

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ СИНХРОСИГНАЛА PSS КАДРА НИЗКООРБИТАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

*Рюмшин К.Ю., д.т.н., кафедра РТС Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ)
Киселева Т.П., аспирантка кафедры РТС Московского технического университета связи и информатики (МТУСИ), e-mail: golzev2011@yandex.ru*

RESEARCH OF SEQUENCES FOR THE FORMATION OF A SYNCHRO SIGNAL OF THE PSS FOR THE FRAME OF A LOW-ORBIT SATELLITE COMMUNICATION AND DATA TRANSMISSION SYSTEM

Ryumshin K.Yu., Kiseleva T.P.

The article considers the frame of the low-orbit satellite communication system in DownLink (DL) direction (from the satellite base station (BS) to the user on Earth), built similarly to the frame of LTE cellular communication technology with a synchronization system based on primary (Primary synchronization signal - PSS) and secondary (Secondary synchronization signal - SSS) synchrosignals in the frame of the direction DL. In the low-orbit satellite systems PSS is built on 8 identical m-sequences modulated by DPSK (differential phase-shift keying manipulation) with a phase shift of $\pi/2$. When using correlation synchronization methods in the time domain, the PSS correlation function forms a «comb» of 11 peaks marking the beginning of the frame. This article examines the correlation characteristics when constructing PSS on elements of CAZAC sequences (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) with δ -autocorrelation (Frank and Zadoff-Chu sequences studied in this paper) in comparison with DPSK modulated m-sequences used in PSS of a low-orbit system. The research criteria are a comparison of the values of the merit-factors of the sequences under consideration. The study was conducted in the MATLAB mathematical modeling environment using Rayleigh and Gaussian channel models at various values of the Signal-to-Noise-Ratio (SNR). As a result of the research, it was found that Frank's sequences, in general, surpass the DPSK modulated m-sequences used in the PSS of the system under consideration in terms of correlation characteristics. The disadvantage of Frank's sequences is the difficulty in selecting sequences of the desired length.

Key words: autocorrelation function (ACF), synchronization, m-sequences, DPSK modulation, multiphase sequences of Zadoff-Chu (ZC), Frank (Fr), merit-factor (MF), satellite system communication, primary synchronization signal (PSS) signal-to-noise ratio (SNR).

Ключевые слова: автокорреляционная функция (АКФ), синхронизация, m-последовательность, DPSK модуляция, многофазные последовательности Задова-Чу, Фрэнка, мерит-фактор (MF), спутниковая система связи, первичный синхросигнал (PSS), отношение сигнал/шум (ОСШ).

Введение. Особенности построения кадра низкоорбитальной спутниковой системы

В статье [1] описаны результаты разработки методики слепой идентификации нисходящего (DL) сигнала низкоорбитальной системы спутниковой связи в диапазоне от 10,7 до 12,7 ГГц (Ku-диапазон) спутниковых систем на низкой околоземной орбите – LEO [1]. Этот метод является значительным расширением существующих методов идентификации сигналов с ортогональным частотным разделением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) вслепую. На рис. 1 [1] (рис. 6, с. 12) представлен кадр DL направления передачи символов OFDM. Методы построения данного кадра и кадров технологии LTE DL направления подобны: в его составе также присутствуют синхросигналы, соответствующие первичному (Primary synchroniza-

Рассматривается кадр низкоорбитальной системы спутниковой связи LEO (low-Earth-orbit) направления DownLink (DL) (от базовой станции (БС) спутника к пользователю на Земле), построенный аналогично кадру технологии LTE DL сотовой связи с системой синхронизации, основанной на первичном (Primary synchronization signal – PSS) и вторичном (Secondary synchronization signal – SSS) синхросигналах. В низкоорбитальной спутниковой системе связи и передачи данных (ССиПД) PSS построен на 8 одинаковых m-последовательностях, модулированных DPSK (differential phase-shift keying – дифференциальная фазовая манипуляция) с фазовым сдвигом $\pi/2$. При применении корреляционных методов синхронизации во временном домене, корреляционная функция PSS образует «гребенку» из 11 пиков, маркирующую начало кадра. В данной статье исследуются корреляционные характеристики при построении PSS на элементах последовательностей CAZAC (Constant Amplitude Zero AutoCorrelation) с δ -автокорреляцией (последовательности Фрэнка и Задова-Чу, исследуемые в данной работе) в сравнении с используемыми в PSS низкоорбитальной системы m-последовательностями, модулированными DPSK. Критерии исследования – сравнение величин мерит-факторов рассматриваемых последовательностей. Исследование проведено в среде математического моделирования MATLAB с использованием моделей Рэлеяевского и Гауссовского каналов при различных величинах отношения сигнал/шум (ОСШ). В результате исследований установлено, что последовательности Фрэнка, в основном, превосходят по корреляционным характеристикам применяемые в PSS рассматриваемой системы m-последовательности, модулированные DPSK. Недостаток последовательностей Фрэнка – затруднения в подборе последовательностей нужной длины.

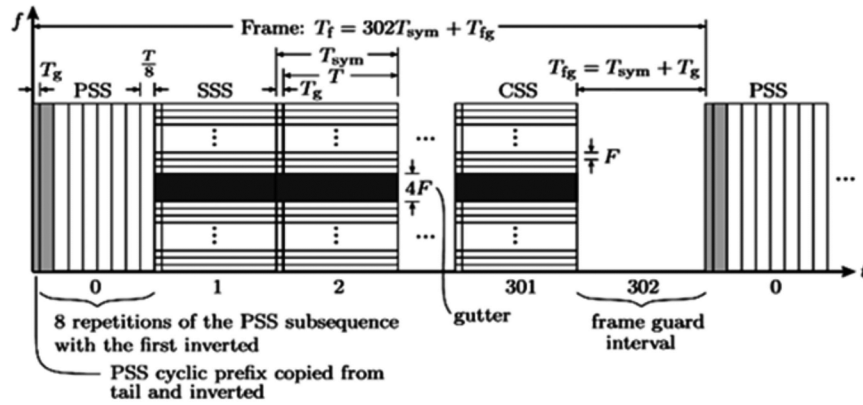


Рис. 1. Кадр низкоорбитальной спутниковой системы Ки – диапазона частот DownLink направления (спутник – Земля) в координатах «время – частота»

tion signal – PSS) и вторичному синхросигналам (Secondary synchronization signal – SSS) LTE. Определены точные значения синхронизирующих последовательностей кадра DL направления спутниковых систем.

Каждый кадр состоит из 302 интервалов символов длиной $T_{sym} = 4,4$ мкс плюс интервал защиты кадра T_{fg} , для общего периода кадра $T_f = (1/750) c = 1,33$ мс. Кадр начинается с PSS, который изначально представлен во временной области; за ним следует SSS, отформатированный как стандартный символ OFDM с 4-х позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ-4). Более подробно служебные сигналы кадра описаны в [1]. Последующий кадр может передаваться немедленно или с перерывом, в зависимости от требований пользователя. Известные информационные символы (SSS и др.) позволяют приемнику выполнять оценку канала по всем поднесущим в начале и конце каждого кадра с интерполяцией внутри кадра. Частотный «желоб» центрального частотного диапазона канала шириной $4F$ (F – частотный интервал между поднесущими) присутствует во всех символах OFDM кадра, кроме PSS (см. рис. 1).

Оценка последовательностей синхронизации, встроенных в каждый кадр системы, является одним из важнейших этапов обработки принятого кадра. Местоположение последовательностей в кадре можно определить по интервалам символов OFDM внутри кадра, содержащим известные данные для пользовательского терминала (например, подпоследовательности PSS). Для сигналов OFDM технологий Wi-Fi, WiMAX, LTE синхропоследовательности не только известны, но и постоянны от кадра к кадру. Обнаружение таких последовательностей внутри кадра спутниковой системы производится методом выделения отдельных интервалов символов OFDM и корреляции их по нескольким кадрам (т.е. методом «скользящего окна» во временной области длительностью в один или несколько символов), чтобы определить, содержит ли интервал «окна» признаки, повторяющиеся от кадра к кадру. При приеме и «расшифровке» кадра эта процедура выявила, что интервал корреляции повторяющихся кодов состоит из 8 повторений отображаемой во временной области подпоследовательности символов длиной $N/8$ (N – число выборок символа OFDM), причем первый интервал инвертирован. 8 повторений подпоследовательности

предваряются циклическим префиксом длины N_g выборок. Заимствуя язык из спецификации LTE, эта последовательность выполняет назначение первичной последовательности синхронизации (PSS). Построение символа PSS позволяет определять начало кадра во временной области путем синхронизации по корреляционным пикам аperiodической (нециклической) взаимной корреляции «скользящего окна» и 8 повторений подпоследовательности символа PSS, которая известна пользователям спутниковой системы. Было обнаружено, что PSS не только идентичен на всех кадрах с одного и того же спутника низкоорбитальной системы, но и идентичен на всех спутниках в системе [1].

Допплеровская модель принимаемого аналогового сигнала с учетом как частотного сдвига, так и расширения/сжатия сигнала основной полосы частот может быть представлена [1] ((5), с. 3):

$$y(t) = x(t - \tau_0) * (1 - \beta) * \exp(j2\pi * [F_c(1 - \beta) - \dot{F}_c] * (t - \tau_0)) + \omega(t); \quad (1)$$

где F_c – центральная частота канала OFDM; $\dot{F}_c \approx F_c$ – центральная частота, на которую настроен приемник; τ_0 – задержка, испытываемая сигналом на пути наименьшего времени распространения от передатчика к приемнику; β – коэффициент сдвига центральной частоты; $\omega(t)$ – комплексный белый Гауссовский шум с нулевым средним значением, синфазная и квадратурная составляющие которого имеют двустороннюю спектральную плотность $N_0/2$.

Когда трафик кадров достаточно низок, чтобы между кадрами присутствовали временные промежутки, можно наблюдать резкое увеличение энергии принимаемой оцифрованной выборки $|y(n)|^2$ в начале кадра, что позволяет установить значение первого временно-го отсчета в первом символе OFDM кадра n_{m00} , где n_{mik} – отсчет принимаемого сигнала $y(n)$; k – это индекс отсчета в последовательности длиной N (число временных отсчетов в символе OFDM); i – индекс символа OFDM в последовательности символов длиной N_{sf} , равной числу символов в кадре; m – индекс кадра. Первым символом кадра является PSS. Добавляя целые числа, кратные $(N + N_g)$, можно затем аппроксимировать n_{m00} для всех $i \in (0, N_{sf})$.

Выражение для PSS во временной области может быть записано как [1] (с. 10):

$$x_{m0}(t) = \sum_{k=-N_g}^{N-1} \sin c[t^* F_s - k - N_g]^* p_k; \quad (2)$$

$$p_k = \exp(j^* \pi[1_p(k) - \frac{1}{4} - \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{k \bmod (\frac{N}{8})} b_l]); \quad (3)$$

$$b_l = 2(\lfloor \frac{q_{PSS}}{2^l} \rfloor \bmod 2) - 1; \quad (4)$$

где F_s – ширина полосы частот канала связи; $1p(k)$ – индикаторная функция, равная единице, когда $k \in p$, и нулю в противном случае; $p = \{k < N/8\}$; N – число временных отсчетов символа; N_g – число временных отсчетов циклического префикса (ЦП);

Последовательности синхронизации имеют двойное назначение для работы с сигналами системы: это синхронизация по пикам взаимной корреляции принятого и эталонного PSS, и возможность использования амплитуды и временного положения пиков корреляции для вычисления доплеровского частотного сдвига и временной задержки в точке приема. На рис. 2 [1] (рис. 7, с. 13) показан результат корреляции PSS, формирующей резкие пики в начале каждого кадра. Отличительная форма 11-зубчатой «гребенки», показанной в вставке рисунка, является результатом инверсии первой подпоследовательности и повторения следующих подпоследовательностей $(p_k)_{k=N/8}^{2N/8-1}$ [1], из которой состоит PSS. Соседние кадры могут иметь разные уровни мощности, несмотря на то, что они принимаются с одного и того же спутника и луча, что свидетельствует о применении приема адаптации мощности для конкретного подмножества пользователей в пределах сервисной ячейки.

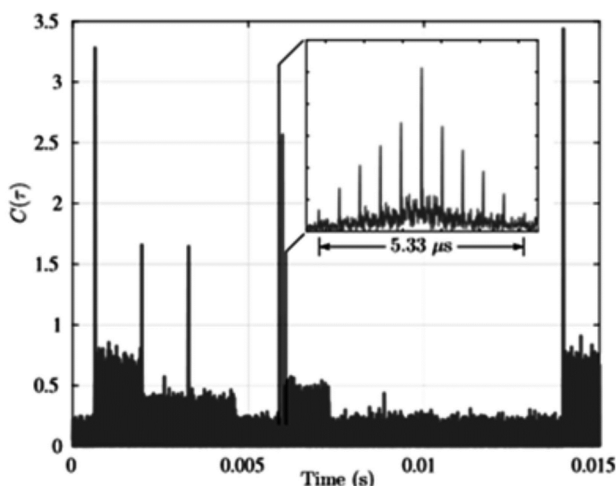


Рис. 2. Корреляция данных кадра низкоорбитальной спутниковой системы с эталонным PSS после компенсации Допплеровского смещения

Фазовая когерентность поддерживается на протяжении каждого кадра, и фазовое соотношение между последовательностями синхронизации является постоянным во всех кадрах и спутниковых приемниках. Последовательности синхронизации данной системы не уникальны для каждого спутника. Это создает проблему неоднозначности назначения спутника.

В низкоорбитальной спутниковой системе PSS по-

строен на m -последовательности, также имеющей высокие свойства автокорреляции [2]. Кодирование m -последовательности в виде серии фазовых сдвигов $\pi/2$ предназначено для уменьшения утечки спектральной мощности по сравнению с обычным двоичным кодированием. Обоснование для дифференциального кодирования (DPSK) m -последовательностей PSS, с точки зрения авторов [1], неубедительно [1] (с. 13). Известно, что симметричная DPSK повышает устойчивость данных при демодуляции к доплеровской и временной неопределенности, распространенной в спутниковой связи [3]. Но это не относится к когерентной корреляции с известным PSS (или его частью) для синхронизации частоты и времени. В симметричной дифференциальной фазовой модуляции DPSK подпоследовательности PSS $(p_k)_{k=N/8}^{2N/8-1}$ каждый бит m -последовательности указывает на положительное или отрицательное вращение фазы $\pi/2$. M -последовательность может быть сгенерирована с использованием 7-ступенчатого регистра сдвига с линейной обратной связью (LFSR) Фибоначчи с примитивным многочленом $1+D^3+D^7$ и начальным состоянием $(a_{-1}, \dots, a_{-7}) = (0, 0, 1, 1, 0, 1, 0)$ [1, 2]. Если выходные данные LFSR a_0, \dots, a_{126} хранятся в виде 127-разрядного числа с a_0 в качестве старшего бита двоичного числа и a_{126} в качестве младшего бита, то добавление к этому числу 0 дает 128-разрядное шестнадцатеричное число q_{pss} в выражении [1] (с. 11):

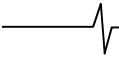
$$q_{pss} = \text{C1B5 D191 024D 3DC3 F8EC 52FA A16F 3958};$$

$$q_{pss} = [1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0]; \quad (5)$$

Восемь подпоследовательностей q_{pss} (первая – инвертирована) с DPSK модуляцией (фазовый сдвиг равен $\pi/2$) формируют синхросигнал PSS в кадре, что позволяет получить 11-пиковую «гребенку» при взаимной апериодической корреляции эталонного и принятого PSS. Синхросигнал SSS в кадре Starlink – это каноническая последовательность с хорошими свойствами автокорреляции; SSS представляет собой соединение двух скремблированных m -последовательностей, подобно построению SSS в технологии LTE.

Постановка задачи

В предыдущем разделе обозначены «слабые» стороны служебных сигналов спутниковой системы, а именно – PSS: недостаточность оснований для применения дифференциального кодирования (DPSK) m-последовательностей PSS; проблема неоднозначности назначения спутника при использовании одинаковых последовательностей PSS для всех спутников низкоорбитальной системы. Построение символа PSS на 8 одинаковых подпоследовательностях позволяет по «гребенке» корреляционных пиков (см. рис. 2) определять начало кадра во временной области. Скорость и точность синхронизации зависят от корреляционных свойств последовательности PSS. Наиболее популярной характеристикой корреляционных функций (КФ) является мерит-фактор (MF) [4, 5], определяемый в различных вариантах как отно-



шение квадрата величины максимального пика КФ последовательностей к сумме величин квадратов боковых лепестков КФ, либо обратной величиной отношения.

В спутниковом канале LEO-to-Earth на высоте порядка 550 км от Земли и при движении спутников со скоростями порядка 27000 км/ч, спутник находится в зоне видимости абонентского терминала (АТ) не более 250 секунд [6] (с. 31), [7] (с. 17). Максимальное количество абонентов, использующих АТ UT-1 (разновидность АТ [6]), которое может обслужить один космический аппарат (КА) спутниковой системы в подспутниковой зоне, составляет около 22 200 активных абонентов при среднем потреблении трафика (0,9 Мбит/с) и 5500...7400 при пиковом потреблении трафика (2,7...3,6 Мбит/с). В подспутниковой зоне одного КА находится порядка 7470 ячеек диаметром 24 км. Тогда в каждой ячейке на уровне проводного сервиса можно обслужить всего 3-х активных абонентов при среднем потреблении трафика и только 1-го абонента – при пиковом потреблении трафика [6]. Терминал спутниковой системы налаживает связь со спутниками и доступ к сети около 1-2-х минут в идеальных условиях (в условиях наличия препятствий может потребоваться более длительное время) [6]. Учитывая влияние на качество связи атмосферных помех и условий приема Рэлеевского канала в плотной городской застройке непосредственно у поверхности Земли, проблемы быстрого установления синхронизации БС и пользователей играют важнейшую роль в повышении скорости обслуживания абонентов. Для решения проблемы снижения времени установления синхронизации БС с пользователем без потери качества приема одной из задач является повышение величины MF при корреляционной обработке эталонного и принимаемого PSS. Это может быть достигнуто применением последовательностей с δ -корреляцией для построения PSS.

В данной работе ставится задача исследовать возможность альтернативного метода формирования PSS в кадре, основанного на применении CAZAC последовательностей Задова-Чу (ZC) или Фрэнка (Fr) с числом элементов 128 ($N/8$) для формирования подпоследовательности PSS. CAZAC последовательности обладают высоким мерит-фактором, что способствует снижению величины ОСШ, т.е. снижению мощности выборок символа PSS и уменьшению количества принимаемых кадров, включающих PSS, для усреднения пиков корреляции и получения более точного положения начала кадра. В процессе исследований учитывается также величина пик-фактора (PAPR) принимаемого сигнала $s(t)$, включающего символ PSS. Выражения для MF в разных источниках представлены по-разному. Для сравнительного анализа корреляционных характеристик апериодической АКФ в качестве основных метрик в [4] выбираются характеристики: ISLR – это отношение суммарной энергии боковых лепестков апериодической АКФ последовательности длины N к энергии главного лепестка:

$$ISLR = \frac{\sum_{l=1-N, l \neq 0}^{N-1} |C(l)|^2}{|C(0)|^2},$$

а также мерит-фактор (MF), вычисляемый как величина,

обратная ISLR. В [5] мерит-фактор вычисляется из выражения:

$$MF(A) = \frac{N^2}{2 * \sum_{\tau=1}^{N-1} (C_A(\tau))^2},$$

где $C_A(\tau)$ – боковой лепесток апериодической автокорреляционной функции на позиции τ , N – длина последовательности.

В данном исследовании значение мерит-фактора находится из выражения:

$$\begin{aligned} MF_{AK\Phi} &= \frac{\text{mod}(\max(AK\Phi))}{\{[\sum_n \text{mod}(AK\Phi(n))] - \text{mod}(\max(AK\Phi))\} / (n-1)}, \\ MF_{BK\Phi} &= \frac{\text{mod}(\max(BK\Phi))}{\{[\sum_n \text{mod}(BK\Phi(n))] - \text{mod}(\max(BK\Phi))\} / (n-1)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\text{mod}(\max(AK\Phi))$, $\text{mod}(\max(BK\Phi))$ – величины модулей максимальных значений автокорреляционной (АКФ) или взаимнокорреляционной (БКФ) функций исследуемой величины; $\text{mod}(AK\Phi(n))$, $\text{mod}(BK\Phi(n))$ – величины модулей боковых лепестков АКФ или БКФ функций; n – число элементов АКФ, БКФ. Поскольку корреляционные функции являются энергетическими характеристиками сигналов, в выражении (6) MF является отношением энергии главного лепестка АКФ, БКФ к средней величине энергии боковых лепестков. Поскольку элементы корреляционных функций могут быть комплексными величинами, в (6) формируются модули значений этих элементов.

Значение PAPR вычисляется из выражения [8]:

$$PAPR = \frac{\max |s(t)|^2}{M [s(t)]^2}, \quad (7)$$

где $M []$ – математическое ожидание квадрата принятого сигнала $|s(t)|^2$.

Результатом исследования является сравнительный анализ MF для последовательностей ZC, Fr в сравнении с MF для m-последовательности (5) с модуляцией DPSK (m-DPSK) для заполнения PSS кадра DL. В статье [1] при описании приема и обработки кадра речь идет о когерентном накоплении символов с PSS для дальнейшей обработки различными способами. Однако в [9] рассматривается случай некогерентного обнаружения сигналов с модуляцией DPSK с применением схемы некогерентного обнаружения, не требующей согласования по фазе с принимаемой несущей. Подобный вариант корреляционных методов синхронизации во временном домене используется с оборудованием приема, настроенного на детектирование энергии без измерения фазы, т.е. в данном исследовании проводится сравнение, в первую очередь, величины корреляционных пиков, хотя учитывается и их усредненное временное положение по отношению к идеальному. Для заполнения PSS при всех вариантах испытаний используются 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$, следующих одна за другой во временном домене с инверсией

первой последовательности, заполняющих символ PSS в начале кадра и циклический префикс перед синхросигналом PSS (T_g), длительностью $1/8$ PSS (см. рис. 1), заполняемый для варианта m-DPSK 16 последними элементами этой последовательности; для вариантов ZC, Fr – также 16 элементами последовательности Фрэнка. ЦП PSS занимает один символ перед PSS и выравнивается по мощности с 128 элементами подпоследовательностей PSS путем модуляции повторяющимися элементами ЦП всех 128 поднесущих частотной полосы PSS. При исследовании прохождения кадров моделей Рэлеевского и Гауссовского каналов в среде моделирования MATLAB PSS символ с ЦП занимает 9 OFDM символов частотно-временных ресурсов пользователя LTE DL кадра с шириной полосы в 11 ресурсных блоков (RB) (132 сигнала поднесущих частот кадра LTE DL) [10, 11]. Четыре неиспользуемых поднесущих в модели PSS кадра системы модулируются нулевыми элементами. В процессе исследования рассмотрены варианты:

- апериодических (нециклических) АКФ символов PSS с ЦП, построенных на последовательностях m-DPSK, ZC, Fr (как описано выше) без прохождения канала первичными синхросигналами (эталонных PSS);

- апериодических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Гауссовского канала с вариантами ОСШ = 0 дБ, 10 дБ, 20 дБ;

- апериодических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) [12] (табл. В.2.1-4, с. 401) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц (максимальное Допплеровское смещение частоты); с вариантом профилей задержек мобильного скоростного пользователя (EVA) [12] (табл. В.2.1-3, с. 401) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 120$ Гц.

- циклических ВКФ символов PSS с ЦП эталонных и прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц в составе усеченной модели кадра LTE (18 символов LTE OFDM), размещенного в пользовательских символах модели LTE DL кадра из ресурсов математических моделей кадров технологий связи системы MATLAB. Циклическое повторение обеспечивается двукратным повторением усеченной модели кадра LTE DL.

Построение исследуемых последовательностей:

- построение m-DPSK описано выше;
- элементы последовательности ZC(51,127) формируются согласно выражению [13]:

$$a_u(n) = \exp(-i \frac{\pi * u * n * (n+1)}{N}), n = 0, 1 \dots N-1 \quad (8)$$

для N – нечетного, где $u = 51$ – индекс последовательности, $N = 127$ – число элементов. Для получения 128 элементов в конце ZC(51,127) добавляется 0; выбор значения $N = 127$ обусловлен тем, что корреляционные свойства многофазных последовательностей (MF) выше при значении числа элементов, равного простому числу, в данном случае, наиболее близкому к $N = 128$; выбор

параметра $u = 51$ соответствует требованию взаимнопростых чисел u и N [13];

- последовательность Фрэнка может иметь число элементов, равное квадрату целого числа; элементы последовательности Фрэнка a_n определяются следующим образом [14, 15, 16]: $a_n = \xi^{\mu\nu}$, где $\xi = \exp(\alpha)$;

$$\alpha = \frac{2\pi p}{N}, \text{ где } p \text{ и } N \text{ целые взаимнопростые числа;}$$

$\mu, \nu = 0, 1, \dots, N-1$. Для получения 128-элементной последовательности Фрэнка проведена конкатенация 2-х 64-элементных последовательностей в вариантах: Fr(31,64)+Fr(11,64); Fr(13,64)+Fr(11,64). Параметры $p = 31, 11, 12$ и $u = 51$ выбирались свободно, но с учетом взаимнопростых чисел по отношению к N . В [14] обосновано превосходство корреляционных свойств многофазных последовательностей при условии, что число элементов N равно квадрату целого числа.

Результаты исследований

а). Апериодические АКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности в составе PSS.

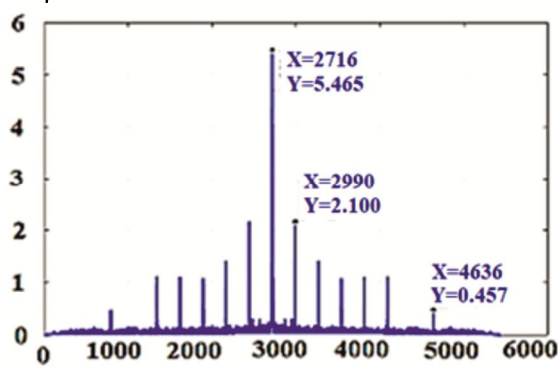
Вычисление MF производилось по формуле (6), усреднение результатов – по 10 испытаниям. Величина $\max(\text{АКФ})$ получена из выражения:

$$\max(\text{АКФ}) = \frac{\sum_i \max_i(\text{АКФ})}{i}, \quad (9)$$

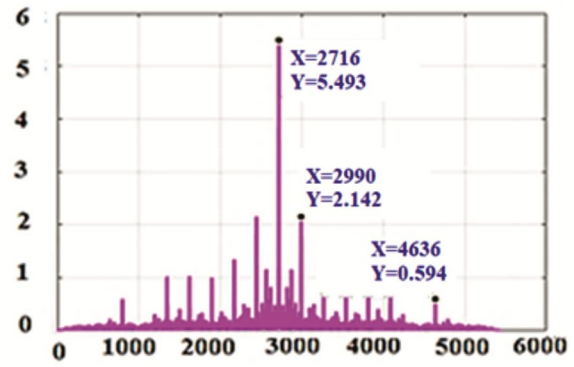
где i – число пиков АКФ «гребенки» автокорреляции символа PSS.

На рис. 3, а, б, в представлена «гребенка» АКФ PSS, построенного на OFDM символах 8-и последовательностей Фрэнка, Задова-Чу и m-DPSK с инверсией первой последовательности: 8x128 элементов Фрэнка Fr(31,64)+Fr(11,64) рис. 3, а – синий цвет графика; Задова-Чу ZC(51,127)+0 рис. 3, б – сиреневый цвет; m-DPSK128 рис. 3, в – красный цвет. Каждая АКФ содержит 13 пиковых значений, превышающих более, чем в 2 раза по модулю амплитудных величин среднее значение модулей отсчетов боковых лепестков АКФ и отстоящих друг от друга в идеальном варианте на 274 отсчета. Выбросы АКФ рассматриваемых последовательностей, не удовлетворяющих этим условиям, не учитываются при вычислениях значений $\max(\text{АКФ})$ и рассматриваются как боковые лепестки корреляционной функции. Точность «попадания» пиков АКФ в границы интервалов корреляции длиной 274 выборки для подпоследовательностей PSS длиной 128 элементов, образующих в кадре модели LTE DL OFDM символы пользователей (т.е. увеличиваемые на 9 временных выборок элементами ЦП до 137 выборок) $\pm 1 \dots 2$ выборки. Для последовательностей Фрэнка отклонение от идеального временного положения пиков АКФ $\pm 1 \dots 2$ выборки приходится на 8 пиков из 13, для последовательностей Задова-Чу – на 6 пиков из 13, для m-последовательностей с DPSK модуляцией – на 10 пиков из 13.

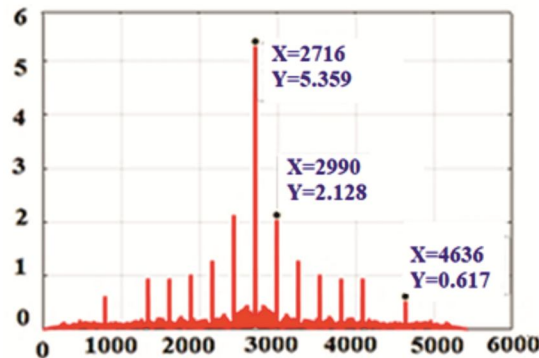
б). Апериодические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и



а)



б)



в)

Рис. 3. а) АКФ PSS наconcatенации $Fr(31,64)+Fr(11,64)$; б) АКФ PSS на последовательностях $ZC(51,127)+0$; в) АКФ PSS на m -последовательностях с DPSK модуляцией

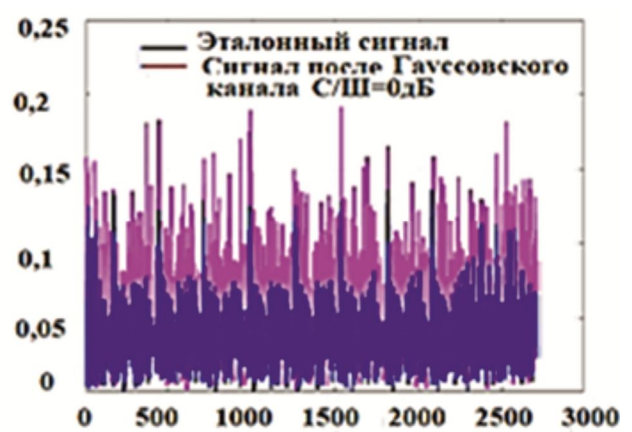
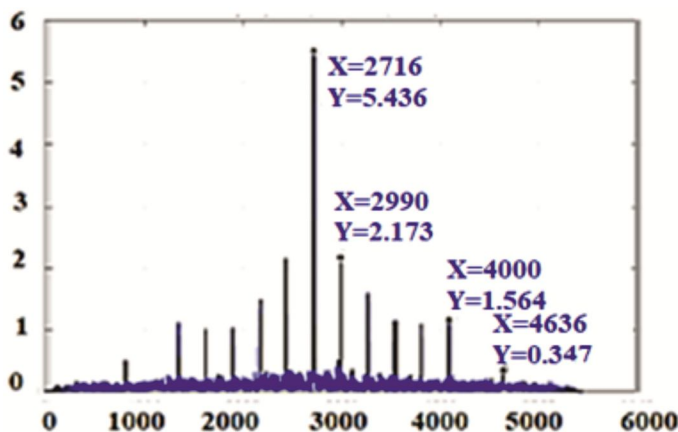


Рис. 4. С левой стороны - ВКФ PSS, исходного и прошедшего через Гауссовский канал с ОСШ = 0 дБ. PSS сформирован из конкатенированных последовательностей Фрэнка $Fr(31,64)$, $Fr(11,64)$; с правой стороны – символ PSS с OFDM модуляцией во временном домене до (синий цвет) и после (сиреневый цвет) прохождения Гауссовского канала с ОСШ = 0 дБ.

тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Гауссовского канала с вариантами ОСШ = 0 дБ, 10 дБ, 20 дБ;

На рис. 4 представлен пример «гребенки» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Фрэнка 8×128 элементов $Fr(31,64)+Fr(11,64)$ до и после прохождения Гауссовского канала с ОСШ = 0 дБ, использованного для моделирования ВКФ.

На рис. 5 представлен график зависимости MF ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах подпоследовательностей Фрэнка $Fr(31,64)+Fr(11,64)$, Задова-Чу $ZC(51,127)+0$ и m -DPSK(128) в зависимости от ОСШ Гауссовского канала. ВКФ вычислялись между парами одинаковых OFDM сигналов исследуемых последовательностей, исходных и прошедших Гауссовский канал.

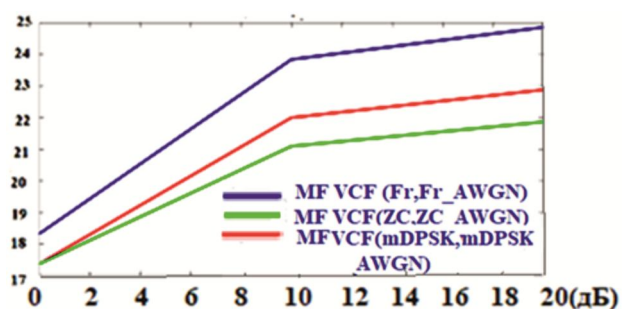


Рис. 5. График зависимости MF ВКФ от ОСШ Гауссовского канала для эталонных OFDM сигналов последовательностей $Fr(31,64)+Fr(11,64)$ – синий цвет, m -DPSK(128) – красный цвет и $ZC(51,127)+0$ – зеленый цвет при их прохождении модели канала в среде моделирования MATLAB

Таблица 1. Результаты вычислений MF ВКФ PSS, построенного на последовательностях Fr, ZC и m-DPSK в зависимости от ОСШ Гауссовского канала

PSS seq / MF аperiодических ВКФ Гауссовский канал	PSS на последовательностях Fr(31,64)+(11,64)	PSS на m-последовательности с модуляцией DPSK($\pi/2$)	PSS на последовательности ZC(51,127)+0
MF_ВКФ (ОСШ=0дБ)	18.3193	17.3683	17.3647
MF_ВКФ (ОСШ=10дБ)	23.8361	21.9954	21.0919
MF_ВКФ (ОСШ=20дБ)	24.8553	22.8789	21.8626

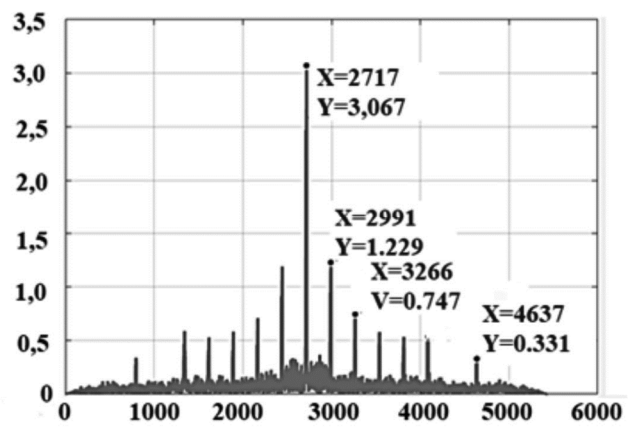
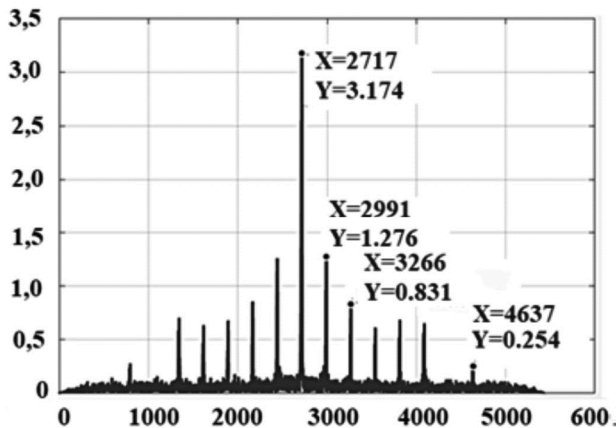


Рис. 6. С левой стороны – ВКФ PSS(Fr); с правой стороны – ВКФ PSS (m-DPSK)

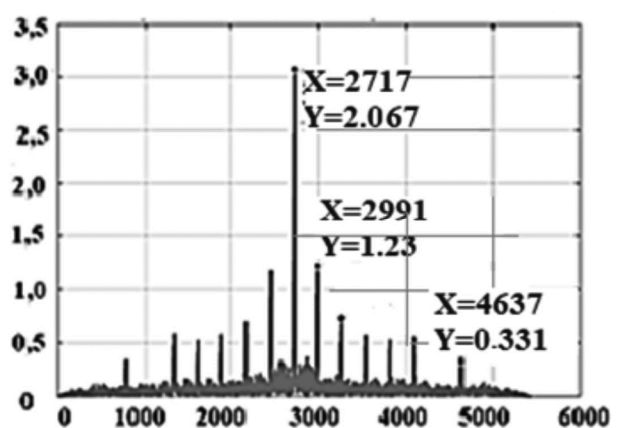
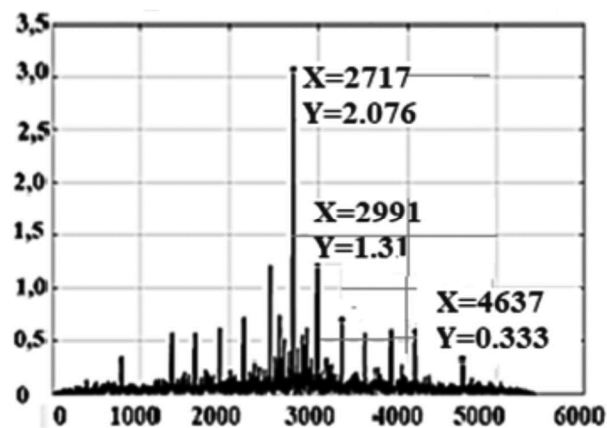


Рис. 7. С левой стороны – ВКФ PSS (ZC); с правой стороны – ВКФ PSS (m-DPSK)

Таблица 2. Результаты вычислений MF аperiодических АКФ и ВКФ PSS, построенного на последовательностях ZC, Fr, m-DPSK в идеальном и Рэлеевском канале с задержками ETU, EVA

Аperiодические АКФ/ВКФ ZC, Fr, m-DPSK	АКФ (m-DPSK)	АКФ (Frank)	АКФ (ZC)	ВКФ (m-DPSK) (ETU)	ВКФ (Fr) (ETU)	ВКФ (ZC) (ETU)	ВКФ (m-DPSK) (EVA)	ВКФ (Fr) (EVA)	ВКФ (ZC) (EVA)
MF _{АКФ}	22.985	24.807	21.48						
MF _{ВКФ}				13.517	16.680	13.351	20.061	22.695	18.678

В табл. 1 представлены результаты вычислений MF ВКФ PSS, построенного на последовательностях Фрэнка Fr(31,64)+Fr(11,64), Задова-Чу ZC(51,127)+0 и m-DPSK(128) в зависимости от ОСШ Гауссовского канала.

в). Аperiодические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m-DPSK, ZC, Fr) с $n = 128$, с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек ETU, EVA и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{доп} = 50$ Гц.

На рис. 6 представлена «гребенка» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Фрэнка 8x128 элементов Fr(31,64)+Fr(11,64) – синий

цвет графика, m-DPSK(128) – красный цвет. Взаимно-корреляционные функции построены на исходных OFDM сигналах последовательностей Фрэнка и m-последовательностей с модуляцией DPSK и тех же последовательностях, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU

На рис. 7 представлена «гребенка» ВКФ PSS, построенного на OFDM сигналах последовательностей Задова-Чу ZC(51,127)+0 – черный цвет графика, m-DPSK(128) – красный цвет. ВКФ построены на исходных OFDM сигналах Задова-Чу и m-последовательностей с модуляцией DPSK и тех же OFDM сигналах, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU.

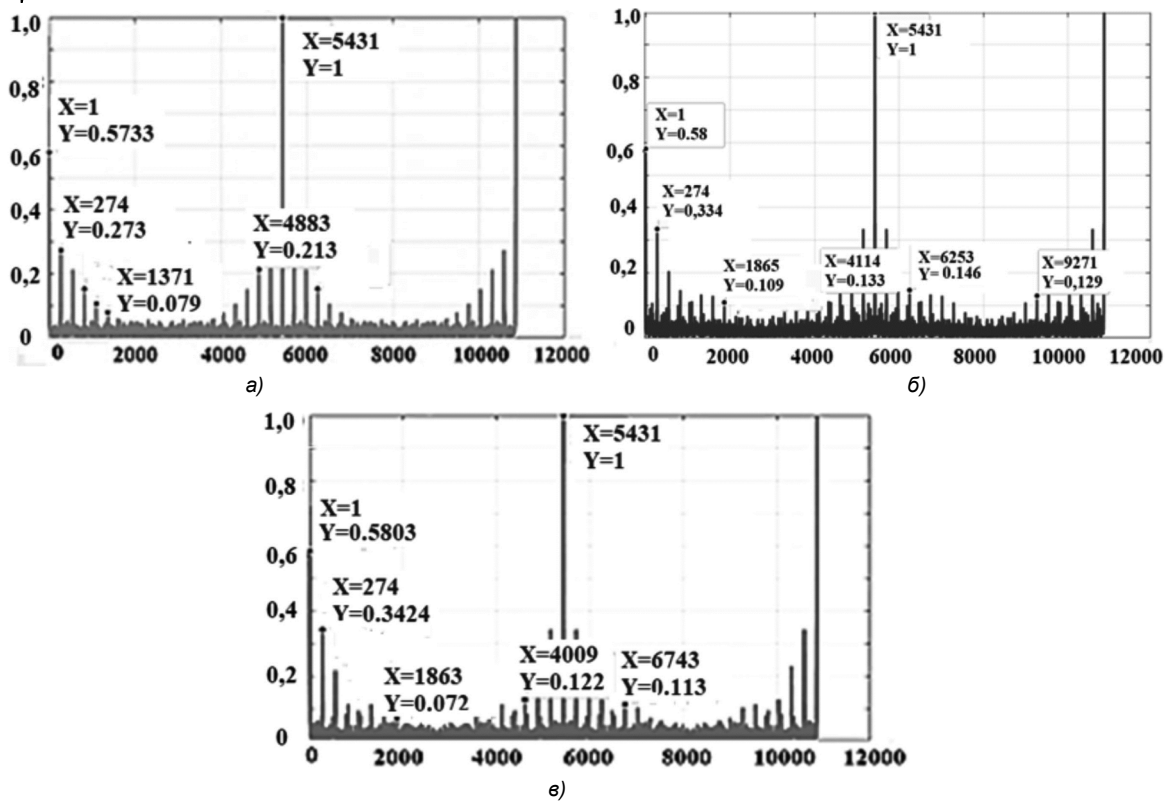


Рис. 8. а) Циклическая АКФ PSS, построенного на конкатенации $Fr(13,64)+Fr(11,64)$;
 б) Циклическая АКФ PSS, построенного на последовательности $ZC(51,127)+0$;
 в) Циклическая АКФ PSS, построенного на m -последовательности с DPSK-модуляцией

Таблица 3. Результаты вычислений MF, PAPR для АКФ m -DPSK, ZC, Fr

Циклическая АКФ (ZC, Fr, m -DPSK) ETU	АКФ (m -DPSK)	АКФ(Frank)	АКФ(ZC)
MF	26.1349	26.1687	22.8402
PAPR	3.7196	3.4716	3.5828

В табл. 2 представлены результаты вычислений мерит-факторов АКФ и ВКФ PSS, построенного на последовательностях Фрэнка $Fr(31,64)+Fr(11,64)$, Задова-Чу $ZC(51,127)+0$ и m -DPSK(128) без прохождения канала (АКФ) и при прохождении Рэлеевского канала (ВКФ) с профилями задержек ETU, EVA.

Для последовательностей Фрэнка отклонение от идеального временного положения пиков ВКФ $\pm 1..2$ выборки приходится на 10...12 пиков из 13, для последовательностей Задова-Чу – на 6...10 пиков из 13, для m -последовательностей с DPSK модуляцией – на 10...12 пиков из 13. Следует учесть, что при более точном «попадании» пиков АКФ, ВКФ для последовательностей ZC в точки идеального временного положения пиков, боковые лепестки вблизи центрального пика АКФ, ВКФ ZC соразмерны по амплитуде с пиками «гребенки» АКФ, ВКФ (см. рис. 3,4,6,7), что снижает MF АКФ, ВКФ ZC и не характерно для последовательностей Фрэнка и m -последовательностей с DPSK модуляцией.

г). Циклические ВКФ 8 одинаковых последовательностей (m -DPSK, Fr, ZC) с $n = 128$ с инверсией первой последовательности, заполняющих символ PSS и тех же конфигураций последовательностей, прошедших модель Рэлеевского канала с вариантом профилей задержек плотной городской застройки (ETU) и параметрах канала ОСШ = 10 дБ, $F_{dop} = 50$ Гц.

На рис. 8, а, б, в представлены циклические АКФ PSS для моделей двух последовательно поступающих усеченных DL кадров с OFDM модуляцией символа PSS, построенного на последовательностях 8×128 элементов Задова-Чу $ZC(51,127)$ – синий цвет графика, Фрэнка $Fr(13,64)+Fr(11,64)$ – сиреневый цвет графика, m -DPSK(128) – красный цвет. ВКФ построены на исходных OFDM сигналах Фрэнка, Задова-Чу и m -последовательностях с модуляцией DPSK и тех же OFDM сигналах, прошедших модель Рэлеевского канала MATLAB с профилями задержек ETU.

В табл. 3 представлены результаты вычислений MF циклических АКФ OFDM символов моделей усеченных кадров DL с PSS, построенного на последовательностях Фрэнка $Fr(13,64)+Fr(11,64)$, Задова-Чу $ZC(51,127)+0$ и m -DPSK(128) при прохождении Рэлеевского канала с профилями задержек ETU и пик-факторов (PAPR) DL кадров с символами PSS.

Заключение

По результатам моделирования прохождения DL кадров с OFDM символами PSS, построенными согласно формированию синхросигнала PSS низкоорбитальной системы спутниковой связи [1] на 8 подпоследовательностях длиной по 128 элементов с различными вариантами подпоследовательностей: Фрэнка, Задова-Чу и

исходной последовательности PSS – m -последовательности с модуляцией DPSK ($d\varphi = \pi/2$) наибольшая величина мерит-фактора при наименьшей величине пик-фактора сигналов кадра – для случая заполнения PSS 8 подпоследовательностями, сформированными 2-я конкатенированными последовательностями Фрэнка длиной по 64 элемента и параметром p в вариантах $p = 11, 13, 31$ (см. табл. 1, 2, 3). В статье не ставилась цель выбора наилучшей последовательности Фрэнка по параметру p : уровень боковых лепестков АКФ последовательностей Фрэнка ниже, чем для выбранной (либо любой другой) последовательности Задова-Чу с $N = 127$; к тому же, апериодическая АКФ Фрэнка равна 0 с периодом \sqrt{N} [14] (рис. 1, с. 44). Из этого следует вывод о предпочтении применения последовательностей Фрэнка или их комбинаций для заполнения синхросигнала PSS кадра низкоорбитальной системы спутниковой связи для повышения скорости синхронизации как в Гауссовском канале связи для больших высот расположения спутников, так и при низком расположении спутников в системах LEO-to-Earth и «Умный город» при работе в условиях Рэлеевского канала.

Литература

1. Humphreys T.E., Iannucci P.A., Komodromos Z.M., Graff A.M. Signal Structure of the Starlink Ku-Band Downlink. The University of Texas at Austin: August 2023 version of paper published in TAES
2. Dinan E. H., Jabbari B. Spreading codes for direct sequence cdma and wideband cdma cellular networks. IEEE communications magazine: 1998, vol. 36, no. 9, pp. 48-54.
3. Winters J. Differential detection with intersymbol interference and frequency uncertainty. IEEE Transactions on Communications: 1984, vol. 32, no 1, pp. 25-33.
4. Григорьев Е.К. Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах. Труды учебных заведений связи, 2022., т. 8, № 2., с. 83-90.
5. Потехин Е.Н., Шувалов А.С., Леухин А.Н. Методы и результаты синтеза апериодических бинарных последовательностей и многофазных последовательностей Баркера. Цифровая Обработка Сигналов, № 4, 2013, с. 45-54.
6. Пехтерев С. В., Макаренко С.И., Ковальский А.А. Описательная модель системы спутниковой связи Starlink. Системы управления, связи и безопасности, № 4, 2022, 220с.
7. Степанец В. Применение спутниковой связи Starlink. Курс военного пользователя, 267с., e-mail: volodymyr@stepanets.eu
8. Peng G., Li R., He Y., Han Z. Timing and Frequency Synchronization Using CAZAC Sequences for OFDM Systems. Sensors 2023, 23, 3168. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://doi.org/10.3390/s23063168>; <https://www.mdpi.com/journal/sensors> (дата обращения: 15-03-2023).
9. Некогерентное обнаружение [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://siblec.ru/telekommunikatsii/teoreticheskie-osnovy-tsifrovoy-svyazi/4-polosovaya-modulyatsiya-i-demodulyatsiya/4-5-nekogerentno> (дата обращения: 21-01-2024).
10. Гельгор А.Л., Попов Е.А. Технология LTE мобильной передачи данных. С-Пб.: Издательство политехнического университета, 2011.
11. ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01) Technical Specification. European Telecommunications Standards Institute, LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 10.0.0 Release 10), 2011, 104 с.
12. 3GPP TS 36.101 V11.5.0 (2013-07) Technical Specification Technical Specification. – European Telecommunications Standards Institute, Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 V11.5.0 (2013-07) Release 11), 2013, 446 с.
13. Chu D. Polyphase codes with good correlation properties. IEEE Transactions of information Theory, vol. 18, no. 4, 1972, pp. 531-532.
14. Frank R.L Polyphase Codes with Good Nonperiodic Correlation Properties. IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, 1963, pp. 43-45.
15. Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://scask.ru/n_book_ssn.php?id=23&3.8. Многофазные сигналы. Сигналы Фрэнка (scask.ru) (дата обращения: 23-05-2022)
16. Frank R.L., Zadoff S.A. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties. IRE Trans. Inform. Theory (Corresp.), vol. IT-S, 1962, pp. 381-382.

НОВЫЕ КНИГИ

Витязев В.В., Волченков В.А., Овинников А.А., Лихобабин Е.А.

Цифровая обработка сигналов: Учебное издание для вузов, М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2023 г. 188 с.: ил.

Рекомендовано Научно-методическим советом ФГБОУ ВО «Рязанский государственный Радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» в качестве учебного пособия для студентов обучающихся по программе высшего образования по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», магистров по 09.04.04 – «Программная инженерия» и специалистов по специальности 12.05.01 – «Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения».

Изложены общие принципы цифровой обработки сигналов. Основное внимание уделено проектированию цифровых фильтров в классе КИХ- и БИХ-цепей. Приводятся теоретические сведения, касающиеся характеристик фильтров, приводятся подробные примеры их проектирования и анализа их характеристик. Рассматриваются инструменты моделирования прохождения сигналов через цифровые фильтры в среде SimInTech. Использование среды SimInTech для проектирования цифровых фильтров и моделирования прохождения сигналов через них отличает данное учебное издание от имеющейся учебной литературы в данной области.

Для студентов, обучающихся по направлениям 11.03.01 – «Радиотехника» и 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» и специальности 12.05.01 – «Электронные и оптико-электронные приборы и системы специального назначения», и магистрантов, обучающихся по направлению 09.04.04 – «Программная инженерия», может представлять интерес для специалистов.

