

Труды XXV 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.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА MULTITAPER SPECTRUM ESTIMATION ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ И АНАЛИЗА СПЕКТРОГРАММ РЕАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

А.Н. Андреев¹⁾, О.А. Морозов¹⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В различных научных и технических приложениях, таких как радиолокация акустика, сейсмология, для выявления частотно-временных характеристик сигналов используется метод построения спектрограмм. Вычисление спектральных оценок в каждом временном окне спектрограммы может производиться на основе различных алгоритмов, наиболее часто используются алгоритмы, основанные на вычислении преобразования Фурье, а также ряд нелинейных спектральных алгоритмов [1 – 4]. Алгоритмы нелинейного спектрального оценивания при построении спектрограмм позволяют повысить частотное разрешение при обработке коротких выборок сигналов, однако требуют адекватного выбора порядка модели и менее устойчивы к шуму.

В работе в качестве основного метода для построения спектрограмм рассмотрен «Multitaper Spectrum Estimation». Данный метод спектрального оценивания относится к линейным методам, и при этом позволяет существенно снизить влияние боковых лепестков 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 сферические последовательности (DPSS – discrete prolate spheroidal sequences) или функции Слепяна [7, 8]. При построении спектрограммы сигнала для каждой временной последовательности $x[n]$ оценка спектра вычисляется в следующем виде:

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

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

$$P_{mtp}[m] = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^{N-1} S_k(m). \quad (2)$$

Однако спектральные линии сигналов, полученные с использованием данного метода, довольно широкие, что можно отнести к особенности метода. От ширины спектральных линий напрямую зависят разрешающая способность и качество получаемых спектрограмм. С целью исследования возможности повышения спектрального разрешения получаемых спектрограмм в данной работе реализован и добавлен к существующему функционалу алгоритм полигармонической экстраполяции, расширя-

ющий окна сигналов вперед и назад перед процедурами получения спектра [8, 9]. Используется упрощенный алгоритм прогноза на основе спектральных представлений [9]. Аналитическое выражение для последовательности операций этого алгоритма имеет вид:

$$S_{extr}(t) = M \times F^{-1}[F(S_{base}(t)) \times |F(S_{base}(t))|], \quad (3)$$

где $S_{base}(t)$ – отрезок с отсчетами предыстории, $S_{extr}(t)$ – отрезок предыстории, расширенный на удвоенный интервал экстраполяции; F^{-1} и F – соответственно операторы обратного и прямого Фурье-преобразования; M – масштабирующий множитель.

Таким образом, после разбиения сигнала на окна, для каждого окна сигнала применяется экстраполяция, тем самым увеличивая размер этого окна за счет прогнозирования вперед и назад. После этого от последовательных расширенных окон сигнала вычисляется спектр. Как показывают результаты моделирования, результат совместной работы алгоритмов полигармонической экстраполяции и Multitaper Spectrum Estimation способствует повышению спектрального разрешения. Алгоритм также устойчив к шуму. На основе представленного метода построения спектрограмм проведена обработка реальных экспериментальных данных, представляющих собой мембранные потенциалы, снятые с двух взаимно соединенных нейронов («Half-center oscillator») в процессе изменения синаптического порога. Результаты вычислений приведены на следующем рисунке (а – сигнал мембранного потенциала; б – спектрограмма, вычисленная методом «Multitaper Spectrum Estimation»; в – спектрограмма, вычисленная модифицированным методом «Multitaper Spectrum Estimation» с применением полигармонической экстраполяции):

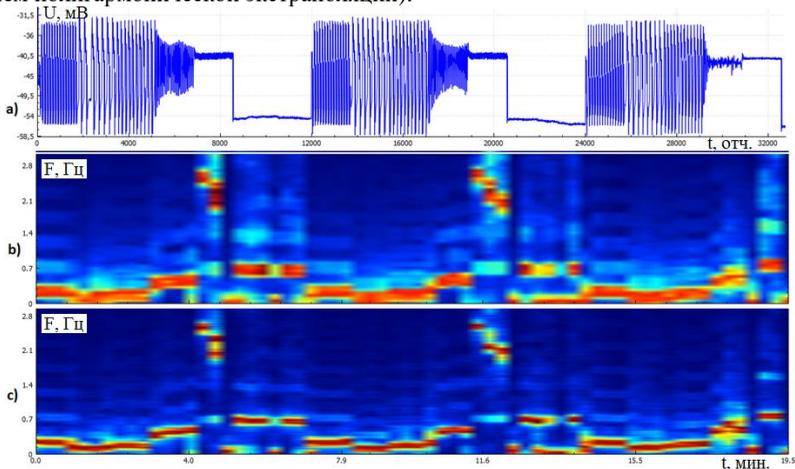


Рис. 1

Спектральные линии на спектрограмме, вычисленной периодограммным методом очень тонкие и несут мало информативности: где-то прерываются, а где-то и вовсе не различимы, так как слишком тонкие и теряются на фоне шумовых артефактов. Спектральные линии на спектрограмме рис. 1 б, вычисленной методом «Multitaper Spectrum Estimation», отчётливо различимы на всех частотах, а также среди шума, но имеют широкую форму. Это может затруднять их анализ и определение центральной частоты, а также в некоторых случаях существует вероятность наложения гармоник, расположенных на близких частотах.

На рис. 1 с видно, что модифицированный метод «Multitaper Spectrum Estimation» отличается более высоким спектральным разрешением по сравнению с обычным (рис. 1 б). Можно заметить, что после применения полигармонической экстраполяции спектральные линии стали более узкими. Алгоритм так же устойчив к шуму, а уровень артефактов на фоне сигнальных составляющих стал меньше.

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что использование полигармонической экстраполяции повышает точность спектральных оценок, получаемых по методу «Multitaper Spectrum Estimation» как для модельных, так и для реальных сигналов, полученных в результате эксперимента по регистрации мембранных потенциалов двух взаимно соединённых нейронов, а также улучшает качество спектрограмм и облегчает их анализ.

- [1] Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990, 584 с.
- [2] Сорохтин М.М., Сорохтин Е.М., Морозов О.А., Фидельман В.Р. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2007. Т. 50, № 4. С. 357-363.
- [3] Морозов О.А., Рыжкова Т.Г., Фидельман В.Р. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 8. С. 722-729.
- [4] Thomson D.J. Spectrum estimation and harmonic analysis // Processings of the IEEE. 1982. Vol. 70. № 9. С. 1055-1096.
- [5] Van Dronghen W. Multitaper Power Spectrum Estimation. 2014. 16 с. URL: <https://pdfs.semanticscholar.org/752d/1a551b96559458064323eb3de7faaef4c4e.pdf>.
- [6] Gruenbacher D.M., Hummels D.R. A Simple Algorithm for Generating Discrete Prolate Spheroidal Sequences // IEEE Transactions on signal processing. 1994. Vol. 42, № 11. С. 3276-3278.
- [7] Лимарев А.Е. // Теория и техника радиосвязи. 2013. № 2. С. 11-16.
- [8] Андреев А.Н., Морозов О.А // Материалы XXVII Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ-2021. – Нижний Новгород: ННГУ, 2021.
- [9] Евсеев А.П., Евсеев Д.А., Баданов В.В. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Серия Радиофизика. 2004. № 1. С 249-255.

ПОДАВЛЕНИЕ ВЫЗВАННЫХ ФАЗОВЫМ ШУМОМ МЕЖКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ В OFDM-СИСТЕМЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Д.С. Дикарев, А.В. Давыдов, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Одним из путей повышения пропускной способности перспективных систем беспроводной связи является расширение полосы частот, используемой для передачи сигнала. Доступность частотного ресурса в миллиметровом диапазоне длин волн – причина большого интереса к использованию высоких несущих частот. Нестабильность генераторов столь высоких частот приводит к искажению передаваемого сигнала фазовым шумом (ФШ). В системах связи с ортогональным частотным разделением (OFDM) флуктуации фазы сигнала во времени приводят к нарушению ортогональности поднесущих – появлению межканальных помех. В работе рассмотрен метод подавления межканальных помех на приёмнике путём фильтрации сигнала в частотной области, приводятся алгоритмы оценки используемого КИХ-фильтра.

Фазовый шум в OFDM-системе связи

Временные отсчёты принятого OFDM-символа r_n искажаются случайными флуктуациями фазы $\psi(t)$ (h_n – ИХ канала, w_n – АБГШ).

$$r_n = \sum_m h_n s_{n-m} \cdot e^{j\psi(t_n)} + w_n \quad (1)$$

В частотной области искажения представляются в виде свёртки спектра реализации ФШ с поднесущими OFDM-символа (2), где $\Psi(\omega) = \mathcal{F}(e^{j\psi(t)})$. Первое слагаемое содержит искажённый сигнал, передаваемый на данной поднесущей. Т.к. искажение Ψ_0 одинаково для всех поднесущих, его называют общей ошибкой фазы (ООФ). Остальные слагаемые добавляю к искажённый сигнал с соседних поднесущих – т.н. межканальную помеху (МКП).

$$R_k = \sum_l H_l S_l \Psi_{k-l} + W_k = \underbrace{H_k S_k \Psi_0}_{\text{общая ошибка фазы}} + \underbrace{\sum_{l \neq k} H_l S_l \Psi_{k-l}}_{\text{межканальная помеха}} + W_k \quad (2)$$

Для точного восстановления переданного сигнала необходимо произвести обратную свёртку принятого сигнала R со спектром реализации ФШ Ψ . Однако, ввиду невозможности точной оценки всех коэффициентов Ψ_k и вычислительной сложности дополнительных обратного/прямого БПФ, применяется свёртка в частотной области с некоторым КИХ-фильтром A небольшой длины (3). Это позволяет подавлять ООФ, а также часть мощности МКП, находящуюся внутри полосы КИХ-фильтра $B_A = \Delta f \cdot (2u + 1)$, где Δf – разнесение поднесущих (РП) OFDM-системы. На рис. 1 можно видеть пределы воздействия фильтра на спектральные компоненты ФШ.

$$\hat{S}_k = \left(\sum_{v=-u}^u A_v R_{k-v} \right) / H_k. \quad (3)$$

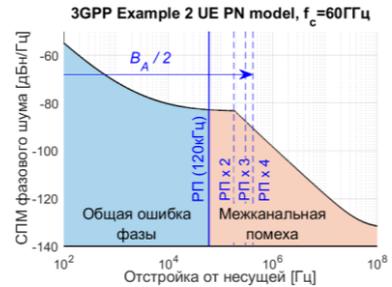


Рис. 1

Вид СПМ ФШ зависит от характеристик приёмного оборудования. В данной работе использовалась общепринятая модель ФШ 3GPP Example 2 UE PN model [1].

Качество подавления спектральных компонент Ψ_k внутри полосы КИХ-фильтра зависит от алгоритма оценки его коэффициентов A_v , а также расположения опорных сигналов, используемых при оценке. Далее в работе рассматриваются оба фактора.

Опорные сигналы для оценки фазового шума

Подавление высокочастотных компонент ФШ требует частого расположения опорных сигналов (phase tracking reference signals, PTRS) во времени. В данной работе PTRS передавались в каждом OFDM-символе данных.

В частотной области PTRS-поднесущие располагались блоками длины N_B , равномерно распределёнными в полосе передачи данных (рис. 2). Параметр K характеризует среднюю плотность расположения PTRS (в данной работе $K = 2$), $N_{sc} = 12$ – число поднесущих в блоке ресурсов физического уровня. Заметим, что случай $N_B = 1$ соответствует конфигурации PTRS в стандарте 5G New Radio Release-15.

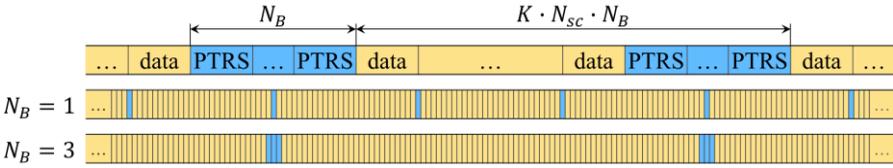


Рис. 2

В качестве последовательности PTRS использовалась QPSK-модулированная псевдослучайная последовательность на основе кода Голла длины 31 [2].

Построение КИХ-фильтра: по оценке спектра фазового шума

Данный подход основан на свойстве преобразования Фурье (4), из которого следует, что коэффициенты подавляющего ФШ фильтра A должны быть комплексно сопряжены с отсчётами спектра ФШ, взятыми в обратном порядке.

$$\mathcal{F}(e^{j\psi(t)}) = \Psi(\omega) \Rightarrow \mathcal{F}(e^{-j\psi(t)}) = \Psi^*(-\omega). \tag{4}$$

Таким образом, ставится задача оценки $2u + 1$ низкочастотных (наиболее мощных) отсчётов спектра реализации ФШ. Используя сигналы R , принятые на опорных поднесущих, оценку канала H и последовательность PTRS S можно записать [3]:

$$\Psi = \underset{\Psi}{\operatorname{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} H_{k_0+u} S_{k_0+u} & H_{k_0+u-1} S_{k_0+u-1} & \cdots & H_{k_0-u} S_{k_0-u} \\ H_{k_1+u} S_{k_1+u} & H_{k_1+u-1} S_{k_1+u-1} & \cdots & H_{k_1-u} S_{k_1-u} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{k_{N-1}+u} S_{k_{N-1}+u} & H_{k_{N-1}+u-1} S_{k_{N-1}+u-1} & \cdots & H_{k_{N-1}-u} S_{k_{N-1}-u} \end{bmatrix} \right. \tag{5}$$

$$\left. \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{-u} \\ \Psi_{-u+1} \\ \vdots \\ \Psi_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{k_0} \\ R_{k_1} \\ \vdots \\ R_{k_{N-1}} \end{bmatrix} \right\|^2 = \underset{\Psi}{\operatorname{argmin}} \|X\Psi - r\|^2 = (X^H X)^{-1} X^H r.$$

Соответственно, вектор коэффициентов КИХ-фильтра определяется как:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{P}(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{r})^*, \quad (6)$$

где \mathbf{P} – антидиагональная матрица перестановки. $\mathbf{X}^H \mathbf{X}$ представляет собой матрицу автокорреляции прошедшей через многолучевой канал последовательности опорных сигналов на отстройках частоты менее ширины полосы КИХ-фильтра. Следует отметить, что число слагаемых при усреднении значений автокорреляции равняется $N_{PTRS}(1 - 2u/N_B)$, т.е. зависит от размещения PTRS в частотной области и всегда меньше числа опорных сигналов N_{PTRS} .

Построение КИХ-фильтра: прямая оценка коэффициентов фильтра

Другой подход основан на стандартном критерии минимума среднеквадратичной ошибки фильтрации (7) и не требует каких-либо предположений о связи коэффициентов \mathbf{A} со спектром ФШ.

$$\begin{aligned} \mathbf{A} = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \left\| \begin{bmatrix} R_{k_0+u} & R_{k_0+u-1} & \cdots & R_{k_0-u} \\ R_{k_1+u} & R_{k_1+u-1} & \cdots & R_{k_1-u} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{k_{N-1}+u} & R_{k_{N-1}+u-1} & \cdots & R_{k_{N-1}-u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{-u} \\ A_{-u+1} \\ \vdots \\ A_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_{k_0} S_{k_0} \\ H_{k_1} S_{k_1} \\ \vdots \\ H_{k_{N-1}} S_{k_{N-1}} \end{bmatrix} \right\|^2 \\ = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{R}\mathbf{A} - \mathbf{x}\|^2 = (\mathbf{R}^H \mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}^H \mathbf{x}. \end{aligned} \quad (7)$$

$\mathbf{R}^H \mathbf{R}$ представляет собой матрицу автокорреляции искажённых ФШ принятых сигналов на отстройках частоты менее ширины полосы КИХ-фильтра. Следует отметить, что элементами \mathbf{R} могут быть не только принятые опорные сигналы, но и сигналы с поднесущих данных, соседствующих с блоками PTRS. Благодаря этому число слагаемых при усреднении значений автокорреляции всегда равняется N_{PTRS} .

Результаты численного моделирования

С помощью численной модели OFDM-системы связи была исследована эффективность описанных методов построения КИХ-фильтра. В частности, были получены зависимости ОСШ, обеспечивающего 10% вероятность блоковой ошибки, от длины КИХ-фильтра $L = 2u + 1$ и размера блоков PTRS N_B (рис. 3).

Моделировалась система 5G NR с несущей частотой $f_c = 60$ ГГц и $\Delta f = 120$ кГц. В качестве модели многолучевого канала использовалась 3GPP Tapped Delay Line model A (TDL-A). Передача данных осуществлялась со скоростью кода $R_0 = 3/4$ и модуляцией 64QAM в полосе $B = 256 \cdot N_{sc} \cdot \Delta f$. Общее число PTRS-поднесущих $N_{PTRS} = 128$ сохранялось во всех конфигурациях, изменение N_B приводило лишь к их перераспределению. Оценка фильтра \mathbf{A} проводилась независимо для каждого OFDM-символа.

Были получены зависимости вероятности блоковой ошибки от ОСШ для нескольких значений N_B и длин КИХ-фильтра $L = 1, 3, 5$ и 7 (рис. 4-6). В наибольшей степени на помехоустойчивость влияет ширина полосы фильтра B_A . Легко заметить, что фильтра с $L = 1$, компенсирующего только ООФ, недостаточно для высокоскоростной передачи данных с РП 120 кГц. Фильтры с $L = 3, 5$ позволяют существенного повысить устойчивость к ФШ, в то время как выигрыш от $L = 7$ не столь значителен.

Алгоритм построения КИХ-фильтра также влияет на качество подавления МКП.

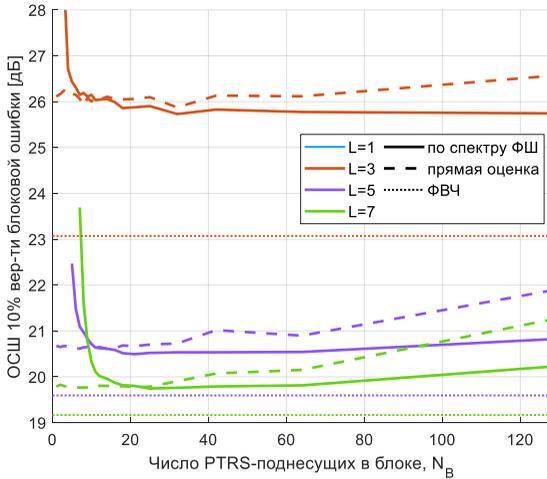


Рис. 3

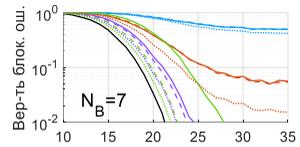


Рис. 4

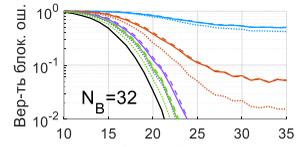


Рис. 5

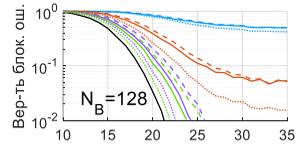


Рис. 6

Сплошные кривые соответствуют построению по оценке спектра ФШ, штриховые – прямой оценке коэффициентов фильтра. Также для сравнения приведены пунктирные кривые, соответствующие полному подавлению спектральных компонент ФШ внутри полосы B_A (ФВЧ), и чёрные кривые без ФШ. Видно, что помехоустойчивость КИХ-фильтра, построенного по спектру ФШ, значительно отличается в зависимости от размера блока PTRS. Это объясняется связью эффективности подавления МКП с качеством оценки матрицы автокорреляции в (6). Число наблюдений, используемых для оценки в данном алгоритме, всегда меньше такового для алгоритма прямой оценки фильтра и особенно мало при N_B близком к L . Поэтому КИХ-фильтр, построенный по спектру ФШ, уступает КИХ-фильтру с прямой оценкой коэффициентов при небольших блоках PTRS, но превосходит его в случаях, когда разница в числе наблюдений перестаёт быть значительной. Также стоит отметить ухудшение помехоустойчивости обоих алгоритмов при росте N_B , объясняемое ростом вероятности замирания сгруппированных PTRS-поднесущих в частотно-селективном канале.

Выводы

В работе были исследованы алгоритмы подавления вызванных ФШ межканальных помех путём фильтрации в частотной области. Было показано, что при выборе размера блока PTRS наилучшим для каждого алгоритма образом, их эффективность сопоставима. Рекомендуется модификация алгоритмов для учёта априорной информации о характерных свойствах спектра ФШ и их дальнейший сравнительный анализ.

- [1] TR 38.803 Study on new radio access technology: Radio Frequency (RF) and co-existence aspects. – Sophia Antipolis: 3GPP, 2017, p. 98.
- [2] Gold R. // IEEE Transactions on Information Theory. 1967. Vol. 13, № 4. P. 619.
- [3] Syrjälä V., Levanen T., Ihalainen T., Valkama M. // IEEE Wireless Communication Letters. 2019. Vol. 8, № 2. P. 640.

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДЕЛЕЙ АВИАЦИОННЫХ КАНАЛОВ «ЗЕМЛЯ-ВОЗДУХ» НА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОМ КОМПЛЕКСЕ В РЕАЛЬНОМ ВРЕМЕНИ

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

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В последние годы наблюдается очень быстрое развитие технологии беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и их все более широкое использование в различных военных и гражданских приложениях. Для функционирования данной технологии необходимо обеспечить надежное удаленное управление летательными аппаратами и передачу данных по беспроводному каналу связи. Что, в свою очередь, требует разработки моделей канала связи Воздух-Земля (В-З).

Разработанные аналитические модели не всегда описывают реальное поведение каналов из-за недостаточно реалистичных предположений. Поэтому в последние годы были проведены интенсивные экспериментальные исследования с целью построения эмпирических канальных моделей. Наиболее детальные из них проводились в рамках проекта, финансируемого исследовательским центром NASA John Glenn. На основе собранных экспериментальных данных разработаны одномерные модели каналов для различных сценариев [1]-[4].

В этой работе мы предлагаем применить Quasi-Deterministic (Q-D) метод [5]-[6] для восстановления угловых и частотно-временных характеристик распространения лучей в трехмерном пространстве. Имитируя движущиеся объекты, Q-D модель канала может воспроизводить эффекты затухания и Доплера, наблюдаемые в реальных измерениях [7].

Схема измерений канала Воздух-Земля

На рис. 1 приведена схема экспериментальных измерений характеристик радиоканала Воздух-Земля (В-З).

Передачик (TX) зондирующего сигнала расположен на наземной станции (НС) с почти всенаправленной по азимуту антенной на высоте 20 метров над уровнем земли, а приемник (RX) – на самолете, летящем на высоте от 800 до 1200 метров на различных расстояниях 2-50 км от НС.

Q-D подход к моделированию канала построен на представлении импульсной характеристики канала – channel impulse response (CIR), состоящей из нескольких квазидетерминированных сильных лучей (D-лучей) и ряда относительно слабых случайных лучей (R-лучей), возникающих из отражений окружающих объектов.

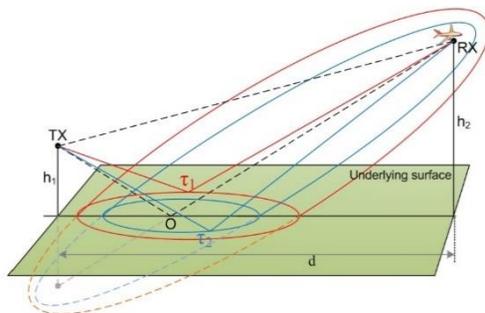


Рис. 1

Классификация лучей 3D канала Воздух-Земля

Модели канала В-3, разработанные в [1]-[4], вводят четыре типа лучей многолучевого канала (см. рис. 2):

- 1) LOS D-луч, волновые вектора $\mathbf{r}_{TX,1}$ и $\mathbf{r}_{RX,1}$.
- 2) NLOS D-луч, отраженный от подстилающей поверхности, вектора $\mathbf{r}_{TX,2}$ и $\mathbf{r}_{RX,2}$.
- 3) R-лучи с задержкой, превышающей задержку отраженного от земли D-луча NLOS, вектора $\mathbf{r}_{TX,i}$ и $\mathbf{r}_{RX,i}$.
- 4) R-лучи, с задержкой меньше, чем задержка отраженного от земли D-луча NLOS, $\mathbf{r}_{TX,j}$ и $\mathbf{r}_{RX,j}$.

Решая задачу реконструкции 3D-канала В-3, необходимо найти значения углов отправки – angles of departure (AoD), углов прибытия – angles of arrival (AoA) и частотных сдвигов для каждого из вышеперечисленных типов лучей канала.

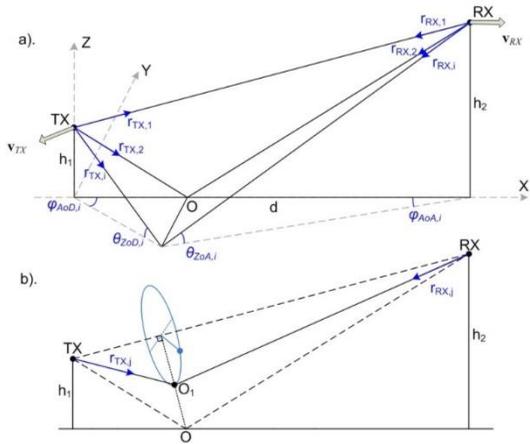


Рис. 2

Восстановление параметров 3D углов

Алгоритм восстановления параметров канала В-3 включает в себя расчет AoD и AoA на основе определения положения канальных отражателей в пространстве между передатчиком и приемником [5]-[6]. Эта задача решается в два этапа. Во-первых, расчет возможного положения отражателей канала для каждого луча на основе геометрии системы связи и известных значениях задержек. Во-вторых, вычисление AoD и AoA на основе относительного расположения TX и RX и определенных канальных отражателей.

Для 1-го и 2-го типа лучей углы AoD и AoA рассчитываются непосредственно из координат TX и RX. Для этих D-лучей в азимутальной плоскости углы отправки $\varphi_{AoD,i}$ и углы прибытия $\varphi_{AoA,i}$ можно установить равными нулю без потери общности, выбрав соответствующую систему координат (см. рис. 2a).

Для R-лучей 3-го типа координаты соответствующих случайных отражателей лежат на подстилающей поверхности на линии, которая является пересечением с эллипсоидом равных задержек.

Для R-лучей 4-го типа задержки меньше, а значит точки отражения лежат над поверхностью земли (например, это может быть отражение от высокого здания или других высоких объектов). Построение пути R-лучей 4-го типа в соответствии с этим предположением изображено на рис. 2b.

Угловые характеристики 3D модели канала В-3 позволяют рассчитать доплеровские сдвиги для каждого луча в CIR. Поскольку предложенная процедура рекон-

струкции позволяет установить AoD и AoA для каждого луча, доплеровское расширение спектра передаваемого сигнала моделируется как набор доплеровских сдвигов к несущей частоте сигнала для каждого луча канала. В случае неподвижных отражателей доплеровский сдвиг частоты для i -го луча можно представить как:

$$f_{d,i} = \frac{f_0}{c} (\mathbf{v}_{TX} \cdot \mathbf{r}_{TX,i} + \mathbf{v}_{RX} \cdot \mathbf{r}_{RX,i}),$$

где \mathbf{v}_{TX} и \mathbf{v}_{RX} – векторы скоростей передатчика и приемника соответственно, а $\mathbf{r}_{TX,i}$ и $\mathbf{r}_{RX,i}$ – единичные волновые векторы i -го луча для TX и RX соответственно, f_0 – несущая частота, c – скорость света.

Результаты симуляции

В данной работе для моделирования использовался симулятор системного уровня, созданный в среде Matlab. Программная реализация включает процедуры генерации CIR, расчета AoD и AoA для отдельных лучей и определения доплеровских сдвигов лучей. Генерация R-лучей проводилась в соответствии со статистическими распределениями их задержек и амплитуд, приведенными в работах [1]-[4].

Для проверки адекватности разработанных 3D моделей каналов В-3 были сгенерированы ансамбли CIR в зависимости от горизонтального расстояния между передающей НС и приемником, расположенным на самолете. Примеры этих ансамблей для сценариев полета «над морем» (высота НС 20 м, высота самолета 800 м) и «над городской средой» (высота НС 20 м, высота самолета 562 м) показаны на рис.3а и рис. 3б соответственно.

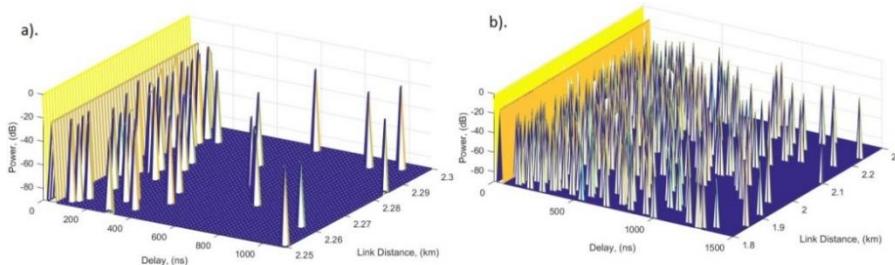


Рис. 3

Более детальное сравнение этих результатов с экспериментальными результатами (представленными на рис. 11 из [1] и на рис. 6 из [3]) показывает, что разработанная 3D модель канала В-3 позволяет адекватно воспроизводить статистику реальных CIR.

Гистограммы распределений углов AoD и AoA в азимутальной и угломестной плоскостях для сценариев «над морем» и «над городской средой» показаны на рис. 4 и рис. 5 соответственно. Видно, что для передатчика, расположенного на НС вблизи земли, распределения AoD в азимутальной и угломестной плоскостях для обоих сценариев намного шире, чем для приемника, расположенного на самолете. Это связано с тем, что основная масса случайных R-лучей в канале В-3 получается в результате отражения от окружающих НС объектов на поверхности земли. В то же время угло-

вой размер области отражения значительно меньше при наблюдении с самолета, чем при наблюдении с НС.

Интересно отметить, что для обоих сценариев распределения углов азимута и места AoA на самолете имеют примерно одинаковую узкую ширину. Угловые распределения AoD для разных сценариев оказываются существенно различными, что, вероятно, определяется различными конфигурациями объектов, окружающих передающую НС.

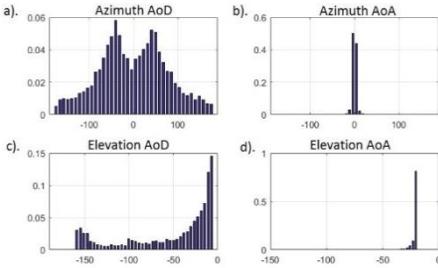


Рис. 4

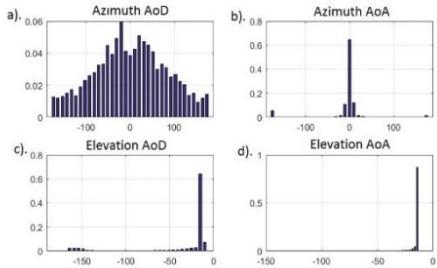


Рис. 5

Выводы

В настоящей работе введен Q-D метод для восстановления угловых и частотных характеристик трехмерных моделей каналов В-З на основе эмпирических моделей каналов TDL. Моделирование показало, что разработанная 3D модель канала В-З адекватно воспроизводит статистику реальных импульсных характеристик канала и обеспечивает физически обоснованные распределения AoD и AoA и доплеровские рассеяния.

- [1] Matolak D.W., Sun R. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 66 (2017). С. 26.
- [2] Sun R., Matolak D.W. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 66 (2017). С. 1913.
- [3] Matolak D.W., Sun R. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 66 (2017). С. 6607.
- [4] Sun R., Matolak D.W. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 66 (2017). С. 7643.
- [5] Maltsev A. et al. // *IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. 2014. С. 966.
- [6] Maltsev A. et al. // *Doc. IEEE 802.11-2015/1150r9*. 2017.
- [7] Wang J., Gentile C., Papazian P. B., Choi J., Senic J. // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 16 (2017). С. 2195.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ НА СТОРОНЕ ПРИЁМНИКА

Г.А. Ермолаев, О.В. Болховская, А.А. Мальцев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время растет актуальность проблемы компенсации нелинейных искажений на передатчике в связи с распространением сетей Интернета Вещей (IoT, Internet-of-Things) в системах связи пятого поколения 5G. Для обеспечения массового производства, приемная и передающая части устройств для таких систем должны быть реализованы с использованием простых и экономически эффективных технических решений, поэтому требования к точности реализации отдельных элементов (конденсаторов, резисторов, транзисторов и т.д.) могут быть снижены. Это может привести к довольно высокому уровню искажений в IoT устройствах.

Особенно это заметно при использовании миллиметровых диапазонов длин волн в сетях IoT. Процессы изготовления радиочастотных компонентов для таких диапазонов значительно сложнее, что также влечет за собой более высокий уровень искажений. Не смотря на это, базовая станция IoT сетей должна контролировать и управлять большим количеством устройств, чего нельзя будет добиться без использования нетрудоемких алгоритмов на стороне приемника (RX) для режима восходящей передачи данных (UL).

Поскольку эти факторы могут ограничивать производительность системы даже при больших отношениях мощности сигнала к мощности шума (ОЦШ, SNR), довольно много работ было посвящено проблеме компенсации искажений, возникающих при передаче сигнала, таких как [1-3]: нелинейные искажения на усилителе (Power amplifier, PA), дисбаланс компонент в квадратурном модуляторе (I/Q imbalance) и т.д.

Большинство из ранее предложенных схем работают по принципу оценки характеристик PA путем непосредственного измерения искажений сигнала на TX антенне.

Основным недостатком большинства предлагаемых схем предварительного искажения на передатчике является их высокая сложность и стоимость. Устройство сетей IoT должно быть очень дешевым, поэтому использование в нем сложных схем предварительного искажения нецелесообразно.

В данной работе предлагается новый метод компенсации нелинейных искажений для IoT систем. Представленный метод основан на статистическом анализе символов принятых данных для оценки и компенсации искажений.

Модель исследуемой системы

Обобщенная структурная схема передатчика с квадратурным модулятором показана на рис.1. В данной модели системы, “идеальные” компоненты сигнала генерируются в цифровом сигнальном процессоре (DSP), трансформируются в аналоговые сигналы в цифроаналоговых преобразователях, сдвигаются в квадратурном модуляторе на необходимую полосу частот с помощью синусоидальных сигналов гетеродина (LO) и после прохождения полосовых фильтров (BPF) и суммирования поступают в усилитель мощности (PA).

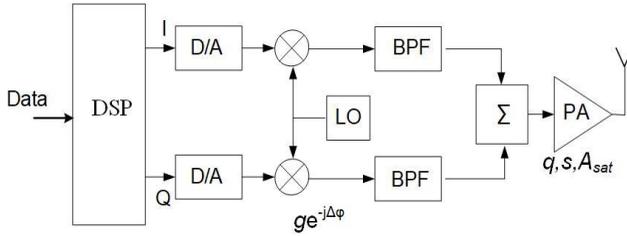


Рис. 1

Для моделирования нелинейности на РА передатчика использовалась хорошо известная Рарр модель [4-5], которая задает амплитудные искажения следующим образом:

$$G(A) = q \frac{A}{\left(1 + \left(\frac{qA}{A_{sat}}\right)^{2s}\right)^{\frac{1}{2s}}}, \quad (1)$$

где $G(A)$ – выходная амплитуда, A – входная амплитуда сигналов на РА, q – малый коэффициент усиления сигнала, s – коэффициент плавности, A_{sat} – уровень насыщения.

Для моделирования дисбаланса компонент сигнала использовалась модель, представленная в документах по методологии анализа алгоритмов при разработке стандарта IEEE 802.11ad [5]:

$$\mathbf{y}_d(t) = \mu \mathbf{y}(t) + \nu \mathbf{y}^*(t), \quad (2)$$

где $\mathbf{y}(t)$ – идеальный комплексный передающийся сигнал, $\mathbf{y}_d(t)$ – искаженный комплексный сигнал.

Для удобства анализа в данной работе предполагается, что весь дисбаланс между компонентами сигнала возникает из-за отклонения амплитуды от единицы ($g \neq 1$) и сдвига фазы ($\Delta\varphi \neq 0$, phase shift, PS) сигнала гетеродина только для квадратурной составляющей. В таком случае, если мы представим идеальный комплексный передаваемый сигнал $\mathbf{y}(t)$ в виде синфазной и квадратурной составляющих $A_c(t)$ и $A_s(t)$:

$$\mathbf{y}(t) = A_c(t) + jA_s(t),$$

тогда искаженный сигнал может быть записан как:

$$\mathbf{y}_d(t) = A_c(t) + jge^{-j\Delta\varphi}A_s(t). \quad (3)$$

Простые манипуляции с формулами (2) и (3) показывают, что коэффициенты μ и ν из (2) в таком случае выражаются в виде:

$$\mu = \frac{1 + ge^{j\Delta\varphi}}{2}, \nu = \frac{1 - ge^{j\Delta\varphi}}{2}.$$

На рис. 2 и 3 представлены диаграммы рассеяния принятого 16QAM сигнала, иллюстрирующие примеры влияния таких искажений, как дисбаланс компонент сигнала и нелинейность на РА соответственно.

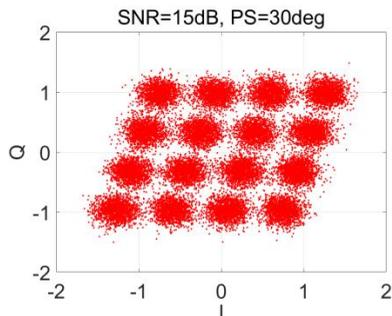


Рис. 2

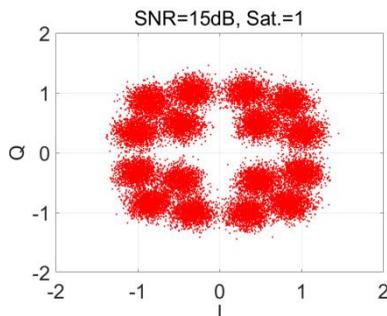


Рис. 3

Общий подход к компенсации искажений

Предлагаемый подход к компенсации искажений, возникающих на передатчике, на стороне приёмника включает в себя две основные операции. Во-первых, параметры суммарных искажений оцениваются независимо от их происхождения, во-вторых, мягкие метрики, используемые в модифицированном декодере, корректируются на основе этих оценок. Статистическая оценка нелинейности на РА и искажений дисбаланса компонент сигнала проводилась на основе построения диаграмм рассеяния (гистограмм) полученных комплексных 16QAM сигналов в плоскости компонент сигнала, примеры которых приведены на рис. 2 и 3. Обработка проводилась в несколько этапов:

- 1) Используя априорное знание структуры созвездия 16QAM модуляции, в двумерной области принимаемого сигнала создается однородная двумерная сетка.
- 2) Для каждой ячейки двумерной сетки вычисляется количество точек принятого модулированного сигнала, попадающих в область этой ячейки.
- 3) Для каждой точки созвездия 16QAM модуляции выбирается часть (кластер) двумерного счетчика с центром в выбранной точке созвездия для последующего поиска максимального значения счетчика в выбранном кластере. Середина ячейки с максимальным значением счетчика принимается за максимально правдоподобную оценку искаженного сигнала и становится новой искаженной точкой созвездия 16QAM модуляции.
- 4) Вновь полученные точки созвездия используются при демодуляции принятых сигналов, а именно при вычислении евклидова расстояния в алгоритмах мягкой демодуляции для сигналов 16QAM с использованием метрик LLR (логарифмического отношения правдоподобий) для каждого принятого бита.

Результаты моделирования

Для оценки эффективности описанного выше алгоритма был создан симулятор физического уровня системы связи Wi-Fi на основе стандарта IEEE 802.11ad. Основные параметры исследуемой системы связи приведены в табл. 1.

Табл. 1

Параметр	Значение
Схема кодирования каналов	LDPC Wi-Fi IEEE 802.11ad
Модуляция	16QAM
Скорость кодирования	3/4
Параметры моделей искажений	PS = 10, 30 град q=1, s = 0.5, Sat = A_{sat}/A_{eff} = 0.5, 2

На рис. 4 и 5 представлены примеры сравнения вероятностей ошибки блока данных без использования алгоритма адаптации модуляционного созвездия (красные кривые) и с использованием алгоритма адаптации (зеленые кривые). Сравнивая данные кривые, можно сделать вывод, что предложенный метод показывает заметный выигрыш, причем, как видно из рис. 4 и 5, статистический подход к компенсации искажений даёт больший выигрыш в случае более сильных искажений.

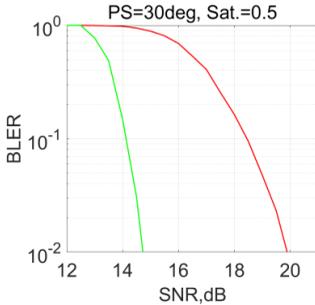


Рис. 4

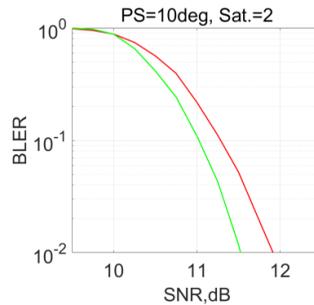


Рис. 5

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта No 20-32-90197.

- [1] J. de Mingo, A. Valdovinos // Performance of a new digital baseband predistorter using calibration memory. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2001. Vol. 50. No. 4. P. 1169.
- [2] R. Marsalek, P. Jardin, G. Baudoin // From post-distortion to pre-distortion for power amplifiers linearization. IEEE Communications Letters. 2003. Vol. 7, No. 7. P. 308.
- [3] M. Valkama, M. Renfors, V. Koivunen // Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers. IEEE Transactions on Signal Processing. 2001. Vol. 49, No. 10. P. 2335.
- [4] C. Rapp // Effects of HPA-nonlinearity on 4-DPSK-OFDM-signal for a digital sound broadcasting system. Proc. 2nd European Conference Satellite Communications. 1991.
- [5] Evaluation methodology of IEEE 802.11ad
https://mentor.ieee.org/802.11/documents?is_dcn=Eldad%20Perahia&is_group=00ad&is_year=2010.

ОЦЕНКА КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ МАЛЫХ СПУТНИКОВЫХ ГРУППИРОВОК

И.В. Гринь, О.А. Морозов

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Многопозиционные системы занимают ведущее место в развитии современной радиолокации и радионавигации. Использование космического сегмента в радиолокационных системах позволяет формировать глобальную область рабочей зоны и успешно решать задачу оценки координат неизвестных излучающих объектов. К недостаткам радиолокационных систем космического базирования следует отнести значительную сложность развертывания и высокую стоимость [1].

Разработка методов оценки координат источников радиоизлучения, базирующих на спутниковых системах и функционирующих при минимальном количестве космических аппаратов в составе системы, потенциально может значительно сократить стоимость подобных систем и обеспечить функционирование системы уже на этапе развертывания.

Одним из наиболее универсальных методов определения местоположения источника радиоизлучения является разностно-дальномерный метод, наиболее подходящий к пассивным многопозиционным спутниковым системам, в силу отсутствия необходимости знать начальный момент излучения сигнала. Для его применения необходимо определить только взаимные временные задержки принятых сигналов [2].

Определение местоположения источника радиоизлучения разностно-дальномерным методом основано на формировании системы нелинейных уравнений, связывающих координаты источника излучения с взаимные временные задержки принятых сигналов:

$$\begin{cases} R_1 - R_2 = c\Delta\tau_{12} \\ R_i = \sqrt{(x_M - x_1)^2 + (y_M - y_1)^2 + (z_M - z_1)^2} \end{cases} \quad (1)$$

Однако из анализа принятых несколькими приемниками сигналов можно получить информацию не только о взаимных временных задержках, но и о смещениях спектров сигналов вследствие эффекта Доплера, неизбежно возникающего при их распространении в системе.

Методы определения местоположения источника радиоизлучения, тем или иным образом использующие доплеровские изменения частотных характеристик сигналов традиционно используются для определения скоростей движущихся объектов, однако в многопозиционных спутниковых системах они могут успешно применяться для определения координат источников радиоизлучения [2].

Определение местоположения источника радиоизлучения разностно-доплеровским методом основано на формировании системы нелинейных уравнений, связывающих координаты источника излучения с относительными радиальными

скоростями приемников многопозиционной системы и разностью доплеровских сдвигов спектров пары принятых сигналов:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\omega_{ij} = \omega_i \frac{V_{ri} - V_{rj}}{c + V_{ri}} \\ V_{ri} = \frac{v_{xi}(x_M - x_i) + v_{yi}(y_M - y_i) + v_{zi}(z_M - z_i)}{\sqrt{(x_M - x_i)^2 + (y_M - y_i)^2 + (z_M - z_i)^2}}, \end{array} \right. \quad (2)$$

где $\Delta\omega_{ij}$ – разность доплеровских смещений спектров двух принятых сигналов, V_{ri} – радиальная скорость движения i -го приемника к точке излучения (x_M, y_M, z_M) , ω_i – частота сигнала, принятого i -м приемником, c – скорость света.

Чтобы минимизировать количество космических аппаратов, необходимых для функционирования радиолокационной системы, нужно максимально эффективно использовать информацию об источнике радиоизлучения. Для этого предлагается объединить разностно-дальномерный (1) и разностно-доплеровский (2) методы и составить новую систему нелинейных уравнений.

Система уравнений разностно-дальномерного разностно-доплеровского метода имеет единственное решение, если спутниковая радиолокационная система содержит в своем составе как минимум три космических аппарата. Если дополнить данную систему уравнений требованием нахождения источника радиоизлучения на поверхности Земли и добавить к системе уравнение эллипсоида Земли, минимально необходимое количество космических аппаратов сократится до двух [3].

Решение системы нелинейных уравнений сводится к минимизации функционала квадратов ошибок:

$$F(x, y, z) = F_{\text{РДМ}}(x, y, z) + F_{\text{РДопМ}}(x, y, z) + F_e(x, y, z), \quad (3)$$

где $F_{\text{РДМ}}(x, y, z)$ – функционал разностно-дальномерного метода:

$$F_{\text{РДМ}}(x, y, z) = (R_1(x, y, z) - R_2(x, y, z) - c\Delta\tau_{12})^2, \quad (4)$$

$F_{\text{РДопМ}}(x, y, z)$ – функционал разностно-доплеровского метода:

$$F_{\text{РДонМ}}(x, y, z) = \left(\frac{V_{r1}(x, y, z) - V_{r2}(x, y, z)}{c + V_{r1}(x, y, z)} - \frac{\Delta\omega_{12}}{\omega} \right)^2. \quad (5)$$

$F_e(x, y, z)$ – функционал эллипсоида Земли:

$$F_e(x, y, z) = \left(1 - \frac{(x - x_M)^2}{a^2} + \frac{(y - y_M)^2}{b^2} + \frac{(z - z_M)^2}{c^2} \right)^2. \quad (6)$$

Для исследования точностных характеристик предложенного метода было проведено моделирование радиолокационной системы космического базирования, состоящей из двух аппаратов, выведенных на высокоэллиптическую орбиту типа «Молния».

На рис. 1, 2 и 3 представлены графики среднеквадратичного отклонения оценки координат источника радиоизлучения от истинного в зависимости от точности оценки координат космических аппаратов (рис. 1), в зависимости от точности оценки скоростей космических аппаратов (рис. 2) и в зависимости от точности оценки доплеровских смещений спектров принятых сигналов (рис. 3). Усреднения проводились по $N = 1000$ реализациям.

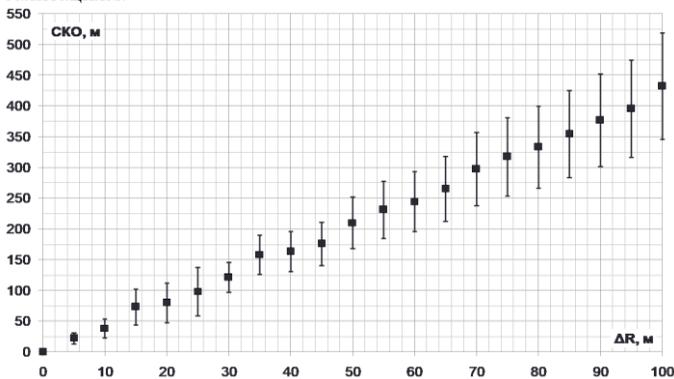


Рис. 1

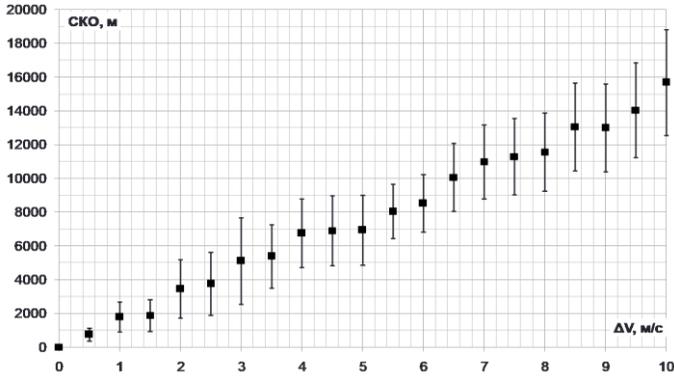


Рис. 2

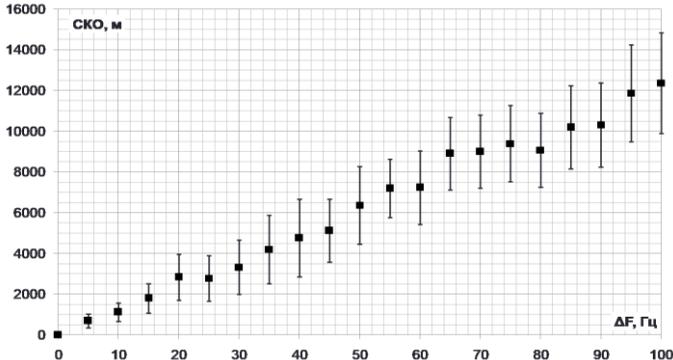


Рис. 3

Полученные зависимости позволяют оценить потенциальные точностные характеристики подобных систем и сформировать требования, предъявляемые к точности измерения навигационных параметрах в таких системах.

- [1] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника»/ Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990, 496 с.
- [2] Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992, 304 с.
- [3] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. // Системы управления и информационные технологии. №2.1(56). 2014. С. 124.

УСТРАНЕНИЕ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ОЦЕНКИ НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОЖЕСТВЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЯ СОГЛАСОВАННОСТИ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК

И.В. Гринь, О.А. Морозов, Н.А. Пинегина

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Развитие современных систем радиолокации и радионавигации обусловлено в большей степени развитием спутниковых технологий. Применение многопозиционных спутниковых систем позволяет существенно повысить эффективность радиолокации за счет большего количества регистрируемой информации [1].

При проектировании спутниковых систем определения положения источников радиоизлучения, наиболее актуальной из возникающих задач является задача оценки координат источника радиоизлучения методами пассивной пеленгации в реальном масштабе времени. Наиболее эффективными методами решения данной задачи являются разностно-дальномерный и разностно-доплеровский методы, требующие для своей реализации определения навигационных параметров, а именно взаимных временных задержек распространения сигналов и взаимных смещений их спектров, возникающих вследствие эффекта Доплера [2].

Наиболее общим методом оценки взаимных временных задержек распространения сигналов и взаимных смещений их спектров является метод максимума правдоподобия. Метод максимума правдоподобия сводится к корреляционным оценкам в случае отсутствия эффекта Доплера или же к методу построения и анализа взаимной функции неопределенности в случае существенного влияния эффекта Доплера [3].

Следует отметить, что при одновременном позиционировании нескольких источников радиоизлучения возникает проблема однозначного определения набора навигационных параметров для каждого из источников. В связи с проблемой неоднозначности определения набора навигационных параметров для каждого из источников представляется актуальной реализация алгоритмов устранения данной неоднозначности и, соответственно, разработка алгоритмов оценки навигационных параметров множественных источников радиоизлучения.

Рассмотрим многопозиционную спутниковую систему пассивной пеленгации, в которой необходимо определить координаты (x_i, y_i, z_i) N источников излучения ($i = 1..N$), находящихся на земной поверхности (рис. 1). Для определения местоположения источников необходимо определить взаимные временные задержки распространения сигналов по различным каналам относительно канала распространения к спутнику, принятому в качестве опорного.

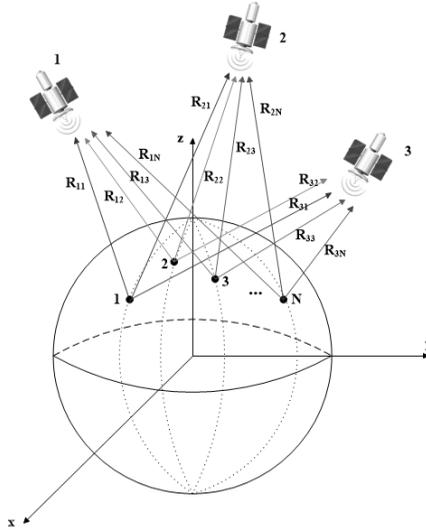


Рис. 1

Модель сигналов, принимаемых спутниками, может быть записана следующим образом:

$$\begin{cases} s_1(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) + \varepsilon(t) \\ s_2(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{x}_i(t + \tau_{2i}) + \eta_2(t) \\ \dots \\ s_M(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{x}_i(t + \tau_{Mi}) + \eta_M(t) \end{cases}, \quad (1)$$

где $x_i(t)$, $i=1..N$ – сигнал, излучаемый i -м источником, сигналы $\tilde{x}_i(t + \tau_{ji})$, $j=2, \dots, M$ представляют собой искажённые и задержанные копии сигнала $x_i(t)$; $\varepsilon(t)$ – некоррелированный с сигналами от источников шум в опорном канале, $\eta_2(t), \dots, \eta_M(t)$ – шумы в исследуемых каналах. Для применения разностно-дальномерного метода необходимо для каждого источника с номером i определить временные задержки τ_{ji} .

При проведении оценки временных задержек сигналов, принимаемых космическими аппаратами, в описанной системе с использованием корреляционного анализа неизбежно возникает проблема неоднозначности соотнесения величин измеряемых задержек конкретным источникам излучения. В случае наличия нескольких источников взаимная корреляционная функция принимаемых сигналов имеет несколько максимумов, каждый из которых соответствует одному из источников [4]. Для решения данной проблемы предлагается, в данной работе, рассмотреть алгоритм, основанный на критерии согласованности временных задержек.

При построении взаимных корреляционных функций системы (1) каждая корреляционная функция будет содержать N пиков:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{12}(\Delta t) : \Delta t_{121}, \Delta t_{122}, \dots, \Delta t_{12N}; \\ R_{23}(\Delta t) : \Delta t_{231}, \Delta t_{232}, \dots, \Delta t_{23N}; \\ \dots \\ R_{M-1,M}(\Delta t) : \Delta t_{M-1,M,1}, \Delta t_{M-1,M,2}, \dots, \Delta t_{M-1,M,N}; \\ R_{M,1}(\Delta t) : \Delta t_{M,1,1}, \Delta t_{M,1,2}, \dots, \Delta t_{M,1,N}. \end{array} \right. \quad (2)$$

Рассмотрим взаимные временные задержки, соответствующие k -му источнику: $\Delta t_{12k}, \Delta t_{23k}, \dots, \Delta t_{M1k}$. Каждую из задержек можно представить следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta t_{12k} = \tau_{1k} - \tau_{2k} \\ \Delta t_{23k} = \tau_{2k} - \tau_{3k} \\ \dots \\ \Delta t_{M1k} = \tau_{Mk} - \tau_{1k} \end{array} \right., \quad (3)$$

где τ_{ij} – время распространения излучения от j -го источника излучения до i -го космического аппарата.

Нетрудно заметить, что рассмотренные задержки, соответствующие одному источнику обладают следующим свойством:

$$\Delta t_{12k} + \Delta t_{23k} + \dots + \Delta t_{M1k} = \tau_{1k} - \tau_{2k} + \tau_{2k} - \tau_{3k} + \dots + \tau_{Mk} - \tau_{1k} = 0. \quad (4)$$

Алгоритм устранения неоднозначности соотношения величин измеряемых задержек конкретным источником излучения, использующий критерий согласованности временных задержек (4) строится следующим образом:

- 1) Для корреляционных функций системы (2) оцениваются все взаимные временные задержки Δt_{ijk} с применением корреляционного анализа и соответствующим построением M взаимных корреляционных функций сигналов системы (1).
- 2) Корреляционная функция $R_{12}(\Delta t)$ принимается за базовую, взаимным временным задержкам Δt_{12k} присваиваются порядковые номера, соответствующие номеру источника излучения.
- 3) Для каждой пронумерованной взаимной временной задержки Δt_{12k} из $R_{12}(\Delta t)$ прямым перебором находятся взаимные временные задержки из остальных корреляционных функций системы (2), удовлетворяющие критерию согласованности задержек (4).

Для исследования предложенного алгоритма проведено моделирование узкополосных сигналов в виде квадратурных компонент с использованием BPSK и MSK-манипуляций. На основе компьютерного моделирования проведено исследование зависимости вероятности правильной работы алгоритма оценки взаимной временной задержки от уровня шума (ОСШ) в исследуемых сигналах. Вероятность рассчитывалась на основе: $P = m/n$, m – число благоприятных исходов, n – количество испытаний. Испытание считалось благоприятным, если временные задержки определились верно, с точностью до половины длительности бита, а так же учитывалось найденное количество взаимных временных задержек в каждой выделенной группе (количество взаимных временных задержек в каждой группе должно быть равно количеству источников). Усреднение проводилось по $N = 1000$ реализациям. Исследовались конфигурации, содержащие 4 источника излучения. Вычислительная сложность алгоритма: N^M операций (выделяются N групп в M корреляциях).

На рис. 2 и рис. 3 представлены полученные зависимости вероятности правильного определения групп задержек, соответствующих каждому из источников от ОСШ в исследуемом канале (для узкополосных сигналов в виде квадратурных компонент с использованием MSK и BPSK-манипуляций, соответственно). Приведены зависимости корректного определения 1 из 4, 2 из 4, 3 из 4 и 4 из 4 групп задержек.

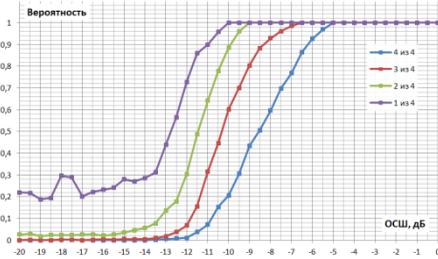


Рис. 2

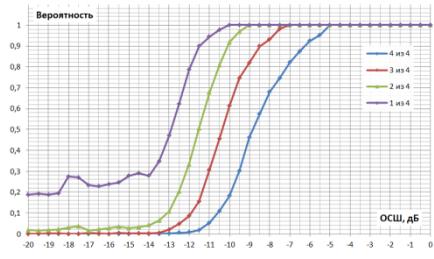


Рис. 3

ОСШ в исследуемых сигналах изменялось в диапазоне от -20 дБ до 0 дБ. Анализ полученных результатов показывает устойчивую работу алгоритма устранения неоднозначности соотнесения величин измеряемых задержек конкретным источником излучения при довольно низком отношении сигнал/шум в каналах связи (до -6 дБ).

- [1] Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990, 496 с.
- [2] Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб.пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992, 304 с.
- [3] Логинов А.А., Морозов О.А., Хмелев С.Л. // Известия высших учебных заведений. Радиофизика, № 5-6 (52), 2009. С. 503.
- [4] Гринь И.В., Ершов Р.А., Морозов О.А. // Системы управления и информационные технологии. 2014. № 2.1(56). С. 124.

ОБНАРУЖЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО КВАЗИРАДИОСИГНАЛА С НЕИЗВЕСТНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ НА ФОНЕ ГАУССОВСКОГО БЕЛОГО ШУМА И СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ

Ю.Э. Корчагин, К.Д. Титов, Е.Э. Головацкая

ФГБОУ ВО Воронежский Государственный Университет

Наличие в эфире электромагнитных импульсов большой мощности (сверхкороткоимпульсных (СКИ) помех) может привести к функциональному поражению приёмного оборудования. В зависимости от величины пиковой напряжённости электрического поля это может приводить к кратковременным сбоям с восстановлением работоспособности после прекращения воздействия или разрушению оборудования с необходимостью его ремонта или замены. Современное приёмопередающее оборудование, как правило, имеет защиту от поражающего воздействия СКИ, при этом недостаточно исследован вопрос оценки воздействия таких помех на сигнальном уровне. В работе [1] синтезирован квазиравдоподобный (КП) обнаружитель сверхширокополосного (СШП) квазирadiосигнала (КРС) с известной длительностью, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума и СКИ-помехи. Структура СШП КРС подобна узкополосным радиосигналам, но условие относительной узкополосности для них не выполняется. В силу особенностей распространения радиоволн, а также из-за возможной неточности модели на приёмной стороне часто оказывается неизвестной длительность СШП КРС.

Целью данной работы является синтез и анализ КП алгоритма обнаружения СШП КРС с неизвестной длительностью, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума и СКИ-помехи, а также сравнительный анализ характеристик обнаружителя СШП КРС без воздействия помех и при их наличии.

Сверхширокополосный КРС произвольной формы запишем в виде

$$s(t, a_1, \varphi_1, \tau_1, \omega_1) = \begin{cases} a_1 f_1(t) \cos(\omega_1 t - \varphi_1), & 0 \leq t \leq \tau_1, \\ 0, & t < 0, t > \tau_1, \end{cases} \quad (1)$$

где $a_1, \varphi_1, \omega_1, \tau_1$ – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность сигнала соответственно, а $f_1(t)$ – модулирующая функция, описывающая его форму [2].

$$\vartheta(t, a_2, \tau_2) = \begin{cases} a_2 f_2(t), & 0 \leq t \leq \tau_2, \\ 0, & t < 0, t > \tau_2, \end{cases} \quad (2)$$

и введены обозначения, аналогичные (1).

Рассмотрим задачу приёма СШП КРС на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ и мешающего сигнала (2) в течение интервала времени $t \in [0, T]$. Аддитивную смесь сигнала (1), шума $n(t)$ и мешающего сигнала (2) запишем в виде

$$\xi(t) = \gamma_0 s(t, a_{01}, \varphi_{01}, \tau_{01}, \omega_{01}) + \gamma_0 \vartheta(t, a_{02}, \tau_{02}) + n(t), \quad (3)$$

где $a_{01}, \varphi_{01}, \omega_{01}, \tau_{01}, a_{02}, \tau_{02}$ – истинные значения известных параметров полезного и мешающих сигналов, γ_0 – дискретный параметр, принимающий значение $\gamma_0 = 0$ при отсутствии сигнала и помехи, и $\gamma_0 = 1$ – при их наличии. Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала $\tau_1 \in$

$[T_1, T_2]$, а истинное значение длительности полезного сигнала лежит посередине априорного интервала возможных значений $\tau_{01} = (T_1 + T_2)/2$.

Выполним синтез обнаружителя СШП КРС с неизвестными параметрами и не учитывающего возможного наличия помех (параметры мешающего сигнала неизвестны). Для его синтеза воспользуемся методом максимального правдоподобия (МП) [3]. При неизвестных параметрах полезного сигнала логарифм функционала отношения правдо-подобия (ЛФОП) имеет вид

$$L(a_1, \varphi_1, \tau_1) = \frac{2\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_1} \xi(t) s(t, a_1, \varphi_1, \tau_1, \omega_1) dt - \frac{\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_1} s^2(t, a_1, \varphi_1, \tau_1, \omega_1) dt. \quad (4)$$

Вместо неизвестных амплитуды и начальной фазы в выражении (4) будем использовать некоторые их ожидаемые значения a_1^* и φ_1^* соответственно, а вместо неизвестной длительности – её КП оценку. Тогда КП оценка $\hat{\gamma}$ параметра γ_0 , определяется как значение значение γ , при котором ЛФОП достигает абсолютного (наибольшего) максимума [4], то есть КП алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра γ) можно аналогично представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, L \geq h, \\ 0, L < h, \end{cases} \quad (5)$$

$$L = \sup_{\tau_1} L(\tau_1), L(\tau_1) = L(\gamma = 1, a_1 = a_1^*, \varphi_1 = \varphi_1^*, \tau_1).$$

Порог h в выражении (5) выбирается в соответствии с заданным критерием оптимальности [3]. Обнаружитель формирует случайную величину (4) и сравнивает её с порогом h , вынося решение о наличии или отсутствии сигнала.

Подставив в выражение (4) явный вид СШП КРС (1), перепишем ЛФОП в виде

$$L(\tau_1) = a_1^* (X(\tau_1) \cos \varphi_1^* + Y(\tau_1) \sin \varphi_1^*) - \frac{a_1^{*2}}{2} [Q(\tau_1) + P_c(\tau_1) \cos 2\varphi_1^* + P_s(\tau_1) \sin 2\varphi_1^*], \quad (6)$$

где

$$X(\tau_1) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_1} \xi(t) f_1(t) \cos \omega_{01} t dt, \\ Y(\tau_1) = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau_1} \xi(t) f_1(t) \sin \omega_{01} t dt, \quad Q(\tau_1) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1} f_1^2(t) dt, \quad (7) \\ P_c(\tau_1) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1} f_1^2(t) \cos 2\omega_{01} t dt, \quad P_s(\tau_1) = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_1} f_1^2(t) \sin 2\omega_{01} t dt.$$

Выполним анализ КП алгоритма обнаружения (5), т.е. найдём вероятности ошибок 1-го и 2-го рода. Очевидно, что априорное незнание амплитуды и начальной фазы оказывает влияние на эффективность обнаружения. Для количественного определения этого влияния введём в рассмотрение величины, которые характеризуют расстройку КП обнаружителя по амплитуде $\Delta a_1 = a_1^* / a_{01}$, и начальной фазе $\Delta \varphi_1 = \varphi_1^* - \varphi_{01}$.

Для оценки эффективности синтезированного алгоритма обнаружения необходимо найти плотность вероятности случайной величины (СВ) $L(\tau_1)$ (6). Она является линейным преобразованием СВ $X(\tau_1)$ и $Y(\tau_1)$. По определению (7) СВ $X(\tau_1)$ и $Y(\tau_1)$ являются гауссовскими и полностью статистически описываются первыми двумя моментами. Выполняя усреднение при наличии и отсутствии сигнала в принятой реализации, находим их статистические характеристики. Поскольку приемник не учитывает возможного наличия мешающего сигнала, вероятность ложной тревоги определяется аналогично [2].

Найдём приближённое выражение для условной вероятности пропуска сигнала, справедливое при достаточно больших отношениях сигнал шум (ОСШ), которое определяется выражением $z^2 = 2a_{01}^2 T_2 / N_0$ на выходе приемника МП для СШП КРС с амплитудой a_{01} и длительностью T_2 , и прямоугольной модулирующей функцией.

Как известно [3], при увеличении ОСШ положение максимума ЛФОРП (6) сходится в среднеквадратическом к положению максимума его математического ожидания $\tau_s = \text{argsup} S_1(\tau_1)$. Поэтому исследуем решающую статистику $L(\tau_1)$ в окрестности τ_s . Ограничимся далее рассмотрением таких сочетаний ожидаемых и истинных значений амплитуды и начальной фазы, при которых положение максимума математического ожидания, совпадает с истинным значением неизвестной длительности, так что $\tau_s = \tau_{01}$. Для получения асимптотических выражений для математического ожидания и корреляционной функции при наличии сигнала разложим функции в ряды Тейлора по τ_1 в окрестности τ_{01} , ограничиваясь членами первого порядка малости

$$S_1(\tau_1) \approx \frac{\lambda_1}{2} + \frac{(\tau_1 - \tau_{01})}{2T_2} \begin{cases} \psi_1, \tau_1 \leq \tau_{01}, \\ -\psi_2, \tau_1 > \tau_{01}, \end{cases} \quad (8)$$

$$K_1(\tau_1, \tau_2) \approx \lambda_1 + \frac{\psi_2}{T_2} \min(\tau_1 - \tau_{01}, \tau_2 - \tau_{01}),$$

где $\lambda_1 = S_1(\tau_{01})$, $\psi_1 = a_{01}^2 \Delta a_1 \frac{\partial}{\partial \tau_{01}} [M + M_1] - \psi_2$,

$$\psi_2 = \frac{a_{01}^2 \Delta a_1^2}{2} \frac{\partial}{\partial \tau_{01}} [Q(\tau_1) + P_c(\tau_1) \cos(2\varphi_{01} + 2\Delta\varphi_1) + P_s(\tau_1) \sin(2\varphi_{01} + 2\Delta\varphi_1)],$$

$$M = \frac{1}{a_{01}} (V_c(\min(\tau_1, \tau_{02})) \cos(\varphi_{01} + \Delta\varphi_1) + V_s(\min(\tau_1, \tau_{02})) \sin(2\varphi_{01} + \Delta\varphi_1)),$$

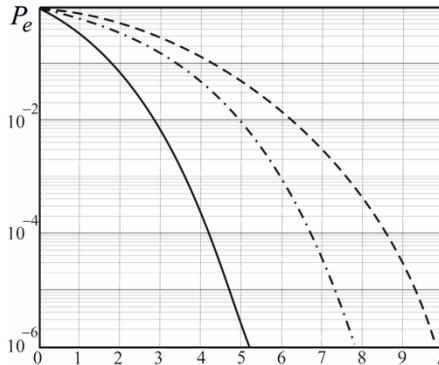
$$M_1 = Q_m \cos(2\Delta\varphi_1) + P_{cm} \cos(2\varphi_{01} + \Delta\varphi_1) + P_{sm} \sin(2\varphi_{01} + \Delta\varphi_1),$$

$$Q_m = Q(\min(\tau_1, \tau_{01})), P_{cm} = P_c(\min(\tau_1, \tau_{01})), P_{sm} = P_s(\min(\tau_1, \tau_{01})),$$

$$V_c(\min(\tau_1, \tau_{02})) = X(\min(\tau_1, \tau_{02})), V_s(\min(\tau_1, \tau_{02})) = Y(\min(\tau_1, \tau_{02})).$$

Общий вид выражения для вероятности пропуска сигнала определяется аналогично [2], но отличается входящими в него выражениями (8).

На рисунке показана зависимость средней вероятности ошибки, определяемой как полусумма вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала, P_e от ОСШ при воздействии СКИ с различной энергией: сплошная кривая соответствует функционированию обнаружителя СШП КРС без воздействия помех, штрихпунктирная – энергия СКИ в 2 раза выше энергии полезного сигнала, штриховая – энергия СКИ в 4 раза выше энергии полезного сигнала.



Рисунок

Из рисунка видно, что наличие в принимаемой реализации СКИ приводит к существенному увеличению средней вероятности ошибки. При этом, наличие в эфире СКИ-помехи (электромагнитного импульса) большой мощности может привести к функциональному поражению приёмного оборудования. В зависимости от величины пиковой напряжённости электрического поля это может приводить к кратковременным сбоям с восстановлением работоспособности после прекращения воздействия или разрушению оборудования с необходимостью его ремонта или замены [5].

Работа выполнена в рамках гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук (проект МК-767.2021.1.6).

- [1] Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Макаров А.А., Завалишина О.Н., Гундырина А.С. // В кн.: Тр. 63-й Всероссийской научной конференции. – Москва: Изд-во МФТИ, 2020. С. 159.
- [2] Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Синтез и анализ алгоритмов обработки сверхширокополосных квазирадиосигналов. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019, 127 с.
- [3] Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – Москва: Радио и связь, 1983, 320 с.
- [4] Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. – Москва: Советское радио, 1978, 296 с.
- [5] Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. – Новосибирск: Наука, 2015, 474 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ ОБЩЕЙ ФАЗОВОЙ ОШИБКИ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ 5G NR

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 методов оценивания общей фазовой ошибки для радиосигналов CP-OFDM с частотным интервалом между поднесущими 960 кГц для адаптации 5G NR к диапазону 52.6—71 ГГц.

Влияние фазового шума на радиосигналы CP-OFDM проявляется в двух эффектах. Во-первых, появление фазового набега между символами CP-OFDM, общего для всех поднесущих частот в символе, но различного для одних и тех же поднесущих от символа к символу (общая фазовая ошибка). Во-вторых, возникновение взаимных помех между сигналами, передающимися на соседних поднесущих частотах в символах CP-OFDM (потеря ортогональности между сигналами на поднесущих частотах).

Для учёта влияния фазового шума на помехоустойчивость радиосигналов CP-OFDM в рамках данного исследования использовались реалистичные модели фазовых шумов передатчика базовой станции (БС) и приёмника абонентского оборудования, одобренные 3GPP [3], спектральные плотности мощности которых приведены на рис. 1 (см. Example 2). Из рис. 1 видно, что, благодаря достаточно большому выбранному частотному интервалу между поднесущими (960 кГц), влиянием второго факто-

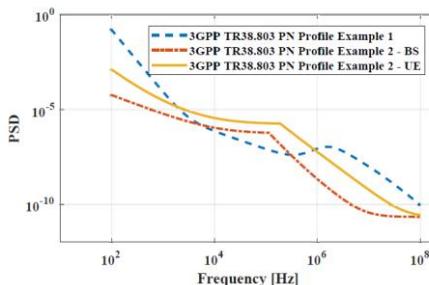


Рис. 1

ра, а именно взаимными помехами между сигналами, передающимися на соседних поднесущих частотах, можно пренебречь. Действительно, как видно на рис. 1, мощность помехового сигнала падает более чем на пять порядков для значения отстройки по частоте около 10^6 Гц, что сравнимо с частотными интервалом 960 кГц между поднесущими.

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. 2.

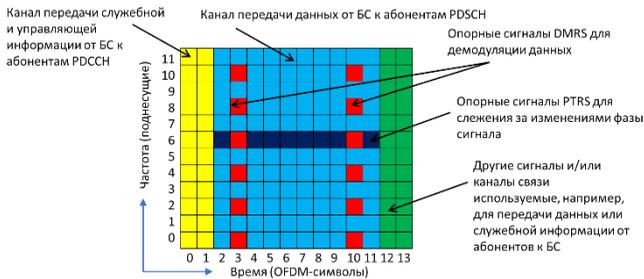


Рис. 2

Обычно несколько символов CP-OFDM в начале слота (два на рис. 2) резервируются под канал передачи служебной и управляющей информации Physical Downlink Control Channel (PDCCCH) от БС к абонентам. Несколько символов в конце слота резервируются под передачу данных или служебной информации от абонентов к БС (на рис. 2 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. 2 показаны два типа опорных сигналов: опорный сигнал Demodulation Reference Signal (DMRS) и опорный сигнал Phase Tracking Reference Signal (PTRS). Традиционно, 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 декодировании 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).

В данной работе рассматривалось два метода оценивания общей фазовой ошибки: дифференциальный метод и метод предварительного устранения канальных искажений на ресурсных элементах PTRS. Для объяснения механизмов работы обоих методов обратимся к модели сигнала, принятого на ресурсных элементах PTRS:

$$r_{k,l} = h_{k,l} \cdot e^{j\varphi_l} \cdot p_{k,l} + n_{k,l}. \quad (1)$$

Здесь k, l – индекс поднесущей частоты и символа CP-OFDM, соответственно, для ресурсного элемента сигнала PTRS, $p_{k,l}$ соответствует символу сигнального созвездия, модулирующему колебание на l -ой поднесущей частоте сигнала PTRS в l -ом символе CP-OFDM (обычно для этого используется квадратурная фазовая манипуляция), $h_{k,l}$ соответствует каналному коэффициенту в частотной области, $n_{k,l}$ – шумовой член, $e^{j\varphi_l}$ соответствует коэффициенту, обусловленному влиянием общей фазовой ошибки на поднесущие l -ого символа CP-OFDM, $r_{k,l}$ соответствует принятому сигналу PTRS. Аналогичным образом можно записать сигнал PTRS, принятый в следующем $(l + 1)$ -ом символе CP-OFDM:

$$r_{k,l+1} = h_{k,l+1} \cdot e^{j\varphi_{l+1}} \cdot p_{k,l+1} + n_{k,l+1}. \quad (2)$$

Далее, операцию демодуляции принятого сигнала PTRS математически можно описать как произведение принятого сигнала на комплексно-сопряжённый посланный сигнал: $(r_{k,l} \cdot p_{k,l}^*)$ и рассмотреть корреляцию демодулированных сигналов двух последовательных CP-OFDM символов, лежащую в основе дифференциального метода:

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (r_{k,l+1} \cdot p_{k,l+1}^*) (r_{k,l} \cdot p_{k,l}^*)^* &= e^{j(\varphi_{l+1} - \varphi_l)} \cdot \frac{1}{K} \sum_k h_{k,l+1} h_{k,l}^* \\ &= e^{j\Delta\varphi_l} \cdot \frac{1}{K} \sum_k h_{k,l+1} h_{k,l}^*. \end{aligned} \quad (3)$$

В выражении (3) K соответствует общему числу поднесущих частот, отведённых под передачу сигналов PTRS. Также в (3) использовалось соотношение $p_{k,l} p_{k,l}^* = p_{k,l+1} p_{k,l+1}^* = 1$. Для простоты, в (3) и далее члены, связанные с аддитивными шумами не показаны. Таким образом, из (3) следует, что если каналные коэффициенты на поднесущих частотах сигнала PTRS в последовательных символах CP-OFDM не сильно отличаются, что справедливо для стационарных абонентских устройств, то можно использовать следующую оценку для *относительной* общей фазовой ошибки:

$$\widehat{e^{j\Delta\varphi_l}} = \frac{\frac{1}{K} \sum_k (r_{k,l+1} \cdot p_{k,l+1}^*) (r_{k,l} \cdot p_{k,l}^*)^*}{\left| \frac{1}{K} \sum_k (r_{k,l+1} \cdot p_{k,l+1}^*) (r_{k,l} \cdot p_{k,l}^*)^* \right|} = e^{j\Delta\varphi_l} \cdot \frac{\frac{1}{K} \sum_k h_{k,l+1} h_{k,l}^*}{\left| \frac{1}{K} \sum_k h_{k,l+1} h_{k,l}^* \right|}. \quad (4)$$

Далее, полученную оценку относительной общей фазовой ошибки можно использовать для оценивания общей фазовой ошибки для каждого символа CP-OFDM слота NR, выбрав в качестве опорного, например, первый символ CP-OFDM в слоте, в котором передаются сигналы DMRS. Преимуществом дифференциального метода является его простота, так как для стационарных и мало мобильных абонентских устройств данный метод не требует знания каналных коэффициентов $h_{k,l}$ на ресурсных элементах сигналов PTRS. Недостатком метода можно назвать потенциальное накопление ошибки оценивания от одного символа CP-OFDM к другому.

Метод предварительного устранения канальных искажений на ресурсных элементах PTRS призван устранить недостатки дифференциального метода. Как следует из названия, данный метод опирается на знание канальных коэффициентов в частотной области на ресурсных элементах PTRS, полученных с помощью других опорных сигналов, а именно DMRS. В этом случае выражение для оценки члена, обусловленного общей фазовой ошибкой, можно записать следующим образом:

$$e^{j\varphi_l} = \frac{1}{K} \sum_k \frac{r_{k,l} \cdot p_{k,l}^*}{\widehat{h}_{k,l}} = e^{j\varphi_l} \cdot \frac{1}{K} \sum_k \frac{h_{k,l}}{\widehat{h}_{k,l}}. \quad (5)$$

Здесь $\widehat{h}_{k,l}$ соответствует оценке канальных коэффициентов на ресурсных элементах опорных сигналов PTRS, полученной с помощью опорных сигналов DMRS.

Для сравнения двух методов оценивания общей фазовой ошибки и её последующей компенсации в рамках данного исследования было проведено численное моделирование работы физического уровня системы связи 5G NR для частотного интервала между поднесущими $\Delta f = 960$ кГц. При этом была использована модель беспроводного канала связи TDL (Tapped Delay Line): TDL-A с параметром среднеквадратической задержки распространения сигнала DS=5 нс [4]. Модель TDL-A DS=5 нс представляет собой типичный канал без прямой видимости, NLoS (Non-Line of Sight), между передатчиком и приёмником (частотно-селективный канал).

Результаты моделирования представлены на рис. 3 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). Для передачи радиосигналов использовались две передающие антенны, а для их приёма использовались две приёмные антенны. Таким образом, была реализована схема пространственной обработки сигналов 2x2 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) с двумя пространственными потоками данных, передающимися одновременно (rank-2). При этом, для модуляции данных в каждом пространственном потоке 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 частотно-селективного канала связи использование метода оценивания общей фазовой ошибки с предварительным устранением канальных искажений позволяет достичь целевого значения уровня блочной (пакетной) ошибки BLER=10% в то время, как дифференциальный метод – практически нет. Однако, ожидается, что диффе-

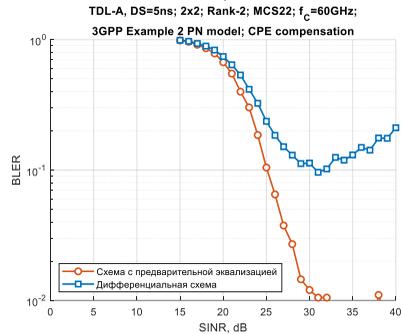


Рис. 3

ренциальный метод сможет достичь уровня блоковой ошибки BLER=10%, но для единственного пространственного потока данных, или для схемы модуляции с меньшей информационной ёмкостью (а, значит, более помехоустойчивой модуляции).

На основе полученных результатов можно сказать, что метод оценивания общей фазовой ошибки с предварительным устранением канальных искажений на ресурсных элементах PTRS с последующей её компенсацией способствует уменьшению вероятности пакетной ошибки по сравнению с дифференциальным методом особенно для схем модуляции высокого порядка (таких, как 64-QAM) и для передачи нескольких потоков данных одновременно на одинаковых поднесущих частотах.

- [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.

ПРАКТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ГИБРИДНОМУ ФОРМИРОВАНИЮ ЛУЧА В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ 5G

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

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Использование многоэлементных антенных решеток на базовых станциях и точках доступа (ТД) систем мобильной связи приводит к значительному улучшению их характеристик. Системы беспроводной связи с большим количеством антенных элементов на ТД в зарубежной литературе называют «massive MIMO» системами [1].

Реализация massive MIMO систем требует использование адаптивных антенных решеток с отдельной радиочастотной частью (РЧЧ), АЦП и ЦАП (Аналого-Цифровой Преобразователь и Цифро-аналоговый Преобразователь) на каждом антенном элементе. Гибридное формирования луча (ГФЛ) позволяет использовать адаптивную антенную решетку с меньшим количеством РЧЧ, АЦП и ЦАП благодаря использованию аналоговых фазовращателей для формирования диаграммы направленности (ДН).

В данной работе был проведен анализ эффективности ГФЛ для различных конфигураций антенной решетки с помощью компьютерного моделирования.

Описание системы связи

Рассмотрим OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) систему мобильной связи, состоящую из одной ТД с антенной решеткой, имеющей N_{TX} элементов и N_{RF} РЧЧ, и достаточно большого числа J пользовательских станций (STA), оборудованных одной антенной, равномерно распределенных в 120-градусном круговом секторе с максимальным расстоянием 75 м от ТД.

Вектор сигналов, получаемый K пользователями на l -ой поднесущей, $l = 0, \dots, L-1$, может быть записан в следующем виде:

$$\mathbf{y}(l) = \mathbf{H}(l) \cdot \mathbf{V}(l) \mathbf{s}(l) + \boldsymbol{\eta}(l), \quad (1)$$

где $\mathbf{H}(l)$ – $K \times N_{TX}$ матрица канала, \mathbf{V} – $N_{TX} \times K$ матрица весов антенной решетки, \mathbf{s} – $K \times 1$ вектор передаваемого сигнала, $\boldsymbol{\eta}$ – $K \times 1$ вектор гауссовского собственных шумов приемников STA, $K \in \{1, \dots, K_{max}\}$.

В данной работе было рассмотрено три различных типа антенных решеток. Первый тип FDA (Fully Digital Array) предполагает реализацию формирования ДН в цифровой части с использованием РЧЧ на каждом антенном элементе. Для данной антенной решетки матрица весов может быть оптимизирована для каждой поднесущей отдельно без дополнительных ограничений кроме ограничения мощности.

Второй тип антенных решеток FCPA (Fully Connected Phased Array) [2] предполагает ГФЛ в аналоговой и цифровой части с использованием фазовращателей. Для данной антенны каждая РЧЧ подключена к каждому антенному элементу через фазовращатель, таким образом техническая реализация таких антенн является затруднительной, так как требует большое количество соединений и большое количество фазовращателей ($N_{RF} \cdot N_{TX}$). Матрица весов антенной решетки для FCPA может быть представлена как произведение двух матриц $\mathbf{V}(l) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{D}(l)$, где \mathbf{A} – $N_{TX} \times N_{RF}$ матрица

весов в аналоговой части, $\mathbf{D}(l) - N_{RF} \times K$ матрица весов в цифровой части. Элементы матрицы \mathbf{A} имеют единичную амплитуду и адаптивную фазу, контролируруемую фазовращателями.

Другой тип антенны, требующий меньшее количество фазовращателей – МАА (Modular Antenna Array). Для данной антенной архитектуры одна РЧЧ подключается к N_{SUB} антенным элементам через фазовращатели, один антенный элемент подключен к одной РЧЧ. Таким образом, для МАА требуется N_{TX} фазовращателей. Матрица весов антенной решетки для МАА также может быть представлена как произведение двух матриц $\mathbf{V}(l) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{D}(l)$, где матрица \mathbf{A} имеет элементы единичной амплитуды и дополнительное ограничение на структуру: в данном случае матрица \mathbf{A} является блок-диагональной с векторами $\mathbf{a}^{(n)}$ ($N_{SUB} \times 1$) на диагонали, $n = 1, 2, \dots, N_{RF}$. Различные типы антенных решеток, включая FDA, FCPA и МАА, схематически представлены на рис. 1

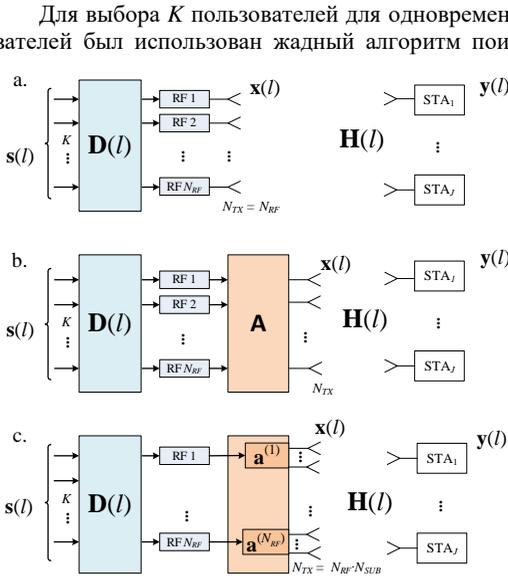


Рис. 1

Для FDA $\mathbf{w}_k(l)$ является вектором сингулярного разложения матрицы канала $\mathbf{h}_k(l)$. Для оптимизации матрицы $\mathbf{V}(l)$ использовался метод R-ZF (Regularized Zero-Forcing):

$$\mathbf{v}_k(l) = (\mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^H + \mathbf{I}_{N_{TX}})^{-1} \cdot \mathbf{w}_{S_k}(l), \quad (2)$$

где $\mathbf{W} - N_{TX} \times K$ матрица (3), $\mathbf{I}_N - N \times N$ единичная матрица, S_k – выбранный пользователь номер k , $k = 0, 1, \dots, K-1$.

$$\mathbf{W} = \left(\sqrt{\gamma_{S_1}(l)} \cdot \mathbf{w}_{S_1}(l) \quad \dots \quad \sqrt{\gamma_{S_K}(l)} \cdot \mathbf{w}_{S_K}(l) \right). \quad (3)$$

пользователей используется сумма PFM (Proportional Fair Metrics), где PFM – отношение моментальной скорости передачи данных к средней скорости передачи данных для пользователя. Стоит отметить, что для каждой рассмотренной группы пользователей производилось операция оптимизации матрицы весов, описанная ниже, учитывались квантованные значения MCS (Modulation and coding scheme). В работе предполагалось, что каналы для всех STA известны на ТД, также известны значения ОСШ (Отношение Сигнал-Шум) $\gamma_k(l)$ в предположении передачи одному пользователю с весовым вектором $\mathbf{w}_k(l)$ для всех пользователей $k = 1, 2, \dots, J$.

Для того что бы получить MCS для станции S_k , используются значения ОСШ $\alpha_k(l)$. Оценка $\alpha_k(l)$ на ТД производится на основе ОСШ $\gamma_k(l)$, учитывая два фактора. Первый фактор – изменения мощности на приемнике пользователя S_k в результате изменения весовой матрицы (4).

$$\beta_k = \gamma_{S_k} \cdot \left| \frac{\mathbf{v}_k^H \cdot \mathbf{w}_{S_k}}{\|\mathbf{v}_k\| \cdot \|\mathbf{w}_{S_k}\|} \right|^2. \quad (4)$$

Второй фактор – взаимные помехи между сигналами различных пользователей (5).

$$\alpha_{S_k} = \beta_k / \left(1 + \gamma_{S_k} \cdot \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} \left| \frac{\mathbf{v}_i^H \cdot \mathbf{w}_{S_k}}{\|\mathbf{v}_i\| \cdot \|\mathbf{w}_{S_k}\|} \right|^2 \right). \quad (5)$$

Для МАА весовой вектор $\mathbf{w}_k(l) = \mathbf{Q}_k \cdot \mathbf{p}_k(l)$ представлен как произведение двух матриц, где \mathbf{Q}_k ($N_{TX} \times K$) имеет блок-диагональную структуру с векторами $\mathbf{q}_k^{(n)}$ ($N_{SUB} \times 1$) на диагонали, $n = 1, 2, \dots, N_{RF}$ – индекс РЧЧ. Вектор $\mathbf{q}_k^{(n)}$ – собственный вектор матрицы (6). Вектор $\mathbf{p}_k(l)$ является собственным вектором матрицы $\mathbf{h}_k(l) \cdot \mathbf{Q}_k$.

$$\mathbf{R}_k^{(n)} = \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \left(\mathbf{h}_k^{(n)}(l) \right)^H \cdot \mathbf{h}_k^{(n)}(l) \right\}. \quad (6)$$

Для передачи K пользователям $S = \{S_0, S_1, \dots, S_{K-1}\}$ аналоговая часть весов антенной решетки выставляется в соответствии с выражением (7). Для оптимизации весов цифровой части используется R-ZF метод (2, 3) как и для FDA антенны, где вектор $\mathbf{v}_k(l)$ заменяется на вектор $\mathbf{d}_k(l)$, вектор $\mathbf{w}_k(l)$ заменяется на вектор $\mathbf{p}_k(l)$. Также выражения (4, 5) используются для оценки ОСШ $\alpha_k(l)$.

$$\mathbf{a}^{(n)} = \mathbf{q}_{S_m}^{(n)}, m = \left\lfloor \frac{(n-1) \cdot K}{N_{RF}} \right\rfloor. \quad (7)$$

Результаты моделирования

Антенные решетки, выбранные для моделирования с соответствующими обозначениями, представлены на рис. 2. Результаты моделирования системы связи (средняя спектральная эффективность ТД) представлены на рис. 3 для AWGN канала с одним прямым лучом, для 3GPP UMa LOS и NLOS каналов [3] с $K_{max} = 4$. Также на рис. 3 представлен относительный выигрыш в процентах относительно FDA 4×1 для каждого канала.

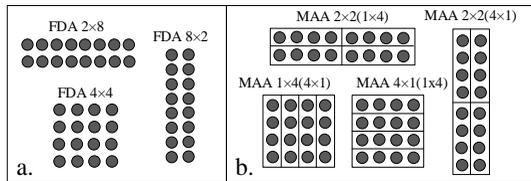


Рис. 2

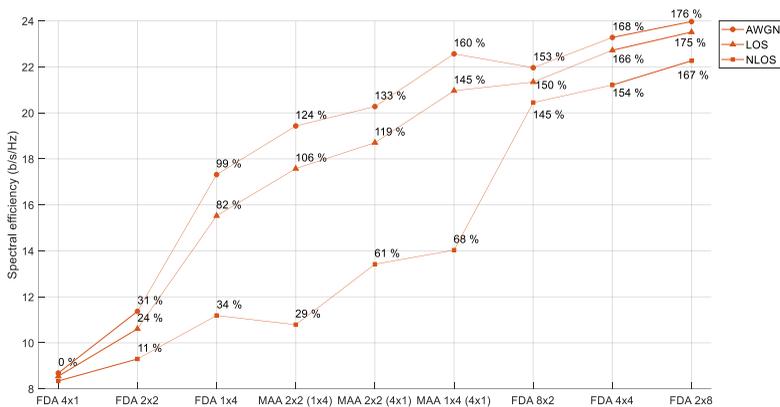


Рис. 3

Из результатов моделирования можно видеть, что FDA 2×8 имеет наибольшую спектральную эффективность, MAA 1×4 (4×1) имеет наибольшую спектральную эффективность среди модульных антенн. Также MAA имеет проигрыш спектральной эффективности 1.4 б/с/Гц для AWGN канала, 2.5 б/с/Гц для LOS канала и 8.2 б/с/Гц для NLOS канала по сравнению с FDA с 16 элементами. В то же время MAA имеет выигрыш спектральной эффективности 5.3 б/с/Гц для AWGN канала, 5.5 б/с/Гц для LOS канала и 2.1 б/с/Гц для NLOS канала по сравнению с FDA с 4 элементами.

Выводы

В данной работе был проведен анализ эффективности ГФЛ для различных конфигураций антенной решетки с помощью компьютерного моделирования. Из результатов моделирования можно сделать вывод, что значение спектральной эффективности для MAA близко к FDA с 16 элементами для каналов с прямой видимостью, также использование MAA повышает спектральную эффективность по сравнению с FDA с 4 элементами.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-37-90101.

- [1] E. Larsson et al. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems. // IEEE Commun. Mag. Feb. 2014. Vol. 52, no. 2. P. 186.
- [2] F. Sotrabani and W. Yu. Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna. // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, April 2016. Vol. 10, no. 3. P. 501.
- [3] 3GPP TR 36.873 Ver. 12.7.0 Release 12. Tech. Report – Sofia Antipolis: ETSI, 2017. 47 p.

Секция «Статистическая радиофизика и мобильные системы связи»

Заседание секции проводилось 21 мая 2021 г.
Председатель – А.А. Мальцев, секретарь – О.В. Болховская.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.