоты, однако при этом уровень боковых лепестков значительно снижается, что во многих случаях позволяет идентифицировать слабые спектральные компоненты на фоне сильных.

Можно отметить, что на спектрограмме, полученной коррелограммным методом, в отличие от Multitaper не наблюдается одной составляющей сигнального процесса. По сравнению с нелинейными методами на спектрограммах, полученных методом Multitaper spectrum estimation меньше спектральное разрешение, однако при этом правильно различимы спектральные компоненты сигналы по амплитуде.

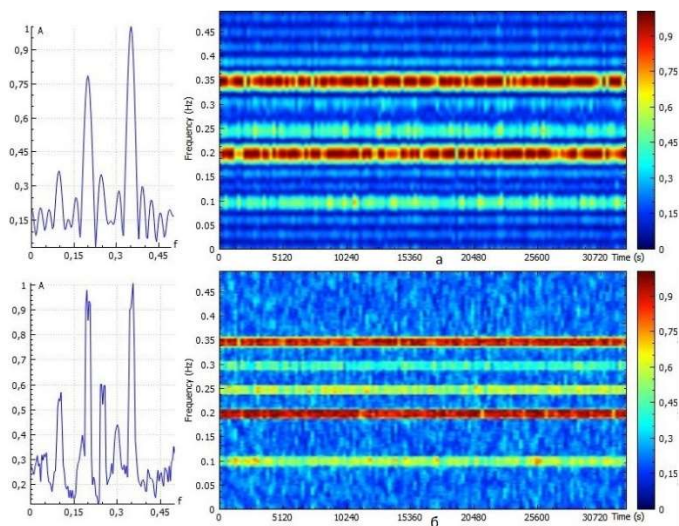


Рис. 2

В работе дополнительно проведены исследования метода Multitaper Spectrum Estimation при вычислении спектрограмм сигналов с использованием при усреднении в выражении (3) разного количества окон (от 1 до 8). На основании полученных результатов для модельного сигнала можно сделать вывод, что использование более 5 окон не целесообразно, так как при дальнейшем увеличении их числа практически не улучшает точность оценки, но повышаются затраты на вычисления спектрограммы.

- [1] Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 199, 584 с.
- [2] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011, 768 с.
- [3] Кривошеев В.И. Современные методы цифровой обработки сигналов. Цифровой спектральный анализ. – Н. Новгород: Изд-во нижегородского государственного университета, 2006, 117 с.
- [4] Клименченко П.В., Жураковский В.Н. // Радиостроение. 2017. № 4. С. 1-15.
- [5] Thomson D.J. Spectrum estimation and harmonic analysis // Processings of the IEEE. 1982. Vol. 70, № 9. P. 1055-1096.
- [6] Van Dronghen W. Multitaper Power Spectrum Estimation. 2014. 16 с. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/752d/1a551b96559458064323eb3de7faaef4c4e.pdf>.
- [7] Gruenbacher D.M., Hummels D.R. // IEEE Transactions on signal processing. 1994. Vol. 42, № 11. P. 3276.
- [8] Лимарев А.Е. // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 11.

МЕТОД ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ В ЗАДАЧЕ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

Д.Е. Бурланков¹⁾, О.А. Морозов¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Для решения задач определения местоположения источника радиоизлучения в настоящее время активно применяются различные методы активной и пассивной пеленгации [1]. Одним из таких методов является метод однопозиционной (моноимпульсной) пеленгации, позволяющий определять местоположение (пеленг) источника радиосигнала на основе соотношения мощностей (амплитуд) сигналов, зарегистрированных разными каналами антенной системы. В основе работы алгоритмов пеленгации лежит использование априорной информации о парциальных диаграммах направленности каналов приема многолучевой антенны [2, 3].

Амплитудный моноимпульсный метод пеленгации для обеспечения минимальной погрешности определения угловых координат источника излучения (ИРИ) обычно предполагает наличие одного ИРИ в рабочей области антенной системы. На основе оценок амплитуд (мощностей) A_i формируется и решается система нелинейных уравнений пеленгации

$$F(f_i(x, y), f_j(x, y)) = F(A_i, A_j),$$

где F – суммарно-разностная пеленгационная характеристика, f_k – диаграмма направленности k -го канала антенной системы.

Для увеличения устойчивости алгоритма пеленгации к шумам обработка данных обычно ведётся по «соцветию», состоящему из нескольких диаграмм направленности (рис. 1) с наибольшим уровнем сигнала [4], а также принимаются меры для ограничения рабочей зоны по определенному уровню допустимой ошибки за счет пространственной фильтрации входных данных, используемых для пассивной моноимпульсной пеленгации [5] и методы оценки числа источников в зоне пеленгации [6], в случае возможного наличия более одного ИРИ в рабочей области пространства антенной системы.

Другой важной задачей является оценка погрешности определения пеленга. Методы определения погрешности пеленгации хорошо разработаны для простых конфигураций диаграмм направленности антенной системы. В частности, для классической схемы моноимпульсной пеленгации по двум смежным диаграммам направленности угловая погрешность пеленга на линейном участке пеленгационной характеристики определяется [2] отношением ошибки определения мощности (амплитуды) сигнала dP к чувствительности S , определяемой через угол наклона пеленгационной характеристики на линейном участке. В работе предлагается простой метод начальной оценки пеленга

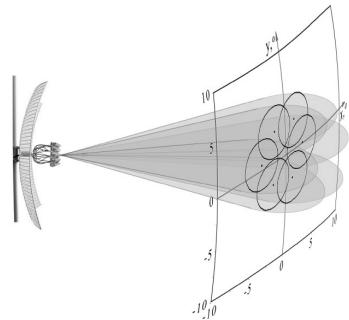


Рис. 1

и расчета погрешности в системе координат антенны для произвольного числа и расположения парциальных диаграмм направленности антенной системы.

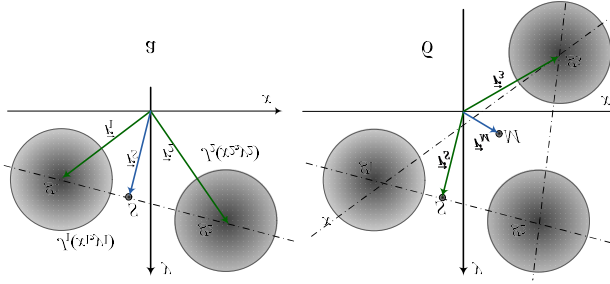


Рис. 2

Пусть имеется, в общем случае, n парциальных диаграмм направленности с угловыми координатами максимумов (x_i, y_i) и в каждой зарегистрирована мощность принимаемого сигнала P_i . Выражение для оценки координат пеленга может быть получено аналогично оценке координат центра масс системы, заданной материальными точками. В частности, для случая 2-х приемных каналов имеется единственное линейное уравнение, определяющее координаты суммарного сигнала: если $P_1 = 0$, то $x_S = x_2$ и, если $P_2 = 0$, то $x_S = x_1$. Сигналы $\{P_1, P_2\}$ эквивалентны сигналу интенсивности $P_1 + P_2$, полученному в точке, определяемой в системе координат антенны, вектором (рис. 2 а)

$$\mathbf{r}_S = \frac{\mathbf{r}_1 P_1 + \mathbf{r}_2 P_2}{P_1 + P_2}.$$

При наличии третьей диаграммы направленности (рис. 2 б) с координатой центра \mathbf{r}_3 и мощностью регистрируемого сигнала P_3 , эквивалентно имеется два сигнала: $P_S = P_1 + P_2$ с центром в \mathbf{r}_S и P_3 с центром в \mathbf{r}_3 . Вектор точки пеленга определяется как для двух сигналов:

$$\mathbf{r}_M = \frac{\mathbf{r}_S P_S + \mathbf{r}_3 P_3}{P_S + P_3} = \frac{\mathbf{r}_1 P_1 + \mathbf{r}_2 P_2 + \mathbf{r}_3 P_3}{P_1 + P_2 + P_3}.$$

Далее общая формула получается рекурсивно.

Таким образом, пеленг на ИРИ (x_M, y_M) определяется следующим общим выражением

$$x_M = \frac{\sum_{i=1}^n x_i P_i}{P_\Sigma}; \quad y_M = \frac{\sum_{i=1}^n y_i P_i}{P_\Sigma}; \quad \text{где } P_\Sigma = \sum_{i=1}^n P_i. \quad (1)$$

Следует отметить, что алгоритм вычисления вектора \mathbf{r}_M определяет, что положение оценки координат пеленга (x_M, y_M) всегда ограничено некоторой фигурой, близкой к многоугольнику с вершинами в точках расположения максимумов диаграмм направленности (x_i, y_i) , поэтому полученное значение можно использовать только как начальное приближение в алгоритме оценки пеленга. Для определения погрешностей необходимо продифференцировать

выражение (1). Дисперсия координат пеленга, как наиболее вероятного положения суммарного сигнала, определяется среднеквадратичным отклонением, в частности, для координаты x :

$$\langle dx_M^2 \rangle = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial x_M}{\partial P_i} \frac{\partial x_M}{\partial P_j} \langle dP_i dP_j \rangle. \quad (2)$$

Считая в (2), что флуктуации dP_i независимы, а мощности P_i регистрируются с одинаковыми дисперсиями $\langle dP_i^2 \rangle = \sigma_i^2 = \sigma^2$, исключив слагаемые с совпадающими координатами, получим

$$\sigma_x^2 = \frac{\sigma^2}{P_\Sigma^4} \cdot \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_i P_j \sum_{k \neq i, j} (x_i - x_k)(x_j - x_k), \quad (3)$$

$$\sigma_y^2 = \frac{\sigma^2}{P_\Sigma^4} \cdot \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P_i P_j \sum_{k \neq i, j} (y_i - y_k)(y_j - y_k). \quad (4)$$

Статистическое моделирование проводилось в пакете Mathematica на основе трехточечного представления для нормального распределения случайной величины [7]. Флуктуации мощностей сигналов происходят независимо, в одной из парциальных диаграмм направленности моделируется наибольшее значение, в какой-то другой – наименьшее значение из набора $\{P_i - \sqrt{3}\sigma, P_i, P_i + \sqrt{3}\sigma\}$ с вероятностями, соответственно $\{1/6, 2/3, 1/6\}$. В результате получено, что при небольших ошибках определения мощности ($\sigma \approx 0.1$) отношение значений погрешностей при вычислении через производные (3), (4) к погрешностям статистического моделирования составляет $\approx 1,005$ и растет при увеличении погрешностей определения мощности.

- [1] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. – М.: Высшая школа, 1990, 496 с.
- [2] Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1984, 312 с.
- [3] Гуменюк А.Ю., Зайцев А.Г., Тимаков Д.А., Линкевичиус А.П. // Вестник Московского гос. техн. ун-та им. Н.Э.Баумана. Сер. Приборостроение. 2016. Т. 110, № 5. С. 26.
- [4] Логинов А.А., Морозов О.А., Семёнова М.Ю. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. №5(2). С. 358.
- [5] Морозов О.А., Фидельман В.Р., Чуманкин Ю.Е. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2019. Т. 62. № 2. С. 147.
- [6] Логинов А.А., Морозов О.А., Семёнова М.Ю., Фидельман В.Р. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2013. Т. 56. № 7. С. 505.
- [7] Бурланков Д.Е., Семин Ю.А. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. № 5(2). С. 367.

ОПТИМИЗАЦИЯ РАССТОЯНИЯ МЕЖДУ ПОДНЕСУЩИМИ OFDM-СИСТЕМЫ С НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ 100 ГГц

Д.С. Дикарев, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одним из путей повышения пропускной способности перспективных систем беспроводной связи является расширение полосы частот, используемой для передачи сигнала. Доступность широких частотных интервалов в миллиметровом диапазоне длин волн – причина большого интереса к использованию высоких несущих частот. Существует намерение обеспечить поддержку несущих частот до 100 ГГц в стандарте 5G New Radio (NR). Работа системы с ортогональным частотным разделением (OFDM) на столь высокой частоте требует тщательной оптимизации разнесения поднесущих (РП). Данная работа анализирует ограничения, налагаемые на диапазон доступных РП со стороны многолучевого распространения сигнала в канале связи.

Модели канала связи

Многолучевой канал имеет различные характеристики угловой и временной дисперсии в разных сценариях использования системы, что отражается и на диапазоне доступных РП. В данной работе использовались три модели канала 3GPP 5GCM [1]:

- Indoor Hotspot (open office) – этаж офисного здания
- Urban Micro – свободная площадка под открытым небом (парки, кампусы, площади, стадионы)
- Indoor Factory – цех автоматизированной фабрики

СКО профиля мощности задержанных сигналов

В стандарте 5G NR длина циклического префикса (ЦП) составляет фиксированную долю длины OFDM символа (6.57%). Таким образом, увеличение РП, пропорционально сокращающее длину OFDM символа, сокращает также и длину ЦП. Как следствие, увеличение РП ограничивается ростом уровня межсимвольной помехи.

Для качественной оценки уровня межсимвольной помехи в OFDM-системе можно сравнить длину её ЦП и СКО профиля мощности задержанных сигналов σ_t (1).

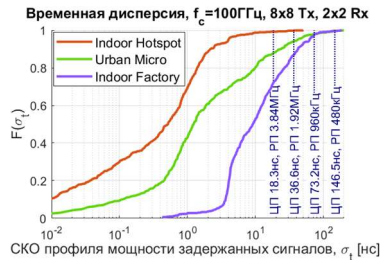


Рис. 1

$$\sigma_t = \sqrt{\frac{\sum_{n=0}^N (t_n - \langle t \rangle)^2 \langle |h_n|^2 \rangle}{\sum_{n=0}^N \langle |h_n|^2 \rangle}} \quad \langle t \rangle = \frac{\sum_{n=0}^N t_n \langle |h_n|^2 \rangle}{\sum_{n=0}^N \langle |h_n|^2 \rangle} \quad (1)$$

В данной формуле $\langle |h_n|^2 \rangle$ – квадрат модуля n -го задержанного луча в дискретной импульсной характеристике канала связи (способ вычисления описан в [1]), при моделировании временных флуктуаций канала необходимо его усреднение по времени. t_n – задержка n -го луча при распространении в канале, N – число задержанных лучей.

С помощью формулы (1) по ансамблям реализаций ИХ были получены распреде-

ления σ_i для каждой модели канала (рис. 1). Вертикальными линиями отмечены длины ЦП, соответствующие некоторым РП. К примеру, при использовании РП 1.92 МГц в сценарии Indoor Factory σ_i в 15% случаев оказывается больше длины ЦП, что может приводить к высокому уровню межсимвольной помехи. Однако, СКО профиля мощности задержанных сигналов не позволяет количественно оценить влияние этой помехи на передачу данных. Чтобы сделать это необходима более сложная метрика.

Отношение сигнал-межсимвольная помеха

Использование отношения сигнал-межсимвольная помеха $\rho_{\text{ОСМП}}$ в качестве метрики позволяет поставить чёткую задачу максимизации РП при фиксированной вероятности α превышения $\rho_{\text{ОСМП}}$ порогового значения $\tilde{\rho}$ (2).

$$\text{РП} = \underset{\Delta f \in \text{РП}_{NR}}{\text{argmin}} (\rho_\alpha - \tilde{\rho} \mid P(\rho_{\text{ОСМП}}(\Delta f, t_0) < \rho_\alpha) = 1 - \alpha; \rho_\alpha \geq \tilde{\rho}). \tag{2}$$

Порог $\tilde{\rho}$ выбирается так, чтобы межсимвольная помеха не вносила существенных ухудшений в работу OFDM-системы. Т.к. функционирование 100 ГГц системы предполагается в диапазоне ОСШ от -5 до ~30 дБ, был выбран порог $\tilde{\rho} = 30$ дБ. Вероятность α выбирается равной вероятности работы системы на ОСШ близких к $\tilde{\rho}$, в данной работе $\alpha = 0.8$. Так распределения ОСМП позволяют найти наибольшее РП среди поддерживаемых в 5G NR ($\text{РП}_{NR} = \{15 \text{ кГц} \cdot 2^\mu \mid \mu \geq 0\}$), применимое на $f_c = 100$ ГГц.

ОСМП вычисляется по реализации ИХ канала как $\rho_{\text{ОСМП}} = 10 \lg(E_s / E_{\text{intrf}})$ [дБ], где E_s – энергия полезного сигнала (текущего OFDM символа) внутри окна быстрого преобразования Фурье (БПФ) приёмника, E_{intrf} – сумма энергий помехи от предыдущего(их) и последующего(их) символа(ов), принятая внутри того же окна БПФ (3).

$$E_s = \int_0^{t_{\text{БПФ}}} \sum_{t_0 + t_{\text{ЦП}} \leq t_n + \tau < t_0 + t_{\text{ЦП}} + t_{\text{БПФ}}} \langle |h_n|^2 \rangle d\tau \tag{3}$$

$$E_{\text{intrf}} = \int_0^{\max(t_n) - t_0 - t_{\text{ЦП}}} \sum_{t_0 + t_{\text{ЦП}} < t_n - \tau} \langle |h_n|^2 \rangle d\tau + \int_0^{t_0} \sum_{t_n + \tau < t_0} \langle |h_n|^2 \rangle d\tau.$$

Рис. 2 иллюстрирует физический смысл формул (3). Зона с голубой штриховкой – циклический префикс OFDM символа, зона с серой – окно БПФ. Черные вертикальные полосы – пример дискретной ИХ канала. Можно заметить, что ОСМП зависит как от $t_{\text{ЦП}}$ и $t_{\text{БПФ}}$ (длин ЦП и окна БПФ, соответствующих рассматриваемому РП), так и от t_0 (положения окна БПФ во времени, произвольно выбранного приёмником). Для получения реалистичной статистики $\rho_{\text{ОСМП}}$ требуется определить значения t_0 , которые могли бы эффективно применяться в рассматриваемых каналах связи.



Рис. 2

Положение окна БПФ во времени

5G NR поддерживает несколько видов опорных сигналов, предназначенных для постоянной ресинхронизации приёмника. Это позволяет ему детектировать изменяющееся за счёт медленных замираний положение максимума ИХ канала t_{max} путём согласованной фильтрации. Т.о. положение окна БПФ t_0 может быть функцией t_{max} , в частности иметь некоторый отступ от максимума ИХ канала: $t_0 = t_{max} - \Delta t$.

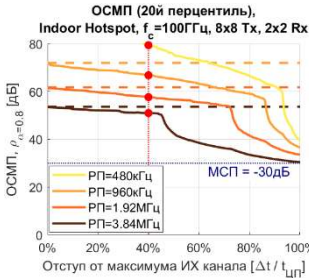


Рис. 3

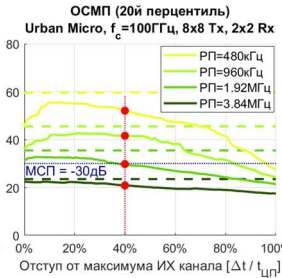


Рис. 4

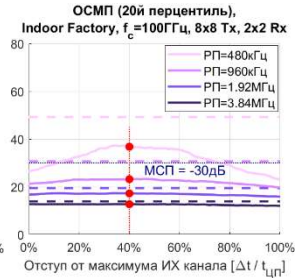


Рис. 5

Были получены зависимости ОСМП от величины отступа Δt в различных моделях канала (рис. 3-5). Сплошные кривые соответствуют фиксированному значению Δt , пунктирные представляют собой значение ОСМП при динамической подстройке Δt под каждую реализацию ИХ. Видно, что в разных каналах результат существенно отличается. Однако, с учётом того, что ОСМП на рис. 3 выше порога при всех РП, выбор оптимального отступа будем основывать только на рис. 4 и рис. 5. При $\Delta t = 0.4 t_{CI}$ ОСМП в канале Indoor Factory имеет максимум, а в канале Urban Micro – приемлемые значения. Итак, будем предполагать положение окна БПФ на приёмнике равным $t_0 = t_{max} - 0.4 t_{CI}$.

Результаты численного моделирования

По ансамблям реализаций ИХ были получены распределения ρ_{OSMPI} для нескольких значений РП в различных моделях канала (рис. 6-8). Сплошные кривые представляют фиксированный отступ $\Delta t = 0.4 t_{CI}$, пунктирные – динамическую подстройку Δt . Можно видеть, что значения ОСМП в модели Indoor Hotspot на 20 – 50 дБ выше, чем в остальных (за счёт прямой видимости передатчика).

Также получена зависимость 20го перцентиля распределения ОСМП $\rho_{\alpha=0.8}$ от длины циклического префикса t_{CI} (рис. 9). Сплошные и пунктирные кривые имеют то

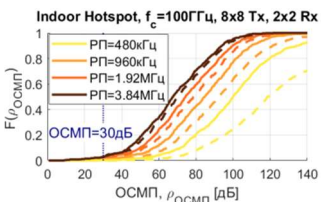


Рис. 6

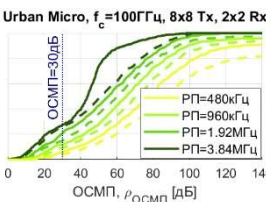


Рис. 7

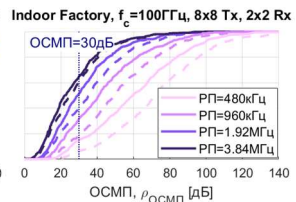


Рис. 8

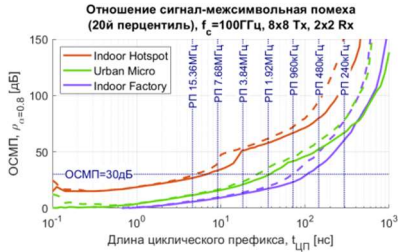


Рис. 9

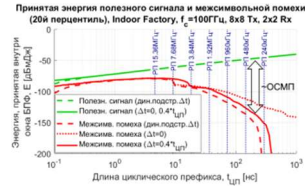


Рис. 10

же значение, что и выше. В соответствии с (2), максимально возможным значением РП может считаться то, длина ЦП которого находится ближе всего справа к точке пересечения кривой $\rho_{\alpha=0.8}(t_{\text{ЦП}})$ и прямой $\rho_{\alpha=0.8} = 30$ дБ. Следуя данной процедуре, получим, что максимальным значением РП, пригодным для применения в канале Indoor Hotspot, является 7.68 МГц; в канале Urban Micro – 1.92 МГц; в канале Indoor Factory – 480 кГц (при условии применения фиксированного отступа Δt).

Рис. 10 раскрывает причины наблюдаемого вида функции $\rho_{\alpha=0.8}(t_{\text{ЦП}})$ – показана зависимость количества принятой энергии полезного сигнала E_s (зеленые кривые) и энергии межсимвольной помехи E_{intrf} (красные кривые) от $t_{\text{ЦП}}$. Расстояние $E_s - E_{\text{intrf}}$ [дБ] характеризует результирующее значение $\rho_{\text{ОСМП}}$. Как можно видеть, и приём большего количества полезной энергии в окне БПФ, и подавление межсимвольной помехи с помощью ЦП вносит свой вклад в рост ОСМП при уменьшении РП. При этом вклад приёма полезной энергии линеен, тогда как вклад подавления помехи – нелинеен. Следовательно, положение окна БПФ должно в первую очередь обеспечивать эффективное подавление межсимвольной помехи. Также график показывает, что положение окна БПФ существенно меняет скорость роста ОСМП.

Выводы

В ходе работы было исследовано влияние многолучевого распространения сигнала на уровень межсимвольной помехи в OFDM-системе. Было показано, что характеристики канала связи имеют существенное влияние на выбор разнесения поднесущих.

За рамками тезисов осталось исследование влияния параметров антенной решетки на выбор разнесения поднесущих, а также результаты моделирования доступного в 5G NR расширенного циклического префикса (20% длины OFDM символа). В таблице ниже приведены максимальные разнесения поднесущих для данных случаев.

Табл.

Антенная реш-ка (Tx)	Indoor Hotspot		Urban Micro		Indoor Factory	
	Станд. ЦП	Расш. ЦП	Станд. ЦП	Расш. ЦП	Станд. ЦП	Расш. ЦП
8x8	7.68 МГц	15.36 МГц	1.92 МГц	3.84 МГц	480 кГц	1.92 МГц
16x16	15.36 МГц	15.36 МГц	3.84 МГц	7.68 МГц	960 кГц	1.92 МГц
32x32	15.36 МГц	15.36 МГц	7.68 МГц	15.36 МГц	3.84 МГц	7.68 МГц

[1] TR 38.901 Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz. – Sophia Antipolis: 3GPP, 2019. С. 33.

РАЗРАБОТКА ТРЕХМЕРНОЙ МОДЕЛИ АВИАЦИОННОГО КАНАЛА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ОПУБЛИКОВАННЫХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

В.С. Сергеев, А.В. Елохин, А.О. Кокарев, О.В. Болховская

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время вопросами построения сетей радиосвязи с БПЛА занимаются многие научно-исследовательские организации и комитеты по стандартизации. Наибольшее число опубликованных работ по данной тематике посвящено изучению и построению моделей каналов связи для сценариев «воздух-земля». По всей видимости, это связано с разработкой системы радиосвязи для управления наиболее широко распространенными БПЛА небольших размеров (дронами) и сбора полученной ими информации.

Один из подходов к разработке моделей каналов основан на использовании представления канала связи в виде линии задержки с отводами (Tapped Delay Line - TDL) для описания характеристик прямого луча и компонент, возникающих из-за многолучевого распространения сигналов. Данные модели позволяют исследовать широкополосные частотно-селективные каналы, в том числе и для нестационарных каналов связи «воздух-земля» [3]-[5].

В данной работе оценивалась вероятность битовой ошибки (bit error ratio - BER) для сигналов сантиметрового диапазона длин волн путем численного моделирования процесса передачи сигналов от движущегося передатчика к движущемуся приемнику через многолучевой канал связи.

Модель авиационного канала связи

В общем случае многолучевые радиоканалы сантиметрового диапазона длин волн могут быть достаточно точно описаны в виде суперпозиции кластеров, порождаемых обособленными отражателями, расположенными на достаточно большом расстоянии друг от друга. Каждый кластер (отражатель), в свою очередь, представляется набором отдельных лучей с близкими углами и временами прихода, которые порождаются как зеркальными, так и диффузионными компонентами отраженного сигнала. Пространственно-временная импульсная переходная характеристика такого канала связи может быть представлена следующим образом:

$$h(t, \varphi_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{rx}, \theta_{rx}) = \sum_i A^{(i)} C^{(i)}(t, \varphi_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{rx}, \theta_{rx}) \quad (1)$$

$$C^{(i)}(t, \varphi_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{rx}, \theta_{rx}) = \sum_k \alpha^{(i,k)} \delta(t - \tau^{(i,k)}) \delta(\varphi_{tx} - \varphi_{tx}^{(i,k)}) \quad (2)$$

$$\delta(\theta_{tx} - \theta_{tx}^{(i,k)}) \delta(\varphi_{rx} - \varphi_{rx}^{(i,k)}) \delta(\theta_{rx} - \theta_{rx}^{(i,k)}), \text{ где}$$

h – импульсная переходная характеристика канала, $t, \varphi_{tx}, \theta_{tx}, \varphi_{rx}, \theta_{rx}$ – время, азимутальный угол и угол места в передатчике (TX) и приемнике (RX) соответственно, $A^{(i)}$ и $C^{(i)}$ – коэффициент усиления и импульсная переходная характеристика для i -го

кластера соответственно, $\alpha^{(i,k)}$ амплитуда k -го луча i -го кластера, $\tau^{(i,k)}$, $\varphi_{rx}^{(i,k)}$, $\theta_{rx}^{(i,k)}$, $\varphi_{rx}^{(i,k)}$, $\theta_{rx}^{(i,k)}$ – относительные временные и угловые координаты k -го луча i -го кластера.

Разработанные модели канала, основаны на материалах, представленных в работах [3, 4, 5], авторы которых приводят интегральные характеристики для статистических ансамблей канальных реализаций, полученных в результате большого объема проведенных экспериментальных измерений каналов для различных сценариев использования РЭС. Также авторами указанных источников предпринята попытка построения моделей каналов связи для этих сценариев. Элементы методологии моделирования канала связи, предложенной в [3, 4, 5], были использованы в ходе построения модели.

В то же время, описание свойств каналов связи, содержит ряд пробелов, которые не позволяют построить рабочие модели, основываясь только на представленных материалах без введения дополнительных предположений и уточнений. Например, в этих работах для характеристик моделей канала даны только параметры распределений (максимальное значение, среднее и медиана), а вид самих распределений не приводится, что затрудняет разработку алгоритмов генерации данных характеристик для канальных реализаций.

В связи с вышеизложенным была поставлена задача введения ряда дополнительных предположений относительно канальных реализаций, а также изменения методологии их генерации по сравнению с изложенной в литературе.

Первое предположение было сделано относительно способа генерации задержек лучей и заключалось в том, что параметры распределений задержек лучей, описывают относительные задержки между двумя соседними лучами.

Второе предположение было сделано о том, что задержки между двумя лучами описываются экспоненциальным распределением, поскольку самими авторами вид распределения не указан.

Исходя из этих двух предположений, в моделях каналов, задержки лучей генерируются на основе пуассоновского процесса вброса. Средняя интенсивность пуассоновского процесса вычислялась из параметров распределений задержек лучей, приведенных в [3, 4, 5].

Третье предположение сделано о времени жизни лучей. При моделировании каждая канальная реализация генерируется для одного конкретного расстояния с определенным количеством лучей. Обновление количества лучей в модели канала происходит только во время генерации следующей канальной реализации. Такой подход к моделированию позволяет учесть основные факторы влияния канала связи на форму принимаемого сигнала с учетом их статистических свойств в разных сценариях разветвления РЭС.

Результаты моделирования

Результаты измерения вероятностей битовых и пакетных ошибок для тестовой широкополосной OFDM системы связи с использованием помехоустойчивого кодирования для канала с АБГШ (модель №1) представлены на рисунках 1 и 2. На рисунках 3-6 представлены демонстрационные результаты моделирования системы авиационной радиосвязи.

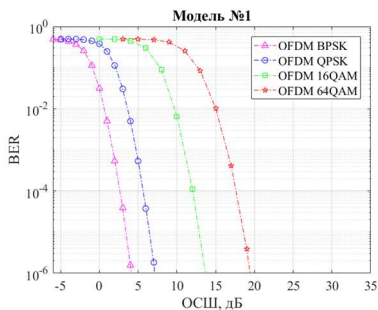


Рис. 1

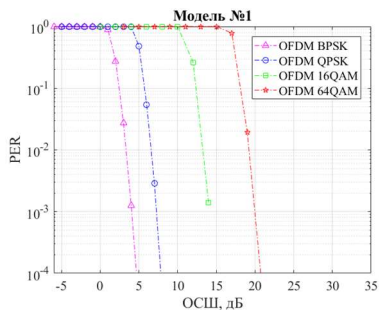


Рис. 2

Сценарий полета над холмистой поверхностью основан на результатах экспериментальных измерений каналов радиосвязи, сделанных в рамках проекта NASA, над холмистой местностью около города Latrobe, штат Pennsylvania, США. В [4] данный сценарий обозначен как Hilly Latrobe.

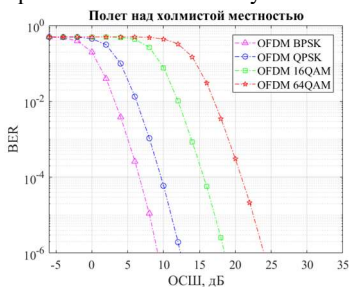


Рис. 3

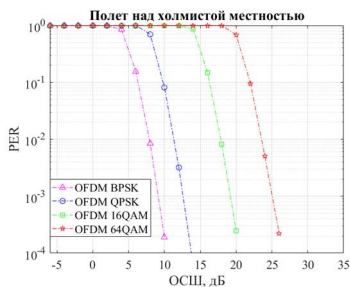


Рис. 4

Сценарий полета над пригородной застройкой основан на результатах измерений, сделанных в рамках проекта NASA, над городской застройкой около города Palmdale, штат California, США. В [5] данный сценарий обозначен как Suburban Palmdale.

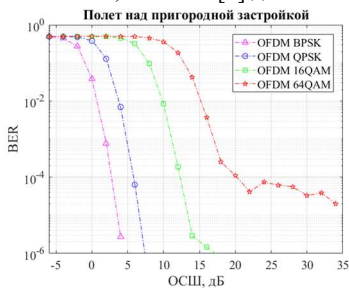


Рис. 5

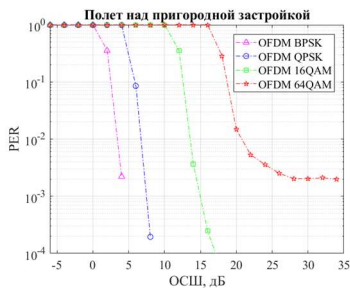


Рис. 6

Как видно из графиков, разработанная модель достаточно полно отражает влияние различных физических явлений, имеющих место в канале связи. Так можно видеть, что наличие большого количества отраженных лучей, имеющих значительную задержку, в сценарии пригородной застройки заметно ухудшает качество связи для высоких порядков модуляции.

Из результатов моделирования можно также видеть, что для сценария полёта над холмистой местностью система связи оказывается значительно более устойчивой. Это объясняется тем, что для таких каналов мощность отраженных лучей оказывается существенно меньше.

- [1] <http://www.rtca.org/content/sc-228>
- [2] Feng Q., McGeehan J., Tameh E. K. and Nix A. R. // IEEE Vehicular Technology Conference (VTC-Spring'06). 2006. P. 2901.
- [3] Matolak D.W. and Sun R. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2017. Vol. 66, no. 1, P. 26.
- [4] Sun R. and Matolak D.W. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2017. Vol. 66, no. 3, P. 1913.
- [5] Matolak D.W. and Sun R. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2017. Vol. 66, no. 8, P. 6607.
- [6] Maltsev A., et al., // Channel Models for IEEE 802.11ay. 2016. IEEE doc. 802.11-15/1150r9.
- [7] Maltsev A., et al., // Channel Models for 60 GHz WLAN Systems. 2010. IEEE doc. 802.11-9/0334r8.

ОЦЕНКА ДВУХМЕРНЫХ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ КОРНЕВОГО ВАРИАНТА МЕТОДА МИНИМАЛЬНОГО МНОГОЧЛЕНА

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

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Методы оценки параметров источников излучения при помощи антенных решёток (АР) получили широкое распространение во многих областях науки и техники. Традиционно рассматривается одномерная задача сверхразрешения, когда угловое положение источника излучения определяются одной координатой φ . Для определения углового положения близкорасположенных источников применяются сверхразрешающие методы, позволяющие превзойти релейский предел углового разрешения. Сверхразрешающие методы можно условно разделить на «псевдоспектральные» (метод Кейпона, MUSIC, метод минимального многочлена) и «аналитические» (ESPRIT, Root MUSIC, корневой метод минимального многочлена) [1-3].

Двумерная задача сверхразрешения значительно усложняется по сравнению с одномерной. В этом случае АР должна иметь две размерности, а положение каждого источника сигнала определяться двумя координатами: азимутальным углом φ и углом места θ . Как следствие, вычислительная сложность псевдоспектральных алгоритмов существенно возрастает из-за необходимости двумерного поиска. Корневой подход, хорошо зарекомендовавший себя для одномерного случая [4], кажется привлекательным в качестве альтернативы двумерным псевдоспектральным алгоритмам.

В настоящей работе исследована эффективность корневого метода минимального многочлена при решении задачи двумерного сверхразрешения источников сигналов.

Модель сигнала и метод минимального многочлена

Рассмотрим сигнальную модель, когда считается, что на АР приходят узкополосные сигналы от J дискретных некоррелированных источников. Выборку вектора $\mathbf{x}(l)$ входного процесса АР в l -й момент времени можно представить в виде:

$$\mathbf{x}(l) = \sum_{j=0}^J a_j(l) \mathbf{s}(\varphi_j, \theta_j) + \boldsymbol{\xi}(l), \quad (1)$$

где $a_j(l)$ – комплексная амплитуда j -го источника в элементах АР; \mathbf{s}_j – фазирующий вектор источника; $\boldsymbol{\xi}(l)$ – вектор собственного шума АР. В случае прямоугольной антенной решётки, располагающейся в плоскости YZ, вектор \mathbf{s}_j имеет вид:

$$\{\mathbf{s}(\varphi, \theta)\}_{n+(m-1)N} = \exp\{i2\pi(d_v n \sin \theta + d_h m \sin \varphi \cos \theta)\}, \quad (2)$$

где d_v и d_h – периоды АР по вертикали и горизонтали, выраженные в единицах длины волны; n и m – индексы элемента по вертикали и горизонтали, N и M – соответствующее число элементов АР.

Корреляционная матрица $\mathbf{M} = \langle \mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l) \rangle$ имеет минимальный многочлен, корнями которого являются неравные между собой собственные числа $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_{J+1}$

[2]. Количество различных собственных чисел, а, следовательно, и степень минимального многочлена Q , определяется числом источников $Q = J + 1$ [1, 3]. На практике вместо точной корреляционной матрицы используется её максимально правдоподобная оценка по L выборкам входного процесса. Для оценки числа источников необходимо произвести аппроксимацию минимального многочлена точной корреляционной матрицы \mathbf{M} некоторым матричным многочленом от её оценки $\hat{\mathbf{M}}$. При этом квадратичная ошибка аппроксимации $I^{(Q)}$, будет равна [2]:

$$I^{(Q)} = \min_{\gamma} Sp \left[(E - \gamma_1 \hat{\mathbf{M}})^2 (E - \gamma_2 \hat{\mathbf{M}})^2 \dots (E - \gamma_Q \hat{\mathbf{M}})^2 \right], \quad (3)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица. Параметры γ имеют смысл оценок величин, обратных к собственным числам точной корреляционной матрицы \mathbf{M} ($\gamma_q = 1/\lambda_{q0}$). В работах [2, 4] предложены несколько способов их вычисления.

При оценке числа источников сигналов выполняется последовательный перебор гипотез о степени Q минимального многочлена. Процесс останавливается, когда значение очередной метрики $I^{(Q)}$ станет меньше порога Th . Уровень порога выбирается на основе априорной информации о системе [2, 4]. В общем случае рекомендуется назначать порог, исходя из гипотезы о наличии в АР только собственного шума:

$$Th = \langle I^{(1)} | J = 0 \rangle = (N^2 M^2 - 1) / (NM + L). \quad (4)$$

Для оценки угловых положений источников излучения на основе полученной аппроксимации минимального многочлена строится оценка проектора на шумовое подпространство \mathbf{P} в виде [10]:

$$\mathbf{P} = [(E - \gamma_1 \hat{\mathbf{M}}) \dots (E - \gamma_{Q-1} \hat{\mathbf{M}})] [(1 - \gamma_1 / \gamma_Q) \dots (1 - \gamma_{Q-1} / \gamma_Q)]^{-1}. \quad (5)$$

Проекция фазирующего вектора каждого источника на шумовое подпространство при точно известной корреляционной матрице равняется нулю, т.е.

$$\mathbf{s}^H(\varphi_j, \theta_j) \mathbf{P} \mathbf{s}(\varphi_j, \theta_j) = 0. \quad (6)$$

Двухмерный корневой подход

Перейдём в (2) и (6) к обобщённым угловым координатам: $\psi = 2\pi d_v \sin \theta$, $\chi = 2\pi d_h \sin \varphi \cos \theta$ и выполним замену переменных: $z = e^{i\psi}$, $y = e^{i\chi}$. Данная замена приводит к матричному представлению полинома от двух переменных (y, z) :

$$f(y, z) = (\mathbf{y}^H \otimes \mathbf{z}^H) \mathbf{P} (\mathbf{y} \otimes \mathbf{z}), \quad (7)$$

где вектора $\mathbf{y} = [1, y, \dots, y^{N-1}]^T$, $\mathbf{z} = [1, z, \dots, z^{M-1}]^T$, \otimes – произведение Кронекера. В общем случае этот полином имеет бесконечное множество решений. Однако с учётом его физического смысла, задача может быть сведена к последовательному решению двух полиномов, полученных на его основе [5]. Для этого разобьём матрицу \mathbf{P} на квадратные блоки \mathbf{P}_{pq} размером $N \times N$. В результате из (7) получим, что

$$f(y, z) = \mathbf{z}^H \left[\sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M y^{q-p} \mathbf{P}_{pq} \right] \mathbf{z} = \mathbf{z}^H \mathbf{F}(y) \mathbf{z}. \quad (8)$$

На первом этапе следует отыскать корни полинома $f_y(y) = \det|\mathbf{F}(y)|$ и среди них следует отобрать J корней наиболее близких к единичной окружности и лежащих либо внутри, либо вне её [5]. Каждый отобранный корень y_p затем подставляется в полином (8). Среди его корней отбирается один наиболее близкий к единичной окружности и формируется пара (y_p, z_p) , соответствующая определённому источнику излучения. Координаты каждого источника вычисляются путём обратной замены:

$$\theta = \arcsin(\arg(z)/2\pi d_v); \quad \varphi = \arcsin(\arg(y)/2\pi d_h \cos \theta), \quad (9)$$

где $\arg(\cdot)$ – фаза комплексного числа.

Для вычисления коэффициентов полинома $f_y(y) = \det|\mathbf{F}(y)|$ требуется рассчитать $(2M-1)^N$ определителей, что приводит к колоссальной вычислительной сложности. Однако задача может быть существенно упрощена при аппроксимации полинома $f_y(y)$ конечным рядом Фурье [5]:

$$f_y(y) \approx \sum_{p=-K}^K F_p e^{ip\chi} = \sum_{p=-K}^K F_p y^p; \quad F_p \approx \frac{1}{2\pi} \sum_{p=-K}^K f(e^{iq\Delta\chi}) e^{-ipq\Delta\chi} \Delta\chi, \quad (10)$$

где $\Delta\chi = 2\pi/(2K+1)$. При стремлении $K \rightarrow \infty$ приближительные равенства в (10) становятся точными. На практике величина K выбирается равной $(M-1)N$. Таким образом, мы заменяем полином $f_y(y) = \det|\mathbf{F}(y)|$ полиномом (10). Для нахождения его коэффициентов требуется вычислить $(2K+1)$ определителей и БПФ, что значительно упрощает вычислительную задачу. Правило отбора корней сохраняется.

Результаты моделирования

Оценка, анализ и сравнение эффективности двумерных алгоритмов сверхразрешения были проведены с помощью численного моделирования. При моделировании рассматривались квадратная антенная решётка ($N = 8, M = 8, d_v = 0.5, d_h = 0.5$). Угловое положение источников было задано $\varphi_1 = \theta_1 = -2^\circ, \varphi_2 = \theta_2 = +2^\circ$, что соответствует нормированному к ширине диаграммы направленности угловому расстоянию между источниками $\Delta\zeta = 0.45$. Модель сигнала была реализована в соответствии с (1). Результаты моделирования для этого сценария (вероятность правильной оценки числа целей p , СКО σ и систематическая ошибка ε оценки углов) приведены на рис. 1–3 соответственно. Метка «-а» соответствует азимуту, «-е» – углу места.

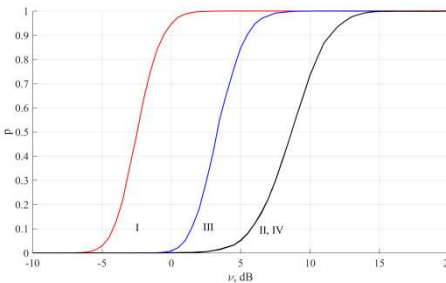


Рис. 1

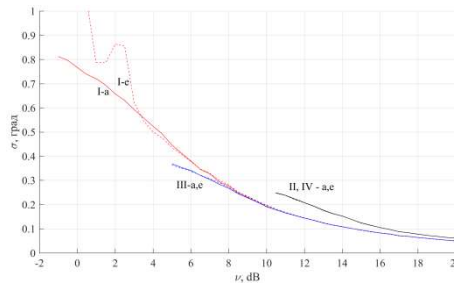


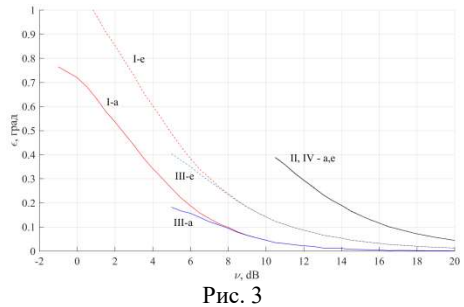
Рис. 2

Моделирование проводилось для методов: минимального многочлена (I, II) и MUSIC (III, IV) с применением корневого (I, III) и псевдоспектрального (II, IV) подходов к пеленгации. Оценка числа источников излучения для метода MUSIC производилась с помощью критерия MDL [1]. Оценка корреляционной матрицы выполнялась по $L = 10$ временным выборкам. Для каждого значения мощности ν источника выполнялось 10000 независимых экспериментов.

Из результатов моделирования видно, что вероятность правильной оценки числа источников излучения $p = 0.8$ достигается для корневого варианта метода минимального многочлена при мощности ν источников на ≈ 12 дБ меньше, чем для псевдоспектрального варианта. Кроме того, метод минимального многочлена обеспечивает выигрыш ≈ 7 дБ по сравнению с критерием MDL для заданной AP. Величины ошибок оценки угловых координат для методов минимального многочлена и MUSIC примерно совпадают. При этом точность оценки с помощью корневого подхода превосходит точность оценок, полученных с помощью пространственного спектра, что также характерно и для одномерного случая [3]. Разница в величине систематической ошибки ϵ для азимута и угла места, вероятно, связана с последовательной вычислительной процедурой, т.к. ошибка оценённой «горизонтальной фазы» χ при подстановке в (9) влияет на оценку «вертикальной фазы» ψ , определяющей угол места.

Выводы

В работе рассмотрена двумерная проблема оценки числа и угловых координат (азимута и угла места) близкорасположенных источников сигналов с помощью корневого метода минимального многочлена в прямоугольной антенной решётке. На результатах численного моделирования показана эффективность предлагаемого подхода.



- [1] Godara L.C. Smart antennas. CRC Press. 2004.
- [2] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Анурин А.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1996. Т. 39, № 9. С. 1144.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Шмонин О.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 3. С. 261.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Шмонин О.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 11. С. 945.
- [5] Lee J., Park J., Chun J. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2019. Vol. 55, №. 3. P. 1474.

ОЦЕНКА РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ СТАТИСТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ВЗАИМНОЙ ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

И.В. Гринь, О.А. Морозов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

При построении современных систем радиосвязи и навигации, особенно с использованием космического сегмента, важной задачей является разработка и исследование методов цифровой обработки сигналов, эффективно функционирующих в условиях априорной неопределенности относительно параметров сигналов и низкого отношения сигнал/шум каналов связи. В большинстве существующих систем слежения координаты определяются на основе технологий GPS/GLONASS, что позволяет определять местоположение в реальном времени, однако в данных системах координаты определяются самим объектом, что может быть неприемлемо в случае аварии, умышленного искажения данных и других нештатных ситуациях. Альтернативой подобных систем могут служить спутниковые системы пассивной пеленгации. Применение таких систем актуально также для развития и расширения возможностей систем космической связи, информационного и навигационного обеспечения, дистанционного зондирования Земли, мониторинга и предсказания природных явлений и чрезвычайных ситуаций.

Одним из распространенных методов пассивной пеленгации источника излучения является разностно-дальномерный метод [1]. Его использование основано на определении взаимных временных задержек распространения искаженных копий излученного сигнала.

Задача оценки взаимной временной задержки является достаточно трудоемкой, требует большого объема вычислительных ресурсов и памяти вследствие наличия априорной неопределенности параметров сигналов, низкого отношения сигнал/шум, широкого диапазона возможного изменения частотно-временных параметров [1]. Применение различных подходов к расширению спектра в современных спутниковых системах связи [2] приводит к необходимости разработки эффективных методов оценки параметров сигналов с учётом влияния масштабирования спектра.

Оценка временных задержек в случае относительно узкополосных сигналов традиционно производится на основе расчета и анализа взаимной функции неопределенности принимаемых сигналов [2-3]:

$$A(\tau, \Delta f^*) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) \cdot s_2^*(t + \tau) \exp(-j2\pi\Delta f t) dt. \quad (1)$$

Положение главного максимума модуля взаимной функции неопределенности (2) позволяет определить взаимную задержку сигналов и доплеровский сдвиг частоты:

$$(\tau, \Delta f^*) = \underset{\tau, \Delta f}{\operatorname{argmax}} |A(\tau, \Delta f^*)|. \quad (2)$$

В случае, когда сигналы являются широкополосными (ширина полосы $B \sim 0.1f_0$), величина доплеровского масштабирования спектра не является пренебрежимо малой

величиной. Вследствие этого, при оптимальной обработке принимаемых сигналов, побочные максимумы взаимной функции неопределенности и корреляционной функции нелинейных фильтров становятся сравнимыми по величине с главным максимумом, что не позволяет достоверно оценить взаимную временную задержку сигналов.

Для повышения вероятности достоверной оценки взаимных временных задержек широкополосных сигналов может быть предложена модифицированная схема расчета, предложенная в [3]. Данная схема предполагает выделение M узкополосных каналов с центральной частотой f_k и шириной спектральной полосы B_k , расчет распределений на основе (1) и последующее усреднение полученных распределений. Ширину спектральной полосы узкополосных каналов B_k целесообразно выбирать так, чтобы доплеровское расширение данной спектральной полосы было пренебрежимо мало для эффективного применения алгоритмов оценки взаимной временной задержки узкополосных сигналов.

Для повышения степени выраженности главного максимума в модифицированной схеме расчета предлагается этап усреднения сечений взаимных функций неопределенности в узкополосных каналах.

В данной работе в качестве результирующих временных распределений рассматриваются:

$$C_S = \left| \sum_{k=1}^M \left(\sum_{n=0}^N R_k(n, \tau) \exp(-j2\pi\Delta f^* \tau) \right) \right|; \quad (3)$$

$$I_S = \sum_{k=1}^M \left(\sum_{n=0}^N R_k(n, \tau) \exp(-j2\pi\Delta f^* \tau) \right); \quad (4)$$

где R_k – поэлементное произведение отсчетов сигналов со сдвигом τ , N – размерность массива быстрого преобразования Фурье, Δf^* – смещение частоты, доставляющее глобальный максимум функции неопределенности. В (3) рассматривается сумма комплексных отсчетов сечений взаимной функции неопределенности, рассчитанных по сигналам в выделенных узкополосных каналах (когерентное накопление); в (4) – сумма модулей комплексных отсчетов (некогерентное накопление).

Критерием достоверности оценки взаимной временной задержки предложенными методами может служить отношение величины главного максимума результирующего временного распределения к среднеквадратичному значению отклонения от среднего, что также характеризует степень выраженности главного максимума в данном распределении:

$$C = \frac{\max(Q_i) - \bar{Q}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (Q_i - \bar{Q})^2}}; \quad (5)$$

где L – количество отсчетов в распределении $Q(t)$.

Для предложенных алгоритмов когерентного и некогерентного накопления проведено исследование величины критерия выраженности (5) главных максимумов результирующих распределений, полученных по выражениям (3 – 4) в зависимости от

количества узкополосных каналов M . Исследование проводилось для OFDM-сигналов с шириной спектра – 420 МГц, включающих 512 поднесущих, отношение сигнал/шум равно -6 дБ. На рисунке 1 приведены графики зависимостей критерия C (5) результирующих распределений от количества выделяемых узкополосных каналов M , полученных на основе выражений (3 – 4). Зависимость 1 соответствует когерентному накоплению, зависимость 2 – некогерентному накоплению.

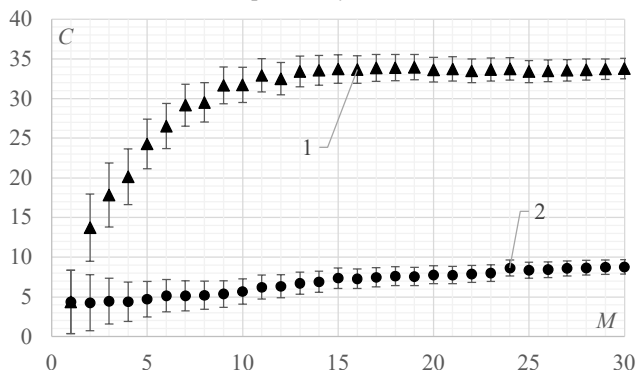


Рис. 1.

Полученные зависимости демонстрируют значительное преимущество схемы некогерентного накопления по степени выраженности главного максимума результирующей функции. Такой результат можно объяснить необходимостью сохранения информации о распределении фазы для эффективного применения схемы когерентного накопления. В методе построения функции неопределенности для повышения быстродействия используется алгоритм быстрого преобразования Фурье, имеющий фиксированное частотное разрешение, в связи с чем, точность компенсации частотных сдвигов является достаточно низкой.

В работе предлагается модификация алгоритма, заключающаяся во введении дополнительного этапа уточнения распределения фазы для каждого сечения, основанная на выполнении дискретного преобразования Фурье при фиксированном значении временного сдвига и определения величины доплеровского смещения спектра с точностью, превышающей частотное разрешение алгоритма быстрого преобразования Фурье при заданном числе отсчетов:

$$\Delta f^m = \underset{\Delta f}{\operatorname{argmax}} \left(\sum_{n=0}^{N^*} R_k(n, \tau_0) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) \Big|_{\tau_0=\tau} \right); \quad (6)$$

где N^* – длина массива дискретного преобразования Фурье, обеспечивающая заданную точность по частоте.

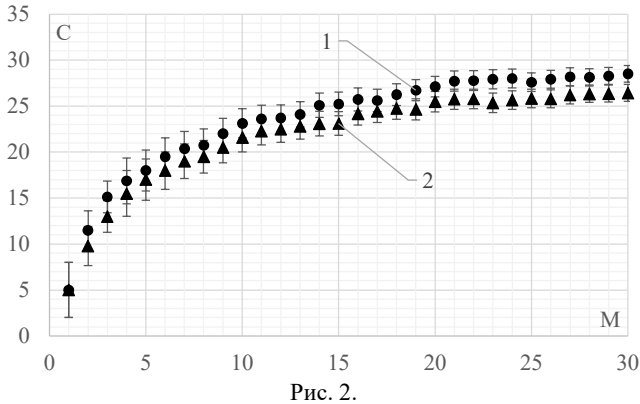


Рис. 2.

На рисунке 2 приведены графики зависимостей критерия выраженности результирующих функций C от количества выделяемых узкополосных каналов M , полученных на основе выражений (3-4) с дополнительным этапом уточнения информации о распределении фазы сигналов для каждого сечения. Зависимости, полученные при использовании этапа уточнения фазы, демонстрируют ожидаемое преимущество схемы когерентного суммирования, однако производительность алгоритма значительно снижается.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод о целесообразности применения алгоритма усреднения сечений взаимных функций неопределенности с максимумами недостаточной выраженности. Суммирование комплексных отсчетов сечений функции неопределенности без учета дополнительной информации о распределении фазы в области максимума функции в выделяемых узкополосных каналах и учета возможных фазовых задержек сигналов при полосовой фильтрации не дает заметного улучшения выраженности максимума. Кроме того, когерентное суммирование накладывает жесткие требования на точность компенсации частотных сдвигов спектров сигналов. В случае использования дополнительного этапа уточнения информации о распределении фазы для сечений функции неопределенности может быть получено повышение до 2 - 3 дБ величины критерия выраженности главного максимума при использовании схемы когерентного суммирования, однако такое изменение алгоритма влечет за собой значительное снижение вычислительной эффективности алгоритмов.

- [1] Гришин Ю.П., Казаринов Ю.М., Ипатов П.В. Радиотехнические системы. – М.: Высш. шк., 1990, 496 с.
- [2] Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. – М.: Техносфера, 2007. 488 с.
- [3] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. // Системы управления и информационные технологии. 2015. №3(1). С. 18.

ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОЦЕССОВ С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ ДЕТЕРМИНИРОВАННОСТИ В ШУМАХ СЛОЖНОЙ БИОЛОГИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Л.П. Коган¹⁾, А.В. Гордцецов²⁾, О.В. Красникова²⁾, А.А. Яблоков³⁾

¹⁾ Нижегородский государственный архитектурно-строительный университет

²⁾ Приволжский исследовательский медицинский университет

³⁾ Институт физики микроструктур РАН

Введение

В этой работе рассматривается влияние сильных изменений внешней среды на поведение биологических объектов. Данная задача, которая имеет и обратную формулировку использования биосистем как датчиков приближающихся событий, (например, предстоящих землетрясений), является вполне актуальной [1–3]. В данном случае исследование проводится путем анализа статистики шума пчел внутри улья. Запись проводилась на протяжении июля-сентября 2019 года в Дивеевском районе Нижегородской области.

Математический аппарат, применяемый при решении задачи

Предлагается гипотеза о том, что физические поля, создаваемые сложной биологической системой, могут быть записаны в виде

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t). \quad (1)$$

Здесь случайная величина (СВ) $x_1(t)$ — стохастический фоновый шум, сопровождающий обычное функционирование системы. Тогда как $x_2(t)$ — случайный процесс, являющийся откликом системы на существенное изменение внешних условий. Основной гипотезой, выдвигаемой в данной работе, является предположение о статистической независимости этих двух СВ. Кроме того, вводятся предположения о симметрии или квазисимметрии относительно начала отсчета вероятностного распределения, соответствующего $x_2(t)$.

Разделим область значений для выбранного отрезка реализации случайного процесса $x(t)$ на N интервалов с одинаковой шириной h :

$$x_{min} + mh \leq x < x_{min} + (m + 1)h, \quad 0 \leq m \leq N - 1. \quad (2)$$

При возникновении «внешнего» процесса $x_2(t)$, статистически независимого с общим фоновым шумом $x_1(t)$ самой системы и обладающим шириной распределения, хоть сколько-то соизмеримой с h (а также при соизмеримости числа значений $x(t)$ в соседних интервалах (2) в пределах статистически значимой области) с высокой вероятностью будут уменьшаться значения функционала вида

$$L(n) = \frac{A}{M} \sum_{l=n-(M-1)}^n |\mathcal{L}_l|; \quad \mathcal{L}_l = \sum_{m=0}^{N-1} (-1)^m P_{m,l}. \quad (3)$$

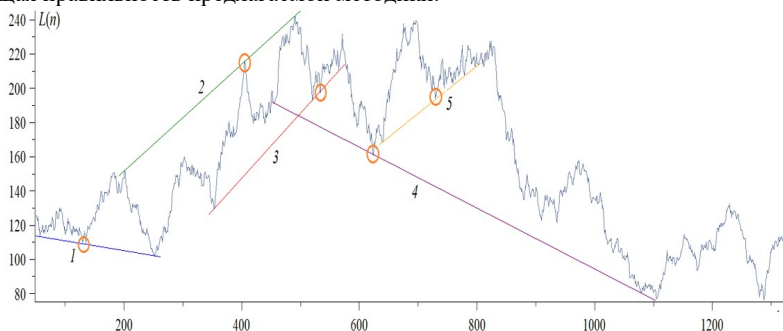
Здесь l – номер отрезка реализации, $P_{m,l}$ – вероятность попадания измеренных значений x t в интервал разбиения с номером m , коэффициент A вводится с целью перехода к удобной для анализа области значений данного функционала, а значение n соответствует моменту наблюдения, то есть времени завершения интервала реализации с указанным номером. Указанное уменьшение связано с соизмеримостью числа значений процесса $x_1(t)$ в любых соседних ячейках разбиения (2). При появлении независимого процесса $x_2(t)$ часть этих значений переходит в соседние ячейки, что приводит к более равномерному распределению значений суммарного случайного процесса $x(t)$ по сравнению с $x_1(t)$. Несложно понять, что в таком случае с высокой вероятностью уменьшаются значения модулей значений \mathcal{L}_1 в (3). Такой эффект «смешивания» значений в соседних ячейках (2) можно рассматривать как увеличение энтропии при возникновении дополнительного внешнего случайного воздействия на рассматриваемую биосистему.

Анализ полученных результатов

На рис. 1 приведена зависимость $L(n)$ для измерений, проведенных 10 и 11 июля 2019 года. Горизонтальная ось соответствует времени работы диктофона, измеряемому в минутах. В (3) принято $M = 51$ и $A = 1020$. На этом рисунке прямые 1-4 либо соединяют пары точек, каждая из которых соответствует либо одному из главных экстремумов, либо началу или завершению тренда, а прямая 5 начинается в очевидной точке начала тренда и далее проходит по касательной к его нижней границе. Для каждой из этих прямых обведена оранжевым овалом область, в границах которой имеет место либо минимальное удаление данной линии от графика рассматриваемой зависимости, если график $L(n)$ не пересекает рассматриваемую прямую, либо максимальное удаление в обратном случае. Для прямой 1 указанное расстояние от $L(n)$ не превышает значения $\delta_1 = 0.34\%$ от соответствующего значения $L(n)$, а для прямых 2, 3, 4 и 5 аналогичные величины оцениваются как $\delta_2 = 0.2\%$, $\delta_3 = 0.60\%$, $\delta_4 = 0.25\%$ и $\delta_5 = 0.29\%$. Такое «прямолинейное» свойство наиболее важных точек зависимости $L(n)$ представляется весьма интересным и информативным, хотя и не вполне понятным.

В табл. 1 учтены значения следующих атмосферных показателей: облачность (строка (b)), атмосферное давление (строка (d)), температура воздуха и его влажность (строки (e) и (f) соответственно). Сопоставляя их с рис. 1, получаем, что изменения статистики шума пчел связаны с событиями во внешней среде и, следовательно, могут являться источником информации о появлении или подготовке возникновения новых процессов в окружающем пространстве. Здесь следует отметить малоинерционность отклика данной статистики на вариации процессов во внешнем мире: время соответствующей реакции оценивается как величина порядка 30–60 минут. При этом благоприятные для жизнедеятельности пчел события (увеличение освещенности и понижение влажности воздуха приводят к увеличению значений функционала (3), а неблагоприятные (начало выпадения осадков, далее переходящее в грозу) – к его уменьшению. Данные эффекты соответствуют рассмотренному выше механизму влияния процесса $x_2(t)$ на свойства значений оператора (3): благоприятные явления внешней среды могут рассматриваться как факторы уменьшения скорости энтропийных про-

цессов что проявляется в увеличении значений $L(n)$, а неблагоприятные ведут к ее усилению, что отражается в уменьшении данного функционала. Отмеченная корреляция времени изменений состояния погоды и моментов слома прежних и появления новых трендов зависимости $L(n)$ может рассматриваться как апробация, подтверждающая правильность предлагаемой методики.










a)	21:00	0:00	3:00	6:00	9:00	12:00	15:00-18.30
b)	61 %	35 %	27 %	17 %	43 %	67 %	83 %
c)							
d)	741	741	741	741	742	742	743
e)	+15°	+13°	+12°	+13°	+17°	+19°	+20°
f)	80 %	86 %	88 %	83 %	66 %	59 %	59 %

Рис. 1 и табл. 1

На рис. 2 приведен график $L(n)$ для измерений, проведенных 8 и 9 августа 2019 года. Для рис. 2 сам факт существования прямых линий 1–7, любая из которых с высокой точностью проходит через три и более точки, отвечающие основным экстремумам, а также моментам появления и слома главных трендов (в данном случае $0,05\% \leq \delta_{1-6} \leq 0,36\%$), является по-прежнему труднообъяснимым. Заметим также, что анализ, проведенный применительно рис. 2 (соответствующая таблица состояния погоды не приведена с целью экономии места), также подтверждает вывод об эффективном и малоинерционном отражении проходящих погодных процессов в изменениях свойств статистики шума пчел.

Выводы

- 1) Полученные результаты не противоречат введенной гипотезе о структуре измеряемых физических полей вида (1) как суммы фонового шума и статистически независимого от него случайного слагаемого, отвечающего реакции биосистемы на изменение внешних условий.

- 2) Изменение статистики шума в улье, отвечающее новым явлениям во внешней среде, происходит с низкой инерционностью, то есть в течение временного интервала порядка 30 минут после начала соответствующих погодных вариаций.

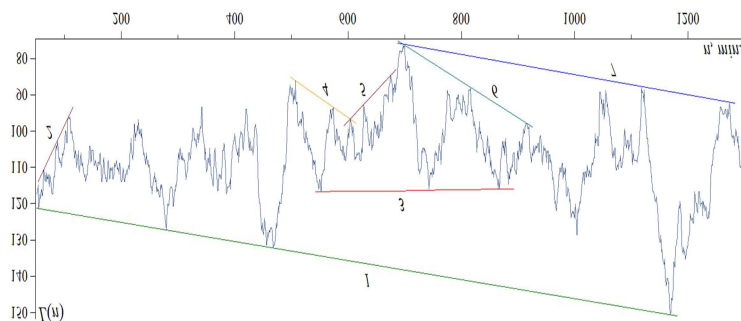


Рис. 2

- 3) Существуют прямые линии, каждая из которых соединяет две точки, соответствующие основным экстремумам либо моментам появления и слома главных трендов, и при этом проходит мимо еще одной или более «дополнительных» подобных точек. Погрешность прохождения любой указанной прямой мимо таких «дополнительных» точек не превышает 0,6% от соответствующего значения функционала (3) (в среднем такое отклонение составляет существенно меньше). Сам факт существования данных прямых линий пока не удастся объяснить, в том числе на уровне гипотез.
- 4) Часть из этих прямых линий начинается в момент, когда действуют совершенно другие погодные условия, чем во время ее завершения. Таким образом, поведение пчелиной семьи демонстрирует опережающую реакцию на предстоящее изменение погоды за временной интервал вплоть до третьей части суток.
- 5) При анализе проведенных вычислений удалось сформулировать язык, на котором может быть текущее состояние рассматриваемой биосистемы. Он сводится к системе выводов о связи элементов графика зависимости $L(n)$ с происходящими процессами и позволяет основе провести непротиворечивое описание рассматриваемых явлений для всего периода наблюдений.
- 6) Статистика шума пчел может являться источником информации о появлении новых процессов в окружающем пространстве

[1] Eskov E.K., Toboev V.A. // Biophysics. 2010. № 55. С. 92.

[2] Махмудов А.А., Лихтер А.М. // Прикаспийский журнал: Управление и высокие технологии 2012. Т. 1, № 17. С. 95.

[3] Тишечкин Д.Ю., Веденина В. Ю. // Зоологический журнал. 2016. Т. 95, № 11. С. 1240.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПОРОГОВОГО МЕТОДА ОПТИМИЗАЦИИ ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВОЙ ОШИБКИ В РЕЛЕЙНОЙ МИМО-СИСТЕМЕ

А.О. Кокарев, И.С. Сорокин, А.Г. Флакман

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время интенсивно исследуется эффективность многоэтапных МИМО-систем мобильной связи, использующих последовательно расположенные релейные ретрансляционные станции с линейной обработкой сигналов (amplify-and-forward protocol). Основные характеристики релейной МИМО-системы (пропускная способность и вероятность битовой ошибки) зависят от среднеквадратической ошибки (СКО) между входными и выходными сигналами, которая, в свою очередь, определяется отношением сигнала к шуму (ОСШ) [1].

Релейную МИМО-систему можно представить в виде набора параллельных независимых собственных подканалов [1,2]. Предложенный в [3] метод раздельной оптимизации такой системы основан на минимизации СКО отдельно для каждого этапа передачи и дает возможность получить аналитические выражения для матриц распределения мощности между всеми собственными подканалами. В [4,5] исследована эффективность «порогового» метода, основанного на передаче данных только по «сильным» подканалам и отключении «слабых» подканалов с наименьшими ОСШ. При этом рассматривалась МИМО-система без релейных станций. В настоящей работе анализируется эффективность многоэтапных релейных МИМО-систем при использовании метода раздельной оптимизации совместно с пороговым методом.

Раздельная оптимизация релейной МИМО-системы

Рассмотрим $(K+1)$ -этапную релейную МИМО-систему, в которой информация, передаваемая источником, ретранслируется K релейными станциями (РС) и поступает в пункт назначения. Антенные системы передатчика, релейных станций и пункта назначения представляют собой антенные решетки (АР) с M_k передающими и N_k приемными антеннами на k -ом этапе передачи ($k=1,2,\dots,K+1$).

Схема $(K+1)$ -этапной релейной МИМО-системы показана на рис. 1, где \mathbf{H}_k – матрица коэффициентов передачи на k -ом этапе, \mathbf{F}_k и \mathbf{G}_k – матрицы пространственного кодирования и декодирования сигналов на k -ом этапе, $\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_{K+1}$ – векторы входных, ретранслируемых и выходных символов размерностью равной числу L_0 используемых параллельных подканалов. Векторы $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{K+1}$ кодированных символов, передаваемых АР источника и релейных станций, состоят из M_k компонент, а векторы $\{\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{K+1}\}$ и $\{\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_{K+1}\}$ сигналов и собственных шумов в приемных АР релейных станций и пункта назначения состоят из N_k компонент.

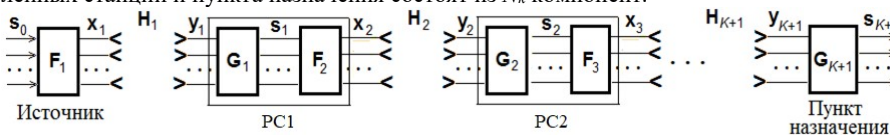


Рис. 1

Вектор принятых символов на k -ом этапе $\mathbf{s}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \mathbf{s}_{k-1} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k$. Мощность $P^{(k)}$ на этом этапе должна удовлетворять условию $P^{(k)} = \text{Tr}\{\mathbf{F}_k \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{F}_k^H\}$, где $\mathbf{Q}_{k-1} = \langle \mathbf{s}_{k-1} \mathbf{s}_{k-1}^H \rangle$ – корреляционная матрица передаваемых символов, $\text{Tr}\{\cdot\}$ – след матрицы, $\langle \cdot \rangle$ – статистическое среднее, $(\cdot)^H$ – эрмитово сопряжение. Для матрицы \mathbf{Q}_k будем иметь $\mathbf{Q}_k = \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{G}_k^H + \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H$.

Метод раздельной оптимизации многоэтапной релейной ММО системы основан на минимизации следа матрицы СКО отдельно для каждого этапа передачи [3]. Матрица СКО между переданным (\mathbf{s}_{k-1}) и принятым (\mathbf{s}_k) символами на k -ом этапе равна (см. рис. 1) $\Sigma_k = \langle (\mathbf{s}_k - \mathbf{s}_{k-1})(\mathbf{s}_k - \mathbf{s}_{k-1})^H \rangle$. Оптимальные матрицы кодирования и декодирования равны

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H (\mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k^H + \mathbf{I})^{-1} \mathbf{U}_0^H, \quad \mathbf{F}_k = \mathbf{V}_k \Phi_k \mathbf{U}_0, \quad (1)$$

$$k = 1, \dots, K + 1$$

где $\Phi_k = \text{diag}\{\varphi_{k,1}, \dots, \varphi_{k,L}\}$ – диагональная матрица, $\mathbf{U}_0 - \{L \times L\}$ -размерная унитарная матрица поворота (предварительного кодирования), составленная из коэффициентов преобразования Фурье с pq -ым элементом $(\mathbf{U}_0)_{pq} = L^{-0.5} \exp[j(2\pi/L)(p-1)(q-1)]$.

Решение (1) приводит к диагональной структуре релейной ММО-системы по отношению к вектору $\mathbf{U}_0 \mathbf{s}_0$, которую можно представить в виде параллельного набора L независимых подканалов. Эти подканалы формируются на основе собственных векторов канальных матриц \mathbf{H}_k , и, поэтому, называются собственными. Диагональные матрицы Φ_k^2 и Λ_k определяют распределение мощности между подканалами и амплитудные коэффициенты усиления подканалов на k -ом этапе передачи. Разброс сингулярных чисел может быть достаточно большим. Поэтому применяется дополнительное предварительное кодирование с помощью унитарной матрицы \mathbf{U}_0 поворота [1, 2], в результате которого каждый из передаваемых символов распределяется по всем собственным подканалам равномерно по мощности. На выходе системы необходимо выполнить обратный поворот вектора символов, используя матрицу $\mathbf{U}_0^{-1} = \mathbf{U}_0^H$. Оптимальное распределение между собственными подканалами получено в [3]. Отметим, что на каждом этапе число подканалов может быть разным, и итоговое число подканалов в ММО-системе будет определяться минимальным числом подканалов на всех этапах.

Метод передачи с отбором сильных собственных подканалов

Наибольшая скорость в ММО-системе будет обеспечена при использовании всех подканалов. Однако вероятность битовой ошибки может становиться неприемлемо большой. Допуская определенные потери в скорости, можно не использовать слабые подканалы. Такой подход будет обеспечивать компромисс между скоростью передачи и вероятностью ошибки.

При использовании всех L подканалов одновременно передается $k_b L$ кодированных бит или $k_b L R_c$ некодированных (информационных) бит. Это означает, что ско-

рость передачи будет максимальной и равной $R_{max} = k_b L R_c$ бит/символ. Отключение слабых собственных подканалов приводит к уменьшению скорости передачи.

Для применения пороговой техники на k -ом этапе введем в рассмотрение матрицу $\mathbf{H}_k^{(\rho)} = \rho_k \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ (при $M > N$) и $\mathbf{H}_k^{(\rho)} = \rho_k \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$ (при $M < N$), где $\rho_k = P_0^{(k)} / \sigma_0^2$ – ОСШ на k -ом этапе, σ_0^2 – мощность собственного шума. Пороговый метод [4, 5] разделения собственных подканалов на сильные и слабые заключается в разделении собственных чисел $\lambda_k^{(\rho)}$ матрицы $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ на две группы чисел, больших или меньших порога $\lambda_{tg}^{(\rho)}$, который зададим одинаковым для всех этапов. Значение порога будет зависеть от статистических свойств собственных чисел матриц $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ ($k=1,2,\dots,K$) и наименьшего ОСШ ρ_{min} , при котором обслуживаются пользователи.

Собственное число $\lambda_k^{(\rho)}$ матрицы $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ находится в интервале $0 < \lambda_k^{(\rho)} < \lambda_{tg}^{(\rho)}$ при среднем ОСШ ρ_k с вероятностью $p(\lambda_{tg}^{(\rho)}, \rho_k)$, которая равна интегралу по переменной $\lambda_k^{(\rho)}$ от одномерной плотности вероятности $f(\lambda_k^{(\rho)}, \rho_k)$ неранжированных собственных чисел матрицы $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ по этому интервалу. Вероятность превышения порога для $\lambda_k^{(\rho)}$ при ОСШ ρ_k равна $1 - p(\lambda_{tg}^{(\rho)}, \rho_k)$. Поэтому уравнение $[1 - p(\lambda_{tg}^{(\rho)}, \rho_k)] = R(\rho_k) / R_{max}$ будет определять вероятность использования сильных собственных подканалов, для которых выполняется условие $\rho_k \lambda_k > \lambda_{tg}^{(\rho)}$, где $R(\rho_k)$ – скорость передачи при ОСШ ρ_k .

Зададим минимальную скорость R_{min} передачи данных для минимального ОСШ ρ_{min} . При этом порог $\lambda_{tg}^{(\rho)}$ будет зависеть от ρ_{min} и R_{min} . Решая обратную задачу, порог для разделения собственных чисел матрицы $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ найдем из уравнения $p(\rho_{min}, \lambda_{tg}^{(\rho)}) = 1 - R_{min} / R_{max}$. При этом будет обеспечиваться минимальная скорость R_{min} передачи данных при наименьшем ОСШ ρ_{min} . С ростом ОСШ собственные числа матрицы $\mathbf{H}_k^{(\rho)}$ увеличиваются. Следовательно, число собственных чисел, превышающих порог, также будет увеличиваться, что означает увеличение скорости передачи данных. В отобранных подканалах будем использовать оптимальное распределение мощности, полученное в [3]. На каждом этапе число подканалов может быть разным. Поэтому, итоговое число подканалов будет определяться минимальным числом подканалов на всех этапах.

Результаты моделирования

Приведем сравнительные результаты моделирования вероятности битовой ошибки в многоэтапной релейной ММО-системе при использовании метода раздельной оптимизации совместно с пороговым методом (система А), или при использовании только метода раздельной оптимизации (система Б). Число релейных станций будем считать равным $K=1$ или $K=2$, а число передающих и приемных антенн – одинаковым на источнике, всех релейных станциях и в пункте назначения ($M_k=4$ и $N_k=4$, $k=1,2,\dots,K+1$). Мощность всех передатчиков одинаковая ($P_0^{(k)} = P_0$). Пространственные каналы на всех этапах имеют одинаковые статистические свойства – являются

случайными некоррелированными и релейевскими («городской» тип). При этом элементы канальных матриц \mathbf{H}_k представляют собой случайные независимые комплексные гауссовы величины с нулевым средним и единичной дисперсией. Единичная дисперсия элементов матриц \mathbf{H}_k означает, что средние потери в пространстве на каждом этапе передачи не учитываются. Гауссовы собственные шумы имеют единичную мощность, модуляция сигналов – квадратурная фазовая. Будем считать, что время корреляции канальных коэффициентов больше времени передачи информационного пакета. Тогда матрицы \mathbf{H}_k можно считать постоянными для данного пакета и случайным изменяющимися для разных пакетов (квазистатическое приближение).

На рис. 2 и 3 показаны кривые для вероятности битовой ошибки и среднего числа подканалов в зависимости от ОСШ (дБ) для систем А и Б (красные и синие кривые, соответственно). Номер кривой показывает число релейных станций. Из приведенных результатов следует, что использование порогового метода обеспечивает уменьшение вероятности битовой ошибки. Выигрыш в ОСШ по уровню вероятности ошибки 0.001 составляет примерно 4–5 дБ.

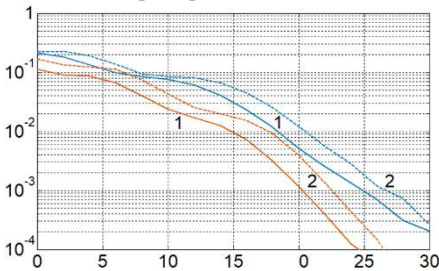


Рис. 2

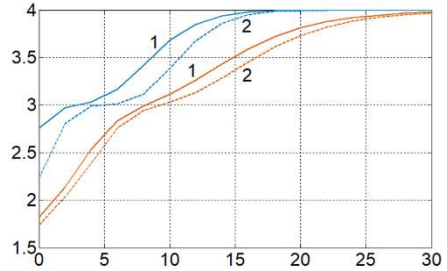


Рис. 3

- [1] Palomar D.P., Cioffi J.M., Lagunas M.A. // IEEE Trans. Signal Process. 2003. Vol. 51. No. 9, P. 2381.
- [2] Sanguinetti L., D'Amico A.A., Rong Y. // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2012. Vol. 30, No. 8. P. 1331.
- [3] Маврычев Е.А., Елохин А.В., Сорокин И.С., Флакман А.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 2019. Т. 62. № 3. С. 241.
- [4] Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флакман А.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46. № 3. С. 251.
- [5] Елохин А.В., Сорокин И.С., Флакман А.Г. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 2. 17 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ ПРИ ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО МЕТОДА ПРЕДСКАЗАНИЯ КАНАЛА ДЛЯ ВЫСОКОМОБИЛЬНЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В LTE СИСТЕМАХ СВЯЗИ

В.В. Купцов, О.А. Шмонин, С.Н. Трушков, А.С. Михайлова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Обслуживание высокомобильных пользователей является одной из ключевых задач, возникающих при работе системы связи LTE. Трудности при решении данной задачи наиболее остро проявляются, когда система работает в режиме временного разделения (TDD), поскольку информация о качестве канала пользователей становится неактуальной между двумя последовательными измерениями канала. Чем выше скорость пользователей, тем быстрее устаревают характеристики канала. Данный процесс приводит к уменьшению производительности системы связи и общей скорости передачи данных.

В работе [1] предложен параметрический подход к предсказанию канальных коэффициентов на интервале между пилотными сигналами SRS (Sounding Reference Signal), основанный на гармоническом представлении зависимости канальных коэффициентов от времени. Для реализации данного параметрического алгоритма предсказания необходимо предварительно оценить параметры модели: число гармоник и их частоты. Наиболее эффективными для решения данной задачи являются алгоритмы сверхразрешения, т.к. близкие гармоники могут быть не различимы с помощью дискретного преобразования Фурье [2]. В данной статье рассматривается сравнение методов: Кейпона, Root MUSIC (Multiple Signal Classification), корневой метод минимального многочлена [3, 4, 5].

Параметрический алгоритм предсказания

На вход алгоритма предсказания поступают значения канального коэффициента на q -том PRB (Physical Resource Block), которые представляются в виде дискретных отсчётов $h_q(t)$. За единицу дискретного времени t принимается период следования пилотных сигналов SRS (Sounding Reference Signal). Для того, чтобы предсказать значения канального коэффициента между двумя соседними SRS необходимо осуществить предсказание на дробный шаг $d \in (0,1)$. Значение канального коэффициента $\hat{h}_q(t+d)$ можно представить в виде линейной комбинации K предшествующих отсчётов сигнала. Величину K называют порядком предсказания.

$$\hat{h}_q(t+d) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k^* h_q(t-k) \quad (1)$$

После анализа спектров временной зависимости канальных коэффициентов для модели канала 3GPP TR 36.873 Urban Macro [6] авторами был предложен подход к вычислению коэффициентов линейного предсказания [1]. Зависимость канального коэффициента от времени можно представить в виде суммы J гармонических сигна-

лов с медленно меняющимися комплексными амплитудами A_k . Для решения (1) необходимо оценить число гармоник J и набор угловых частот ω_k .

$$h_q(t) = \sum_{k=1}^J A_{kq} e^{i\omega_k t}. \quad (2)$$

Метод Кейпона

Основная идея данного метода заключается в том, чтобы минимизировать спектральную плотность мощности при фиксированном усилении для некоторых частот ω_k .

Для нахождения числа гармоник J и их частот ω_k необходимо найти максимумы разрешающей функции:

$$P(\omega) = \frac{1}{\mathbf{f}(\omega)^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{f}(\omega)}. \quad (3)$$

Где $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} e^{i\omega(L-2)} \dots 1]^T$, \mathbf{R} – корреляционная матрица для канального коэффициента в модели (2):

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{H}_q \mathbf{H}_q^H \rangle; \mathbf{H}_q = [h_q(t) \ h_q(t-1) \dots h_q(t-L+1)]^T. \quad (4)$$

Стоит отметить, что метод Кейпона требует инверсии корреляционной матрицы, которая может быть плохо обусловлена при недостаточном числе выборок вектора \mathbf{H} , используемых для её оценки.

Root MUSIC

Алгоритм Root MUSIC основан на свойствах собственного разложения корреляционной матрицы \mathbf{R} для канального коэффициента в модели (2) [3, 5]. Собственные вектора матрицы \mathbf{R} , соответствующие J наибольшим собственным числам, определяют базис сигнального подпространства. Собственные вектора, соответствующие $(L - J)$ наименьшим собственным числам определяют шумовое подпространство, ортогональное сигнальному (L – число выборок). Число гармоник J можно оценить с помощью критерия AIC или MDL [5, 7]. Далее строится проектор на шумовое подпространство \mathbf{P} [3].

Корневой подход к определению частот ω_k базируется на описанном выше свойстве ортогональности:

$$\eta(\omega) = \mathbf{f}^H(\omega) \mathbf{P} \mathbf{f}(\omega). \quad (5)$$

где $\mathbf{f}(\omega) = [e^{i\omega(L-1)} e^{i\omega(L-2)} \dots 1]^T$. Представленное выражение обращается в ноль тогда и только тогда, когда $\omega = \omega_k$. Далее выполняется замена $z = e^{i\omega}$ и находятся корни полученного полинома. Среди корней отбираются J лежащих наиболее близко к единичной окружности и путем обратной замены вычисляются искомые частоты ω_k .

К достоинствам метода Root MUSIC можно отнести высокую точность определения частот ω_k и относительную простоту реализации. Недостатком данного метода является потребность в априорном знании числа гармоник.

Корневой метод минимального многочлена

Корневой метод минимального многочлена так же основан на свойствах корреляционной матрицы, однако в отличие от метода Root MUSIC не подразумевает поиска собственных чисел и собственных векторов корреляционной матрицы непосредственно. Метод минимального многочлена позволяет одновременно произвести оценку числа гармоник и их частот.

Данный метод основан на оценке параметров минимального многочлена корреляционной матрицы \mathbf{R} канального коэффициента в модели (2) [4]. Зная степень m минимального многочлена, можно оценить число гармоник $\hat{J} = m - 1$. Для поиска частот ω_k необходимо построить оценку проектора на шумовое подпространство $\hat{\mathbf{P}}$ на основе параметров минимального многочлена: функционала \mathbf{I} и коэффициентов γ . После этого построить разрешающую функцию (5) и далее действовать по аналогии с методом Root MUSIC.

$$\hat{\mathbf{P}} = \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} (\mathbf{I} - \gamma_p \mathbf{R}) \right] \left[\prod_{p=1}^{\hat{J}} \left(1 - \frac{\gamma_p}{\gamma_{\hat{J}+1}} \right) \right]^{-1}. \quad (6)$$

Корневой метод минимального многочлена и метод Root MUSIC имеют близкую точность определения частот гармоник. Однако оценка числа гармоник, реализуемая в методе минимального многочлена, начинает правильно работать при меньшем числе выборке L , чем методы AIC и MDL.

Результаты моделирования

Моделирование осуществлялось с помощью симулятора системного уровня сети LTE. В качестве модели канала была выбрана 3GPP TR 36.873 Urban Macro [6]. В системе рассматривалась изолированная мобильная сота. Несущая частота составляла 2.1 ГГц, полоса сигнала – 10 МГц, а мощность передатчика базовой станции – 40 дБм. Антенная система базовой станции представляла собой прямоугольную антенную решётку (8 x 4 x 2 поляризации), элементы которой были объединены по столбцам в восемь цифровых портов (4 на каждую поляризацию). Период следования SRS составлял 5 мс. Пользователи в количестве 60 штук были равномерно распределены по соте.

Анализ эффективности исследуемых алгоритмов проводился на основе метрики ρ , характеризующей качество предсказания характеристик канала.

$$\rho = \left| \mathbf{V}_1^H \hat{\mathbf{V}}_1 \right|^2, \quad (7)$$

где \mathbf{V}_1 – главный сингулярный вектор истинной канальной матрицы, $\hat{\mathbf{V}}_1$ – главный сингулярный вектор предсказанной канальной матрицы.

Зависимость метрики ρ от скорости пользователей представлены на рисунке. Ситуации, когда предсказание не применяется, соответствует красный цвет, параметрическому алгоритму предсказания совместно с методом Кейпона – зеленый, с Root MUSIC – желтый, а с корневым методом минимального многочлена – синий (пунктир).

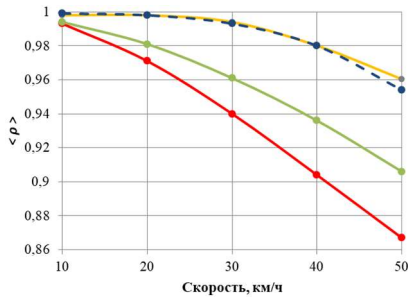


Рис.

Видно, что применение алгоритмов Root MUSIC и корневого метода минимального многочлена позволяет существенно снизить уровень потерь. Для скорости 50 км/ч значение метрики ρ составляет 96%. В то же время применение метода Кейпона дает выигрыш на 5,4 % меньше.

Выводы

В данной работе проведен сравнительный анализ эффективности работы алгоритмов сверхразрешения для поиска параметров для параметрического алгоритма предсказания канала на дробный шаг. Рассмотрены метод Кейпона, алгоритм Root MUSIC и корневой метод минимального многочлена. Оценка эффективности предложенных алгоритмов проводилась на основе компьютерного моделирования. Метод Root MUSIC и метод минимального многочлена в связке с алгоритмом предсказания дают примерно одинаковые результаты. Применение метода Кейпона дает меньший выигрыш для высококомбинных пользователей.

- [1] Кушцов В.В., Шмонин О.А., Трушков С.Н., Михайлова А.С. // В кн.: Тр. XXV междунар. науч.-тех. конф. «Информационные системы и технологии». 19 апреля 2019 г. / Ред. О.В. Пугина. – Н. Новгород: Нижегород. гос. техн. ун-т им. П.Е. Алексеева, 2019, с. 42.
- [2] Stoica P., Moses R. // Spectral analysis of signals. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall Inc. 2005. P. 427.
- [3] Schmidt R.O. // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. Vol. 34, No. 3. P. 276.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Елохин А.В., Шмонин О.А. // Радиофизика. 2018. Т. 61, № 3. С. 261.
- [5] Godara L.C. Smart Antennas, 1st ed. – CRC Press, 2004, p. 472.
- [6] 3GPP TR 36.873 (V12.1.0): “Study on 3D channel model for LTE (Release 12)”. March, 2015.
- [7] <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=2574>
- [8] Wax M., Kailath T. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. 1985. Vol. 33. P. 387.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФАЗОВОГО ШУМА НА СИГНАЛЫ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ 5G NR С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ В ДИАПАЗОНЕ 52—71 ГГц

Г.В. Морозов, А.В. Давыдов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

С 2018 г. в международном консорциуме 3rd Generation Partnership Project (3GPP) ведётся разработка стандарта системы беспроводной мобильной связи и передачи данных пятого поколения 5G New Radio (NR) [1]. Технические спецификации стандарта 5G NR, начиная с выпуска Release-15, определяют работу радиосети в двух частотных диапазонах: 410 МГц—7.125 ГГц (так называемый диапазон FR1, Frequency Range 1) и 24.5—52.6 ГГц (диапазон FR2, Frequency Range 2) [2]. Радиосигналы в системах 5G NR формируются с использованием технологии CP-OFDM (Cyclic Prefix Orthogonal-Frequency Division Multiplexing), представляющей мультиплексирование на множестве ортогональных поднесущих частот с применением циклического префикса (ЦП) в качестве защитного интервала для предотвращения межсимвольных помех. Наряду с CP-OFDM для передачи радиосигналов от абонентов на базовые станции используется модифицированная схема CP-OFDM, включающая дополнительную обработку на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) перед отображением сигналов на поднесущие частоты (так называемое ДПФ-прекодирование): DFT-s-OFDM (Discrete Fourier transform-spread OFDM). Начиная с выпуска Release-17 (2020 г.), в 3GPP ведётся обсуждение возможности работы систем 5G NR в миллиметровом диапазоне 52.6—71 ГГц с использованием существующих схем формирования радиосигналов (CP-OFDM и DFT-s-OFDM). Целью настоящей работы является исследование одного из способов формирования радиосигналов, а именно CP-OFDM, для адаптации 5G NR к диапазону 52.6—71 ГГц с учётом влияния беспроводного канала связи в данном диапазоне, фазовых искажений, вызванных прежде всего фазовым шумом, а также особенностей практической обработки сигналов приёмником.

Во временной области передача сигналов 5G NR осуществляется слотами, состоящими из 14 символов CP-OFDM. В спектральной области каждый символ CP-OFDM подразделяется на блоки, состоящие из 12 ортогональных поднесущих частот. Таким образом, двумерный частотно-временной блок может быть представлен так, как показано на рис. 1.

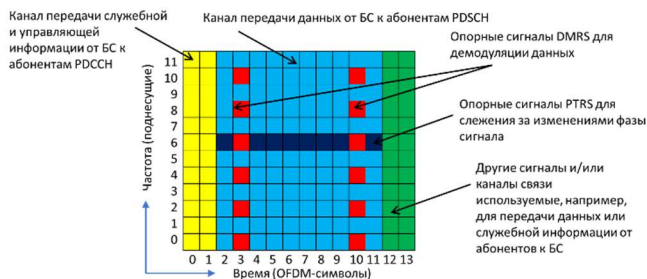


Рис. 1

Обычно несколько символов CP-OFDM в начале слота (два на рис. 1) резервируются под канал передачи служебной и управляющей информации Physical Downlink Control Channel (PDCCH) от базовой станции (БС) к абонентам. Несколько символов в конце слота резервируются под передачу данных или служебной информации от абонентов к БС (на рис. 1 их тоже два). Оставшиеся символы CP-OFDM используются для канала передачи данных Physical Downlink Shared Channel (PDSCH) от БС к абонентам, а также для пилотных или, другими словами, опорных сигналов. На рис. 1 показаны два типа опорных сигналов: опорный сигнал Demodulation Reference Signal (DMRS) и опорный сигнал Phase Tracking Reference Signal (PTRS). Опорный сигнал DMRS используется приёмником для оценивания частотной характеристики канала связи на ресурсных элементах канала PDSCH, т.е., на тех поднесущих частотах символов CP-OFDM, где идёт передача данного канала. Далее оценённые канальные коэффициенты используются для устранения канальных искажений при демодуляции и декодирования сигналов канала PDSCH. Опорные сигналы PTRS используются для отслеживания изменений во времени (от одного символа CP-OFDM к другому) фазовых искажений сигналов канала PDSCH. Данные искажения могут быть обусловлены наличием фазового шума в радиочастотных цепях приёмо-передатчиков системы 5G NR, работающей в субмиллиметровом (FR2) или миллиметровом диапазоне длин волн (52.6—71 ГГц).

Обозначим Δf частотный интервал между OFDM поднесущими. В 5G NR частотный интервал между поднесущими конфигурируется следующим образом: $\Delta f = 2^\mu \cdot 15$ кГц. Так, например, для частотного диапазона FR1 $\Delta f = 15, 30, 60$ кГц ($\mu = 0, 1, 2$), а для FR2 $\Delta f = 60, 120, 240$ кГц ($\mu = 2, 3, 4$). В силу ортогональности поднесущих частот, $\Delta f = 1/T_{FFT}$, где T_{FFT} – период быстрого преобразования Фурье (БПФ) или, что эквивалентно, длительность OFDM символа (без учёта ЦП). Таким образом, с увеличением частотного интервала длительность OFDM символа уменьшается. При этом, в системах 5G NR отношение длительности ЦП T_{CP} к T_{FFT} остаётся неизменным: $T_{CP}/T_{FFT} = const$. Следовательно, T_{CP} также уменьшается с увеличением частотного интервала между поднесущими. Значит, и символ CP-OFDM ($T_{CP} + T_{FFT}$) в 5G NR укорачивается, если Δf возрастает, что показано на рис. 2. Видно, что слот (14 символов CP-OFDM) для $\Delta f = 30$ кГц в два раза короче слота для $\Delta f = 15$ кГц, а слот для $\Delta f = 60$ кГц в два раза короче, чем слот для $\Delta f = 30$ кГц, и в четыре раза короче слота, соответствующего $\Delta f = 15$ кГц и т.д.

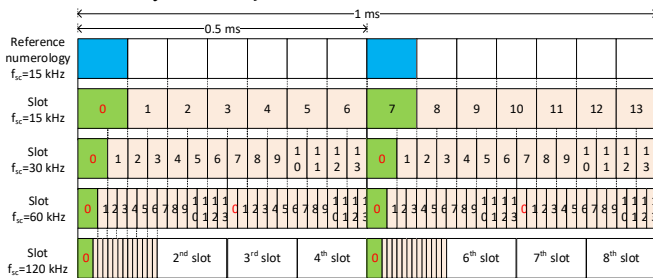


Рис. 2

Данную особенность дизайна физического уровня стандарта 5G NR необходимо учитывать при выборе частотного интервала между поднесущими для работы в диапазоне 52.6—71 ГГц. Дальнейшее увеличение частотного интервала ($\Delta f > 240$ кГц) может оказаться выгодным с точки зрения противостояния искажениям, вызванным фазовыми шумами. В этом случае, соседние поднесущие частоты, достаточно разнесённые друг относительно друга, будут оказывать меньше взаимных помех. В то же время, с увеличением частотного интервала между поднесущими уменьшается длительность ЦП, а, следовательно, сигналы CP-OFDM становятся более подвержены негативному влиянию межсимвольной интерференции, возникающей в беспроводных каналах с временной дисперсией.

Для учёта совместного влияния фазовых шумов и беспроводного канала связи на помехоустойчивость сигналов CP-OFDM в рамках данного исследования было проведено численное моделирование работы физического уровня системы связи 5G NR для значений частотного интервала между поднесущими $\Delta f = 120, 240, 480, 960, 1920$ кГц ($\mu = 3, 4, 5, 6, 7$). При этом использовались реалистичные модели фазовых шумов

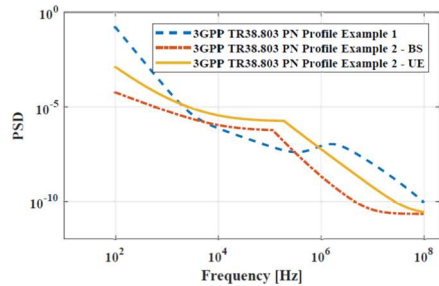


Рис. 3

передатчика БС и приёмника абонентского оборудования, одобренные 3GPP [3], спектральные плотности мощности которых приведены на рис. 3 (см. Example 2). Были рассмотрены две TDL (Tapped Delay Line) модели беспроводного канала связи: TDL-A и TDL-D с параметрами среднеквадратической задержки распространения сигнала $DS=10$ нс и $DS=1$ нс, соответственно [4]. Так, модель TDL-A $DS=10$ нс представляет собой типичный канал без прямой видимости, NLoS (Non-Line of Sight), между передатчиком и приёмником (очень частотно-селективный канал), а модель TDL-D $DS=1$ нс является типичным каналом прямой видимости, LoS (Line of Sight), между передатчиком и приёмником (канал с почти плоским частотным профилем).

Первоначальные результаты моделирования представлены на рис. 4 и рис. 5 для каналов LoS и NLoS, соответственно, для случая устранения общей фазовой ошибки, CPE (Common Phase Error), на каждом символе CP-OFDM, передающем данные, с использованием опорных сигналов PTRS. Показаны зависимости блочной ошибки BLER (Block Error Rate) канала PDSCH от отношения SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) сигнал-шум плюс помеха (ОСШП). При этом, для модуляции каждой поднесущей частоты сигнала CP-OFDM использовалась квадратурная амплитудная модуляция 64-QAM. На приёмной стороне применялся практический алгоритм оценивания частотной характеристики канала связи с использованием опорных сигналов DMRS. Видно, что для канала прямой видимости LoS (рис. 4) использование частотного интервала между поднесущими $\Delta f = 480, 960, 1920$ кГц позволяет достичь приемлемого уровня блочной ошибки $BLER=10\%$. В то же время, для канала без прямой видимости NLoS уровень $BLER=10\%$ остаётся недостижимым (рис. 5).

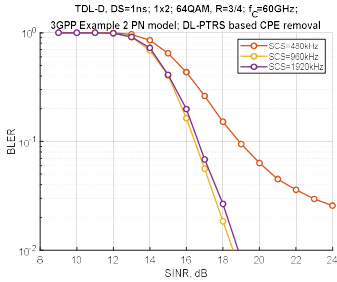


Рис. 6

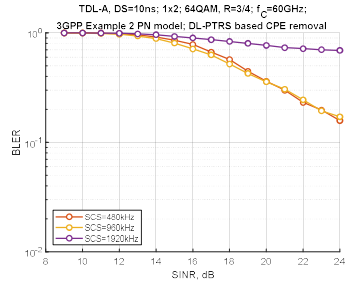


Рис. 7

Столь существенная разница в результатах для частотно-селективного (NLoS) и частотно-плоского (LoS) каналов связи была обусловлена двумя факторами: наличием ортогональных кодов на ресурсных элементах опорных сигналов DMRS и разницей фаз между двумя символами CP-OFDM, несущими опорные сигналы DMRS (рис. 1), возникающей из-за наличия фазовых шумов. Ортогональные коды используются для мультиплексирования нескольких опорных сигналов DMRS, которые предназначены для различных пространственных потоков данных, но передаются на одних и тех же ресурсных элементах. После отказа от использования ортогональных кодов на ресурсных элементах DMRS, а также после устранения дополнительного фазового набегга между символами CP-OFDM, содержащими опорные сигналы DMRS, перед процедурой оценивания канала удалось добиться нужной помехоустойчивости как для канала LoS (рис. 8), так и для канала NLoS (рис. 9).

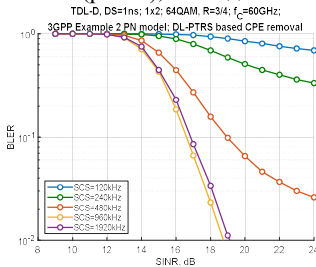


Рис. 8

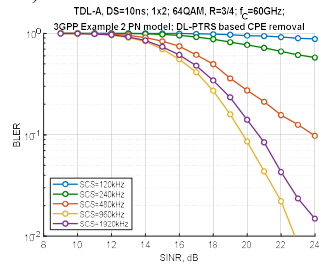


Рис. 9

На основе полученных результатов можно рекомендовать использовать сигналы CP-OFDM системы связи 5G NR в диапазоне 52.6—71 ГГц с дополнительным интервалом между ортогональными поднесущими частотами, как минимум, 960 кГц.

- [1] <https://www.3gpp.org>
- [2] 3GPP TS 38.104. V 15.9.0. 2020.
- [3] 3GPP TR 38.803. V 14.2.0. 2017.
- [4] 3GPP TR 38.901. V 16.1.0. 2020.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛА ДЛЯ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ПУТЕМ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

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

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Проблема обнаружения и оценки угла прихода сигнала с использованием многоэлементных антенных решеток является важной для большого числа прикладных задач, например, для создания высокоточных радаров, сонаров, систем позиционирования, а также современных систем связи.

Распространенный подход к решению задачи обнаружения предполагает использование Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT) метода [1], в котором используется оценка волнового фронта (ВФ) сигнала. В этом случае эффективность обнаружения зависит от точности оценки ВФ.

В данной работе были рассмотрены характеристики обнаружения сигнала для линейной эквидистантной антенной решетки в условиях однолучевого канала распространения сигнала с использованием различных методов оценки ВФ, включая случаи отсутствия априорных данных о ВФ, априорного знания формы ВФ и известного ВФ. Для оценки характеристик использовался метод компьютерного моделирования.

GLRT метод обнаружения сигнала

Рассмотрим классическую проблему обнаружения сигнала на фоне шума с помощью антенной решетки с M элементами. В рамках теории проверки статистических гипотез эта задача формулируется следующим образом:

$$\begin{aligned} H_0 : x[n] &= \xi[n], \\ H_1 : x[n] &= s[n] + \xi[n], \\ n &= 1, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

где H_0 и H_1 это гипотезы отсутствия и присутствия сигнала на антенной решетке соответственно, $x[n] = (x_1[n] \ \dots \ x_M[n])^T$ – вектор наблюдаемого сигнала размерности M , $s[n]$ – вектор сигнала на антенных элементах антенной решетки, $\xi[n]$ – вектор аддитивного белого Гауссовского шума приемника с нулевой корреляцией на антенных элементах и известной мощностью, N – число временных отсчетов.

В данной работе рассматривается случай узкополосного сигнала, то есть задержки распространения сигнала для всех антенных элементов много меньше длительности символа. Таким образом сигнал на антенной решетке можно представить следующим образом: $s[n] = A[n] \cdot s$, где $A[n]$ – случайный комплексный сигнал с Гауссовским распределением, нулевым средним и неизвестной мощностью $v = \langle A^2[n] \rangle$, s – неизвестный вектор ВФ.

Для рассмотренного случая гипотеза H_1 является сложной, так как зависит от вектора ВФ и мощности сигнала. Таким образом, для решения проблемы обнаружения используется GLRT-метод [1]. Этот метод обнаружения сигнала предполагает, что

максимально правдоподобные (МП) оценки неизвестных параметров сигнала и шума подставляются в формулу отношения правдоподобия для вычисления решающей статистики:

$$\Lambda(x[1], \dots, x[N]) = \frac{\max_{s, \hat{v}} W(x[1], \dots, x[N]/H_1, \hat{s}, \hat{v})}{W(x[1], \dots, x[N]/H_0)}, \quad (2)$$

где \hat{s} и \hat{v} – МП оценки вектора ВФ и мощности сигнала соответственно. Решающая статистика сравнивается с порогом для принятия решения о присутствии или отсутствии сигнала.

В данной работе предполагается что источник сигнала находится в дальней зоне, таким образом МП оценка ВФ может быть найдена путем перебора пробных векторов \tilde{s} в соответствии со следующим критерием:

$$\hat{s} = \arg \max_{\tilde{s}} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\tilde{s}^\dagger x[n]|^2. \quad (3)$$

Для линейной эквидистантной антенны пробный вектор представлен формулой (4):

$$\tilde{s} = \tilde{s}(\theta_1, \Delta\theta) = (e^{j\theta_1} \quad \dots \quad e^{j\theta_1 + (M-1)\Delta\theta})^T. \quad (4)$$

Для данного случая GLRT обнаружения решающая статистика имеет следующий вид:

$$\Lambda(x) = P(x) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\tilde{s}^\dagger x[n]|^2, \quad (5)$$

где $P(x)$ имеет физический смысл оценки мощности сигнала.

В данной работе рассматриваются различные случаи априорных данных: известный ВФ, известная форма ВФ и отсутствие априорных данных. В случае отсутствия априорных данных МП оценка ВФ соответствует собственному вектору с максимальным собственным значением матрицы корреляции сигнала R (6).

$$R = \sum_{n=1}^N x[n]x^\dagger[n] \quad (6)$$

Для случая известной формы ВФ использовались два алгоритма оценки ВФ: итеративный алгоритм и трёх-шаговый алгоритм, описанные в [2]. Для случая априорно знания ВФ, вектор ВФ использовался для вычисления решающей статистики (5).

Результаты компьютерного моделирования

Для того, чтобы выяснить эффективность используемых методов оценки ВФ с известной формой были получены значения среднеквадратичного отклонения оценки синуса угла прихода сигнала для различных значений отношения сигнал-шум (ОСШ). ОСШ соответствует отношению мощности сигнала к мощности шума на одном антенном элементе для одного временного отсчета. Результаты компьютерного моделирования для эквидистантной линейной антенной решетке с $M = 16$ представлены для итеративного и трёх-шагового метода оценки ВФ на рис. 3, также для сравнения представлена граница Крамера-Рао (ГКР).

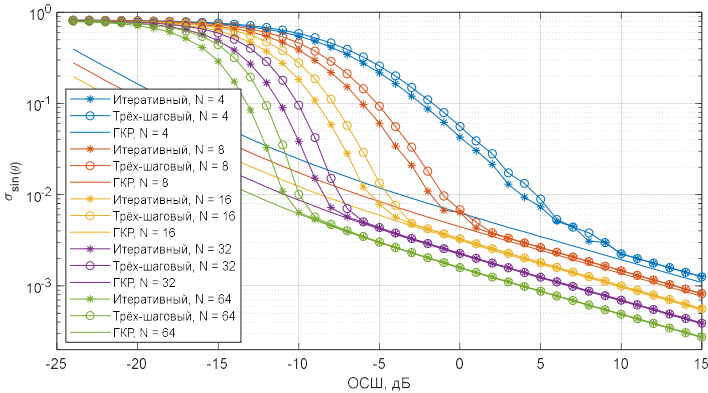


Рис. 1

Как можно видеть из результатов компьютерного моделирования, представленных выше, в низкой области ОСШ итеративный метод на 20-50 % эффективнее трёх-шагового метода. Оба рассмотренных метода оценки угла прихода сигнала стремятся к ГРП при возрастании числа временных отсчетов N в области высоких ОСШ. Из результатов компьютерного моделирования также можно видеть, что при увеличении ОСШ отступ от ГРП не уменьшается при ОСШ больше 10 дБ, существование этого эффекта было выведено аналитическим методом [3].

Еще одним показателем эффективности метода оценки ВФ является значение параметра L (7), характеризующие среднюю относительную потерю мощности сигнала при использовании неидеальной оценки ВФ по сравнению с использованием истинного ВФ для определения решающей статистики (5).

$$L = \left\langle \left| \tilde{s}^\dagger \right| \cdot |s| - \tilde{s}^\dagger \cdot s \right\rangle. \quad (7)$$

На рис. 2 представлены результаты компьютерного моделирования для $M = 16$, $N = 32$, можно видеть, что значение средней потери мощности сигнала L для итеративного и трёх-шагового алгоритмов близка к -30 дБ при ОСШ 0 дБ, что свидетельствует о их высокой точности.

Для сравнения эффективности обнаружения с помощью GLRT метода для различных случаев, включая случаи известного ВФ, отсутствия априорных данных о ВФ, известной формы ВФ. Для случая известной формы ВФ было рассмотрено два метода оценки волнового фронта: итеративный метод и трех-шаговый метод. Значения вероятности пропуска цели для различных значений ОСШ представлены на рис. 3 для $M = 16$ и $N = 32$. Стоит отметить, что пороги обнаружения для кривых, отмеченных кружками, были получены в соответствии с критерием Неймана-Пирсона для вероятности ложной тревоги 0.01.

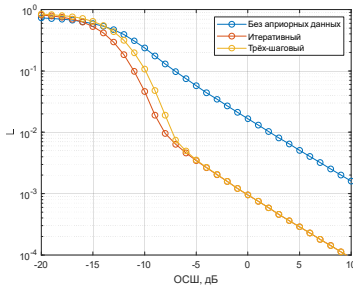


Рис. 2

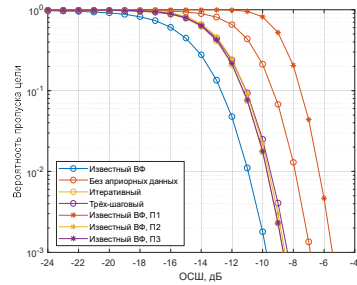


Рис. 3

Из результатов, представленных на рис. 3 можно видеть, что, не смотря на высокую точность используемых методов оценки ВФ для случая ВФ известной формы, использование известного ВФ приводит к существенному повышению эффективности. Это может быть объяснено подстройкой ВФ по отсчетам шума при отсутствии сигнала, что ведет к большему значению порога. Для подтверждения этого предположения были получены вероятности пропуска цели для случая известного ВФ со следующими значениями порога: П1 – порог, использующийся для случая без априорных данных о ВФ, П2 – порог, использующийся для обнаружения с итеративного метода оценки ВФ, П3 – порог использующийся для обнаружения с трёх-шаговым методом оценки ВФ. Соответствующие кривые отмечены звездочками на рис. 3. Можно видеть, значения вероятности ложной тревоги для случая известного ВФ и для случая ВФ известной формы имеют близкие значения при одинаковых значениях порога.

Выводы

В данной работе были исследованы характеристики детектирования с помощью GLRT метода, были рассмотрены различными методы оценки ВФ. С помощью компьютерного моделирования была показана высокая точность используемых методов оценки ВФ. Также, с помощью компьютерного моделирования были получены значения вероятности пропуска цели. Было показано что эффективность обнаружения при использовании высокоточной оценки волнового фронта ограничена сравнительно высокой способностью к накоплению шума при отсутствии сигнала.

- [1] Harry L. Van Trees. Detection, estimation and modulation theory. P. 1. John Wiley&Sons. 2001.
- [2] O.V. Bolkhovskaya. Investigation of Theoretical limits for Unconditional AoA Estimations in multi-element antenna arrays by simulations // 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), s Buenos Aires, Argentina. 2020. P. 6.
- [3] A. Renaux. Unconditional Maximum Likelihood Performance at Finite Number of Samples and High Signal-to-Noise Ratio // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.: 55, Issue: 5. May 2007. P. 2358-2364.

МЕТОДЫ УЛУЧШЕНИЯ ПОКРЫТИЯ ДЛЯ ВОСХОДЯЩЕГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМАХ БЕСПРОВОДНОЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

Г.А. Ермолаев, А.В. Давыдов, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время ведется разработка третьего релиза стандарта New Radio для систем беспроводной мобильной сотовой связи пятого поколения 5G. Одной из задач, рассматриваемых во время текущей разработки, является улучшение покрытия. Данное направление разработки важно для систем мобильной связи пятого поколения для дальнейшего расширения покрытия за пределы центров крупных городов, т.е. для развертывания сетей нового поколения в менее густонаселенных районах, а также в парках, пригороде, частном секторе и т.д. По причине широкого спектра проблемных сценариев использования систем сотовой связи пятого поколения, требовалось их обширное изучение и выявление наихудшего сценария, а также изучение и улучшение методов улучшения покрытия.

В данной работе рассматриваются результаты поиска наихудшего сценария использования систем 5G. Также в данной работе представлено сравнение методов улучшения покрытия, которые рассматриваются для внедрения в следующем релизе стандарта New Radio.

Сценарии и физические каналы 5G

Стандарт систем мобильной связи пятого поколения New Radio разрабатывался для двух диапазонов частот: Frequency region 1 (FR1, Частотный диапазон 1) и Frequency region 2 (FR2, Частотный диапазон 1), расположенных на частотах 0.6–4.7ГГц и 28–29ГГц соответственно. Все сценарии использования систем 5G можно поделить на две группы по использованию в данных диапазонах:

1. Сценарии в FR1:

- a. Rural (сельская местность), используемая частота 700МГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 30км.
- b. Rural (сельская местность), используемая частота 2ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 1700м.
- c. Rural (сельская местность), используемая частота 4ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 500м.
- d. Urban (город), используемая частота 4ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 500м.

2. Сценарии в FR2:

- a. Indoor (внутри здания), используемая частота 28ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 50м.
- b. Urban (город), используемая частота 28ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 200м.

- с. Suburban (пригород, парки, городской район с низкими застройками), используемая частота 28ГГц, расстояние между базовыми станциями (Inter-site distance, ISD) порядка 500м.

Также, сохранив обычая от предыдущих стандартов систем связи, все передачи в 5G осуществляются по специальным физическим каналам. Определенный канал отвечает за передачу информации конкретного типа, в установленном направлении: от базовой станции к пользователю или наоборот, на частотно-временных ресурсах определенной структуры и по определенному алгоритму. Их классификацию также можно представить в следующем виде:

1. Нисходящие каналы связи (Downlink)
 - а) PDSCH – нисходящий канал передачи данных.
 - б) PDCCH – нисходящий канал передачи контрольной информации, управляющей передачами данных.
 - с) PBCH – нисходящий канал передачи контрольной информации о базовой станции.
 - д) SSB – нисходящий канал передачи контрольной информации для осуществления синхронизации по частоте и времени между пользователем и базовой станцией.
2. Восходящие каналы связи (Uplink)
 - а) PUSCH – восходящий канал передачи данных.
 - б) PUCCH – восходящий канал передачи контрольной информации, управляющей передачами данных.
 - с) PRACH – восходящий канал передачи определенной контрольной информации, использующийся при осуществлении начальной инициализации связи между пользователем и базовой станцией.

Как видно из представленной выше классификации основных физических каналов связи в 5G, их также можно поделить на каналы передачи данных и каналы передачи контрольной информации определенного типа. Так как контрольная информация имеет заранее определенные малые размеры, для её передачи важно не среднее количество переданных бит за единицу времени (скорость передачи), а надёжность такой передачи. По этой причине, каналы передачи данных априори имеют худшее покрытие. Более того, нисходящие каналы связи априори имеют меньше проблем с покрытием, так как на базовой станции используется заведомо большее количество передающих антенн и большая суммарная мощность передачи, чем на пользователе. Таким образом, можно увидеть, что PUSCH (восходящий канал передачи данных) является узким местом работы всей системы мобильной связи и в первую очередь нуждается в улучшении покрытия.



Рис. 1

На рис. 1 показано качественное сравнение покрытия основных физических каналов связи в 5G. Параметром выступает MCL, максимальные потери мощности на линии связи между пользователем и базовой станцией. Самым важным значением является разрыв в 10дБ между фактическим и допустимым MCL для PUSCH канала в наихудшем сценарии использования, т.е. в Rural сценарии с расстоянием между базовыми станциями 30км.

Методы улучшения покрытия

Методы улучшения покрытия для восходящих каналов связи также можно поделить на группы в зависимости от области, в которой производятся изменения:

1. Во времени – Repetition, Повторение передачи.
2. По частоте – Frequency hopping, Переключение частоты.
 - a) Intra-slot (внутри передачи).
 - b) Inter-slot (между передачами).
3. На приёмнике – Cross-slot channel estimation, совместная оценка канала по нескольким передачам (слотам).
 - a) Fixed - window (с фиксированным окном).
 - b) Sliding - window (со скользящим окном).

На рис. 2 показано сравнение вероятности блоковой ошибки для PUSCH канала связи, в городском сценарии использования в частотном диапазоне 2, при использовании TDL-A модели канала с задержкой распространения 10нс, одной передающей антенны на пользователе и двух приёмных антенн на базовой станции. Из данного сравнения видно, что для достижения выигрыша в 10дБ, сохранив вероятность блоковой ошибки на уровне 10%, необходимо шестнадцать передач.

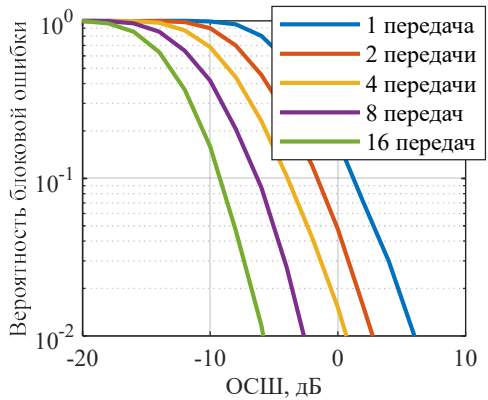


Рис. 2

На рис. 3 схематично показано, как используются различные типы переключения используемой для передачи частоты (frequency hopping) внутри

одной передачи и между передачами с двумя значениями частоты.

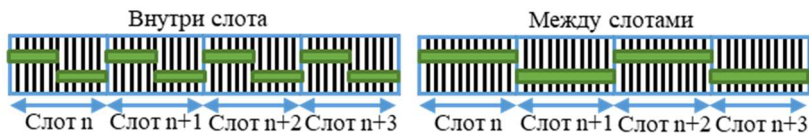


Рис. 3

На рис. 4 показано сравнение вероятности блоковой ошибки для PUSCH канала связи с параметрами, идентичными рис. 2., для передач без переключения частоты и с обоими видами переключения частоты с двумя значениями частоты как на примере из рис. 3. Из сравнения видно, что при увеличении количества передач переключение частоты внутри слота (передачи) даёт меньший выигрыш, чем переключение между слотами. Таким образом, с точки зрения улучшения покрытия, лучшим вариантом является переключение частоты между передачами.

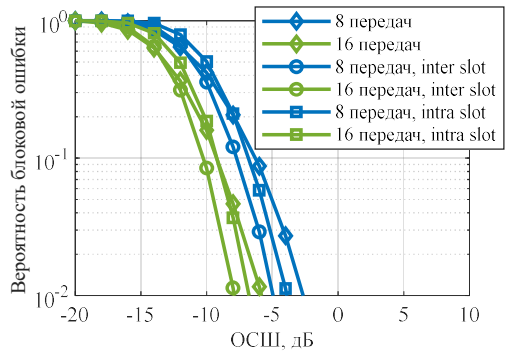


Рис. 4

Результаты сравнения вероятности блоковой ошибки в PUSCH канале связи для последнего метода улучшения покрытия представлены на рис. 5. Как видно из данного сравнения, совместная оценка канала (СОК) также позволяет добиться заметного выигрыша в необходимом ОСШ для достижения вероятности блоковой ошибки равной 10%.

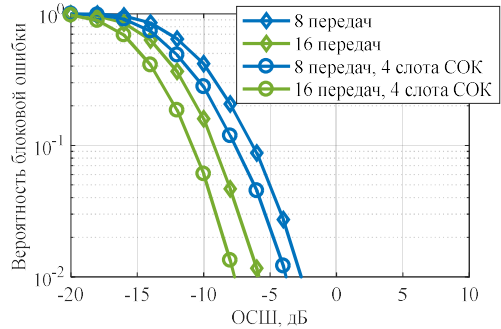


Рис. 5

Таким образом, можно сделать вывод, что рассмотренные методы улучшения покрытия позволяют добиться значительного выигрыша при использовании с максимальным возможным количеством повторений передачи. С другой стороны, для достижения вероятности блоковой ошибки 10% при определенном ОСШ, объединяя два метода: переключение частоты между передачами и совместную оценку канала для нескольких передач, вдвое уменьшается необходимое количество повторений передачи.

- [1] 3rd Generation Partnership Project, “Study on provision of low-cost Machine-Type Communications (MTC) User Equipments (UEs) based on LTE”// Technical Specification Group Radio Access Network. 2013. P. 1 – 55.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 21 мая 2020 г.
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.