

УДК 621.396.93

## ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПРЕДСКАЗАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛА ДЛЯ ВЫСОКОМОБИЛЬНЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ В СИСТЕМЕ СВЯЗИ LTE

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

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассмотрена проблема предсказания характеристик канала для высокомобильных пользователей системы связи LTE. Предложен алгоритм предсказания канальных коэффициентов на основе параметризованной авторегрессионной модели, для оценки параметров которой предполагается использовать сверхразрешающие методы спектрального анализа. Путём численного моделирования с использованием симулятора системного уровня проведена оценка эффективности предложенного алгоритма, а также его сравнение с алгоритмом предсказания на основе автокорреляционного подхода и интерполяционной формулы Уиттекера—Шеннона. Показано, что предложенный алгоритм позволяет добиться высокой точности предсказания характеристик канала связи высокомобильных пользователей, сопоставимой с точностью их оценки для пользователей, движущихся с малыми скоростями.

### ВВЕДЕНИЕ

Важным аспектом работы системы связи LTE (Long Term Evolution) в городских условиях является эффективное обслуживание высокомобильных пользователей. К числу таковых относятся пользователи, передвигающиеся на различных транспортных средствах: велосипедах, автомобилях, наземном общественном транспорте. Характерный для них диапазон скоростей составляет  $10 \div 60$  км/ч.

Качество обслуживания абонентов в системе значительно зависит от точности и актуальности информации о характеристиках нисходящего (downlink) канала связи между базовой станцией и пользователем. Оценка данных характеристик при работе системы LTE в режиме TDD (Time Division Duplex) проводится на основе пилотных сигналов SRS (Sounding Reference Signal), периодически передаваемых пользовательским устройством по восходящему (uplink) каналу связи. Период следования пилотных сигналов определяется структурой кадра TDD и не может быть менее 5 мс [1]. Информация о характеристиках канала устаревает на интервале между двумя последовательными SRS тем быстрее, чем выше скорость пользователей. И, как следствие, данный процесс существенно влияет на качество связи для высокомобильных пользователей. Различие между актуальной информацией о канале и информацией, оценённой на основе SRS, особенно критично для работы системы связи в режиме MU-MIMO (Multi-user Multiple-input Multiple-output), когда передача данных нескольким пользователям осуществляется одновременно в рамках одного или нескольких общих частотных ресурсных блоков (Physical Resource Block, PRB). В режиме MU-MIMO подобное различие приводит к неточному формированию базовой станцией диаграммообразующих векторов, ошибкам при выборе схем модуляции и кодирования (MCS), неэффективной группировке пользователей для пространственного разделения, уменьшению усиления антенны при передаче данных, а также к увеличению межпользовательской интерференции. Всё это в конечном итоге обуславливает существенное уменьшение производительности системы связи и общей скорости передачи данных.

---

\* vitaliy.kuptsov.nn@yandex.ru

Одним из способов решения описанной проблемы является применение алгоритмов предсказания, которые широко используются в области цифровой обработки сигналов. Система LTE является широкополосной, а канал связи в городских условиях — частотно-селективным [1]. Это значит, что значение коэффициента передачи канала  $H(\omega, t)$  в момент времени  $t$  зависит от частоты  $\omega_q$ , которая в системе с мультиплексированием с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM) соответствует поднесущей с индексом  $q$ . В связи с этим целесообразно предсказывать значение комплексного канального коэффициента  $h_q$  либо на каждой отдельной поднесущей, либо для группы поднесущих, находящихся в интервале частотной когерентности канала [2],

$$h_q(t) = H(\omega_q, t). \quad (1)$$

За единицу времени (целый шаг) примем интервал между двумя последовательными SRS, когда значение канальных коэффициентов может быть измерено непосредственно [1, 3]. Для повышения производительности системы значения канальных коэффициентов необходимо предсказывать в моменты между SRS. Очевидно, что традиционные методы предсказания на целое число шагов в данном случае не применимы. Задача предсказания на дробный шаг не является тривиальной и требует сочетания техник предсказания и интерполяции. В работе [5] рассмотрен алгоритм линейного предсказания, основанный на автокорреляционных свойствах сигнала и интерполяционной формуле Уиттекера—Шеннона. Данный подход является универсальным с точки зрения зависимости канального коэффициента от времени и оптимальным при условии стационарности процесса  $h_q(t)$ . Однако реализация данного алгоритма на практике требует существенных аппаратных затрат, а условие стационарности процесса  $h_q(t)$  не всегда выполняется.

С целью решения поставленной задачи и преодоления трудностей корреляционного подхода к предсказанию на дробный шаг авторами был проведён анализ временной зависимости канальных коэффициентов для одной из наиболее часто используемых при анализе систем мобильной связи модели канала 3GPP Urban Macro 3D [6]. Одна из реализаций спектра сигнала  $h_q(t)$  представлена на рис. 1.

Видно, что сигнал  $h_q(t)$  представляется в виде конечной суммы узкополосных сигналов. Характерное время изменения огибающих данных сигналов составляет порядка  $50 \div 300$  мс. Подобное представление сигнала  $h_q(t)$  имеет явный физический смысл. Изменение  $h_q(t)$  во времени определяется в первую очередь эффектом Доплера. Каждая гармоника в представленном спектре соответствует некоторому кластеру в многолучевом канале связи, который характеризуется индивидуальным доплеровским сдвигом частоты. Учитывая вышеизложенные факты, авторами был предложен параметрический подход к предсказанию на дробный шаг, основанный на гармоническом представлении зависимости канальных коэффициентов от времени и применении алгоритмов сверхразрешения [7].

Стоит отметить, что используемая параметрическая модель канального коэффициента не является уникальной и описана в литературе [4]. Однако её применение для предсказания канальных коэффициентов на дробный шаг в многоэлементных антенных решётках совместно с алгоритмом линейного предсказания и методами сверхразрешения ранее не рассматривалось.

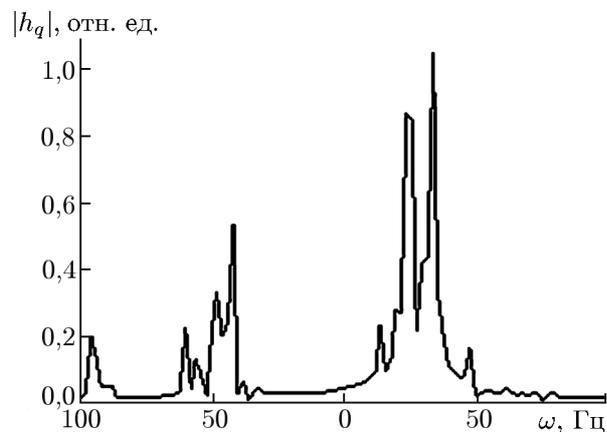


Рис. 1

## 1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПОДХОД К ПРЕДСКАЗАНИЮ

Алгоритм линейного предсказания действительного сигнала на дробный шаг, основанный на корреляционном подходе с использованием интерполяционной формулы Уиттекера—Шеннона, рассмотрен в работе [5]. Для корректной работы рассматриваемого алгоритма необходимо выполнение теоремы об отсчётах (теоремы Котельникова) [8, 9] для предсказываемого сигнала  $h_q(t)$ : ширина его спектра, а значит, и максимальное доплеровское смещение частоты в канале связи, не должны превосходить половины частоты следования SRS. Таким образом, для успешного предсказания сигнала необходимо, чтобы при несущей частоте 2,1 ГГц и периоде следования SRS 5 мс скорость абонентов не превышала 51 км/ч.

Соответствующий алгоритм не трудно обобщить на случай комплексного сигнала. Представим значение канального коэффициента в момент времени  $t + d$ , где  $d \in (0, 1)$ , в виде линейной комбинации  $K$  последних измеренных значений  $h_q(t)$ :

$$\hat{h}_q(t + d) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k^* h_q(t - k), \quad (2)$$

где звёздочка обозначает комплексное сопряжение. Величину  $K$  называют порядком предсказания. Предложенный в работе [5] подход к предсказанию сводится к минимизации среднего квадрата ошибки предсказания:

$$\varepsilon = \langle |h_q(t + d) - \hat{h}_q(t + d)|^2 \rangle \rightarrow \min. \quad (3)$$

Здесь и далее угловые скобки обозначают усреднение по статистическому ансамблю.

Для выражения (2) это приводит к следующей системе линейных уравнений для коэффициентов предсказания  $b_k$ :

$$\sum_{k=0}^{K-1} b_k r(m - k) = r(m + d), \quad m = 0, \dots, K - 1, \quad (4)$$

где  $r(\tau) = \langle h_q(t) h_q^*(t + \tau) \rangle$  — автокорреляционная функция канального коэффициента. Для дискретного сигнала значение автокорреляционной функции от дробного аргумента не может быть оценено на основе доступных значений сигнала напрямую. Для вычисления величины  $r(m + d)$  может быть использована интерполяционная формула Уиттекера—Шеннона (ряд Котельникова) [5, 8]:

$$r(m + d) = \langle h_q(0) h_q^*(m + d) \rangle = \langle h_q(0) \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_q^*(k) \frac{\sin[\pi(m + d - k)]}{\pi(m + d - k)} \rangle. \quad (5)$$

Учитывая, что  $m$  и  $k$  — целые числа, а также линейность операции усреднения, представленное выражение можно преобразовать к следующему виду:

$$r(m + d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(k) \frac{(-1)^{m-k+1} \sin(\pi d)}{\pi(m - k + d)}. \quad (6)$$

При реализации описанного алгоритма на практике ряд (6) становится конечным, а оценка корреляционной функции сигнала проводится на основе  $M$  измеренных в моменты SRS значений

канальных коэффициентов. Для этого, например, можно применить метод скользящего окна с дополнительным усреднением по поднесущим [9], общее число которых равно  $Q$ :

$$r(k) = \frac{1}{MQ} \sum_{m=0}^{M-k} \sum_{q=1}^Q h_q(m) h_q^*(m+K). \quad (7)$$

При выборе размера скользящего окна  $M$  необходимо руководствоваться двумя условиями. Во-первых, для достижения удовлетворительной точности интерполяции значений корреляционной функции (6) размер окна  $M$  должен быть много больше порядка предсказания  $K$ . Во-вторых, сигнал  $h_q(t)$  должен обладать в пределах окна свойством стационарности.

## 2. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ПРЕДСКАЗАНИЯ

В настоящей работе авторами предложен параметрический алгоритм предсказания канального коэффициента, основанный на гармоническом представлении сигнала. Введём следующую сигнальную модель:

$$h_q(t) = \sum_{k=1}^J A_{kq} \exp(i\omega_k t). \quad (8)$$

Здесь канальный коэффициент представлен в виде суммы  $J$  гармонических сигналов с постоянными во времени частотами  $\omega_k$  и комплексными амплитудами  $A_{kq}$ . Каждая гармоника соответствует отдельному кластеру с определённым доплеровским сдвигом частоты. В рамках предложенной модели будем полагать, что частоты гармонических сигналов практически не зависят от индекса поднесущей  $q$ , а комплексные амплитуды различны в силу частотной селективности канала. Подобные допущения справедливы для OFDM-систем связи, в которых ширина полосы сигнала существенно меньше несущей частоты.

Рассмотрим подробнее параметры предложенной модели. Число гармоник  $J$  и их частоты  $\omega_k$  являются медленно меняющимися параметрами, т. к. их вариации обусловлены изменением структуры системы отражателей (путей распространения сигнала) и перемещением абонента на существенное расстояние (единицы–десятки метров). Амплитуды кластеров  $A_{kq}$ , напротив, меняются быстро.

Предсказание сигнала, описанного данной моделью, может осуществляться двумя способами. При использовании первого способа необходимо оценить все параметры модели ( $J$ ,  $A_{kq}$ ,  $\omega_k$ ) на основе нескольких отсчётов сигнала и затем с помощью уравнения (8) вычислить искомое значение для требуемого момента времени. Однако такой метод требует оценки параметров после каждого SRS в виду быстрого изменения значений  $A_{kq}$ . Второй подход, основанный на модели линейной авторегрессии, позволяет предсказать значение канального коэффициента (8) на основе  $J$  его последних измеренных значений и информации о положении гармоник  $\omega_k$ . Ниже будет показано, что данный подход не требует вычисления амплитуд кластеров  $A_{kq}$ , и следовательно, позволяет проводить оценку параметров модели значительно реже.

Для реализации второго подхода будем использовать уравнение линейного предсказания (2). Значения коэффициентов предсказания  $b_k$  будем выбирать в предположении, что для сигнала выполняется модель (8), в которой известны параметры  $J$  и  $\omega_k$ . Порядок линейного предсказания  $K$  при этом выбирается равным числу гармоник  $J$ .

Для удобства перейдём к матричной форме записи соответствующих выражений. В этом случае набор  $K$  последних отсчётов канального коэффициента представляется в следующем виде:

$$\mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} h_q(t) \\ h_q(t-1) \\ \vdots \\ h_q(t-K+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp(i\omega_1 t) & \exp(i\omega_2 t) & \dots & \exp(i\omega_K t) \\ \exp[i\omega_1(t-1)] & \exp[i\omega_2(t-1)] & \dots & \exp[i\omega_K(t-1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp[i\omega_1(t-K+1)] & \exp[i\omega_2(t-K+1)] & \dots & \exp[i\omega_K(t-K+1)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{1q} \\ A_{2q} \\ \vdots \\ A_{Kq} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\mathbf{A}_q. \tag{9}$$

Точное значение сигнала в модели (8) и его предсказанное значение (2) для момента времени  $t+d$  определяются выражениями

$$h_q(t+d) = \sum_{k=1}^K A_{kq} \exp[i\omega_k(t+d)] = \mathbf{V}^H \mathbf{A}_q; \tag{10}$$

$$\hat{h}_q(t+d) = \mathbf{B}^H \mathbf{H}_q, \tag{11}$$

$$\mathbf{V} = \{ \exp[-i\omega_1(t+d)], \exp[-i\omega_2(t+d)], \dots, \exp[-i\omega_K(t+d)] \}^T, \tag{12}$$

$$\mathbf{B} = (b_0, b_1, \dots, b_{K-1})^T. \tag{13}$$

Здесь индекс «H» обозначает эрмитово сопряжение, индекс «T» — транспонирование.

Найдём значение коэффициентов предсказания  $\mathbf{B}$  из условия минимума среднего квадрата ошибки предсказания (3) для модели сигнала (8):

$$\varepsilon = \langle (\mathbf{V}^H \mathbf{A}_q - \mathbf{B}^H \mathbf{W} \mathbf{A}_q) (\mathbf{V}^H \mathbf{A}_q - \mathbf{B}^H \mathbf{W} \mathbf{A}_q)^H \rangle \rightarrow \min. \tag{14}$$

Для нахождения минимума функционала продифференцируем его по элементам вектора  $\mathbf{B}^H$ . В результате получим

$$d\varepsilon/d\mathbf{B}^H = -\mathbf{W} \langle \mathbf{A}_q \mathbf{A}_q^H \rangle (\mathbf{V} - \mathbf{W}^H \mathbf{B}) = 0. \tag{15}$$

Здесь мы полагаем, что количество и значения частот гармоник предварительно оценены и детерминированы, а величины комплексных амплитуд являются случайными. Для равенства производной нулю достаточно, чтобы значение коэффициентов предсказания являлись решением системы линейных уравнений

$$\mathbf{W}^H \mathbf{B} = \mathbf{V}. \tag{16}$$

Отметим, что решение данной системы не зависит от параметра  $t$ , поэтому для упрощения без ограничения общности можно положить его равным нулю. Определитель матрицы  $\mathbf{W}^H$  вычисляется как определитель Вандермонда [10] и отличен от нуля, т. к. все частоты  $\omega_k$  различны. Здесь мы полагаем, что для сигнала (8) выполнена теорема Котельникова об отсчётах, т. е.  $-\pi < \omega_k < \pi$ . Тогда из теоремы Кронекера [10] следует существование единственного решения для системы (16):

$$\det(\mathbf{W}^H) \sim \begin{vmatrix} 1 & \exp(i\omega_1) & \dots & \exp[i\omega_1(K-1)] \\ 1 & \exp(i\omega_2) & \dots & \exp[i\omega_2(K-1)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \exp(i\omega_K) & \dots & \exp[i\omega_K(K-1)] \end{vmatrix} = \prod_{1 \leq m < n \leq K} 2i \exp[i0,5(\omega_n + \omega_m)] \sin \left[ \frac{1}{2} (\omega_n - \omega_m) \right] \neq 0. \tag{17}$$

Подставим решение системы (16) в выражение для квадрата ошибки предсказания (14):

$$\varepsilon = \langle (\mathbf{V}^H \mathbf{A}_q - \mathbf{V}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{A}_q) (\mathbf{V}^H \mathbf{A}_q - \mathbf{V}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{W} \mathbf{A}_q)^H \rangle = 0. \quad (18)$$

Таким образом, если для канального коэффициента выполнена модель (8), а параметры модели  $J$  и  $\omega_k$  точно известны, то алгоритм линейного предсказания (2), коэффициенты которого определяются решением системы (16), предсказывает сигнал без ошибки для любых значений комплексных амплитуд  $A_{kq}$ .

Отметим также, что алгоритм линейного предсказания полностью эквивалентен методу прямой оценки комплексных амплитуд кластеров  $A_{kq}$  через решение системы уравнений (9):

$$\hat{\mathbf{A}}_q = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{H}_q, \quad (19)$$

$$\hat{h}_q(t+d) = \mathbf{V}^H \hat{\mathbf{A}}_q = \mathbf{V}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{H}_q = \mathbf{B}^H \mathbf{H}_q. \quad (20)$$

Однако алгоритм, основанный на модели линейной авторегрессии, позволяет проводить процедуру оценки параметров модели и решение соответствующей системы уравнений значительно реже, и следовательно, требует значительно меньших вычислительных затрат.

### 3. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ КАНАЛЬНОГО КОЭФФИЦИЕНТА

Для реализации представленного выше параметрического алгоритма предсказания необходимо предварительно оценить параметры модели: число гармоник  $J$  и их частоты  $\omega_k$ . Для этого могут быть применены различные методы спектрального анализа. Наиболее простым из них является алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ). В этом случае количество гармоник  $J$  определяется количеством максимумов в полученном спектре, превышающих определённый порог, а их частоты — положениями этих максимумов. Однако разрешающая способность ДПФ ограничена количеством  $L$  измеренных на SRS значений канального коэффициента  $h_q(t)$  [11, 12]:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{LT_{\text{SRS}}}. \quad (21)$$

При реализации параметрического алгоритма предсказания размер временной выборки  $L$  ограничен временем корреляции медленно меняющихся комплексных амплитуд  $A_{kq}$  канальных кластеров, которые в нашей сигнальной модели мы считаем постоянными. Таким образом, для получения хорошего качества предсказания необходимо найти баланс между разрешающей способностью метода оценки параметров модели и временем, на котором сигнал соответствует этой модели. Для различных типов каналов связи оптимальное количество временных выборок должно быть определено на основе их предварительного анализа. В связи с этим целесообразно использовать сверхразрешающие методы спектрального анализа, для которых разрешающая способность превышает предел Рэлея (21). К их числу можно отнести метод Кейпона, метод MUSIC (Multiple Signal Classification), Root MUSIC, метод минимального многочлена (спектральный и корневой), метод ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) и другие [11, 13–16]. В данной статье мы остановили выбор на методе Root MUSIC, хотя применение иных алгоритмов для оценки параметров также возможно.

Рассмотрим свойства корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$  для канального коэффициента в модели (8):

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{H}_q \mathbf{H}_q^H \rangle = \mathbf{F} \langle \tilde{\mathbf{A}}_q \tilde{\mathbf{A}}_q^H \rangle \mathbf{F}^H = \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^H. \quad (22)$$

Здесь вектор  $\mathbf{H}_q$  и прямоугольная матрица  $\mathbf{F}$  определены следующим образом:

$$\mathbf{H}_q = \begin{bmatrix} h_q(t) \\ h_q(t-1) \\ \vdots \\ h_q(t-L+1) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \exp[i\omega_1(L-1)] & \exp[i\omega_2(L-1)] & \dots & \exp[i\omega_J(L-1)] \\ \exp[i\omega_1(L-2)] & \exp[i\omega_2(L-2)] & \dots & \exp[i\omega_J(L-2)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix};$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_q = \begin{bmatrix} A_{1q} \exp[i\omega_1(t-L+1)] \\ A_{2q} \exp[i\omega_2(t-L+1)] \\ \vdots \\ A_{Kq} \exp[i\omega_J(t-L+1)] \end{bmatrix}. \quad (23)$$

В случае, когда число гармоник  $J$  меньше числа временных выборок  $L$ , а комплексные амплитуды гармоник независимы, ранг корреляционной матрицы определяется числом гармоник. Соответственно, параметр  $J$  может быть оценён как число ненулевых собственных чисел матрицы  $\mathbf{R}$ . Данное свойство сохраняется и для оценённой матрицы  $\hat{\mathbf{R}}$ , если число  $Q > J$ , а комплексные амплитуды гармоник для различных поднесущих независимы;

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}_q \mathbf{H}_q^H = \mathbf{F} \left( \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \tilde{\mathbf{A}}_q \tilde{\mathbf{A}}_q^H \right) \mathbf{F}^H. \quad (24)$$

Алгоритм Root MUSIC основан на свойствах собственного разложения корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$  [14, 16]. Собственные векторы, соответствующие  $J$  наибольшим собственным числам (в случае отсутствия шума ненулевым), определяют базис так называемого сигнального подпространства. Это значит, что любой столбец матрицы  $\mathbf{F}$  может быть представлен в виде линейной комбинации соответствующих «сигнальных» собственных векторов. Собственные векторы, соответствующие  $L - J$  наименьшим собственным числам (в случае отсутствия шума нулевым), определяют шумовое подпространство, ортогональное сигнальному. Таким образом, проекция любого столбца матрицы  $\mathbf{F}$  на шумовое подпространство равна нулю. В методе MUSIC матрица-проектор на шумовое подпространство строится следующим образом [14]:

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}_{\text{noise}} \mathbf{U}_{\text{noise}}^H, \quad (25)$$

$$\mathbf{U}_{\text{noise}} = [\mathbf{u}_{J+1}, \mathbf{u}_{J+2}, \dots, \mathbf{u}_L], \quad (26)$$

где  $\mathbf{u}_k$  — собственный вектор матрицы  $\mathbf{R}$ , соответствующий собственному числу  $\lambda_k$ , при этом  $\lambda_1 \geq \dots \geq \lambda_L$ . Корневой подход к определению угловых частот  $\omega_k$  базируется на описанном выше свойстве ортогональности

$$\eta(\omega) = \mathbf{f}^H(\omega) \mathbf{P} \mathbf{f}(\omega), \quad (27)$$

где  $\mathbf{f}(\omega) = \{\exp[i\omega(L-1)], \exp[i\omega(L-2)], \dots, 1\}^T$ . Представленное выражение обращается в ноль тогда и только тогда, когда  $\omega = \omega_k$ . Выполним замену  $z = \exp(i\omega)$ . В результате получим полином степени  $2L - 2$ :

$$\eta(z) = \mathbf{z}^{(-1)} \mathbf{P} \mathbf{z}, \quad (28)$$

где  $\mathbf{z} = [z^{(L-1)}, z^{(L-2)}, \dots, 1]^T$  и  $\mathbf{z}^{(-1)} = [z^{-(L-1)}, z^{-(L-2)}, \dots, 1]$ . Среди корней данного полинома следует отобрать  $J$ , лежащих наиболее близко к единичной окружности, для которых выполнено условие  $|z| \leq 1$  либо  $|z| \geq 1$ , т. к. корни  $\eta(z)$  являются инверсными в комплексной плоскости относительно единичной окружности. Искомые значения угловых частот получаются из отображенных корней путём обратной замены.

В реальных условиях работы алгоритма значения элементов вектора  $\mathbf{H}_q$  оцениваются с ошибками, что приводит к зашумлению сигнала. В связи с этим ранг корреляционной матрицы  $\mathbf{R}$

становится полным. Обычно при использовании метода MUSIC корреляционную матрицу шума полагают равной единичной, хотя существует модификация алгоритма для случая произвольного вида корреляционной матрицы шумов [13]:

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{H}_q \mathbf{H}_q^H \rangle = \mathbf{F} \langle \tilde{\mathbf{A}}_q \tilde{\mathbf{A}}_q^H \rangle \mathbf{F}^H + \langle \xi \xi^H \rangle = \mathbf{F} \mathbf{G} \mathbf{F}^H + \mathbf{I}, \quad (29)$$

где  $\xi$  — ошибки измерения вектора  $\mathbf{H}_q$ .

В общем случае количество гармоник сигнала перед применением метода Root MUSIC следует предварительно оценить с помощью какого-либо критерия. Обычно в связке с методом MUSIC используются критерии AIC или MDL, определяемые следующими выражениями [16, 17]:

$$f(k) = Q(L - k) \lg \frac{f_1(k)}{f_2(k)} + f_3(k, Q), \quad (30)$$

$$f_1(k) = \frac{1}{L - k} \sum_{p=k+1}^L \lambda_p; \quad f_2(k) = \left( \prod_{p=k+1}^L \lambda_p \right)^{1/(L-k)}, \quad (31)$$

$$f_3^{\text{AIC}}(k) = k(2L - k); \quad f_3^{\text{MDL}}(k) = \frac{1}{2} k(2L - k) \lg Q. \quad (32)$$

Функции  $f_1$  и  $f_2$  имеют смысл среднего арифметического и среднего геометрического  $L - k$  наименьших собственных чисел соответственно. Функция  $f_3$  является штрафной и определяется для каждого из критериев различным способом. За оценку числа источников  $J$  в обоих критериях принимается значение аргумента  $k$ , при котором функция (30) минимальна.

Стоит отметить, что для корректного применения критериев в условия сверхвысоких значений отношения сигнал/шум (ОСШ) или при идеальном знании вектора  $\mathbf{H}_q$  следует предварительно провести регуляризацию матрицы (24). Для этого к ней можно добавить единичную матрицу с некоторым малым весом  $\gamma$  [18]:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{reg}} = \hat{\mathbf{R}} + \gamma \mathbf{I}. \quad (33)$$

#### 4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Проверка эффективности алгоритмов предсказания характеристик канала осуществлялась с помощью симулятора системного уровня сети LTE. В качестве модели канала была выбрана модель 3GPP TR 36.873 UrbanMacro [6], описывающая распространение сигнала в городских условиях и широко применяемая при анализе сетей LTE. Антенная система базовой станции представляла собой прямоугольную решётку с 4 столбцами по 8 элементов, состоящих из двух взаимно перпендикулярных диполей. Элементы одного столбца с одинаковой поляризацией объединялись в один цифровой порт. Таким образом, каждая базовая станция использовала для своей работы 8 цифровых портов. Прочие параметры моделирования приведены в табл. 1.

Анализ эффективности исследуемых алгоритмов проводился на основе двух параметров: средней скорости передачи данных базовой станцией  $T_h$  и метрики  $\rho$ , характеризующей качество предсказания характеристик канала. В качестве последней рассматривался средний по частоте, времени и пользователям квадрат модуля скалярного произведения главных сингулярных векторов  $\mathbf{V}_1$  и  $\hat{\mathbf{V}}_1$  истинной и предсказанной канальных матриц соответственно. Под главным понимается сингулярный вектор, соответствующий наибольшему сингулярному числу:

$$\rho = \langle |\mathbf{V}_1^H \hat{\mathbf{V}}_1|^2 \rangle. \quad (34)$$

Таблица 1. Параметры моделирования

модель канала	3GPP TR 36.873 UrbanMacro [6]
антенная система базовой станции	прямоугольная антенная решётка ( $8 \times 4 \times 2$ , элементы объединены по столбцам в 8 портов)
количество сот	1
количество базовых станций	3
количество пользователей	60
распределение координат пользователей в соте	равномерное
скорость пользователей	$10 \div 50$ км/ч
период следования SRS	5 мс
несущая частота	2,1 ГГц
мощность базовой станции	40 дБм
тип структуры TDD кадра [1]	1
максимальное число потоков пользователя	1

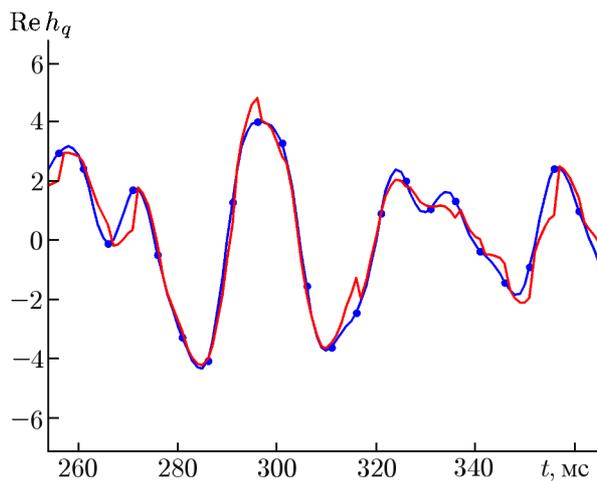


Рис. 2

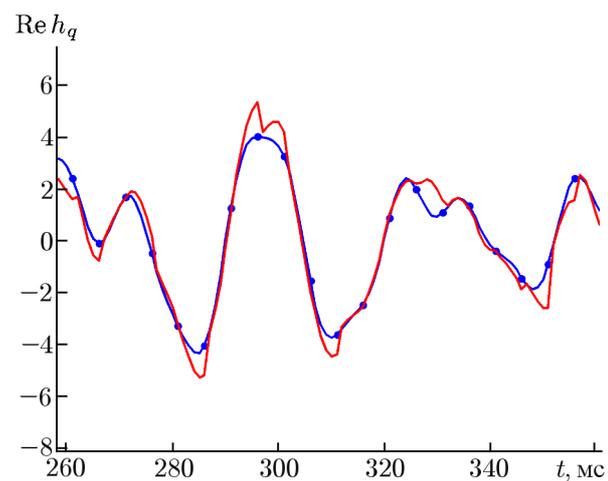


Рис. 3

Максимальный порядок предсказания для обоих исследуемых методов был принят равным 4 (для гармонической модели порядок предсказания — адаптивная величина). Оценка автокорреляционной функции, используемой в выражении (6), проводилась методом скользящего окна (7), размер которого был выбран равным 50 отсчётам (интервалам между SRS), т. е. 250 мс.

При оценке числа гармоник и их угловых частот для предложенного подхода к предсказанию был применён сверхразрешающий метод Root MUSIC совместно с критерием MDL [16]. Для осуществления анализа спектра использовалась выборка с длиной  $L = 5$  отсчётов. Корреляционная матрица (24) рассчитывалась путём усреднения по PRB совместно с процедурой дополнительной регуляризации (33).

Полученные в ходе симуляции осциллограммы канального коэффициента и его предсказанных значений представлены на рис. 2, 3. Синий цвет соответствует истинным значениям канального коэффициента (точками отмечены моменты SRS), красный — предсказанным значениям.

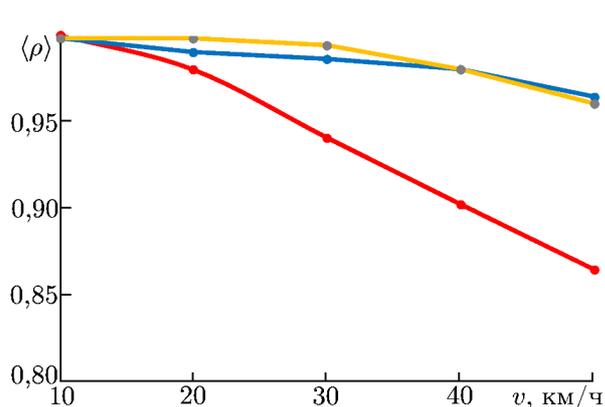


Рис. 4

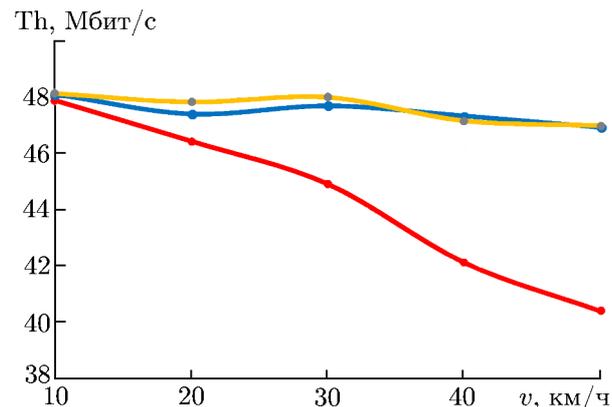


Рис. 5

Рисунок 2 отвечает алгоритму (4), рис. 3 — алгоритму (9). Видно, что оба алгоритма позволяют довольно точно осуществлять предсказание значений канального коэффициента на интервалах между SRS.

Зависимости метрики  $\rho$  и средней скорости передачи данных базовой станции  $T_h$  от скорости пользователей  $v$  представлены на рис. 4 и 5 соответственно. Ситуации, когда предсказание не применяется, соответствует красный цвет. Алгоритм предсказания (4) на основе автокорреляционной функции обозначен синим цветом, а предложенный параметрический алгоритм предсказания (9) — жёлтым.

Видно, что при увеличении скорости абонентов без применения алгоритмов предсказания значение метрики  $\rho$  снижается. Так, для скорости 50 км/ч оно составляет 86 %, что в свою очередь приводит к уменьшению скорости передачи данных на 16 %. Применение рассмотренных алгоритмов позволило существенно повысить достоверность информации о характеристиках канала связи на интервалах между SRS и увеличить скорость передачи данных. Для скорости 50 км/ч достигнутая скорость передачи незначительно отличается от ситуации, когда пользователи малоподвижны (скорость 10 км/ч и менее).

## ВЫВОДЫ

В статье рассмотрена проблема получения актуальной информации о характеристиках канала связи для высокоподвижных пользователей в сети LTE. Предложен новый параметрический подход к их предсказанию на дробный шаг, основанный на гармоническом представлении зависимости канального коэффициента от времени, а также сочетании авторегрессионной модели и методов сверхразрешения. При этом для оценки параметров модели предложено использовать сверхразрешающие алгоритмы спектрального анализа, позволяющие существенно снизить длину необходимой для хранения временной выборки оценённых значений канальных коэффициентов. На результатах компьютерного моделирования, полученных с помощью симулятора системного уровня, показана эффективность предложенного алгоритма для макросот в условиях современной городской застройки. Применение предложенного алгоритма предсказания позволило достичь для высокоподвижных пользователей практически такой же скорости передачи данных, как и для малоподвижных, а также существенно повысить качество связи. Эффективность предложенного подхода сопоставима с эффективностью алгоритма предсказания на дробный шаг [5], основанного на классическом автокорреляционном подходе и интерполяционной формуле Уиттекера—Шеннона, а на средних скоростях превосходит её. При этом стоит отметить, что при реализации алгоритма предсказания, основанного на автокорреляционном подходе, требу-

ется обеспечить хранение существенного объёма данных, необходимого для удовлетворительной аппроксимации интерполяционного ряда (6). Предложенный параметрический алгоритм предсказания позволяет на порядок уменьшить объём хранимой временной выборки и при этом требует относительно невысоких вычислительных затрат.

В настоящее время остаётся открытой проблема предсказания характеристик канала для сверхвысоких скоростей, т. е. таких скоростей, для которых максимальная возможная доплеровская частота превышает половину частоты следования пилотных сигналов (SRS). Для сверхвысоких скоростей в силу невыполнения условий теоремы Котельникова удовлетворительная интерполяция значений характеристик канала между SRS становится невозможной, что приводит к резкому ухудшению качества предсказания. Следует отметить, что изменение несущей частоты сигнала будет вести к изменению максимальной возможной доплеровской частоты, что в свою очередь повлияет на область скоростей, где применение алгоритмов предсказания эффективно. Так, например, уменьшение несущей частоты позволит увеличить данную область.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Dahlman E., Parkvall S., Skold J. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband. Cambridge : Academic Press, 2011. 455 p.
2. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Нижний Новгород : ННГУ, 2011. 368 с.
3. Chen C., Lin D. W. // IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech Signal Proc. (ICASSP). 4–9 May 2014, Florence, Italy. P. 6 484–6 488. <https://doi.org/10.1109/ICASSP.2014.6854853>
4. Heidari A., McAvoy D., Khandani A. K. // 23rd Biennial Symp. Commun. 29 May–1 June 2006, Kingston, Ontario, Canada, P. 219–222. <https://doi.org/10.1109/BSC.2006.1644608>
5. Ortiguera M. D., Matos C. J. C., Piedade M. S. // Nonlinear dynamics. 2002. V. 29. P. 173–190. <https://doi.org/10.1023/A:1016522226184>
6. 3GPP TR 36.873 (V12.1.0): «Study on 3D channel model for LTE (Release 12)». 2015. 47 p.
7. Купцов В. В., Шмонин О. А., Трушков С. Н., Михайлова А. С. // Труды XXV Международной научно-техн. конф. «Информационные системы и технологии–2019», 19 апреля 2019 года, г. Нижний Новгород, Россия. С. 42–47.
8. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб. : Питер, 2002. 608 с.
9. Прокис Дж. Цифровая связь. М. : Радио и связь, 2000. 800 с.
10. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М. : Наука, 1974. 336 с.
11. Stoica P., Moses R. Spectral analysis of signals. Upper Saddle River : Prentice Hall Inc., 2005. 427 p.
12. Кривошеев В. И. Современные методы цифровой обработки сигналов (цифровой спектральный анализ). Нижний Новгород : ННГУ, 2006. 117 с.
13. Roy R., Kailath T. // IEEE Trans. Acoustics, Speech Signal Proc. V. 37, No. 7. P. 984–995. <https://doi.org/10.1109/29.32276>
14. Schmidt R. O. // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1986. V. 34. P. 276–280. <https://doi.org/10.1109/TAP.1986.1143830>
15. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Елохин А. В., Шмонин О. А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 3. С. 261–272. <https://doi.org/10.1007/s11141-018-9884-5>
16. Godara L. C. Smart Antennas. Boca Raton : CRC Press, 2004. 472 p.
17. Wax M., Kailath T. // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. 1985. V. 33. P. 387–392. <https://doi.org/10.1109/TASSP.1985.1164557>

18. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. 2-е изд. М. : Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1979. 285 с.

Поступила в редакцию 6 сентября 2019 г.; принята в печать 14 апреля 2020 г.

**PARAMETRIZED ALGORITHM FOR PREDICTING THE CHANNEL  
CHARACTERISTICS FOR HIGH-MOBILITY USERS  
IN THE LTE COMMUNICATION SYSTEM**

*V. V. Kuptsov, O. A. Shmonin, S. N. Trushkov, and A. S. Mikhailova*

We consider the problem of predicting the channel characteristics for the high-mobility users of the LTE communication system. We propose the algorithm for predicting the channel coefficients on the basis of a parameterized autoregressive model whose parameters should be estimated using the superresolution methods of spectral analysis. Using numerical simulation and the system-level simulator, we estimate the efficiency of the proposed algorithm and compare it with the prediction algorithm on the basis of the autocorrelation approach and the Whittaker–Shannon interpolation formula. It is shown that the proposed algorithm allows one to achieve a high-accuracy prediction of the characteristics of the communication channel of the high-mobility users, which is comparable with the accuracy of their estimating for the users moving with low velocities.