

# ДЕТЕКТОР КАНАЛА PUSCH С ПРИМЕНЕНИЕМ РАЗНЕСЕННОГО ПРИЕМА

DOI: 10.36724/2072-8735-2025-19-3-4-12

**Скопцов Михаил Борисович,**  
ООО "ЛабСистемс", г. Владимир, Россия,  
[mikhail.skoptsov@lab-systems.ru](mailto:mikhail.skoptsov@lab-systems.ru)

**Мосин Сергей Геннадьевич,**  
Казанский (Приволжский) федеральный университет, Казань, Россия;  
ООО "ЛабСистемс", г. Владимир, Россия,  
[smosin@ieee.org](mailto:smosin@ieee.org)

**Перепелкин Дмитрий Александрович,**  
Рязанский государственный радиотехнический университет  
им. В.Ф. Уткина, Рязань, Россия,  
[perepelkin.d.a@rsreu.ru](mailto:perepelkin.d.a@rsreu.ru)

**Manuscript received** 12 January 2025;  
**Accepted** 15 February 2025

**Ключевые слова:** LTE, разнесенный прием,  
ложное детектирование, детекторы канала  
PUSCH, помехоустойчивость

Повышение пропускной способности и емкости сетей систем связи четвертого поколения (4G) и пятого поколения (5G) обеспечены усложнением радиочастотного тракта для максимально эффективного использования полосы канала связи, в котором наряду с полезными сигналами и сообщениями присутствуют помехи различной природы и шумы. Причем источниками шума могут выступать соседние гаджеты пользователей и другие соты. Надёжное детектирование и декодирование в физическом канале управления линии вверх (PUSCH) сообщений управления и состояния радиоканалов – необходимое условие устойчивого функционирования систем связи 4G и 5G. Увеличение числа приёмных антенн повышает помехоустойчивость системы, но при наличии корреляции между помехами на приёмных антеннах классическое правило комбинирования сигналов с разных антенн порождает проблему ложного детектирования. Вероятность ложного детектирования оказывается функцией статистических характеристик эфира и, в общем случае, является непредсказуемой, что снижает эффективность использования вычислительных и радиоресурсов системы. Игнорирование шумовой статистики снижает вероятность успешного детектирования сигналов. В данной работе сформулирована системная модель детектора в терминах классической теории обнаружения и оценок. Предложены модифицированные IRC, CHOL- и GLRT-методы решения проблемы ложного детектирования при разнесённом приёме сигналов PUSCH. Сформулированы условия детектирования канала PUSCH для трех предложенных детекторов с постоянной вероятностью ложной сработки, не зависящей от характеристик канала распространения и шума. Проведено численное моделирование предложенных детекторов. Полученные результаты помехоустойчивости подтвердили соответствие требованиям стандарта и теоретическим положениям применимости в реальных системах сотовой связи LTE, LTE-A и 5G NR.

#### Информация об авторах:

**Скопцов Михаил Борисович,** разработчик математических моделей, ООО "ЛабСистемс", г. Владимир, Россия

**Мосин Сергей Геннадьевич,** доктор технических наук, профессор кафедры прикладной математики и искусственного интеллекта, Казанский (Приволжский) федеральный университет, г. Казань, Россия; заместитель генерального директора ООО "ЛабСистемс", г. Владимир, Россия, ORCID 0000-0003-1389-2602

**Перепелкин Дмитрий Александрович,** доктор технических наук, профессор, декан факультета вычислительной техники, Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, г. Рязань, Россия, ORCID 0000-0003-4775-5745

#### Для цитирования:

Скопцов М.Б., Мосин С.Г., Перепелкин Д.А. Детектор канала pusch с применением разнесенного приема // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2025. Том 19. №3. С. 4-12.

#### For citation:

M.B. Skoptsov, S.G. Mosin, D.A. Perepelkin, "The PUSCH detector emphasized on receive diversity," T-Comm, 2025, vol. 19, no.3, pp. 4-12. (in Russian)

## Введение

Оценка характеристик физических каналов систем сотовой связи – неотъемлемая стадия проектирования и развертывания сетей, а также мониторинга качества обслуживания абонентов [2-5].

Для систем связи четвертого поколения *LTE (Long Term Evolution)* и *LTE-A (LTE-Advanced)*, а также систем связи пятого поколения *5G NR (New Radio)* одним из необходимых условий функционирования является надежное детектирование физического канала управления линии вверх (*PUCCH – Physical Uplink Control Channel*), который служит для передачи информации управления восходящей линией связи (*UCI – Uplink Control Information*) от оборудования пользователя (*UE – User Equipment*) к базовой станции (БС). *UCI* содержит подтверждение (*ACK*) или отрицательное подтверждение (*NACK*) приема данных нисходящей линии связи (*DL – Downlink*) в рамках гибридного автоматического запроса на повтор (*HARQ – Hybrid Automatic Repeat Request*), запросы планирования ресурсов восходящей линии связи (*UL – Uplink*) для передачи данных (*SR – Scheduling Request*) и управляющей информации о состоянии нисходящей линии связи (*CSI – Channel State Information*). В *CSI* входят: указатель качества канала (*CQI – Channel Quality Indicator*), указатель матрицы предварительного кодирования (*PMI – Precoding Matrix Indicator*) и указатель ранга канала (*RI – Rank Indicator*).

Одна из практических проблем развертывания и эксплуатации систем сотовой связи четвертого и пятого поколений – снижение помехоустойчивости физических каналов в реальных условиях работы. Разнесенный прием сигнала – увеличение числа приёмных антенн – повышает помехоустойчивость каналов. Однако при наличии корреляции между помехами на приёмных антеннах классическое правило комбинирования сигналов с разных антенн по максимальному отношению (*MRC – Maximal Ratio Combining*) порождает проблему ложного детектирования. Вероятность ложного детектирования – непредсказуемая функция статистических характеристик физического радиоканала. В этих условиях становится невозможным эффективно использовать вычислительные и радиоресурсы системы, а игнорирование статистики шумов понижает вероятность успешного детектирования сигналов.

Работы многих авторов посвящены исследованию методов и подходов к устойчивому и надежному детектированию сигналов *PUCCH* в контексте систем четвертого и пятого поколений.

Полуслепой алгоритм повышения точности оценки канала за счет использования энергии данных вместе с энергией опорных сигналов (*RS – Reference Signals*), обладающий более высокой вычислительной сложностью, представлен в [6]. Метод детектирования с использованием нескольких приемных антенн, основанный на парадигме обобщенного теста отношения правдоподобия (*GLRT – Generalized Likelihood Ratio Test*) рассмотрен в [7]. Исследования [8] анализируют эффект от использования *IRC*-приемника с подавлением помех (*IRC – Interference Rejection Combining*) на пропускную способность *DL* при мульти-сотовом взаимодействии, который основан на критерии минимальной среднеквадратичной ошибки (*MMSE – Minimum Mean Square Error*). Идеализированная модель детектирования сигнала *PUCCH* нулевого формата на основе усредненной свертки предложена и исследована в [9].

Подход к решению проблемы наличия интерференции предложен в работе [10]. После оценки ковариационной матрицы к входному сигналу применяется преобразование с использованием разложения Холецкого (*CHOL*), устраняющее пространственную корреляцию помех (*pre-whitening*), затем происходит объединение приёмных антенн с помощью *MRC*-эквалайзера по критерию максимального отношения (*MRC – Maximal Ratio Combining*).

Различные методы оценки канала *PUCCH* при относительно низких отношениях сигнал/шум представлены в [11]. Методы в [12, 13] обнаруживают прерывистую передачу при декодировании *PUCCH* формата 0 с постоянной вероятностью ложного детектирования. Архитектура генератора последовательностей для синтезируемого в базе ПЛИС блока демодуляции с малой задержкой для *PUCCH* формата 0 предложена в [14]. Каскадная схема детектирования последовательностей, обеспечивающая снижение отношения сигнал/шум, описана в [15]. Алгоритмы детектирования на основе вычисления главных компонент низкой сложности, которые позволяют реконструировать сигналы с изменяющейся частотой (*chirp*) от нескольких антенн приемника, представлены в [16]. Использование полносвязных нейронных сетей для классификации полученных выборок на основе содержимого *UCI* предложено в [17]. Анализ влияния снижения качества канала на частоту ошибок детектирования *PUCCH* приведен в [18].

Большинство рассмотренных методов не учитывают эффекты межсотовой интерференции, влияние которых усугубляется на границах сот, а также наличие помех и шумов в используемом радиочастотном тракте, что затрудняет их использование в реальных системах связи четвертого и пятого поколений.

Цель предложенной работы – реализация и исследование эффективных детекторов канала *PUCCH* в условиях разнесенного приема.

Основные результаты:

1. Сформулирована системная модель детектора в терминах классической теории обнаружения и оценок.
2. Предложены модифицированные *IRC*-, *CHOL*- и *GLRT*-методы решения проблемы ложного детектирования при разнесённом приёме сигналов *PUCCH*.
3. Сформулированы условия детектирования канала *PUCCH* для трех предложенных детекторов с постоянной вероятностью ложной сработки, не зависящей от характеристик канала распространения и шума.
4. Проведено численное моделирование предложенных детекторов. Полученные результаты помехоустойчивости подтвердили соответствие требованиям стандарта [1] и теоретическим положениям применимости в реальных системах сотовой связи.

## Особенности канала *PUCCH*

Передача данных в сети *LTE* от *UE* к базовой станции БС обеспечена радиокадрами длительностью 10 мс, которые содержат 10 подкадров по 1 мс. Каждый подкадр разделен на два временных слота длительностью по 0.5 мс. Временной слот состоит из 7 *SC-FDMA*-символов (*SC-FDMA – Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*, множественный доступ с частотным разделением каналов и одной несущей)

при передаче с обычным циклическим префиксом и 6 SC-FDMA-символов при передаче с расширенным префиксом (Рис. 1). В частотной области передача разбита на ресурсные блоки, каждый из которых состоит из 12 ортогональных поднесущих шириной 15 кГц.

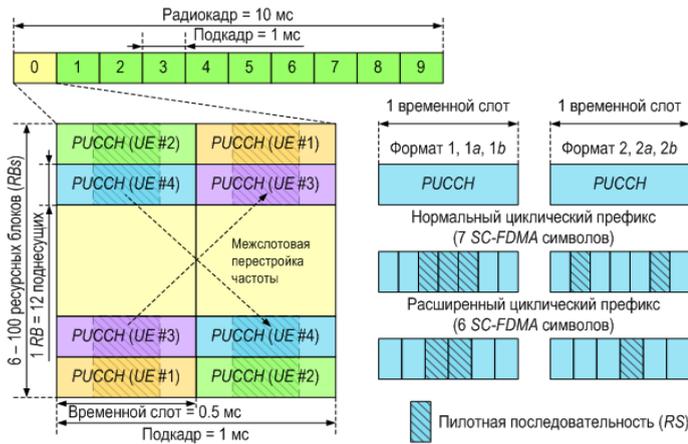


Рис. 1. Размещение ресурсов канала PUCCH

Физический канал передачи контрольной информации (PUCCH) занимает 2 ресурсных блока (RB – Resource Block) на границах выделенной частотной полосы. RB передают в двух последовательных временных слотах с применением межслотовой перестройки частоты (inter-slot frequency hopping). В каждом временном слоте в зависимости от длины циклического префикса передается 3 или 2 символа, содержащих пилотные последовательности (RS). В оставшихся четырех символах передается UCI-сообщение, при этом последний символ первого слота может быть зарезервирован для передачи дополнительной пилотной последовательности (SRS – Sounding Reference Signal), необходимой для уточнения оценки канала распространения. За счет выделения в физической области непересекающихся ресурсов может быть мультиплексировано до четырех UE. Дальнейшее мультиплексирование внутри одной физической области возможно за счет кодового разделения.

В предложенном решении рассмотрен PUCCH формата 1/1a без кодового мультиплексирования UE. Формат 1 используется для передачи SR по определенному расписанию. Формат 1a служит для передачи ACK/NACK сообщения, в котором UE сообщает БС об успешном/неуспешном декодировании последнего транспортного блока, переданного БС по физическому общему каналу в нисходящем направлении (PDSCH – Physical Downlink Shared Channel). Сообщения SR и ACK/NACK кодируются одним информационным битом, задают ортогональную последовательностью, уникальной для каждого UE, и мультиплексируются на весь физический ресурс, доступный для передачи PUCCH (исключая ресурсы, выделенные под RS). Если UE не нужен ресурс для передачи данных канала PUSCH, то сообщение SR не передается.

Согласно [19], если UE должно передать одновременно SR и ACK/NACK в подкадре, в котором UE по расписанию может передавать SR, то ACK/NACK должен передаваться в ресурсах SR. В остальных случаях ACK/NACK должен передаваться в ресурсах, определяемых для сообщения DCI (Downlink Control Information) соответствующего канала PDSCH, на передачу сообщения которого отправляется ACK/NACK.

Таким образом, при приеме сообщений SR и ACK/NACK в каждой выделенной под PUCCH области возникает не более трех гипотез:  $H_1$ ,  $H_{-1}$  и  $H_0$ , что соответствует передаче 0, 1 или отсутствию передачи соответственно. При приеме только ACK/NACK гипотеза  $H_0$  соответствует случаю, когда UE не удалось декодировать сообщение DCI.

Максимально допустимая вероятность ложного детектирования сообщения ACK/NACK не должна превышать 1% [1]. В реальной сети помехи на приёмных антеннах будут иметь не нулевую пространственную корреляцию в силу наличия других передающих устройств на выделенной частоте. В детекторах, не учитывающих данный факт, происходит рост числа ложных сработок при увеличении коэффициента корреляции приёмных антенн.

### Системная модель

Определение критерия выбора между гипотезами  $H_0$  (отсутствие сигнала) и  $H_1$  (наличие сигнала) составляет классическую задачу теории обнаружения и оценок применительно к детектированию сигналов. Математические данные гипотезы можно сформулировать в виде

$$H_0 : Y = W,$$

$$H_1 : Y = X + W,$$

где  $Y$  – принятый сигнал,  $X$  – сигнал, наличие которого мы хотим определить,  $W$  – вектор помех. В обоих случаях наблюдаемый вектор  $Y$  является случайным процессом, статистика которого будет различаться в зависимости от справедливости той или иной гипотезы. В случае если функции плотности вероятностей (PDF – Probability Density Function)  $p(Y; H_i)$  для  $H_0$  и  $H_1$  известны, то теорема Неймана-Пирсона определяет формирование оптимального критерия детектирования

$$L(Y) = p(Y; H_1)/p(Y; H_0) > \gamma \tag{1}$$

где  $L(Y)$  – отношение правдоподобия,  $\gamma$  – порог детектирования.

Если условие (1) выполнено, то должна быть выбрана гипотеза  $H_1$ , т.е. сигнал детектирован. Введем понятие оптимального детектора через вероятность детектирования как функцию вероятностей ложной сработки ( $P_D(P_{FA})$ ).

**Определение.** Пусть детектор  $\mathcal{D}$  является оптимальным, тогда для любого другого детектора  $\mathcal{D}'$  будет верно  $P_D^{\mathcal{D}}(P_{FA}) \geq P_D^{\mathcal{D}'}(P_{FA}), \forall P_{FA} \in [0,1]$ .

Порог детектирования  $\gamma$  может быть определён при решении обратной задачи при заданной вероятности ложного детектирования  $P_{FA}$

$$P_{FA} = \int_{\{Y:L(Y)>\gamma\}} p(Y; H_0) dY \tag{2}$$

Для проверки статистической гипотезы и оценки произвольного детектора (Detector) используют тестовую статистику ( $T_{Detector}$ ), причем

$$T_{Detector} > \gamma_{Detector}$$

Если тестовая статистика получена согласно теореме Неймана-Пирсона –  $T_{LRT} = L(Y)$ , то соответствующий детектор называется LRT (Likelihood Ratio Test).

Теоретически гипотезы  $H_0$  и  $H_1$  удаётся описать некоторыми  $PDF$ , но на практике полученные модели будут содержать неизвестные параметры – статистику помех и характеристики канала распространения. В этих условиях построение  $T_{LRT}$  оказывается невозможным, а  $LRT$  выступает верхней границей для помехоустойчивости реального детектора.

Задача детектирования, в которой  $PDF$  содержат неизвестные параметры, называется проверкой составной гипотезы ( $CHT$  – *Composite Hypothesis Testing*). Существует два основных подхода к решению данной задачи. В первом подходе, который называют  $GLRT$ -подход (*Generalized Likelihood Ratio Test*), оценивают неизвестные параметры, а  $T_{LRT}$  определяют на основе предположения, что эти параметры известны априорно [20]. Во втором подходе значения неизвестных параметров моделируют априорными  $PDF$   $p(\theta; H_i)$ , где  $\theta$  – неизвестный параметр. Тогда, обозначая условную функцию распределения вероятностей как  $p(\mathbf{Y}|\theta; H_i)$ , можно вычислить  $p(\mathbf{Y}; H_i)$

$$p(\mathbf{Y}; H_i) = \int p(\mathbf{Y}|\theta; H_i)p(\theta; H_i)d\theta.$$

Полученная  $PDF$  не содержит неизвестные параметры и можно построить тестовую статистику согласно (1) – Байесовский подход.

Детекторы, исследуемые в данной работе, соответствуют  $GLRT$ -подходу, который предполагает оценку неизвестных параметров.

Сигнал канала  $PUCCH$  содержит пилотные последовательности ( $RS$ ), априорно известные приёмнику, по которым может быть проведена оценка. При использовании форматов 1/1a по каналу  $PUCCH$  передаются два варианта  $RS$ -последовательностей. Для оценки параметров предлагаем использовать не только пилотные символы, но и символы данных. В таком случае необходимо вычислить два набора оценок (для гипотез:  $H_1$  и  $H_{-1}$ ). Алгоритмы детектирования такого типа называют полуслепыми (*semi-blind*).

Полагаем, что рассматриваемый канал является стационарным с частотно-селективным замиранием. Интерференционный сигнал моделируем как случайный процесс с нормальным распределением. Ресурсные элементы принятого сигнала представим в виде:

$$\mathbf{Y}_{n,k} = \mathbf{H}_{n,k}x_{n,k} + \mathbf{W}_{n,k}, \quad (3)$$

где вектор  $\mathbf{H}_{n,k}$  – коэффициенты распространения канала,  $x_{n,k}$  – данные, вектор  $\mathbf{W}_{n,k}$  – помехи,  $n \in [1,12]$  – номер ресурсного элемента в символе,  $k \in [1,7]$  – номер символа внутри временного слота. Размерность всех векторов равна количеству приёмных антенн. Элементы  $\mathbf{W}_{n,k}(i) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2(i))$  принадлежат комплексному нормальному распределению,  $i$  – номер приёмной антенны,  $\sigma^2$  – мощность шума.

В общем случае для помех справедливо:  $\sigma^2(i) \neq \sigma^2(j)$ ,  $E[\mathbf{W}_{n,k}(i)] = 0$  и  $E[\mathbf{W}_{n,k}(i)^H \mathbf{W}_{n,k}(j)] \neq 0$ , где  $E[\cdot]$  обозначает математическое ожидание, а  $(\cdot)^H$  – эрмитово сопряжение. Предполагаем, что ковариационная матрица  $\mathbf{C}_{n,k}(i, j) = E[\mathbf{W}_{n,k}(i)^H \mathbf{W}_{n,k}(j)]$ ,  $i \neq j$  не зависит от  $n$  и  $k$ , поскольку в рамках ресурсного блока случайный процесс квазистационарный и не является частотно селективным. В дальнейшем опустим индексы  $n$  и  $k$  при обозначении ковариационной матрицы ( $\mathbf{C}_{n,k} \equiv \mathbf{C}$ ).

### IRC-детектор

Определим  $IRC$ -детектор как линейное решение  $\mathbf{G}_{n,k}$  задачи минимизации среднего квадратичного отклонения

$$\mathcal{E} = E|x_{n,k} - \mathbf{G}_{n,k} \mathbf{Y}_{n,k}|^2 \quad (4)$$

Подставляя в (4)  $\mathbf{Y}_{n,k}$  из (3) и используя  $E[\mathbf{W}_{n,k}(i)] = 0$ ,  $x_{n,k}x_{n,k}^H = 1$ , преобразуем:

$$\begin{aligned} \mathcal{E} &= E[(x_{n,k} - \mathbf{G}_{n,k} \mathbf{Y}_{n,k})(x_{n,k} - \mathbf{G}_{n,k} \mathbf{Y}_{n,k})^H] = \\ &= E[x_{n,k}x_{n,k}^H - \mathbf{G}_{n,k}(\mathbf{H}_{n,k}x_{n,k} + \mathbf{W}_{n,k})x_{n,k}^H - \\ &- x_{n,k}(x_{n,k}^H \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{W}_{n,k}^H)\mathbf{G}_{n,k}^H + \\ &+ \mathbf{G}_{n,k}(\mathbf{H}_{n,k}x_{n,k} + \mathbf{W}_{n,k})(x_{n,k}^H \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{W}_{n,k}^H)\mathbf{G}_{n,k}^H] = \\ &= (|\mathbf{G}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}|^2 - 2\text{Re}(\mathbf{G}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}) + \mathbf{G}_{n,k} \mathbf{C} \mathbf{G}_{n,k}^H + 1). \end{aligned}$$

Дифференцируя  $\mathcal{E}$  по  $\mathbf{G}_{n,k}^H$  [21] и приравнявая производную к 0, определяем условие экстремума

$$\frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \mathbf{G}_{n,k}^H} = \mathbf{G}_{n,k}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C}) - \mathbf{H}_{n,k}^H = 0.$$

В результате получаем классическое  $LMMSE$ -решение

$$\mathbf{G}_{n,k} = \mathbf{H}_{n,k}^H (\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C})^{-1}. \quad (5)$$

Обозначив номер слота индексом  $a$ , определим тестовую статистику

$$T_{IRC} = |\sum_{a=1}^2 \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_{n,k}^a \mathbf{Y}_{n,k}^a x_{n,k}^{aH}|^2.$$

Необходимо определить оценки для  $\mathbf{H}_{n,k}$  и  $\mathbf{C}$ . Для случая Рэлеевского канала известно [22], что для одномерной  $LMMSE$ -оценки задача минимизации решается для каждого  $SC$ - $FDMA$  символа отдельно и является  $MMSE$ -оценкой. Однако помимо высокой вычислительной сложности ( $O(N^3)$ ), данная оценка требует априорного знания квадратичных статистик  $E[\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H]$  и  $E[\mathbf{W}_{n,k} \mathbf{W}_{n,k}^H]$ . В силу небольшого количества передаваемых данных и длительных интервалов между передачами  $PUCCH$ , получение таких статистик представляется мало возможным.

Предложено применить простую оценку, не требующую априорной информации, – оценка методом наименьших квадратов ( $LS$ -оценка):

$$\hat{\mathbf{H}}_{n,k}^{LS}(i) = \mathbf{Y}_{n,k}(i)/x_{n,k}. \quad (6)$$

Оценка канала  $\hat{\mathbf{H}}_{n,k}^{LS}$  минимизирует метрику

$$\mathcal{E} = |\hat{\mathbf{H}}_{n,k}^{LS} - \mathbf{H}_{n,k}|^2.$$

При условии, что канал распространения является стационарным на протяжении слота и смещение несущей частоты ( $CFO$  – *Carrier Frequency Offset*) не превышает 500 Гц, предложено применять усреднение в рамках слота для уменьшения дисперсии оценки канала

$$\bar{\mathbf{H}}_n(i) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\mathbf{H}}_{n,k}^{LS}(i). \quad (7)$$

В моделях каналов распространения [1] задержка распространения главного луча (пути) не превышает  $72T_s$ ,  $T_s = 10^{-6}/30.72$  с. Соответственно,  $\bar{\mathbf{H}}_n(i)$  можно усреднить по частоте при помощи скользящего среднего для дополнительного снижения дисперсии оценки канала.

Принимая во внимание, что  $\bar{\mathbf{H}}_n(i) \approx \bar{\mathbf{H}}_{n+1}(i)$ , предложена следующая оценка ковариационной матрицы

$$\hat{\mathbf{C}}(i, j) = \frac{1}{(N-1)K} \sum_{n=1}^{N-1} \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_{n,k}^H(i) \tilde{\mathbf{W}}_{n,k}(j), \quad (8)$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_{n,k}(i) = \frac{Y_{n,k}(i)/x_{n,k} - Y_{n+1,k}(i)/x_{n+1,k}}{\sqrt{2}}.$$

### CHOL-детектор

В данном детекторе применяем разложение Холецкого, которое позволяет устранить пространственную корреляцию помех. Для эрмитовой ( $\hat{\mathbf{C}} = \hat{\mathbf{C}}^H$ ) положительно определённой матрицы  $\hat{\mathbf{C}}$  ( $\lambda_i > 0$ ,  $\forall i$ ,  $\lambda$  – собственное значение матрицы) определено разложение Холецкого

$$\hat{\mathbf{C}} = \mathbf{L}\mathbf{L}^H,$$

где  $\mathbf{L}$  – нижнетреугольная матрица, обладающая свойством

$$\exists \mathbf{A}, \mathbf{C} = M[\mathbf{A}^H \mathbf{A}], \mathbf{A}^{T'} = \mathbf{A}^T (\mathbf{L}^{-1})^H, M[\mathbf{A}^H \mathbf{A}] = \mathbf{I},$$

$M[\cdot]$  – нормализованное матричное умножение,  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

Оценив  $\mathbf{C}$  (8), можно построить преобразование  $(\mathbf{L}^{-1})^H$  для входного вектора  $\mathbf{Y}_{n,k}$  такое, что ковариация помех в векторе  $\mathbf{Y}'_{n,k}$  будет равна единичной матрице. Тогда  $\bar{\mathbf{H}}'_n$  вычисляем из вектора  $\mathbf{Y}'_{n,k}$  аналогично (6) и (7).

Определим тестовую статистику

$$T_{CHOL} = \max_{f \in \mathbf{CP}} \left[ \sum_{m=1}^2 \sum_{a=1}^2 |U_{f,n} \bar{\mathbf{H}}_n'^{(a)}(m)|^2 \right], \quad (9)$$

где  $\mathbf{U}$  – матрица преобразования Фурье размерности  $[F, 12]$ , где  $F$  – число гармоник, а  $f \in \mathbf{CP}$  – гармоники преобразования, лежащие внутри циклического префикса ( $CP$  – *Cyclic Prefix*).

Если выбрать равномерно расположенные гармоники и число гармоник кратным степени двойки  $F = 2^p$ ,  $p \in \mathbb{N}$ , то матричное умножение в (9) может быть выполнено при помощи быстрого преобразования Фурье (*FFT*).

Например, для однолучевого распространения с задержкой  $\tau \in [0; L_{CP}]$ , где  $L_{CP}$  – длина циклического префикса (в *LTE* для нормального циклического префикса  $L_{CP} = 144T_s$ ). Расстояние от максимума до 0, соответствующее задержке распространения  $\tau$ , будет равно  $1/N$ ,  $N = 12$  – количество поднесущих, частота Найквиста равна  $1/2$ . При этом задержка распространения, обеспечивающая максимальное уменьшение отношения сигнал-шум (*SNR* – *Signal to Noise ratio*), равна

$$\tau' = \left[ \frac{i}{\omega_{FFT}} + \frac{1}{2\omega_{FFT}} \right] T,$$

где  $i \in \mathbb{N}$ ,  $\omega_{FFT}$  – размер окна *FFT*,  $T = 2048T_s$  – длительность *SC-FDMA* символа. Для случая  $\omega_{FFT} = 64$  *SNR* уменьшится на величину  $SNR_{loss} \approx 0.1$  дБ.

### 3.3 GLRT-детектор

В *GLRT*-детекторе неизвестные параметры *PDF* вычисляются с использованием оценки максимального правдоподобия (*ML* – *Maximum Likelihood*) [22].

Функция распределения плотности вероятности для гипотез  $H_1, H_{-1}$  равна [20]

$$p(\mathbf{Y}; H_{1,-1}) = \prod_{n=1}^N \prod_{k=1}^K \frac{1}{2\pi\sqrt{\det(\mathbf{C})}} \exp \left[ -\frac{1}{2} (\mathbf{Y}_{n,k} - \mathbf{H}_{n,k} x_{n,k})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{Y}_{n,k} - \mathbf{H}_{n,k} x_{n,k}) \right]. \quad (10)$$

Функция распределения плотности вероятности для гипотезы  $H_0$  равна

$$p(\mathbf{Y}; H_0) = \prod_{n=1}^N \prod_{k=1}^K \frac{1}{2\pi\sqrt{\det(\mathbf{C})}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \mathbf{Y}_{n,k}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{Y}_{n,k} \right] \quad (11)$$

Так как, с точностью до константы  $\gamma$  извлечение натурального логарифма не меняет неравенство (1), то удобно переписать отношение (10) к (11) в виде

$$\begin{aligned} \ln \frac{p(\mathbf{Y}; H_{1,-1})}{p(\mathbf{Y}; H_0)} &= -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left[ (\mathbf{Y}_{n,k} - \mathbf{H}_{n,k} x_{n,k})^H \mathbf{C}^{-1} (\mathbf{Y}_{n,k} - \mathbf{H}_{n,k} x_{n,k}) - \mathbf{Y}_{n,k}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{Y}_{n,k} \right] = \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left[ \text{Re}[\mathbf{Y}_{n,k}^H x_{n,k} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H}_{n,k}] - \frac{1}{2} |x_{n,k}|^2 \mathbf{H}_{n,k}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H}_{n,k} \right]. \end{aligned}$$

Отбрасывая слагаемое, не зависящее от входных данных, получаем тестовую статистику для *LRT*-случая

$$T_{LRT} = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \text{Re}[\mathbf{Y}_{n,k}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H}_{n,k} x_{n,k}]. \quad (12)$$

Подставляя в (12) соответствующие оценки для  $\mathbf{H}_{n,k}$  (7) и  $\mathbf{C}$  (8), получаем тестовую статистику для *GLRT*-случая ( $T_{GLRT}$ ).

### Особенности реализации

#### Вычислительная устойчивость

Реализация *IRC*-детектора требует в (5) вычисление обратной матрицы  $(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C})^{-1}$ . Запишем (5) в компонентном виде для случая двух приёмных антенн

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{n,k}(1) &= \frac{\mathbf{H}_{n,k}^{H(1)} \mathbf{C}(2,2) - \mathbf{H}_{n,k}^{H(2)} \mathbf{C}(2,1)}{\det(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C})}, \\ \mathbf{G}_{n,k}(2) &= \frac{\mathbf{H}_{n,k}^{H(2)} \mathbf{C}(1,1) - \mathbf{H}_{n,k}^{H(1)} \mathbf{C}(1,2)}{\det(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C})}. \end{aligned}$$

Предложен алгоритм, обеспечивающий вычислительную устойчивость вычисления для случая близости к нулю определителя матрицы ( $\det(\cdot)$ ).

1 Вычислить сингулярные значения матрицы  $(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{H}_{n,k}^H + \mathbf{C}) - s_i$ ,  $i = [1, 2]$ .

2 Вычислить число обусловленности  $\kappa = s_1/s_2$ ,  $s_1 \geq s_2$

3 Если  $\kappa \geq \eta$ ,  $\eta$  – пороговое значение, выбор которого зависит от точности вычислений, то вычислить определитель исходной матрицы  $\det(\cdot) = s_1 s_2$ , иначе перейти к регуляризованному эквалайзеру:

– за ать  $\mathbf{C}(1,2) = \mathbf{C}(2,1) = 0$ ,  $\sigma^2 = (\mathbf{C}(1,1) + \mathbf{C}(2,2))/2$ ,  
– в числитель

$$\mathbf{G}_{n,k}(i) = \frac{\mathbf{H}_{n,k}^H(i)}{\mathbf{H}_{n,k}^H \mathbf{H}_{n,k} + \sigma^2},$$

т.е. получаем *LMMSE*-детектор для случая  $\mathbf{C} \sim \sigma^2 \mathbf{I}$ .

Аналогичный подход предложено использовать при вычислении  $\mathbf{L}^{-1}$  для *CHOL*-детектора. Число обусловленности  $\kappa$  вычисляем для матрицы  $\mathbf{L}$ . Если  $\kappa > \eta$ , обратная матрица не вычислима и декомпозиция невозможна. В этом случае выбираем антенну  $\hat{r}$  с максимальным *SNR*, а сигнал другой антенны отбрасываем

$$\hat{r} = \operatorname{argmax}_{r \in \{1,2\}} \left( \frac{\sum_{n=1}^N |\bar{\mathbf{H}}_n(r)|^2}{\mathbf{N}\mathbf{C}(r,r)} \right).$$

### Условие детектирования

Детектор, подходящий для использования в реальном приёмнике, должен иметь постоянную вероятность ложной сработки, не зависящую от канала распространения и шума. Соответствующие пороги детектирования зададим согласно (2). Так как  $\gamma$  определяет только границы интегрирования, то зависимость порога детектирования от вероятности ложной сработки может быть факторизована внутри некоторой монотонно возрастающей функции  $\alpha = \alpha(P_{FA})$ . Значение функции может быть получено методом Монте-Карло для заданного  $P_{FA}$ .

Разложение Холецкого приводит ковариацию вектора шума к единичной матрице. Определим условие детектирования для данного случая

$$T_{CHOL} > \alpha_1(P_{FA}).$$

Для *GLRT*-детектора условие детектирования имеет следующий вид [20]

$$T_{GLRT} > \alpha_2(P_{FA}) \sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{n,k}^H \mathbf{C}^{-1} \mathbf{H}_{n,k} |x_{n,k}|^2}.$$

Для *IRC*-приемника представим вектор шума  $\mathbf{W}_{n,k} = \mathbf{N}_{n,k} + \mathbf{V}_{n,k}$  в виде белого и интерференционного слагаемых, таким образом чтобы

$$\begin{aligned} E[\mathbf{N}_{n,k}^H(i) \mathbf{N}_{n,k}(j)] &= \delta_{ij} \sigma_N^2, \\ E[\mathbf{V}_{n,k}^H(1) \mathbf{V}_{n,k}(1)] &= \sigma_I^2, \\ E[\mathbf{V}_{n,k}^H(1) \mathbf{V}_{n,k}(2)] &= \beta \sigma_I^2, \\ E[\mathbf{V}_{n,k}^H(2) \mathbf{V}_{n,k}(2)] &= |\beta|^2 \sigma_I^2, \end{aligned}$$

где  $\sigma_N^2$  – мощность белого шума, а  $\sigma_I^2$  – мощность интерференции, т.е. шумовых отсчётов, одинаковых на приёмных антеннах с точностью до постоянного множителя  $\beta$ .

Пренебрегая корреляцией между  $\mathbf{H}_{n,k}$  и  $\mathbf{W}_{n,k}$ , что справедливо всегда кроме случая  $\sigma_I^2 \gg \sigma_N^2$  – мощность интерференции сильно больше мощности белого шума, получаем условие детектирования

$$T_{IRC} > \alpha_3(P_{FA}) \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \left[ (|\mathbf{G}_{n,k}(1)|^2 + |\mathbf{G}_{n,k}(2)|^2) \sigma_N^2 + |\mathbf{G}_{n,k}(1) + \beta \mathbf{G}_{n,k}(2)|^2 \sigma_I^2 \right],$$

где

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \left( \mathbf{C}(1,1) + \mathbf{C}(2,2) - \sqrt{(\mathbf{C}(1,1) - \mathbf{C}(2,2))^2 + 4|\mathbf{C}(1,2)|^2} \right) / 2, \\ \sigma_I^2 &= \mathbf{C}(1,1) - \sigma_N^2, \quad \beta = \mathbf{C}(2,1) / \sigma_I^2. \end{aligned}$$

### Численное моделирование

Описанные выше детекторы реализованы в виде моделей в пакете MATLAB. Экспериментальные исследования предполагают оценку помехоустойчивости детекторов *IRC*, *CHOL* и *GLRT* на тестовом наборе со следующими параметрами (табл. 1).

Таблица 1

Параметры тестового набора

Параметр	Значение
Ширина полосы	10 МГц
DL/UL дуплекс	FDD
Циклический префикс	Нормальный
PUCCH Format	1A
SRS	Отключен
Количество передающих антенн	1
Количество приемных антенн	2
Корреляция приемных антенн	0

Цель тестирования для каждого детектора – поиск величины соотношения сигнал-шум (*SINR* – *Signal to Noise plus Interference Ratio*), при котором вероятность детектирования сообщения *ACK* равна  $P_D = 99\%$ , при заданной вероятности ложной сработки  $P_{FA} = 1\%$ . Величина  $P_D$  оценивалась для всех значений *SINR* из заданного диапазона с шагом 0.1 дБ. Для формирования каждой оценки выполнено  $10^4$  итераций. На каждой итерации во временной области формировался один подкадр сигнала, содержащего канал *PUCCH* с ресурсными элементами единичной мощности. Для обеих приёмных антенн формировались случайные коэффициенты распространения  $h(1), h(2) \sim \mathcal{N}(0,1)$ . Мощность привносимых помех пересчитывалась таким образом, чтобы ресурсные элементы *PUCCH* имели заданный *SINR*.

Следующие выражения использованы для расчета значений отношения сигнал-помеха (*SIR* – *Signal to Interference ratio*) и *SNR* при установленном коэффициенте  $d = \text{SNR} - \text{SIR}$  и фиксированном значении *SINR*

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \text{SINR} + 10 \log_{10} (10^{-d/10} + 1), \\ \text{SIR} &= \text{SNR} + d. \end{aligned}$$

Для полученного значения *SNR* и значений мощности сигналов на приёмных антеннах  $|h(1)|^2$  и  $|h(2)|^2$  вычисление мощности шума выполнялось по следующему выражению

$$\sigma_N^2 = \frac{|h(1)|^2 + |h(2)|^2}{2} 10^{-\frac{\text{SNR}}{10}}.$$

Для моделирования интерференции генерировались случайные последовательности  $r(1), r(2) \sim \mathcal{CN}(0,1)$ . Мощность интерференции на приёмных антеннах определялась аналогично мощности шума

$$\sigma_I^2(i) = \frac{|h(1)|^2 + |h(2)|^2}{|r(1)|^2 + |r(2)|^2} |r(i)|^2 10^{-\frac{\text{SIR}}{10}}.$$

Соответственно, системную модель неидеального сигнала (3) можно представить как

$$Y_{n,k}(i) = H_{n,k}(i)x_{n,k}(i) + \sqrt{\sigma_N^2}N_{n,k}(i) + \frac{r(i)}{|r(i)|}\sqrt{\sigma_I^2(i)}V_{n,k},$$

где  $N_{n,k}(i) \sim \mathcal{CN}(0,1)$  и  $V_{n,k} \sim \mathcal{CN}(0,1)$  – случайные векторы, имеющие нормальное распределение.

В первом эксперименте проведено измерение помехоустойчивости детекторов для различных значений коэффициента  $d$ . Канал распространения  $h(i)$  формировался согласно модели "Static Propagation" [1]. Результаты представлены в Таблице 2.

Таблица 2

$SINR$  для  $P_D=99\%$  при различном значении соотношения мощностей белого шума и интерференции ( $d$ )

$d$ , дБ	$SINR$ , дБ		
	$IRC$	$CHOL$	$GLRT$
96	-10.6	-11.4	-8.4
0	-10.6	-11.4	-8.4
-6	-10.7	-11.7	-8.6
-12	-12.4	-13.4	-10.0
-24	-19.0	-19.0	-16.0
-48	-40.0	-43.0	-40.0
-96	-32.0	-90.0	-92.0

Во втором эксперименте проверена устойчивость детекторов к задержке распространения  $\tau$ , наличию частотной отстройки ( $CFO - Carrier Frequency Offset$ ) и при использовании для нестационарного частотно-селективного канала распространения ( $EVA70 - Extended Vehicular A 70$  Гц). Значение параметра  $d$  было зафиксировано равным 96 дБ.

Результаты измерения  $SINR$  в дБ для  $SINR(P_D > 0.99)$  представлены в таблице 3.

Таблица 3

$SINR$  для  $P_D = 99\%$  при различных условиях распространения

Детектор	$SINR$ , дБ		
	$\tau = 72$ Тс	$CFO = 400$ Гц	$EVA70$
$IRC$	-10.5	-10.1	-10.6
$CHOL$	-11.4	-10.8	-11.3
$GLRT$	-8.5	-8.0	-8.4

Стандарт [1] определяет минимальные требования  $SINR = -5.1$  дБ для вероятности детектирования сообщения  $ACK P_D = 99\%$ . Таким образом, экспериментальные исследования показали, что все рассмотренные детекторы удовлетворяют минимальным требованиям стандарта.

### Заключение

В работе предложены модификации детекторов  $IRC$ ,  $CHOL$  и  $GLRT$  для разнесенного приема физического канала управления линии вверх –  $PUCCH$ , учитывающие наличие интерференции. Проведенное исследование позволило установить, что все рассмотренные алгоритмы детектирования удовлетворяют минимальным требованиям стандарта 3GPP TS 36.104 [1] и могут быть интегрированы в оборудование приемного тракта базовой станции сети  $LTE$ .

Проведенный анализ полученных результатов показал:

–  $GLRT$ -детектор проигрывает остальным детекторам в помехоустойчивости из-за некогерентного агрегирования ресурсных элементов по частоте. Однако этот механизм делает его абсолютно устойчивым к любой временной задержке.

– Для  $IRC$ -детектора характерно прекращение роста помехоустойчивости при низких значениях соотношения мощностей белого шума и интерференции ( $SNR - SIR$ ), что обусловлено увеличением корреляции между оценкой канала и помехами.

– Наилучшие показатели помехоустойчивости продемонстрированы при применении  $CHOL$ -детектора. Кроме того,  $CHOL$ -детектор имеет более простую структуру по сравнению с  $IRC$ -детектором, что делает его предпочтительным к реализации в реальных приёмных устройствах систем сотовой связи  $LTE$ .

### Литература

- 3GPP TS 136.104 V15.3.0 (2018-07), "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception."
- Крутин Д.В., Кисляков М.А., Мосин С.Г. Методы оценки качества канала связи. Технология WCDMA // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55. № 5. С. 12-15.
- Купцов В. В., Шмонин О. А., Трушков С. Н., Михайлова А. С. Параметрический алгоритм предсказания характеристик канала для высокомобильных пользователей в системе связи LTE // Известия вузов. Радиофизика. 2020. Т. 63. № 4. С. 344-355.
- Тихвинский В. О., Терентьев С. В., Минаев И. В. Спектральная эффективность систем мобильной сотовой связи UMTS и LTE // Вестник РАЕН. 2008. Т. 8 № 1. С. 21-27.
- Фадеев В. А., Зайдуллин Ш. В., Фадеева З. С., Надеев А. Ф. Система мониторинга показателей доступности сетей мобильной связи стандарта LTE-A // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Том 15. №3. С. 4-16.
- Hu Y., Astely D., Baldemair R., Falahati S. Semi-Blind Multi-User Detection for LTE PUCCH // 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Budapest, Hungary, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/WCNC.2009.4917962.
- Wu Y., Danev D., Larsson E. G. On ACK/NACK messages detection in the LTE PUCCH with multiple receive antennas // 2012 Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Bucharest, Romania, 2012, pp. 994-998.
- Ohwatari Y., Miki N., Asai T., Abe T., Taoka H. Performance of Advanced Receiver Employing Interference Rejection Combining to Suppress Inter-Cell Interference in LTE-Advanced Downlink // 2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), San Francisco, CA, USA, 2011, pp. 1-7, doi: 10.1109/VETECF.2011.6093196.
- Асаф М., Пономарев О. Г. Модификация алгоритма детектирования сигнала PUCCH нулевого формата в системе связи 5G NR // Цифровая обработка сигналов. 2021. № 3. С. 44-49.
- Léost Y., Abdi M., Richter R., Jeschke M. Interference rejection combining in LTE networks // Bell Labs Tech. J., vol. 17, no. 1, pp. 25-50, 2012.
- Phuoc Nguyen T. H., Nguyen H., Khuc B. Performance Evaluation of Channel Estimation Methods for 5G NR Uplink Control Channel in the Scenario of Low Signal-to-Noise Ratios // 2022 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC), Ha Noi, Vietnam, 2022, pp. 18-22, doi: 10.1109/ATC55345.2022.9943012.
- Tadavarty S., Chavali N. K. Performance Analysis of 5G NR PUCCH Format 0 Receiver // 2021 IEEE 18th India Council International Conference (INDICON), Guwahati, India, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/INDICON52576.2021.9691557.

13. Kim Y. -H., Ju H., Jeong C. B., Lee M. -S. Performance comparison of DTX detection schemes for 5G NR PUCCH // 2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, Korea (South), 2020, pp. 1391-1394, doi: 10.1109/ICTC49870.2020.9289538.

14. Kim Y. -H., Ju H., Chun I. -J., Jeong C. B., Lee M. -S. Design of Low-latency Synthesizable PUCCH Demodulation Unit Using Simulink HDL Coder // 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju Island, Korea, Republic of, 2021, pp. 1387-1389, doi: 10.1109/ICTC52510.2021.9620844.

15. Luo W., Liu C., Wu X., Long H. A PUCCH Coverage Enhancement Scheme for 5G/6G Wireless Communications // 2023 IEEE 97th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Spring), Florence, Italy, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2023-Spring57618.2023.10201064.

16. Qin Y., Pitaval R. -A. Enhanced 5G PUCCH using Non-Coherent Constellations with Low-Complexity Detection // 2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), Helsinki, Finland, 2021, pp. 348-353, doi:

10.1109/PIMRC50174.2021.9569593.

17. Yerrapragada A. K., Gautam J. K. S A., Ganti R. K. Machine Learning Decoder for 5G NR PUCCH Format 0 // 2023 National Conference on Communications (NCC), Guwahati, India, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/NCC56989.2023.10067950.

18. Lapin V., Veyler A. Error Rate Performance Analysis of the 5G New Radio Physical Uplink Control Channel // 2022 International Conference on Modern Network Technologies (MoNeTec), Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 1-7, doi: 10.1109/MoNeTec55448.2022.9960750.

19. 3GPP TS 136.213 V10.1.0 (2011-04), "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures."

20. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Vol. 2: Detection Theory, Prentice-Hall, 1998.

21. Brandwood D. A complex gradient operator and its application in adaptive array theory // Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 130, pp. 11-16, Feb. 1983.

22. Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing. Vol. 1: Estimation Theory, Prentice-Hall, 1993.

## THE PUCCH DETECTOR EMPHASIZED ON RECEIVE DIVERSITY

**Mikhail B. Skoptsov**, LabSystems LLC, Vladimir, Russia, [mikhail.skoptsov@lab-systems.ru](mailto:mikhail.skoptsov@lab-systems.ru)

**Sergey G. Mosin**, Kazan Federal University, Kazan, Russia;

LabSystems LLC, Vladimir, Russia, [smosin@ieee.org](mailto:smosin@ieee.org)

**Dmitry A. Perepelkin**, Ryazan State Radio Engineering University, Ryazan, Russia, [perepelkin.d.a@rsreu.ru](mailto:perepelkin.d.a@rsreu.ru)

### Abstract

The increase in throughput and capacity of fourth generation (4G) and fifth generation (5G) communication networks is achieved through the complexity of the radio frequency (RF) path to maximize the efficient utilization of the communication channel bandwidth. Along with useful signals and messages, this RF path also contains interference of various types and noise. Sources of noise may include neighboring user devices and other cells. Reliable detection and decoding of control and channel state information messages in the Physical Uplink Control Channel (PUCCH) are essential for the stable operation of 4G and 5G communication systems. Increasing the number of receive antennas enhances the system's interference resistance; however, when interference across the receive antennas is correlated, the classical signal-combining rules may lead to false detections. The probability of false detection becomes a function of the statistical characteristics of the radio environment and, in general, is unpredictable, reducing the efficiency of computational and radio resource utilization in the system. Neglecting noise statistics further lowers the probability of successful signal detection. In this work, a system model of the detector is formulated within the framework of classical detection and estimation theory. Modified IRC-, CHOL-, and GLRT-based methods are proposed to address the issue of false detection in the diversity reception of PUCCH signals. Detection conditions for the PUCCH channel are defined for the three proposed detectors, ensuring a constant false detection probability that is independent of the propagation channel and noise characteristics. Numerical simulations of the proposed detectors were conducted. The obtained interference resistance results confirmed their compliance with the standard requirements and theoretical principles, demonstrating applicability in real-world cellular communication systems such as LTE, LTE-A, and NR.

**Keywords:** LTE, receive diversity, false detection, PUCCH detectors, interference resistance

### References

- [1] 3GPP TS 136.104 V15.3.0 (2018-07), "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception."
- [2] D. V. Krutin, M. A. Kislyakov, S. G. Mosin, "Methods of evaluation of the communication link quality. WCDMA technology," *Journal of Instrument Engineering*, vol. 55, no. 5, pp. 12-15, 2012 (in Russian).
- [3] V. V. Kuptsov, O. A. Shmonin, S. N. Trushkov and A. S. Mikhailova, "Parametric algorithm for predicting the channel characteristics for high-mobility users in the LTE communication system," *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 63, no. 4, pp. 310-320, 2020.
- [4] V. O. Tikhvinskiy, S. V. Terentiev, I. V. Minaev, "Spectrum efficiency of UMTS and LTE," *Bulletin of Russian Academy of Natural Sciences*, vol. 8, no. 1, pp. 21-27, 2008 (in Russian).
- [5] V. A. Fadeev, Sh. V. Zaidullin, Z. S. Fadeeva, A. F. Nadeev, "Monitoring system for LTE-A cellular communication network accessibility indicators," *T-Comm*, vol. 15, no.3, pp. 4-16, 2021 (in Russian).

- [6] Y. Hu, D. Astely, R. Baldemair and S. Falahati, "Semi-Blind Multi-User Detection for LTE PUCCH," *2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Budapest, Hungary, 2009, pp. 1-5, doi: 10.1109/WCNC.2009.4917962.
- [7] Y. Wu, D. Danev and E. G. Larsson, "On ACK/NACK messages detection in the LTE PUCCH with multiple receive antennas," *2012 Proceedings of the 20th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, Bucharest, Romania, 2012, pp. 994-998.
- [8] Y. Ohwatari, N. Miki, T. Asai, T. Abe and H. Taoka, "Performance of Advanced Receiver Employing Interference Rejection Combining to Suppress Inter-Cell Interference in LTE-Advanced Downlink," *2011 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, San Francisco, CA, USA, 2011, pp. 1-7, doi: 10.1109/VETEFC.2011.6093196.
- [9] M. Assaf, O. G. Ponomarev, "The PUCCH format 0 detection algorithm modification in the fifth-generation new radio," *Digital Signal Processing*, no. 3, pp. 44-49, 2021 (in Russian).
- [10] Y. Löst, M. Abdi, R. Richter and M. Jeschke, "Interference rejection combining in LTE networks", *Bell Labs Tech. J.*, vol. 17, no. 1, pp. 25-50, 2012
- [11] T. H. Phuoc Nguyen, H. Nguyen and B. Khuc, "Performance Evaluation of Channel Estimation Methods for 5G NR Uplink Control Channel in the Scenario of Low Signal-to-Noise Ratios," *2022 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, Ha Noi, Vietnam, 2022, pp. 18-22, doi: 10.1109/ATC55345.2022.9943012.
- [12] S. Tadavarty and N. K. Chavali, "Performance Analysis of 5G NR PUCCH Format 0 Receiver," *2021 IEEE 18th India Council International Conference (INDICON)*, Guwahati, India, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/INDICON52576.2021.9691557.
- [13] Y. -H. Kim, H. Ju, C. B. Jeong and M. -S. Lee, "Performance comparison of DTX detection schemes for 5G NR PUCCH," *2020 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju, Korea (South), 2020, pp. 1391-1394, doi: 10.1109/ICTC49870.2020.9289538.
- [14] Y. -H. Kim, H. Ju, I. -J. Chun, C. B. Jeong and M. -S. Lee, "Design of Low-latency Synthesizable PUCCH Demodulation Unit Using Simulink HDL Coder," *2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, Jeju Island, Korea, Republic of, 2021, pp. 1387-1389, doi: 10.1109/ICTC52510.2021.9620844.
- [15] W. Luo, C. Liu, X. Wu and H. Long, "A PUCCH Coverage Enhancement Scheme for 5G/6G Wireless Communications," *2023 IEEE 97th Vehicular Technology Conference (VTC2023-Spring)*, Florence, Italy, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/VTC2023-Spring57618.2023.10201064.
- [16] Y. Qin and R. -A. Pitaval, "Enhanced 5G PUCCH using Non-Coherent Constellations with Low-Complexity Detection," *2021 IEEE 32nd Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Helsinki, Finland, 2021, pp. 348-353, doi: 10.1109/PIMRC50174.2021.9569593.
- [17] A. K. Yerrapragada, J. K. S, A. Gautam and R. K. Ganti, "Machine Learning Decoder for 5G NR PUCCH Format 0," *2023 National Conference on Communications (NCC)*, Guwahati, India, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/NCC56989.2023.10067950.
- [18] V. Lapin and A. Veyler, "Error Rate Performance Analysis of the 5G New Radio Physical Uplink Control Channel," *2022 International Conference on Modern Network Technologies (MoNeTec)*, Moscow, Russian Federation, 2022, pp. 1-7, doi: 10.1109/MoNeTec55448.2022.9960750.
- [19] 3GPP TS 136.213 V10.1.0 (2011-04), "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures."
- [20] S. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 2: Detection Theory," Prentice-Hall, 1998.
- [21] D. Brandwood, "A complex gradient operator and its application in adaptive array theory," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 130, pp. 11-16, Feb. 1983.
- [22] S. Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 1: Estimation Theory," Prentice-Hall, 1993.

#### Information about authors:

**Mikhail B. Skoptsov**, LabSystems LLC, an engineer in mathematical modeling, Vladimir, Russia

**Sergey G. Mosin**, Kazan Federal University, Professor, Kazan, Russia; LabSystems LLC, Deputy Director General, Vladimir, Russia

**Dmitry A. Perepelkin**, Ryazan State Radio Engineering University, Dean, Ryazan, Russia