

## АЛГОРИТМ СИНХРОНИЗАЦИИ СОТОВОЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ С МОБИЛЬНЫМ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ ПО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ПЕРВИЧНОГО СИНХРОСИГНАЛА В ТЕХНОЛОГИИ LTE

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

### ALGORITHM FOR SYNCHRONIZING A CELLULAR BASE STATION WITH A MOBILE USER BASED ON THE CORRELATION FUNCTION OF THE PRIMARY SYNC SIGNAL IN LTE TECHNOLOGY

*Kiseleva T.P.*

*The article provides a brief algorithm for synchronizing the base station with a mobile user when the user first connects to the station. The structure of the algorithm covers the synchronization stage along the correlation curve of the primary synchro signal (PSS) transmitted by the base station in the direction of the user when it is initialized. In contrast to the classical algorithm for FFT processing and frequency alignment of the accepted PSS, it is proposed to synchronize the PSS correlation curve only in the time domain without switching to the frequency domain. The algorithm is based on preliminary simulation in the MATLAB operating environment using a channel model with additive white Gaussian noise and Doppler carrier frequency offset.*

**Key words:** Zadoff-Chu sequence (ZC), primary synchronization signal (PSS), LTE OFDMA technology, intercorrelation function (VCF), additive Gaussian noise, Doppler frequency offset.

**Ключевые слова:** последовательность Задова-Чу (ZC), первичный сигнал синхронизации (PSS), технология LTE OFDMA, взаимокорреляционная функция (VCF), аддитивный гауссовский шум, доплеровское смещение частоты.

#### Введение

Для реализации процедуры синхронизации с пользователем (UE) в стандарте LTE базовая станция (eNodeB) передает специальные синхронизирующие сигналы: первичный (PSS) и вторичный (SSS). Комбинация используемых синхросигналов определяется номером сотового идентификатора  $N_{ID}^{cell}$ . Всего определено 504 сотовых идентификатора, которые распределены в 168 групп по 3 идентификатора в каждой. Значение сотового идентификатора вычисляется следующим образом [1]:

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)},$$

где  $N_{ID}^{(1)}$  – номер группы сотовых идентификаторов от 0 до 167,  $N_{ID}^{(2)}$  – номер сотового идентификатора в пределах группы от 0 до 2. Для каждого значения  $N_{ID}^{(2)}$  определён один PSS и  $2 \times 168$  SSS. Каждая станция eNodeB в итоге передает три вида PSS и 1008 различных SSS. В сигнале от базовой станции одинаковый PSS передаётся с периодом в половину стандартного кадра, как и SSS, но в первом и втором полукадрах каждого кадра передаются различные SSS, что позволяет пользователю синхронизироваться с началом кадра во временной области. Для формирования PSS используются последовательности Задова-Чу с хорошими корреляционными характеристиками  $-ZC(u, n)$ , где  $u$  – индексы (корни) последовательностей ( $u = 25, 29, 34$ ),  $n = 62$  – число

*Приведен алгоритм синхронизации базовой станции с мобильным пользователем при первичном подключении пользователя к станции. Структура алгоритма охватывает этап синхронизации по корреляционной кривой первичного синхросигнала (PSS), транслируемого базовой станцией в направлении к пользователю при его инициализации. В отличие от классического алгоритма обработки с применением БПФ и частотного выравнивания принятого PSS, предлагается синхронизация по корреляционной кривой PSS только во временной области без перехода в частотную. Построение алгоритма основано на предварительном имитационном моделировании в операционной среде MATLAB с использованием модели канала с аддитивным белым гауссовским шумом и доплеровским смещением несущей частоты.*

элементов. Для формирования SSS используются M-последовательности длиной 31 элемент, конкатенированные попарно, т.е. с результирующим числом элементов, равным 62.

В частотной области для различных пользователей и операторов связи выделяются полосы от 1,4 МГц до 18 МГц. Полоса 18 МГц соответствует максимальной стандартизированной частоте дискретизации 30,72 МГц и размерности преобразования Фурье 2048 элементов. Независимо от значения выделенной для операторов полосы частот передачи информации, для синхросигналов PSS, SSS выделяется минимальная полоса частот 1,08 МГц в центральной части рабочего диапазона частот. В стандарте LTE регламентируется технология OFDM, и для распределения элементов последовательностей, формирующих синхросигналы, выделены 62 центральных поднесущих для размещения элементов соответствующих последовательностей. Синхросигналы передаются в нулевом и 10-м слотах кадра в 7-м OFDM-символе для PSS и в 6-м для SSS при частотном разделении (FDD). Длительность OFDM-символа [1]

$$T_{SYMB} = \frac{1}{\Delta f_{sc}}, \text{ где } \Delta f_{sc} = 15 \text{ кГц} - \text{ ширина полосы под-}$$

несущей на уровне 3 dB;  $T_{SYMB} = 66,67 \text{ мкс}$

Число отсчетов быстрого преобразования Фурье (БПФ) на длительности символа – 2048.

Сокращение рабочей полосы сигналов синхронизации в более, чем 16 раз от максимальной по стандарту, позволяет сократить число выборок с максимально возможным (2048) до числа 128, т.е. провести децимацию выборок дискретизации OFDM – символа с коэффициентом КД = 16, что позволит значительно сократить вычислительную нагрузку на процессоры. Это особенно важно для процессора мобильного пользователя.

В технологии LTE определены несколько длительностей циклического префикса (ЦП) OFDM-символов в зависимости от размеров и назначения соты, но PSS и SSS всегда передаются с фиксированным ЦП длиной 9 (144) отсчетов в зависимости от числа отсчетов информационной части символа (128 либо 2048) [2].

### Синхронизация по корреляционной функции первичного синхросигнала PSS

До начала синхронизации по корреляционной кривой PSS проводится этап синхронизации по корреляционной кривой ЦП, в результате которого достигается состояние грубой временной привязки к началу слота и границам OFDM-символов. Это позволяет компенсировать дробную часть фазовых отстроек поднесущих центральных ресурсных блоков (RB), выделяемых для передачи синхросигналов. Структура кадра (frame) и состав RB для передачи в направлении от eNodeB к UE – направление DownLink – подробно описаны в [1, 2].

Одна из 3-х последовательностей ZC, упоминавшихся выше, является основой для построения тестового PSS для UE. С тестовым PSS сравнивается принятый первичный синхросигнал. При использовании алгоритма оптимального приема и критерия максимального правдоподобия для определения первичного синхросигнала, идентичного тестовому для UE, необходимо выполнить следующие действия:

- определить величину нормированного порога без учета влияния канала связи для приема PSS по критерию максимального правдоподобия;
- разработать алгоритм построения модели взаимнокорреляционной функции принятого и тестового PSS в координатах: временная задержка  $x$  смещение частоты;
- определить область достоверных значений пиков  $VCF_{PSS}$  при различных значениях величины порога ( $H$ ) и установленного в модели отношения С/Ш ( $SNR$ ) – 0 децибел (dB);
- провести имитационное моделирование прохождения PSS через канал с БГШ и доплеровским смещением частоты и определить область достоверных значений корреляционных пиков  $VCF_{PSS}$  для заданных параметров канала связи.

Для определения величины нормированного порога при оптимальном приеме PSS необходимо построить 9 видов корреляционных функций первичных синхросигналов:

$$ACF_{PSS_{25_{25}}} - \text{ автокорреляционная функция } PSS[ZC(25, 62)] \otimes PSS[ZC(25, 62)];$$

$$ACF_{PSS_{29_{29}}} - \text{ автокорреляционная функция } PSS[ZC(29, 62)] \otimes PSS[ZC(29, 62)];$$

$$ACF_{PSS_{34_{34}}} - \text{ автокорреляционная функция } PSS[ZC(34, 62)] \otimes PSS[ZC(34, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{25_{29}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(25, 62)] \otimes PSS[ZC(29, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{29_{25}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(29, 62)] \otimes PSS[ZC(25, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{25_{34}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(25, 62)] \otimes PSS[ZC(34, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{34_{25}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(34, 62)] \otimes PSS[ZC(25, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{29_{34}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(29, 62)] \otimes PSS[ZC(34, 62)];$$

$$VCF_{PSS_{34_{29}}} - \text{ взаимокорреляционная функция } PSS[ZC(34, 62)] \otimes PSS[ZC(29, 62)].$$

В обозначении корреляционной функции, например,  $VCF_{PSS_{34_{25}}$  первый индекс –  $u = 34$  – корень последовательности  $ZC(u, n)$ , на которой построен тестовый синхросигнал PSS; второй индекс  $u = 25$  – корень последовательности  $ZC(u, n)$ , на которой построен принятый синхросигнал PSS.

Моделирование проводилось для OFDM-символов PSS для случаев дискретизации символа с числом выборок 2048 (период дискретизации  $T_S = 3,255 \cdot 10^{-8}$  с) и децимации выборок с коэффициентом  $K_D = 16$ , т.е. 128 выборок на символ (период дискретизации  $T_S = 5,21 \cdot 10^{-7}$  с). Математическая модель передаваемого многочастотного OFDM-символа первичного синхросигнала PSS, сформированного на основе последовательности  $ZC_i(u, n)$ , согласно стандарту [1]. Для  $k$ -й выборки:

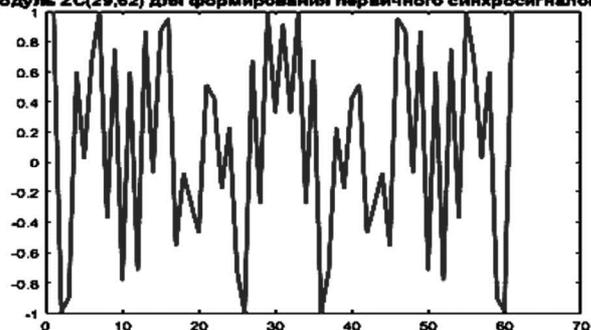
$$PSS_k[ZC_i(u, n)] = \sum_{n=0}^N [\exp(-j\pi \cdot u \cdot n \cdot (n+1) / 62)] \times \exp(-j2\pi \Delta f_{sc} \cdot n \cdot \Delta t \cdot k), \quad (1)$$

где индекс  $u = 25, 29, 34$ ; длина последовательности  $N = 62$ ;  $i = 0, 1, 2$  – три последовательности  $ZC_i(u, n)$ ;  $k$  – выборки символа во временной области  $0 \leq k \leq 127$ ; период дискретизации при децимации с  $K_D = 16$   $\Delta t = \frac{T_{SYMB}}{128} = 0,521 \text{ мкс}$ ;  $0 \leq \Delta t \cdot k \leq T_{SYMB}$ .

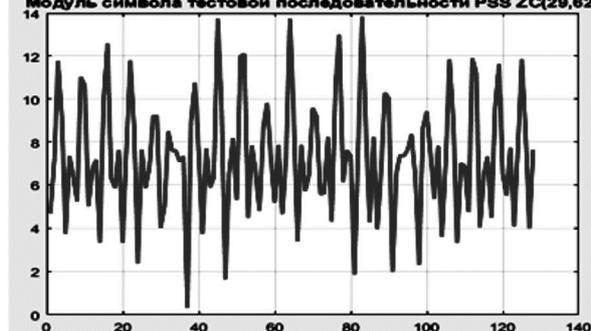
Результаты моделирования всех комбинаций нормированных корреляционных функций сведены в табл. 1. Все  $ACF_{PSS_{i_j}}$  определяют «свою» последовательность  $ZC_i(u, n)$  для пользователя и позволяют определить идентификатор  $N_{ID}^{(2)}$

В табл. 1 приняты следующие обозначения:  $n = 2048$  – число выборок дискретизации OFDM-символа без децимации;  $n = 128$  число выборок дискретизации OFDM-символа при децимации с  $K_D = 16$ ;  $VCF_{PSS_{i_j}}$  –  $ACF_{PSS_{i_j}}$  – авто-взаимокорреляционная функция PSS (ZC)<sub>i</sub>, PSS (ZC)<sub>j</sub>; MaxVCF – максимальное значение пика

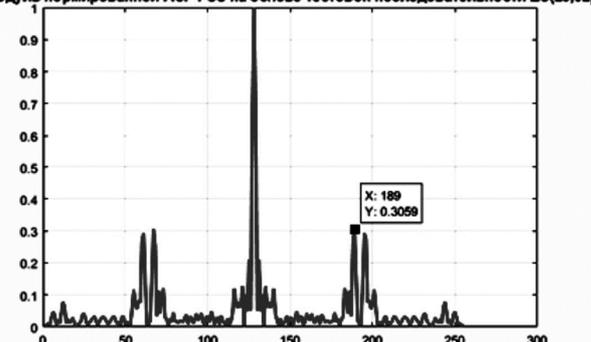
$VCF_{PSS_{i,j}}$ $ACF_{PSS_{i,j}}$	MaxVCF $n = 2048$	Max BL $n = 2048$	$(VCF_m)^2 / M[BL^2]$ (dB) $n = 2048$	MaxVCF $n = 128$	Max BL $n = 128$	$(VCF_m)^2 / M[BL^2]$ (dB) $n = 128$
$ACF_{PSS_{25,25}}$	1	0,3001	22,4559	1	0,2863	20,6781
$ACF_{PSS_{29,29}}$	1	0,3162	22,7047	1	0,3059	20,8316
$ACF_{PSS_{34,34}}$	1	0,3149	22,8805	1	0,3060	20,9426
$VCF_{PSS_{25,29}}$	--	--	--	0,2000	0,1983	--
$VCF_{PSS_{29,25}}$	--	--	--	0,1999	0,1983	--
$VCF_{PSS_{25,34}}$	--	--	--	0,2115	0,2062	--
$VCF_{PSS_{34,25}}$	--	--	--	0,2115	0,2061	--
$VCF_{PSS_{29,34}}$	--	--	--	0,2080	0,2017	--
$VCF_{PSS_{34,29}}$	--	--	--	0,2060	0,2017	--

Модуль  $ZC(29,62)$  для формирования первичного синхросигнала PSS

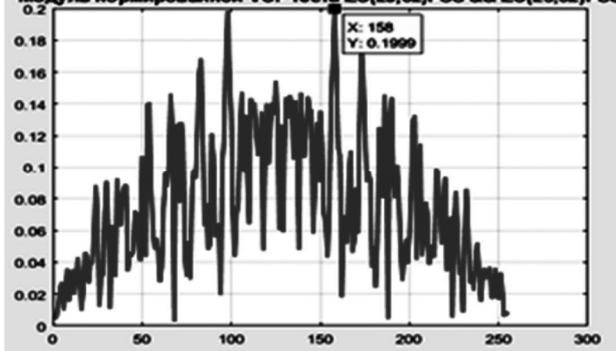
а)

Модуль символа тестовой последовательности PSS  $ZC(29,62)$ 

б)

Модуль нормированной ACF PSS на основе тестовой последовательности  $ZC(29,62)$ 

в)

Модуль нормированной VCF теста  $ZC(29,62)$ PSS &  $ZC(25,62)$ PSS

г)

Рис. 1. Осциллограммы: а – модуль последовательности  $ZC(29,62)$ ;б – модуль первичного многочастотного синхросигнала PSS на основе последовательности  $ZC(29,62)$ ;в – модуль нормированной ACF PSS на основе  $ZC(29,62)$ ;г – модуль нормированной VCF PSS на основе  $ZC(29,62)$  и PSS на основе  $ZC(25,62)$ 

корреляционной функции  $PSS_{ij}(ZC(u,n))$ ;  $Max BL$  – максимальное значение боковых лепестков корреляционной функции  $PSS_{ij}(ZC(u,n))$ ;  $(VCF_m)^2 / M[BL^2]$  (dB) – отношение квадрата модуля пика корреляционной функции  $PSS_{ij}$  к среднеквадратическому значению боковых лепестков (BL).

По результатам моделирования величина порога, определяемая максимальными значениями пиков  $VCF_{PSS_{i,j}}$  и максимальными значениями боковых лепестков исследуемых  $VCF_{PSS_{i,j}} - ACF_{PSS_{i,j}}$ , не превышает нормализованного значения 0,4. Максимальное значение боковых лепестков – у  $ACF_{PSS_{29,29}}$  составит 0,3162 (табл.1) Моделирование проводилось без учета влияния характеристик канала связи для получения «чистого» результата. На рис. 1 представлены осциллограммы модуля последовательности  $ZC(29,62)$ , первичного синхросигнала PSS (1), модуля нормированной ACF PSS на основе  $ZC(29,62)$  и нормированной VCF PSS на основе

$ZC(29,62)$  и PSS на основе  $ZC(25,62)$ .

### Разработка алгоритма построения модели взаимокорреляционной функции ( $VCF_{PSS}$ ) принятого и тестового PSS в координатах: временная задержка x смещение частоты

Первичный синхросигнал, как указано выше, передается в последнем OFDM- символе нулевого и десятого слота каждого кадра. В зависимости от номера идентификатора соты (БС), возможны три различных первичных синхросигнала:  $ZC(25,62)$ ,  $ZC(29,62)$ ,  $ZC(34,62)$ , что соответствует идентификатору сектора БС  $N_{ID}^{(2)}$ . Временная синхронизация по корреляционной кривой PSS определяет «привязку» к границам полукадра. Поиск «своего» сектора и синхронизация по границе 0-го или 10-го слота в классическом варианте алгоритма обработки принятых OFDM – символов предполагает структуру, приведенную на рис. 2.



Рис. 2. Функциональная схема канала передачи – приема OFDM-символов

На передающей стороне формируется в частотной области многочастотный OFDM-символ (БПФ-преобразование исходной информационной последовательности), перестраиваемый параллельно-последовательным модулем (P/S) в цифровой поток во временной области. Затем в защитный интервал добавляется циклический префикс (ЦП) и с помощью цифро-аналогового преобразователя информационный символ обретает аналоговое представление и модулирует высокочастотную центральную несущую частоту, излучаемую в канал связи.

На приемной стороне, после фильтрации несущей, удаления ЦП и последовательно-параллельного преобразования с помощью операции обратного преобразования Фурье (ОБПФ) получаем частотно-временную ресурсную сетку передаваемого кадра OFDM-символов и служебной информации. С помощью операции «эквалайзирования» производится амплитудное и фазовое выравнивание принятой ресурсной сетки кадра, затем – параллельно-последовательное преобразование, демодуляция и декодирование принятой информации (не показано на рисунке) и получение полезного сигнала во временной области  $y(t)$ .

Обработанный таким образом синхросигнал  $PSS$  на выходе преобразуется в последовательность  $ZC(u, n)$  для получения корреляционной функции с тестовой последовательностью  $ZC$  из памяти системы пользователя.

В настоящей работе, для сокращения аппаратно-вычислительной нагрузки, предлагается проводить корреляционный анализ принятого синхросигнала  $PSS$  во временной области после фильтрации несущей и удаления ЦП без перехода в частотную область (без эквалайзера и частотно-временных преобразований Фурье).

Для построения корреляционной функции  $PSS$  определим следующие положения:

Синхросигнал  $PSS$  (рис. 3) формируется по стандартному алгоритму построения многочастотных OFDM-символов [1] для последовательности  $ZC(25, 62)$  на основе формулы (1), но с учетом Допплеровского смещения частоты с шагом  $dF_D$

$$PSS(n, t, r) = \sum_{n=0}^{61} \sum_{t=1}^{128} [exp(-j\pi \cdot u \cdot n \cdot (n+1) / 62)] \times exp[2\pi(\Delta f_{sc} \cdot n + dF_D \cdot r) \cdot t], \quad (2)$$

где  $0 < n < 61$  – число элементов  $ZC(25, 62)$ ;  $1 < t < 128$  – число временных выборок на длительности OFDM-символа  $T_S$ ;  $-10 < r < 10$  – число выборок в частотной области;  $\Delta f_{sc} = 15$  кГц – ширина полосы поднесущих.

При построении  $PSS$  учитывается доплеровское смещение частоты для принимаемого символа  $PSS$  и смещение частоты опорного генератора приемника (частотная отстройка) для тестового сигнала  $PSS$ , т.е. график взаимокорреляционной функции ( $VCF_{PSS}$ ) принятого и тестового синхросигнала строится в координатах 3D: время  $x$  частота  $x$  нормированная амплитуда.

При расчете максимальной частотной отстройки, составляющей 0,1 ppm (1 ppm – миллионная доля, равная  $1 \cdot 10^{-6}$  от базового показателя. Обозначается сокращением ppm – от англ. *parts per million* – <https://ru.wikipedia.org/wiki/>) ( $0,1 \cdot 10^{-6}$ ) от несущей частоты [3] для  $dF_D = 50$  Гц и  $-10 < r < 10$  частотная отстройка –  $500 \text{ Гц} < dF_D \cdot r < 500 \text{ Гц}$  соответствует величине несущей частоты 5000 МГц и максимальному доплеровскому смещению  $\pm 500$  Гц, что предполагает максимальную скорость движения пользователя порядка 140 км/час, что вполне соответствует возможным реальным значениям в условиях городской застройки.

При построении  $VCF_{PSS}$  предполагается нормирование и усреднение значений функции по 5...10 кадрам. При децимации с  $K_D = 16$  точность синхронизации по пику  $VCF_{PSS} \pm (66,67 \cdot 10^{-6}) / 128 = 0,52 \cdot 10^{-6}$  с. Это достаточно грубая точность, для такой точности достаточно усреднение по 10-20 значениям функции. Более точная временная настройка предполагается по корреляционному пику вторичного синхросигнала  $VCF_{SSS}$ , что достигается, в том числе и возможным уменьшением  $K_D$  при построении  $VCF_{SSS}$ .

В работе вычисление  $VCF_{PSS}$  принимаемого сигнала и эталонного  $PSS$  пользователя производится по формуле:

$$VCF_{PSSij}[k, r] = \frac{\left| \sum_{n=0}^{127} REC_j[k+n] * \exp[2\pi * (\Delta f_{sc} * n + dF_{DREC}) * \Delta t] * PSS_i^*[i, n] \right|}{\sqrt{\sum_{n=0}^{127} |REC_j[k+n]|^2 * \sum_{n=0}^{127} |PSS_i^*[i, n]|^2}} \quad (3)$$

где  $i, j = 0, 1, 2$  – номер тестового  $PSS_i$  и номер принятого  $REC_j$ , построенных на одной из последовательностей  $ZC(u = 25, 29, 34; n = 62)$ ;  $-127+9 < k < 128$  – переменная сдвига по оси времени;  $r$  – переменная по оси частоты,  $n$  – номер выборки по оси времени тестового  $PSS_i$  и принятого  $REC_j$ ;  $dF_{DREC}$  – частотное смещение принятого OFDM – символа  $PSS$ .

Оценка временного положения корреляционных пиков  $VCF_{PSS}$  производится по алгоритму максимального правдоподобия с методикой расчета нормированных пороговых значений, подробно описанных в [2].

На рис. 3 приведен график 3-х мерной  $VCF_{PSS}$ , построенной на основе  $ZC(25, 62)$ , в координатах: время  $x$  частота  $x$  нормированная амплитуда. В основе графика ресурсная матрица (256 x 20) элементов; шаг временной сетки –  $0,52 * 10^{-6}$  с, шаг частотной сетки – 50 Гц. Функция  $VCF_{PSS}$  получена при имитационном моделировании в операционной среде MATLAB. Поскольку матричные моделирующие программы не работают с нулевыми и отрицательными аргументами, график смещен в область положительных аргументов без изменения математической модели функционирования (3)

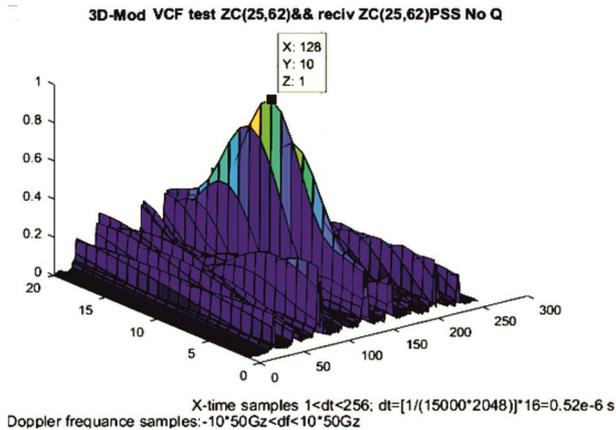


Рис. 3. Модуль  $VCF_{PSS}$  в координатах XYZ: время  $x$  частота  $x$  нормированная амплитуда

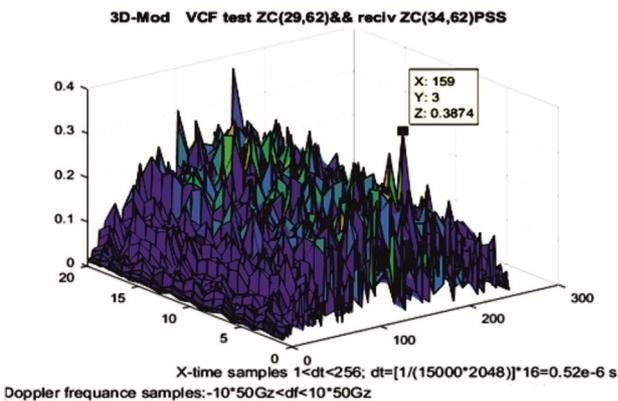


Рис. 4. Модуль  $VCF_{PSS}$  для  $PSS$  тестовой  $ZC(29, 62)$  и принятого из канала связи  $PSS ZC(34, 62)$  в координатах XYZ: время  $x$  частота  $x$  нормированная амплитуда

На рис. 4 – нормированная  $VCF_{PSS}$ , для случая различных последовательностей  $ZC(29, 62)$  и  $ZC(34, 62)$  в качестве последовательностей тестового  $PSS$  и принятого  $PSS$ .

Одна из основных задач проектирования систем мобильных пользователей – снижение аппаратно – программных ресурсов систем. В плане этой задачи проведено моделирование функции  $VCF_{PSS}$  для квантованной последовательности  $ZC(25, 62)$  с шагом квантования  $Q = 1/32$  (рис. 5).

В статье [4] обоснована возможность квантования  $ZC(u, n)$  без снижения корреляционных свойств последовательности при шаге квантования  $Q = 1/16, 1/32, 1/64$ .

Одним из критериев оценки качества синхронизации является исследование частоты попадания значений функции  $VCF_{PSS}$  в область достоверных значений при установлении какой – либо нормированной величины порога для случаев квантованной и неквантованной последовательности  $ZC(25, 62)$  в сравнении с тестовой  $VCF_{ZC\_test}$ , построенной на неквантованной  $ZC(25, 62)$  без учета доплеровского смещения частоты принятого  $PSS$  и частотной отстройки опорного генератора приемника, т.е. идеальной  $VCF_{ZC\_test}$ . Поскольку при прохождении входного полосового фильтра с полосой пропускания  $\Delta F_{PSS} = 1,08$  МГц, равной 6 ресурсным блокам (6RB), занимаемых  $PSS$  в частотной области, аддитивный гауссовский шум (БГШ) канала связи сохранится в этой частотной полосе, имитационное моделирование получения  $VCF_{PSS}$  и  $VCF_{ZC\_test}$  проводится с учетом влияния БГШ на синхросигнал  $PSS$ . При моделировании для определенности принята величина отношения сигнал / шум  $SNR = 0$  dB. Усреднение результатов производилось по 10 испытаниям.

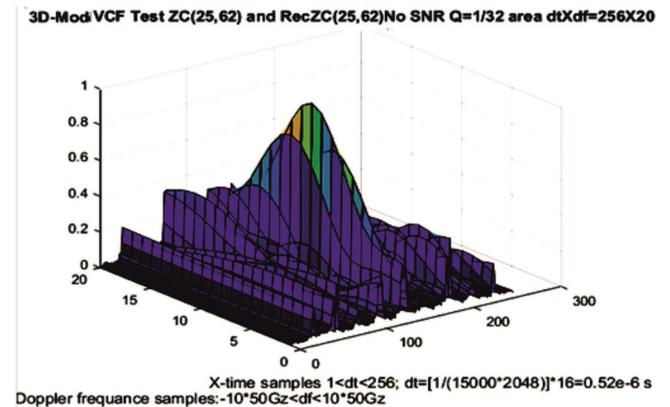


Рис. 5. Модуль  $VCF_{PSS}$  на основе квантованной  $ZC(25, 62)$  с шагом квантования  $Q = 1/32$  в координатах XYZ: время  $x$  частота  $x$  нормированная амплитуда

Частота попадания  $VCF_{PSS}$  в область достоверных значений ( $H$ )  $corr\_area$  определяется по формуле функции Лапласа [5]:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt .$$

Аргумент  $x$  функции  $\Phi(x)$  вычисляется как отношение числа элементов нормированной функции  $VCF_{PSS}$  ( $VCF_{ZC\_test}$ ) с величиной выше порогового значения к общему числу элементов  $VCF_{PSS}$  ( $VCF_{ZC\_test}$ ). Следует отметить, что для  $VCF_{PSS}$  общее число элементов равно

Таблица 2

ПОРОГ норм (H)	P(H) corr_area VCF(ZC(25,62) no Q SNR = 0 dB	P(H) corr_area VCF(ZC(25,62) Q = 1/32 SNR = 0 dB	P(H) corr_area в лог.масштабе no Q SNR = 0 dB	P(H) corr_area в лог.масштабе Q = 1/32 SNR = 0 dB
0,1	0,2786	0,2494	-0,5550	-0,5596
0,3	0,02155	0,02381	-1,6666	-1,6232
0,4	0,0104	0,007673	-1,983	-2,115
0,5	0,004626	0,004853	-2,3348	-2,314
0,6	0,00395	0,004175	-2,4034	-2,3793
0,7	0,00282	0,003047	-2,5498	-2,5161
0,8	0,001805	0,00158	-2,7435	-2,8034
0,9	0,000882	0,000882	-3,0548	-3,0548

Таблица 3

ПОРОГ норм (H)	P(H) corr_area VCF(ZC(25,62) PSS no Q SNR = 0 dB	P(H) corr_area VCF(ZC(25,62) test ACF ZC(25,62) no Q SNR = 0 dB	P(H) corr_area в лог.масштабе PSS no Q SNR = 0 dB	P(H) corr_area в лог.масштабе test ZC(25,62) no Q SNR = 0 dB
0,1	0,2786	0,0485	-0,5550	-1,314
0,2	0,070255	0,0132	-1,1535	-1,879
0,3	0,02155	0,0044	-1,6666	-2,357
0,4	0,0104	0,0044	-1,983	-2,357
0,5	0,004626	0,0044	-2,3348	-2,357
0,6	0,00395	0,0044	-2,4034	-2,357
0,7	0,00282	0,0044	-2,5498	-2,357
0,8	0,001805	0,0044	-2,7435	-2,357
0,9	0,001102	0,0044	-3,9578	-2,357

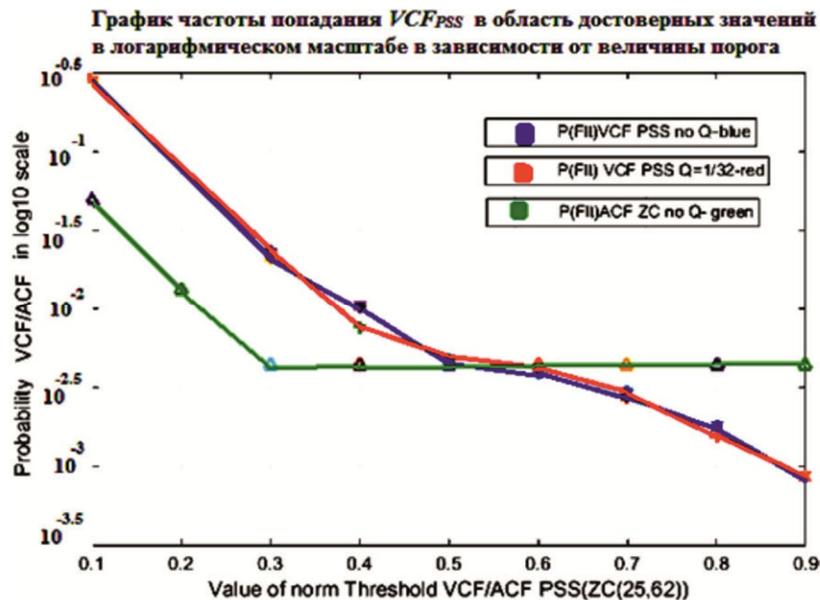


Рис. 7. Зависимость частоты попаданий корреляционных функций PSS для квантованной с  $Q = 1/32$  (красная линия) и неквантованной (синяя линия) последовательности ZC(25,62) от нормированной величины порога. Зеленая линия соответствует идеальной тестовой  $VCF_{ZC\_test}$ , описанной выше

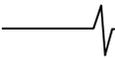
(256x20), а для  $VCF_{ZC\_test} - 256$ , т.к. считаем, что в процессе стандартных операций обработки принятого OFDM-символа PSS (БПФ, «эквалайзирование») проведено полное частотное выравнивание ресурсных элементов принятого символа PSS. Чем меньше область достоверных значений  $VCF_{PSS}$  относительно общей ресурсной матрицы элементов корреляционной функции, тем более острым является главный пик  $VCF_{PSS}$  и меньше величины ее боковых лепестков, что обеспечивает более высокую точность синхронизации.

Результаты исследований для  $SNR = 0$  dB отражены в табл. 2, и табл. 3: в табл. 2 – сравнительные результаты для  $VCF_{PSS}$  неквантованной последовательности ZC(25,62) и квантованной с шагом  $Q = 1/32$ ; в табл. 3 –

сравнительные результаты  $VCF_{PSS}$  неквантованной последовательности ZC(25,62) и  $VCF_{ZC\_test}$ . На рис. 7 приведены графики, отражающие поведение исследуемых корреляционных функций.

Для значения нормированного порога  $H = 0,9$  точность временной синхронизации, исходя из полученных данных имитационного моделирования, и для идеальной тестовой  $VCF_{ZC\_test}$ , и для  $VCF_{PSS}$ , квантованной с  $Q = 1/32$  и неквантованной последовательности ZC(25,62) одинакова: один период выборки дискретизации во времени многочастотного символа PSS, т.е.  $\pm 0,52 \cdot 10^{-6}$  с.

Прямая линия для  $VCF_{ZC\_test}$ , проходящая от величины порога  $H = 0,3$  до  $H = 0,9$  объясняется единственным главным пиком  $VCF_{ZC\_test}$ , являющимся для идеальной



тестовой корреляционной кривой  $\delta$ -функцией. Пересечение всех линий графика в окрестности нормализованной величины порога  $H = 0,55$  позволяет сделать вывод о минимальной величине порога при оптимальном приеме  $PSS$  по критерию максимального правдоподобия.

Точность частотной синхронизации для тестовой  $VCF_{ZC\_test}$ , т.е. остаточная величина частотного смещения  $\Delta f_{shift} = 0$ . Для  $VCF_{PSS}$  неквантованной  $ZC(25,62)$   $\Delta f_{shift} = \pm 1$  выборка дискретизации частотного доплеровского сдвига, т.е.  $\pm 50$  Гц, т.к. при превышении порога  $H = 0,9$  в область достоверных значений пиков  $VCF_{PSS}$  попадает в среднем 3 пика с  $r = 10$  – центральный пик, что соответствует  $\Delta f_{shift} = 0$  и с  $r = 9, r = 11$ , что соответствует  $\Delta f_{shift} = \pm 50$  Гц. Для  $VCF_{PSS}$  квантованной  $ZC(25,62)$  с шагом  $Q = 1/32$   $\Delta f_{shift} = \pm 100$  Гц, т.е. в среднем 5 пиков в области достоверных значений пиков  $VCF_{PSS}$ .

Как известно [6], для БПФ/ОБПФ преобразований общее количество операций умножений для  $n$  выборок:  $N = n * \log_2(n) n * \log_2(n)$  [6]. Тогда, при стандартном количестве выборок на символ – 2048 [1], количество умножений  $N_1 = 22528$ . При децимации с коэффициентом 16 количество умножений  $N_1 = 896$ , т.е. уменьшается в 25 с лишним раз без снижения качества процедуры синхронизации. Операция компенсации частотного смещения (эквалайзер) для стандартной обработки  $PSS$  символа –  $N_2 = 2048$  операций умножения. Для классической корреляционной функции тестовой и принятой в виде  $PSS$  символа последовательности  $ZC(u, n)$  необходимо провести операцию обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) и корреляционную функцию во временной области, что потребует  $N_1 = 22528$  умножений плюс  $N_3 = 4096$  умножений и сложений. Для 128 выборок на символ OFDM  $N_1 = 896$  (ОБПФ),  $N_2 = 128$   $N_3 = 256$ . Для предложенного алгоритма корреляционной функции  $PSS$  во временной области  $N_1 = 0$ ,  $N_2 = 0$ ,  $N_3 = 256$ . Общее число операций умножения / сложения для классического метода обработки принятого символа с числом выборок 2048  $N_{2048} = 2 * N_1 + N_2 + N_3 = 51200$  операций умножения; для символа с числом выборок 128  $N_{128} = 2176$  операций.

### Заключение

Анализ полученных данных для  $VCF_{ZC\_test}$  и для  $VCF_{PSS}$ , квантованной с шагом  $Q = 1/32$  и неквантованной последовательности  $ZC(25,62)$ , позволяет сделать вывод о возможности синхронизации по корреляцион-

ной кривой первичного многочастотного синхросигнала ( $PSS$ ) во временной области, не переходя в область частотной компенсации доплеровского сдвига. При этом точность синхронизации по функции корреляции  $VCF_{PSS}$ , в случае построения многочастотного  $PSS$ -символа как на неквантованной, так и на квантованной с шагом квантования  $Q = 1/32$  последовательности  $ZC(25,62)$  равна  $\pm 0,52 * 10^6$  с, как и для корреляционной кривой последовательности  $ZC(25,62)$ , полученной классической обработкой принятого  $PSS$ -символа, т.е. переходом в частотную область обработки с помощью БПФ и частотного выравнивания «эквалайзированием». При этом точность частотной синхронизации для  $PSS$ , построенной на неквантованной  $ZC(25,62)$  – порядка  $\pm 50$  Гц; для  $PSS$  на квантованной  $ZC(25,62)$  – порядка  $\pm 100$  Гц, что вполне допустимо для значений несущей частоты с  $f_0 = 100$  МГц и выше из расчета допустимой отстройки несущей частоты 0,1 ppm [3].

Алгоритм синхронизации по  $VCF_{PSS}$ , ограниченный временной областью реализации, позволяет снизить вычислительную нагрузку исключением БПФ-обработки и «эквалайзирования» с целью выравнивания принятой ресурсной матрицы  $PSS$ -символа.

### Литература

1. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01). Technical Specification. – European Telecommunications Standards Institute, 2011 – 104 с.
2. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных: учебное пособие. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2011 – 204 с.
3. 3GPP, «3GPP TS 36.104 V11.8.2. 3rd Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 11)», 3rd Generation Partnership Project, Tech. Rep., April, 2014.
4. Киселева Т.П. Исследование свойств циклической автокорреляционной функции последовательности Задова-Чу в зависимости от характеристик квантования элементов последовательности. М.: Цифровая Обработка Сигналов, № 4, 2018, 40-44 с.
5. Функция ошибок. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://abakbot.ru/online-16/451-erf> (дата обращения: 10.02.2020).
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986, 386-390 с.