

УДК 621.391.1:004.451.7

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОХОЖДЕНИЯ КВАНТОВАННОЙ ПЕРВИЧНОЙ СИНХРОНИЗИРУЮЩЕЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ (PSS) В ТЕХНОЛОГИИ LTE OFDMA ЧЕРЕЗ МОДЕЛЬ КАНАЛА С ЗАМИРАНИЯМИ

*Киселева Т.П., аспирант кафедры радиотехнических систем Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), e-mail: golzev2011@yandex.ru.*

### INVESTIGATION OF THE PASSAGE OF A QUANTIZED PRIMARY TIMING SEQUENCE (PSS) IN LTE OFDMA TECHNOLOGY THROUGH A FADING CHANNEL MODEL

*Kiseleva T.P.*

*In this article, we continue to study the quantized Zadov-Chu (ZC) sequence used as the primary synchronization sequence (PSS – Primary Synchronization Signal) in the construction of the frame of the data of the downlink (DL) of LTE OFDMA (Long Term Evolution Orthogonal Frequency Division Multiple Access) technology. A model of the communication channel with Rayleigh fades is presented and the characteristics of the channel for studying the passage of the unquantized and quantized ZC sequence with a quantization step of 1/16, 1/32, 1/64 are given. The algorithm of estimation of delay spread of reflected signals for the conclusion about the need for the use of the equalizer for the considered model of the Rayleigh channel.*

**Key words:** quantization, the number of quantization levels, the sequence Zadoff-Chu (ZC), primary synchronization signal (PSS), the technology of LTE, OFDMA, cross-correlation function (VCF), a communication channel with Rayleigh fading.

**Ключевые слова:** квантование, число уровней квантования, последовательность Задова-Чу (ZC), первичный сигнал синхронизации (PSS), технология LTE OFDMA, взаимокорреляционная функция (VCF), канал связи с Рэлеевскими замираниями.

#### Введение

Для осуществления передачи и приема данных в сетях LTE мобильная станция (UE) должна синхронизироваться с базовой станцией (eNodeB). Для реализации процедуры синхронизации базовая станция передает специальные синхронизирующие сигналы: первичный синхросигнал (PSS – Primary Synchronization Signal) и вторичный синхросигнал (SSS – Secondary Synchronization Signal). При этом алгоритм синхронизации может быть разделен на следующие этапы [1]:

1. Грубая временная синхронизация с началом слота и оценка дробной фазовой отстройки по корреляционной кривой циклического префикса. Циклический префикс (защитный интервал) – часть OFDM символа, копируемая с конца символа в его начало для защиты от межсимвольной интерференции (ICI) [2].

2. Временная синхронизация с началом 0-го или 10-го слота, определение второй составляющей идентификатора соты и целой PSS.

3. Временная синхронизация с началом кадра, определение первой составляющей идентификатора соты по корреляционной кривой вторичного синхросигнала SSS.

Грубая временная синхронизация позволяет определить границы OFDM символа, а также начало слота и

*Продолжено исследование квантованной последовательности Задова-Чу (ZC), используемой в качестве последовательности первичной синхронизации (PSS – Primary Synchronization Signal) при построении кадра (фрейма) данных нисходящего канала (DL – Down Link) связи технологии LTE OFDMA (Long Term Evolution Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Представлена модель канала связи с Рэлеевскими замираниями и заданы характеристики канала для исследования прохождения неквантованной и квантованной последовательностей ZC с шагом квантования 1/16, 1/32, 1/64. Составлен алгоритм оценки разброса задержек отраженных сигналов для вывода о необходимости применения эквалайзера для рассматриваемой модели Рэлеевского канала.*

подготавливает к процедуре синхронизации по корреляционной кривой первичного синхросигнала.

Первичная последовательность синхронизации PSS в нисходящем направлении передачи DL от базовой станции (eNodeB) к пользователю (UE) для технологии LTE OFDMA построена на элементах последовательности  $d_u(n)$  Задова-Чу [2, 3],

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30; \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61. \end{cases} \quad (1)$$

где  $u$  – индекс (root index), принимающий значение в зависимости от второй составляющей идентификатора соты  $N_{ID}^{(2)}$ .

$N_{ID}^{(2)}$	Root index $u$
0	25
1	29
2	34

Длина последовательности  $d_u(n)$  в технологии LTE OFDMA  $n = 62$  элемента.

PSS – последовательность применяется для синхронизации по субфреймам, слотам и OFDM-символам, а также для вычисления физического идентификатора соты (Physical Layer Cell Identity, PCI). Передача PSS сигнала осуществляется в 0 и 10 слотах каждого кадра (нулевой и пятый субфрейм), то есть PSS передается два раза за 10 мс. Для передачи PSS используются 62 центральные поднесущие в последнем OFDM-символе слота. В качестве PSS используются три взаимно-ортогональные ZC-последовательности, каждой из которых соответствует идентификатор NID(2) от 0 до 2 ( $u = 25, 29, 34$ ). При передаче PSS используется квадратурная (QPSK) модуляция.

### Постановка задачи исследования

Передаваемый кадр включает комплексные битовые данные пользователей, передаваемые в соответствии с технологией OFDM на синфазной и квадратурной поднесущих назначенного пользователю частотного диапазона канала общего доступа PDSCH (DL-направления). Все битовые сигналы могут быть представлены одним разрядом шины данных формирующего и обрабатывающего процессоров для синфазной и одним разрядом – для квадратурной части каждого бита и, соответственно, 2-х разрядными ячейками системной памяти мобильных приборов. В этой ситуации для работы с данными можно было бы применить небольшие RISC – процессоры с настраиваемой разрядностью, либо небольшие дешевые программируемые логические матрицы (ПЛИМ). Работа с низкоразрядными данными снижает вычислительную нагрузку при преобразованиях Фурье и ускоряет работу вычислительных средств [3]. Последовательность ZC, формирующая первичный синхросигнал PSS, не является битовой; исходя из ее математической модели (1) каждый элемент ZC – это аналоговая комплексная величина. При решении задачи снижения аппаратно-программных средств разрабатываемых устройств сотовой связи возникает задача квантования последовательности Задова-Чу с определением оптимального числа уровней квантования. Последовательности ZC в LTE OFDMA технологии применяются не только в виде PSS в нисходящем направлении DL, но и в восходящем – UL направлении в качестве преамбулы канала случайного доступа (PRACH) и служебных опорных сигналов: зондирующего (SRS) и демодулированного (DMRS) [2].

В работе [3] производилась оценка циклической автокорреляционной функции – АКФ (ACF) последовательности ZC по уровню боковых лепестков по отношению к максимальному значению циклической АКФ при различных значениях уровней квантования. Исследование производилось для числа уровней от 2-х до 64-х, т.е. от 1 до 6 разрядов шины данных обрабатывающего процессора. По результатам исследования был сделан вывод о принципиальной возможности снижения числа разрядов шины данных с  $2^{16} \dots 2^{32}$  до  $2^4 \dots 2^6$ , что позволяет применять при разработке мобильных устройств процессоры и АЦП с малой разрядностью.

В данной работе ставится задача дальнейшего исследования влияния квантования последовательности ZC на характеристики взаимнокорреляционной функции (VCF) принимаемого и тестового сигналов PSS при прохождении Рэлеевского канала связи с добавлением аддитивного белого Гауссова шума (AWGN), т.е. канала, характерного для плотной городской застройки. Моделирование проводится на имитационной математической модели канала связи замираниями с добавлением AWGN для неквантованной последовательности ZC(25, 62) и квантованной с 31,63 и 127 уровнями квантования и соответствующим шагом квантования.

Математическая модель канала включает от 2 до 8 путей распространения сигнала (path) с заданными возрастающими задержками, коэффициентами затухания для каждого пути и заданное значение отношения сигнал/шум (SNR) для добавленного аддитивного Гауссовского шума. По каждому варианту числа путей распространения производится усреднение результатов по 50 измерениям максимума VCF ZC(25,62).

### Математическая модель Рэлеевского канала связи

Математическая модель канала связи для прохождения фрейма данных с сигналами синхронизации в технологии LTE OFDMA в нисходящем направлении DL строится на основе структурной схемы, представленной на рис. 1.

В рассматриваемой имитационной модели при формировании кадра OFDM-символов для передачи в нисходящем направлении сначала происходит заполнение фрейма битовой последовательностью данных пользователей, поступающих с генератора случайных чисел на формирователь слотов, в каждый из которых по правилам стандарта технологии LTE OFDM [2] добавляются пилот-сигналы (RS) и информация широкоэмитательного канала. В слоты 0 и 10 субфреймов 0 и 5 добавляются последовательности синхронизации PSS и SSS. Кадр, сформированный в виде последовательного кода  $sk(t)$ , поступает на вход преобразователя из последовательного кода в параллельный (S/P) преобразуемого в параллельную форму отдельных комплексных символов  $S_k(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, N-1$ , распределяемых по сигналам поднесущих частот.

Символы  $S_k(n)$  модулируются QPSK, либо другими видами модуляции (BPSK, 16QAM, 64QAM) – в зависимости от назначения сигналов кадре [2]. Сигналы с выходов квадратурных модуляторов  $X_k(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, N-1$  поступают на вход модуля обратного преобразования Фурье (IFFT), после чего к каждому OFDM-символу добавляются дискретные выборки циклического префикса во временной области и полный кадр OFDM-символов поступает на преобразователь параллельного сигнала в последовательный, затем – через модуль цифроаналогового преобразователя (DAC) – в моделируемый Рэлеевский канал связи с замираниями и добавлением белого Гауссова шума.

При приеме OFDM-символа все преобразования производятся в обратном порядке, и на выходе модуля прямого преобразования Фурье (FFT) формируются коэффициенты поднесущих с добавлением аддитивного

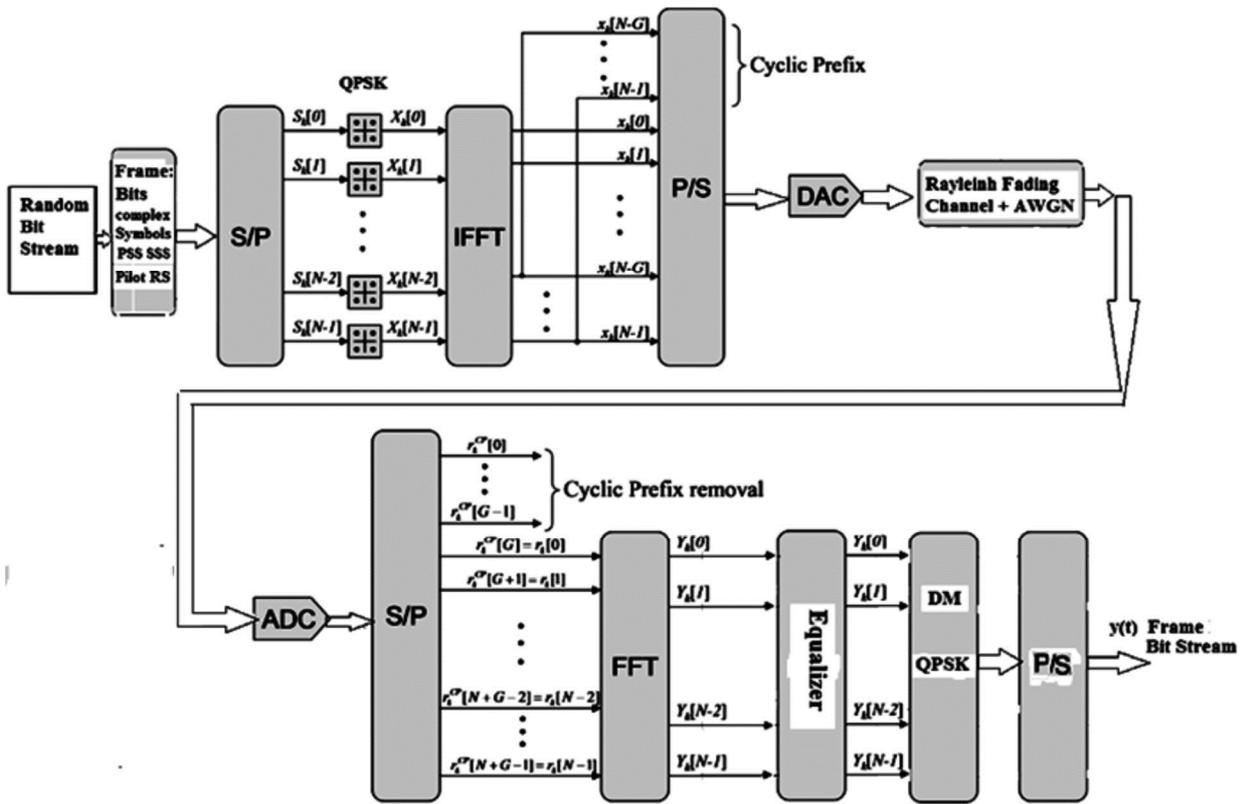


Рис. 1. Математическая модель канала связи для прохождения фрейма данных с сигналами синхронизации в технологии LTE OFDMA в направлении DL

шума канала связи  $Y_k(n)$ ,  $n = 0, 1 \dots N-1$ , модулированные огибающими элементарных сигналов передаваемых OFDM-символов. Поскольку использование пилотных сигналов позволяет провести анализ характеристик канала связи, при необходимости, можно рассчитать комплексные коэффициенты эквалайзера, позволяющие произвести выравнивание ресурсной сетки принятого кадра. Затем производится преобразование кадра из параллельной формы сигналов в последовательную и, используя обратное преобразование Фурье (IFFT), из частотной области во временную – то есть в сигнал  $y(t)$  – битовую информационную последовательность принятого кадра пользовательских данных.

В данной работе рассмотрен наиболее полный и сложный случай канала с замираниями – Рэлеевский канал. Релеевским каналом принято обозначать канал с замираниями, в котором прямой сигнал существенно ослаблен, фаза коэффициента передачи равномерно распределена в пределах  $[0 - 2\pi]$ , а амплитуда подчиняется релеевскому закону распределения. Функция плотности вероятности Релея [1]:

$$f(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \quad \sigma - \text{параметр масштаба}$$

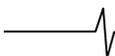
функции плотности вероятности Релея.

**Результаты исследования на имитационной модели канала связи**

Математическая модель Рэлеевского канала связи формировалась с учетом пожеланий, изложенных в теоретическом разделе инструкции пользователя программы моделирования MATLAB2015b-help/comm/index.html – раздел Fading Channels.

Основные положения по выбору значений свойств, описывающих реалистичные каналы:

- задержки пути распространения радиосигналов задаются по правилам: первая задержка, соответствующая первому пути, обычно равна нулю; для плотной застройки задержки пути обычно составляют от 100 нс до 10 мкс (то есть от  $1e-7$  с до  $1e-5$  с) (Максимальное значение радиуса зоны обслуживания, при котором еще предоставляются услуги требуемого качества для стандарта GSM – порядка 3-10 км, с уточнением: радиус соты в городской застройке 0,4-6 км [4]). Таким образом, при выборе радиуса зоны обслуживания 3км, учитывая пожелания выше, максимальная задержка отраженных сигналов принимается не более задержки прямого пути распространения (10 мкс));
  - модель канала должна содержать не более 100 путей;
  - среднее значение усиления пути – между -20 дБ и 0 дБ. Значение величины затухания изменяется линейно в зависимости от задержки;
  - чтобы ожидаемое значение полной мощности усиления пути было равно 1, применяется нормализация усиления пути;
  - сброс параметров канала и состояния внутреннего генератора случайных чисел, задающих состояние канала связи, перед каждым циклом исследований.
- Учитывая эти пожелания, для модели Рэлеевского канала связи выбраны следующие параметры:
- число путей распространения принимаемого сигнала (в данном случае – последовательности Задова-Чу) – 8 paths; в данной работе 8 путей распространения сигналов исчерпывают диапазон задержек, рекомендован-



ных в теоретической части инструкции пользователя MATLAB.

- величины задержек для 8 путей ( $s$ ): 0, 5e-7, 1.5e-6, 2.5e-6, 5.0e-6, 7.0e-6, 1.0e-5, 1.5e-5;
- величины затухания для 8 путей (dB): 0, -1.5, -2, -3.5, -4, -4.5, -5, -5.5;
- отношение сигнал/ шум SNR (dB): 4 dB;
- максимальный Доплеровский сдвиг частоты – 80 Гц;

Выбор параметров модели Рэлеевского канала достаточно произволен, но с учетом пожеланий в инструкции пользователя MATLAB.

Математическая модель передаваемой последовательности PSS (ZC(25,62)) сформирована согласно стандарту [2]. На рис. 2 представлен график OFDM-символа последовательности ZC(25,62), занимающей в кадре LTE DL 62 центральные поднесущие в частотной области и 7-й символ 0 слота во временной области. Длительность символа –  $T_s = 66,67$  мкс.

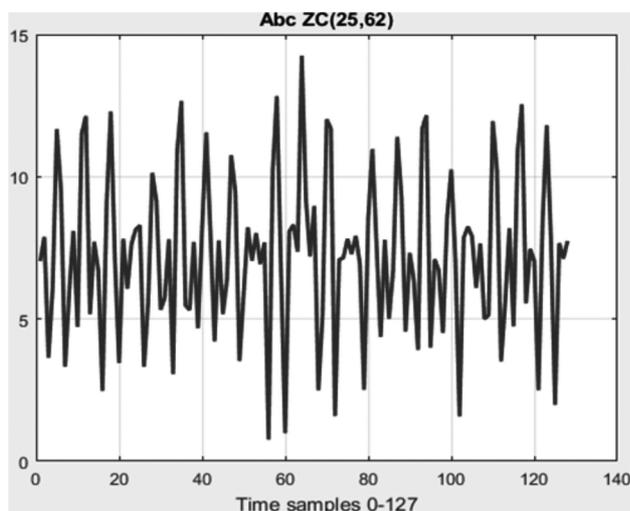


Рис.2. Модуль многочастотной последовательности ZC(25,62) во временной области. Число выборок  $0 \leq n \leq 127$

Согласно стандарту технологии LTE OFDMA [2], число выборок на символ во временной и частотной области для полосы частот каждой поднесущей 15 кГц равно 2048. Но в целях снижения вычислительной нагрузки возможна децимация выборок, в данном случае, с коэффициентом прореживания 16 [5]. Таким образом, в данной модели OFDM – символа дискретизация с числом выборок 128 и длительностью выборки  $dt = T_s/128 = 0,521$  мкс.

Моделирование прохождения последовательности ZC(25,62) через Рэлеевский канал с белым Гауссовым шумом проведено в 2 режимах:

- с неквантованной последовательностью ZC(25,62);
- с квантованной последовательностью – шаг квантования  $Q = 1/16$ ,  $Q = 1/32$ ,  $Q = 1/64$ .

При квантовании комплексной последовательности ZC(25,62) отдельно квантуется реальная и мнимая часть последовательности:

$$\text{Quant Complex}(ZC) = \text{Re\_Quant}(ZC) - i * (\text{Im\_Quant}(ZC)).$$

Далее исследование проводится с полученной квантованной комплексной последовательностью ZC. Результатом исследований является полученная область неопределенности взаимокорреляционной функции (VCF) тестовой и принятой последовательности ZC(25,62), прошедшей Рэлеевский канал связи в условиях, описанных выше и при различном количестве путей отраженных сигналов. Результаты вычисления VCF усредняются по 50 испытаниям для каждого количества путей как по величине максимума нормированной VCF, так и по величине временной задержки относительно временного положения максимального пика нормированной автокорреляционной функции (ACF) тестовой последовательности ZC(25,62).

Затем, достаточно произвольно, определяется область наиболее достоверных максимальных значений VCF для квантованных и неквантованных последовательностей, устанавливаются границы прямоугольника, ограничивающего область достоверных значений VCF, и определяется число попаданий в эту область значений максимумов VCF для неквантованной и квантованных последовательностей при разном числе путей распространения сигнала.

Критерием для выбора области достоверных значений является значение порога величин максимумов VCF с одной стороны и задаваемая величина наибольшего отклонения максимума VCF от временного положения максимума ACF тестовой последовательности. Ниже приведены табл. 1-4 усредненных значений VCF ZC(25,62) в зависимости от количества путей и величин задержек для каждого испытания.

В процессе установления синхронизации по первичной последовательности PSS применяется алгоритм корреляционного приема с принятием решения по критерию максимального правдоподобия. В данной модели пороговое значение для нормированных данных принимается равным 0,5, а область достоверных значений VCF ZC(25, 62) в полученной области неопределенности пусть будет равна длительности циклического префикса (9...10 выборок, т.е. 4,7...5,2 мкс) [2].

На рис. 3 приведен график областей неопределенности усредненных значений VCF ZC(25,62) для неквантованной и квантованных последовательностей, постро-

Таблица 1

№ пути КС	Значение норм усред VCF	Временной сдвиг ( $\Delta n * dt$ ) mks
2	0,5191	(128-123)*0,521 mks = 2,6 mks
3	0,6475	(128-119)*0,521 mks = 4,69 mks
4	0,4088	(128-131)*0,521 mks = -1,56 mks
5	0,4503	(128-121)*0,521 mks = 3,65 mks
6	0,5282	(128-121)*0,521 mks = 3,65 mks
7	0,5035	(128-129)*0,521 mks = -0,521 mks
8	0,5561	(128-143)*0,521 mks = -7,82 mks

Таблица 2

№ пути КС	Значение норм усред VCF( $Q = 1/16$ )	Временной сдвиг ( $dt * \Delta n$ ) мкс
2	0,5422	(128-142)*0,521 мкс = -7,29 мкс
3	0,6025	(128-133)*0,521 мкс = -2,61 мкс
4	0,4793	(128-137)*0,521 мкс = -4,69 мкс
5	0,2987	(128-125)*0,521 мкс = 1,56 мкс
6	0,4423	(128-121)*0,521 мкс = 3,65 мкс
7	0,5036	(128-119)*0,521 мкс = 4,69 мкс
8	0,3593	(128-109)*0,521 мкс = 9,9 мкс

Таблица 3

№ пути КС	Значение норм усред VCF( $Q = 1/32$ )	Временной сдвиг ( $dt * \Delta n$ ) мкс
2	0,5574	(128-114)*0,521 мкс = 7,3 мкс
3	0,5092	(128-122)*0,521 мкс = 3,12 мкс
4	0,5219	(128-127)*0,521 мкс = 0,521 мкс
5	0,5279	(128-135)*0,521 мкс = -3,65 мкс
6	0,5037	(128-136)*0,521 мкс = -4,17 мкс
7	0,6388	(128-142)*0,521 мкс = -7,31 мкс
8	0,6358	(128-130)*0,521 мкс = -1,04 мкс

Таблица 4

№ пути КС	Значение норм усред VCF ( $Q = 1/64$ )	Временной сдвиг ( $dt * \Delta n$ ) мкс
2	0,4780	(128-147)*0,521 мкс = -9,9 мкс
3	0,5403	(128-123)*0,521 мкс = 2,6 мкс
4	0,5076	(128-118)*0,521 мкс = 5,21 мкс
5	0,5723	(128-142)*0,521 мкс = -7,29 мкс
6	0,5743	(128-132)*0,521 мкс = -2,08 мкс
7	0,5412	(128-145)*0,521 мкс = -8,86 мкс
8	0,5111	(128-125)*0,521 мкс = 1,56 мкс

енный в координатах (нормированный максимум VCF ZC(25,62))х(временные выборки центральной части VCF). Центральная временная выборка – номер 127 (тонкая линия), на которую попадает максимум ACF тестовой неквантованной последовательности ZC(25,62), не прошедшей Рэлеевский канал.

Область достоверных значений VCF – внутри прямоугольника, ограниченного сверху – краем графика, снизу – пунктирной линией на уровне 0,5 нормированного значения максимума тестовой ACF, справа и слева – пунктирные линии – границы диапазона задержек, не превышающего величину циклического префикса, т.е.  $\pm(5 * 0,521)$  мкс от выборки 128, что составит  $\pm 2,6$  мкс.

На графике приняты следующие обозначения:

- ромб – значения максимумов VCF неквантованной последовательности ZC; в выделенную область попали 2 максимума для случаев с 2 и 7 путями распространения;
- круг – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования  $Q = 1/16$ ; в выделенную область попал 1 максимум для случая с 3 путями;
- квадрат – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования  $Q = 1/32$ ; в выделенную область попали 2 максимума для случаев с 4 и 8 путями распространения сигнала;
- треугольник – значения максимумов VCF последовательности ZC с шагом квантования  $Q = 1/64$ ; в выделенную область попали 3 максимума для случаев с 3, 4 и 8 путями.

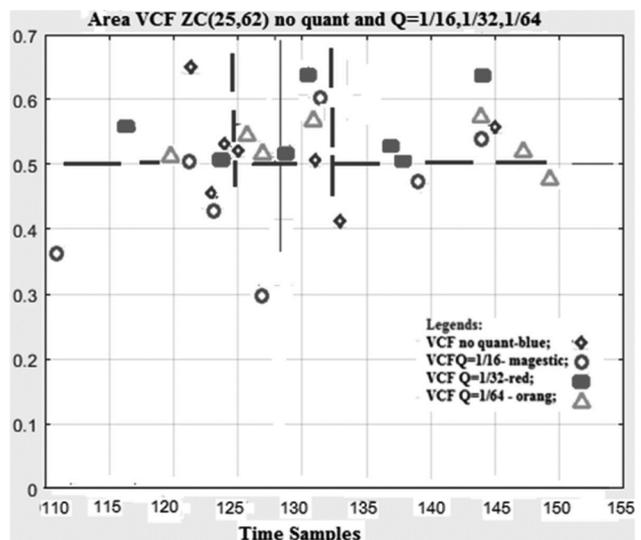
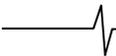


Рис. 3. Область неопределенности максимальных значений VCF ZC(25,62) для различного числа путей сигнала в Рэлеевском канале с замираниями при прохождении квантованной и неквантованной последовательности ZC(25,62).

Большой разброс максимумов VCF последовательности ZC наблюдается как для квантованной последовательности, так и для неквантованной, но для вариантов с шагом квантования  $Q = 1/32$ ,  $Q = 1/64$  попадание максимума VCF в выбранную область достоверных значе-



ний несколько чаще, чем для варианта с шагом квантования  $Q = 1/16$ .

Рэлеевский канал связи характеризуется преобладанием «быстрых» замираний. Термин «быстрое замирание» (fast fading) используется для описания каналов, в которых  $T_0 < T_s$ , где  $T_0$  – время когерентности канала-обратная величина полосы когерентности канала  $f_0$ , а  $T_s$  – длительность символа. Быстрое замирание описывает условие, когда временной интервал, в течение которого поведение канала имеет корреляционный характер, мал по сравнению со временем, необходимым для передачи символа.

Для неискаженного приема важную роль играет соотношение скорости передачи символов  $1/T_s$  и полосы когерентности канала  $f_0 = 1/T_0$ , представляющей диапазон частот, в пределах которого частотные компоненты сигнала имеют большую вероятность амплитудной корреляции, т.е. на все спектральные компоненты этого диапазона канал влияет одинаково.

Канал называется частотно-селективным, если  $f_0 < 1/T_s = W$ , где скорость передачи символов  $1/T_s$  номинально берется равной скорости передачи сигналов или ширине полосы частот сигнала  $W$ . Амплитудное замирание не приносит искажений, связанных с внесенными каналом межсимвольными искажениями (ICI). В случае неискаженного приема необходимо выполнение следующего условия [6]:

$$f_0 > W = 1/T_s$$

Полоса когерентности  $f_0$  устанавливает верхний предел скорости передачи, при которой можно не использовать в приемнике эквалайзер для «выравнивания» спектральных составляющих.

Для мобильной радиосвязи в качестве подходящей модели описания распространения в городской среде обычно берут совокупность рассеивающих элементов, имеющих радиальное равномерное распределение, равные коэффициенты отражения и независимые случайные фазовые углы отражения. Эту модель называют моделью канала с плотным размещением рассеивающих элементов. При ее использовании интервал частот, в пределах которого комплексная частотная передаточная функция канала имеет корреляцию не менее 0,5, вычисляется по формуле [6]:

$$f_0 = 1/(5 \cdot \sigma_\tau),$$

где  $\sigma_\tau$  – величина среднеквадратического разброса задержек в диапазоне от 0 до  $T_m$  – величины максимальной задержки. Оценку среднеквадратического отклонения можно вычислить по формулам ГОСТ Р 8.736-2011 для стандартного отклонения на основании несмещенной оценки дисперсии:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\sigma_i - \sigma_m)^2},$$

где  $\sigma_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sigma_i$  – математическое ожидание  $\sigma_i$ .

Используя полученные значения задержки при моделировании прохождения последовательности ZC(25,62) через Рэлеевский канал связи с учетом случая наибольшего разброса задержек для квантованной последо-

вательности ZC с шагом квантования  $1/64$ , вычисляем:  $\sigma_\tau = 3,43$  мкс и полоса когерентности  $f_0 = 1/(5 \cdot 3,43 \cdot 10^{-6}) = 58,31$  кГц.

В данном случае выполняется условие неискаженной передачи OFDM-символа длительностью  $T_s = 66,67$  мкс, т.к. выполняется неравенство  $f_0 > W = 1/T_s$ , где  $f_0 = 58,31$  кГц,  $1/T_s = 15$  кГц.

Следует отметить, что среднеквадратическое отклонение задержек исследуемого канала  $\sigma_\tau$  меньше длительности циклического префикса  $4,7...5,2$  мкс, что подтверждает возможность в технологии LTE OFDM в ряде случаев не использовать в приемнике эквалайзер. Циклический префикс символа OFDM-технологии позволяет защитить информативную часть передаваемого символа от межсимвольных искажений и частотно – селективных замираний, если величины задержек отраженных сигналов не превосходят его длительность.

Чтобы применить на практике подобную приближенную оценку соотношения полосы когерентности и скорости передачи символов, необходима информация о распределении задержек при передаче информации от базовой станции мобильному пользователю. Грубый расчет задержек можно произвести, имея план обслуживаемой базовой станции площади городской застройки и характеристики отражающих поверхностей.

Увеличить число попаданий величины VCF в выделенную область (см. рис. 3) можно за счет увеличения числа испытаний, тогда величины усредненных значений по путям отраженных сигналов будут иметь меньший разброс, но возрастет длительность процесса синхронизации. Компромиссное решение – выбор эквалайзера.

Некоторые схемы эквалайзеров собирают энергию отраженных импульсов только с малыми задержками, в результате чего теряется довольно большая часть энергии передаваемого сигнала. В данной работе в ходе исследования было отмечено, что суммарная энергия отраженных импульсов при учете всех путей распространения (8 путей) на 20...30 % превышает энергию импульсов с малыми задержками (см. данные табл. 1-4). На рис. 4 представлена 3D диаграмма усредненной нормализованной VCF тестовой и принятой после прохождения Рэлеевского канала последовательности ZC(25,62) с шагом квантования  $1/32$  в координатах (временные выборки  $0...255$ )x(пути отраженных сигналов  $1...8$ ). Наибольший максимум – на пути с нулевой задержкой – ACF тестовой неквантованной последовательности ZC(25,62). На диаграмме заметно, что максимумы VCF с 7, 8 путями распространения выше, чем VCF путей с меньшим числом отраженных сигналов.

При необходимости применения эквалайзера предпочтение отдается эквалайзерам с обратной связью по решению (decision feedback equalizer – DFE), имеющему участок прямой связи, являющийся линейным трансверсальным фильтром [6], размер регистра и весовые коэффициенты отводов которого выбраны так, чтобы когерентно собирать практически всю энергию текущего символа.

Для проверки влияния квантования PSS на точность синхронизации при приеме кадра технологии LTE

OFDMA DL направления передачи, проведено имитационное моделирование в операционной среде MATLAB на модели канала связи (рис. 4) с Рэлеевскими замираниями и аддитивным Гауссовским шумом.

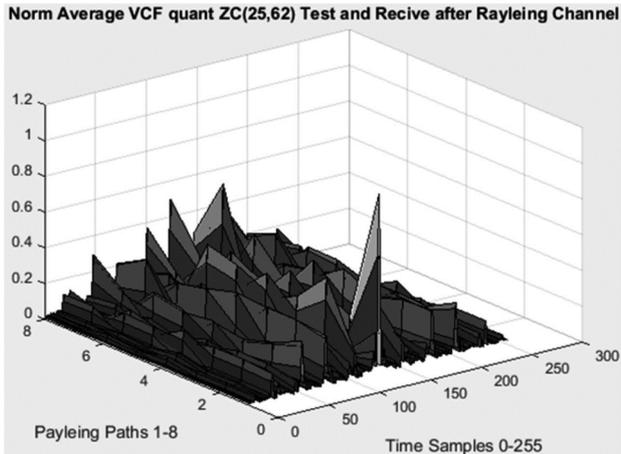


Рис. 4. Усредненная нормализованная VCF тестовой и принятой после прохождения Рэлеевского канала последовательности ZC(25,62) с шагом квантования  $Q = 1/32$

Последовательность PSS сформирована на основе неквантованной и квантованной последовательности ZC(25,62) с шагом квантования 1/16, 1/32, 1/64. Передаваемый и принятый кадр представлен в виде ресурсной сетки объемом 20 слотов (140 RB) по временной оси и 15 RB (180 поднесущих) по частотной оси.

На рис. 5 представлен принятый кадр в виде ресурсной сетки (rxGrid) из (140x15) ресурсных блоков, или (140x180) символов OFDM – каждый символ во временной области модулирует свою поднесущую в частотной области.

Анализ величин ошибок прохождения кадром канала производится до процедуры «выравнивания» спектральных составляющих принятого сигнала (до эквалайзера). В среде моделирования из матрицы передаваемой ресурсной сетки вычитается матрица принятой ресурсной сетки во всех режимах моделирования и вычисляется статистика ошибок приема по 50 испытаниям:

среднее математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение разности величин переданных и принятых сигналов по всей ресурсной сетке кадра по формулам ГОСТ Р 8.736-2011 для случаев синхронизации по первичной синхропоследовательности PSS неквантованной и квантованной. Так как передаются комплексные данные, вычисляется модуль (dB) и аргумент (rad) величин статистических характеристик. Результаты вычислений представлены в табл. 5.

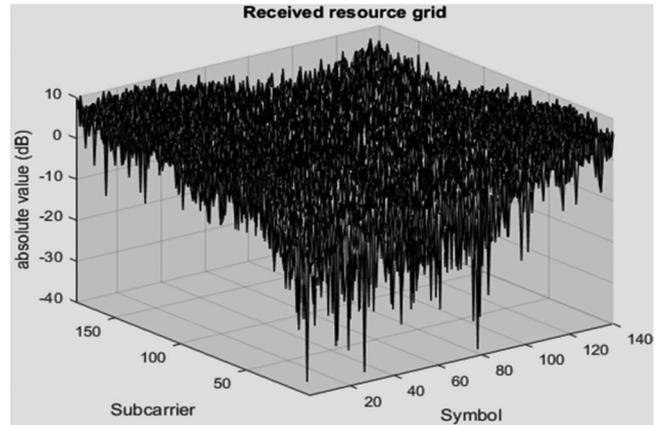


Рис. 5. Ресурсная сетка принятого кадра технологии LTE OFDMA в нисходящем направлении (Down Link)

Усредненные значения модулей ошибок приема кадра без эквалайзера, как для квантованной, так и для неквантованной первичной синхропоследовательности PSS невелики (чуть более 1 dB – среднее значение, среднеквадратическое отклонение – примерно на порядок ниже), но дробная часть фазовых сдвигов относительно положения тестовой ACF достаточно велика.

При применении эквалайзера с импульсной характеристикой, согласованной с характеристикой Рэлеевского канала связи, получены следующие значения остаточной ошибки (табл.6):

Применение эквалайзера значительно снижает усредненные значения модулей ошибок приема, но дробная часть фазовых сдвигов снижается всего на 13...15 %.

Таблица 5

Шаг квантования	Мат. ожидание модуль (dB)	Мат. ожидание аргумент (rad)	Ср. квадр. отклонение модуль (dB)	Ср. квадр. отклонение аргумент (rad)
Нет квант	1,0978	- 1,9133	0,1325	1,0752
1/16	1,0978	- 1,9117	0,1324	1,0740
1/32	1,0978	- 1,9136	0,1324	1,0750
1/64	1,0978	- 1,9131	0,1325	1,0750

Таблица 6

Шаг квантования	Мат. ожидание модуль (dB)	Мат. ожидание аргумент (rad)	Ср. квадр. отклонение модуль (dB)	Ср. квадр. отклонение аргумент (rad)
Нет квант	0,5751	- 1,6556	0,0793	0,2821
1/16	0,5752	- 1,6550	0,0793	0,2821
1/32	0,5751	- 1,6563	0,0793	0,2822
1/64	0,5751	- 1,6528	0,0794	0,2818



## Заключение

Имитационное математическое моделирование прохождения первичной синхропоследовательности PSS, построенной на последовательности ZC(25,62) в составе кадра информации технологии LTE OFDMA канала связи с Рэлеевскими замираниями не выявило значительной разницы в качестве синхронизации в случае использования неквантованной последовательности, либо квантованной последовательности ZC для квантования с шагом  $Q = 1/16, 1/32, 1/64$ . Квантование последовательности ZC как при использовании в качестве PSS в DL направлении, так и в качестве преамбулы и зондирующих и демодулированных последовательностей в UL направлении передачи сокращает вычислительную нагрузку и аппаратную сложность и, как следствие, стоимость мобильных систем. По результатам моделирования можно сделать вывод, что применение OFDM-технологии в ряде случаев позволяет отказаться от эквалайзера при обработке принятого кадра.

## Литература

1. Казачков В.О. Исследование реализации синхронизации по сигналам Задова-Чу в стандарте Long Term Evolution для канала с замираниями. Интернет-журнал Науковедение. Том 7, № 1, 2015.
2. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01). Technical Specification. European Telecommunications Standards Institute, 2011. – 104 с.
3. Киселева Т.П. Исследование свойств циклической автокорреляционной функции последовательности Задова-Чу в зависимости от характеристик квантования элементов последовательности. – Цифровая обработка сигналов, № 4, 2018, 40-44 с.
4. Расчет зоны покрытия БС с помощью модели Хата. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://studopedia.ru/19218637tema--raschet-zoni-pokritiya-bs-s-pomoshchyu.html> (дата обращения 16.07.2019).
5. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011 – 204 с.
6. Каналы с замираниями. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoj-svyazi/15-kanaly-s-zamiraniyam> (дата обращения 12.07.2019)