

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.7.10>

УДК: 621.376

ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМЕ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

М. Асаф, О.Г. Пономарев

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36.

Статья поступила в редакцию 4 июля 2023 г

Аннотация. В статье рассматривается проблема временной синхронизации в приемном и передающем устройствах системы сотовой связи пятого поколения. Для снижения вычислительной сложности существующего метода оценки смещения начального символа предложена модификация алгоритма, в которой кросс-корреляция вычисляется параллельно для каждого символа DMRS (от англ. Demodulation Reference Signal). Кроме того, вычисление кросс-корреляции для каждого сигнала DMRS позволяет разработать новый метод оценки смещения частоты дискретизации, основанный на оценке временного интервала между двумя последовательными DMRS сигналами на выходе согласованного фильтра. Показано, что использование параболической аппроксимации локальных областей вокруг корреляционных пиков на выходе согласованных фильтров обеспечивает точное измерение временного расстояния между принятыми DMRS-сигналами. Результаты численного моделирования показали, что использование предлагаемого метода обеспечивает оценку смещения частоты дискретизации с точностью не хуже 1 ppm во всем диапазоне значений отношения сигнал/шум.

Ключевые слова: мобильная связь 5G, DMRS, смещение частоты дискретизации, CP-OFDM, смещение начального символа.

Автор для переписки: Асаф Мохаммад, md.moh1600@gmail.com

Введение

Циклическое префиксное ортогональное мультиплексирование с частотным разделением CP-OFDM (от англ. Cyclic Prefix-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) является основным видом модуляции для систем сотовой связи пятого поколения (5G NR) [1]. Это обусловлено тем, что OFDM обладает высокой спектральной эффективностью и хорошей устойчивостью к частотно-селективным замираниям [2], [3]. С другой стороны, OFDM обладает высокой чувствительностью к ошибкам временной и частотной синхронизации передающего и приемного устройств. Можно выделить два основных вида таких ошибок. Первый из них связан со смещением несущей частоты принимаемого радиосигнала относительно частоты гетеродина приемного устройства. Второй тип связан со смещением сигнала во временной области (смещение начального символа, смещение частоты дискретизации). Синхронизация производится в одном из двух режимов. Первый, режим установления связи, когда параметры системы еще не известны. Второй, называется режимом отслеживания и используется после первого режима для постоянной коррекции ошибок синхронизации. В данной статье представлены методы оценки смещения начального символа (СНС) и смещения частоты дискретизации (СЧД) в режиме отслеживания для приемника 5G-системы.

Ногами и Нагашима [4] предложили алгоритмы для определения смещения несущей частоты и смещения частоты дискретизации. Они используют нулевые символы, когда в течение одного символьного интервала ничего не передается и определение начала кадра производится по падению принимаемой мощности. Ван де Бик в [5] представил метод совместной оценки максимального правдоподобия для времени стартового символа и смещения частоты в системах OFDM. Он использует избыточную информацию, содержащуюся в циклическом префиксе. Модификация алгоритма Ван де Бика представлена в [6], для оценки и коррекции смещения частоты дискретизации. Метод применим в том случае, когда искажения в канале вносятся только аддитивным шумом. Как следствие, эффективность этого метода зависит от соотношения длины CP и ширины

спектра задержек в многолучевом канале. В [7] предложен метод оценки и коррекции рассогласования частоты дискретизации в системе LTE. Предложенный метод основывается на обработке сигналов во временной области. В [8] предложен метод максимального правдоподобия для совместной оценки смещения несущей частоты и смещения частоты дискретизации в приемниках OFDM. Этот метод оценки использует тот факт, что в современных приемниках обычно используется один источник для обеспечения опорной частоты как для частоты дискретизации, так и для радиочастотного генератора. Анализ в [9] показывает, что задержка в канале может считаться неизменной в течение временного интервала в десятки OFDM символов для большинства практических OFDM систем. Это позволило авторам предложить метод оценки СЧД по изменению временного смещения OFDM символов. В [10] предложена схема оценки и компенсации смещения частоты дискретизации на основе двух фазово-сопряженных пилот-сигналов. В [11] для системы 5G NR предложена схема оценки СЧД в режиме установления связи, основанная на измерении временного интервала между двумя OFDM-символами сигнала первичной синхронизации.

Данная работа является развитием подхода, предложенного в [12], [13], [14], для случая синхронизации приемника 5G-системы в режиме отслеживания. Предлагаемый метод оценки величины смещения частоты дискретизации основан на использовании параболической аппроксимации локальных областей вокруг корреляционных пиков на выходе детектора смещения начального символа.

Материал статьи состоит из пяти разделов (включая введение). Во втором разделе представлено ограничение метода предложенного в [12], [13] для компенсации эффекта смещения частоты дискретизации. Третий раздел посвящен математическому описанию процедуры оценки смещения начального символа в системе 5G. В разделе четыре обсуждается предложенный метод оценки смещения частоты дискретизации. Раздел 5 представляет собой заключение.

1. Ограничение метода коррекции СЧД

В [12] разработан новый метод коррекции малых смещений частоты дискретизации, который не требует оценки величины смещения. Этот метод основывается на том, что уровень межканальной интерференции из-за малых СЧД может рассматриваться как некоторый аддитивный шум и задача коррекции эффекта от СЧД сводится к задаче поворота модуляционного созвездия. Как было отмечено в [13], ухудшение SNR из-за СЧД пропорционально индексу поднесущей и величине SNR. Аналитически определить пороговое значение ζ_{th} , которое отделяет малые значения СЧД (межканальными помехами можно пренебречь), от больших значений СЧД (межканальную интерференцию необходимо учитывать, а метод коррекции поворота фаз недостаточен для компенсации эффекта от СЧД) не представляется возможным. Определим это пороговое значение в численных экспериментах.

В первой серии экспериментов определим значение SNR, при котором пропускная способность системы достигает 100%. На рис. 1 приведена зависимость пропускной способности в нисходящем канале PDSCH от SNR. Расстояние между поднесущими равно 15 КГц. Основные параметры моделируемого сигнала представлены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры моделируемого сигнала

Ширина полосы пропускания	10 МГц	25 МГц	40 МГц
Количество используемых поднесущих	624	1596	2592
Частота дискретизации	15,36 МГц	30,72 МГц	61,44 МГц
Количество отсчетов в слоте	15360	30720	61440

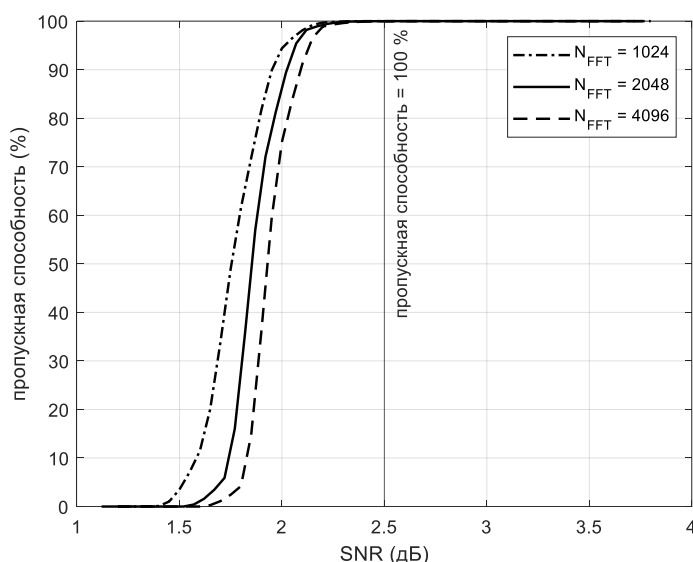


Рис. 1. Зависимость пропускной способности системы связи от SNR

Из результатов численных экспериментов на рис. 1 видно, что при $SNR = 2,5$ дБ пропускная способность достигает 100 %. В следующей серии экспериментов, при различном количестве используемых поднесущих и $SNR = 2,5$, внесём смещение частоты дискретизации в моделируемые сигналы и компенсируем поворот фазы модуляционных символов с помощью метода предложенного в [12]. Определим значения СЧД, при которых потери в пропускной способности составляют менее 10%. Результаты этой серии представлены на рис. 2. Эти результаты можно рассматривать как зависимость порогового значения ζ_{Th} от количества используемых поднесущих.

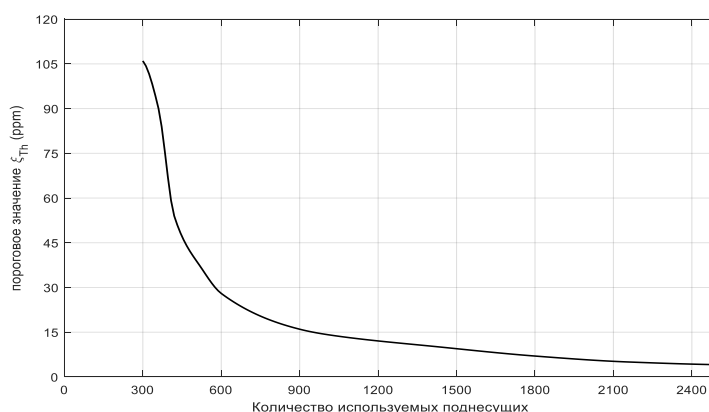


Рис. 2. Зависимость порогового значения ζ_{Th} от количества используемых поднесущих

Из рис. 2 видно, что при увеличении количества используемых поднесущих пороговое значение уменьшается и составляет менее 10 ppm для 1500 поднесущих. Таким образом, можно говорить о том, что предложенный в [12] метод недостаточен для коррекции эффекта СЧД при большом количестве поднесущих. В следующем разделе рассмотрим существующий метод оценки смещения начального символа, предложим новую модификацию этого метода, которая послужит основой для нового метода оценки смещения частоты дискретизации.

2. Процедура оценки смещения начального символа в системе-5G

Сигналы DMRS (от англ. Demodulation Reference Signal) в 5G NR разработаны с учетом различных сценариев использования системы связи для оценки искажений в радиоканале. Согласно [1], для каждого слота в кадре и для каждого символа OFDM, можно сгенерировать уникальный опорный сигнал, содержащий взаимно некоррелированные псевдослучайные последовательности. Таким образом, опорные символы внутри кадра не коррелированы друг с другом. Кроме того, они не коррелированы с символами данных. Свойство уникальности символов DMRS позволяет оценивать время начала каждого передаваемого слота и кадра.

Предположим, что DMRS символы содержатся в l_s -м OFDM символе. Пусть передаваемые QAM символы состоят из N_q модуляционных символов данных $X_{l_s,k}$ и N_p DMRS символов $p_{l_s,k}$. За Λ обозначим набор индексов DMRS символов. Кроме того, пусть $\sigma_p^2 = E\left(\left|p_{l_s,k}\right|^2\right)$. Выражение для l_s -го передаваемого OFDM символа можно представить в виде двух сумм:

$$x_{l_s}(n) = \frac{1}{N} \left[\sum_{\substack{k=0 \\ k \notin \Lambda}}^{N-1} X_{l_s,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + \sum_{k \in \Lambda} p_{l_s,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right] = \\ = Q_{l_s}(n) + P_{l_s}(n),$$

где $0 \leq n < N$. Отсчеты DMRS-сигнала $p_{l_s, k}$ известны на приемной стороне, поэтому сигнал, описываемый вторым слагаемым, может быть воспроизведен в приемнике путем выполнения операции обратного ДПФ (дискретное преобразование Фурье) сетки ресурсов, содержащей все символы DMRS.

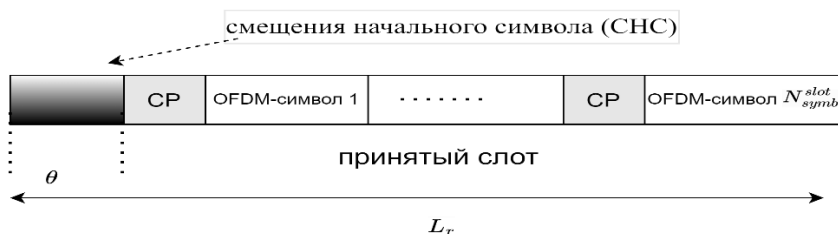


Рис. 3. Структура принятого слота с неизвестным временем символа

Пусть количество отсчетов в принятом сигнале $r_s(n)$ равно L_r , как показано на рис. 3. Эти отсчеты составляют один слот. Длина L_r определяется неизвестным временным смещением начального символа θ и длиной N_{slot}^{slot} OFDM символов. Обозначим совокупность отсчетов длиной L_r вектором $\mathbf{r}_s \triangleq [r_s(0), r_s(1), \dots, r_s(L_r - 1)]^T$. Необходимо определить правильное начало принимаемого сигнала $r_s(n)$. Как видно из рис. 3, принятый сигнал состоит из двух частей. Первая – это нежелательный сигнал длиной θ . Вторая – последовательность отсчетов, принадлежащих нужному слоту, длиной $L_r - \theta$.

Определим слот $p_s(n)$, который формируется из опорного сигнала $P_l(n)$, как $N_s N_{slot}^{slot} \times 1$ вектор $\mathbf{p}_s \triangleq [\mathbf{0}_{l_s-1}, \mathbf{p}_{l_s}, \mathbf{0}_{N_{slot}^{slot}-l_s}]^T$, где $\mathbf{0}_{l_s-1}$ – нулевой вектор длиной $l_s - 1$. Кросс-корреляция между принятым сигналом и известным опорным сигналом может быть записана в виде:

$$R_{r,p}(m) = \sum_{n=0}^{L_r-m-1} r_s(n+m) p_s^*(n), \quad (1)$$

где $0 \leq m \leq L_r - 1$. Для упрощения расчетов кросс-корреляции предположим, что длина циклического префикса $N_g \ll N$ и вклад CP можно не учитывать. В этом случае принятый сигнал содержит последовательные N_{slot}^{slot} OFDM символы и

$L_r = N_{\text{symp}}^{\text{slot}} N + \theta$. Без учета эффекта от СЧД (будет учтен в следующем разделе), принятый слот может быть представлен в следующем виде:

$$r_l(n) = \frac{1}{N} \cdot \left[\sum_{k=0}^{N-1} H_{l,k} X_{l,k} e^{\frac{j2\pi k(n-\theta)}{N}} \right] + w_{l,n}, \quad (2)$$

где $0 \leq n < N$ и $0 \leq l < N_{\text{symp}}^{\text{slot}}$ и $H_{n,k}$ – передаточная функция многолучевого канала на k -ой поднесущей и l -го OFDM-символа. Подставляя (2) в (1), можно получить следующее выражение:

$$\begin{aligned} R_{r,p}(m) &\approx \sum_{n=0}^{L_r-m-1} r_s(n+m) p_s^*(n) = \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{L_r-m-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{k' \in \Lambda} H_{l,k} X_{l,k} p_{l_s,k'}^* e^{\frac{j2\pi(k(n+m-\theta)-k'n)}{N}} \right]. \end{aligned}$$

Поскольку опорный сигнал $p_l(n)$ не зависит от сигналов $Q_l(n)$ и $w_{l,n}$, $\forall l \in [0, N_{\text{symp}}^{\text{slot}} - 1]$, значения кросс-корреляции равны нулю для всех значений m , кроме $m = \theta$.

$$\begin{aligned} &\begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} p_{l_s,k} p_{l_s,k'}^* = \sigma_p^2 \delta_{kk'} \\ \sum_{n=0}^{N-1} q_{l,k} p_{l_s,k'}^* = 0 \end{cases} \Rightarrow \\ R_{r,p}(m) &\approx \begin{cases} \frac{\sigma_p^2}{N^2} \left[\sum_{k \in \Lambda} H_{l_s,k} \right], & \text{при } m = \theta, \\ 0 & , \text{при } m \neq \theta. \end{cases} \quad (3) \end{aligned}$$

Как можно заметить, значения кросс-корреляции зависят от количества и мощности символов DMRS. В случае нескольких экземпляров DMRS на слот, все эти символы включаются в воспроизводимый опорный слот $p_s(n)$, и кросс-корреляцию (3) можно представить в виде суммы:

$$R_{r,p}(m) \approx \begin{cases} \sum_{l_s} \frac{\sigma_p^2}{N^2} \left[\sum_{k \in \Lambda} H_{l_s,k} \right], & \text{при } m = \theta, \\ 0 & , \text{при } m \neq \theta. \end{cases}$$

В результате, смещение начального символа можно оценить, как:

$$\hat{\theta} = \arg \max_m \left\{ |R_{r,p}(m)| \right\}.$$

Если при вычислении кросс-корреляция используются алгоритмы БПФ с вычислительной сложностью $O(N \log N)$, то сложность процедуры оценки смещения начального символа составляет $O(6 \times L \times \log 2L + 6L)$. Как можно заметить, вычислительная сложность этого метода очень высока из-за большой длительности сворачиваемых сигналов. Чтобы уменьшить сложность, предлагается минимизировать длину коррелируемых сигналов. В режиме отслеживания смещение начального символа не должно превышать длину циклического префикса [3]. Определим два входных вектора следующим образом. Первый – это $(K + N) \times 1$ вектор $\mathbf{r}_s^l = \left[r_s(l.N - \frac{K}{2} + 1), \dots, r_s(l.N + \frac{K}{2}) \right]^T$, который является частью принятого вектора \mathbf{r}_s . K – это количество отсчетов, соответствующее допустимому смещению (длине CP). Второй вектор – это $N \times 1$ вектор $\mathbf{p}_s^l = [P_l(1), P_l(2), \dots, P_l(N)]^T$, представляющий последовательность отсчетов известного опорного сигнала. Упрощенная схема предлагаемой процедуры оценки СНС показана на рис. 4. Как видно, длина коррелируемых сигналов уменьшаются до $K + NL$. Кроме того, разделение символов DMRS позволяет выполнять операцию кросс-корреляции параллельно для всех символов DMRS. Результирующий отклик коррелятора рассчитывается как сумма откликов согласованных фильтров для каждого DMRS-символа.

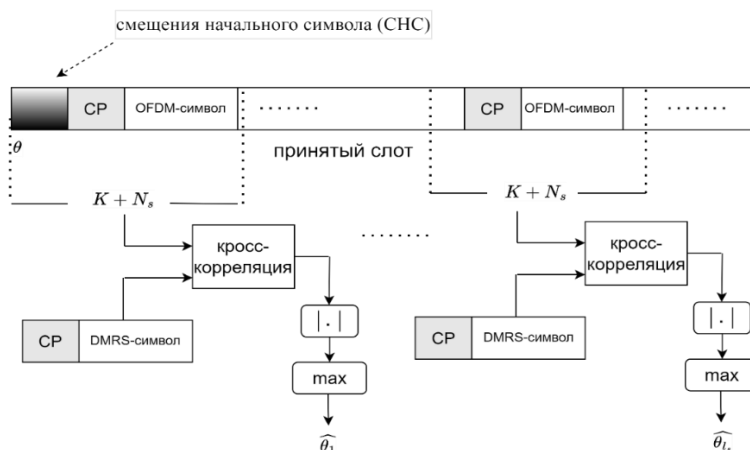


Рис. 4. Схема предлагаемого метода оценки СНС

3. Предлагаемый метод оценки СЧД

Традиционные методы измерения СЧД в частотной области (после ДПФ) наталкиваются на проблему разделения поворота фазы, вызванного СЧД, и поворота фазы, вызванного другими причинами (например, радиоканалом). Для того, чтобы обойти эту проблему предлагается производить оценку величины СЧД до ДПФ.

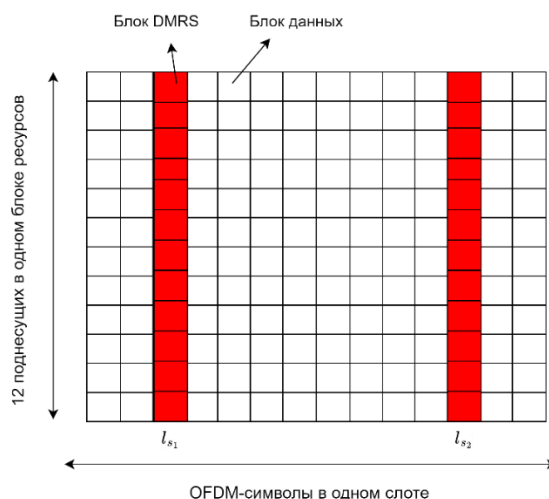


Рис. 5. Структура 5G слота с дополнительным DMRS-символом

Из-за смещения частоты дискретизации величиной ζ , интервал дискретного времени для l -го OFDM-символа изменяется на величину ζN_s и может быть определен как $[lN_s - \zeta N_s, (l+1)N_s - \zeta N_s)$.

Рассмотрим для примера случай передачи в нисходящем канале 5G с (полосой пропускания = 10 МГц, расстоянием между поднесущими = 15 КГц и обычным циклическим префиксом). Частота дискретизации составляет $F_s = 15.36$ МГц, а длина передаваемого слота равна 15360 отсчетам. Предположим, что смещение частоты $\zeta = \pm 75$ ppm ($\zeta = \pm 7.5 \times 10^{-5}$), тогда новая частота дискретизации $F'_s = F_s \pm (1.152 \text{ КHz})$, а длина дискретизированного принимаемого слота изменится на величину $\zeta L_{slot} = 1.152$. Таким образом, СЧД может изменять длину принимаемого сигнала. Этот эффект также называется дрейфом окна символа OFDM и может рассматриваться как долговременный

эффект, поскольку для изменения длины сигнала на одну выборку требуется длительное время.

Рассмотрим случай передачи двух символов DMRS, как показано на рис. 5, с номерами l_{s_1}, l_{s_2} OFDM-символов в передаваемом слоте. Временное расстояние между ними составляет D_s , и для узкополосного радиоканала (когда замирания одинаковы на всех поднесущих в течение интервала времени между двумя символами DMRS), оценка величины СЧД может быть получена в следующем виде:

$$\hat{\zeta} = \frac{\hat{\theta}_{s_2} - \hat{\theta}_{s_1}}{(l_{s_2} - l_{s_1})N_s},$$

где $\hat{\theta}_{s_1}$ и $\hat{\theta}_{s_2}$ – оценочные значения СНС первого и второго DMRS-символов соответственно. На рис. 6 показаны результаты кросс-корреляции DMRS-сигналов при оценке СНС, когда СЧД равен 75 ppm. Можно отметить, что расстояние между двумя пиками равное 1 отсчету обусловлено влиянием СЧД. Предлагаемый метод основан на измерении временного интервала между двумя кросскорреляционными пиками. Для более высокой точности необходимо оценивать временной интервал с дискретом, меньшим периода дискретизации сигнала. В рассматриваемом примере длина одного слота изменилась на 1,152 отсчета из-за СЧД = 75 ppm. Длительность сигнала между двумя символами DMRS должна измениться на 0,74 отсчета при $D_s = 9$.

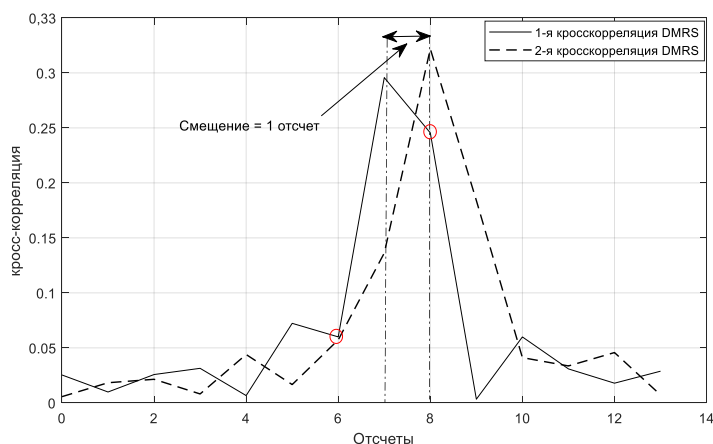


Рис. 6. Выход кросс-корреляции при СЧД = 75 ppm

Для повышения точности предлагается использовать аппроксимацию локальной области вокруг максимального пика корреляционной функции. В данной работе используется параболическая аппроксимация вокруг максимума величины кросс-корреляции [15], как на рис. 7. Измеренное расстояние составляет 0,732 от шага дискретизации и близко к реальному значению (0,74).

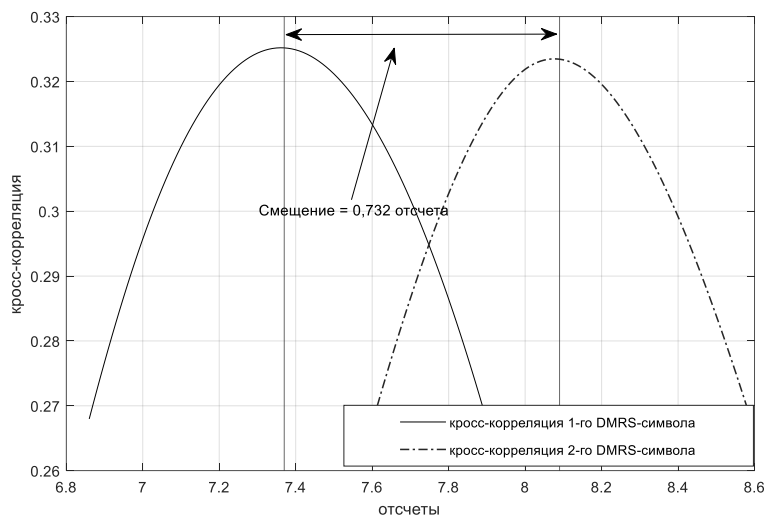


Рис. 7. Выход кросс-корреляции при СЧД = 75 ppm после аппроксимации

Проверка эффективности предложенного метода оценки СЧД проводилась в серии численных экспериментов. Параметры, используемые при численном моделировании, приведены в Таблице 2. Эксперименты проводились для различных моделей радиоканалов: AWGN, TDLA30-10 (максимальная доплеровская частота составляет 10 Гц, а разброс задержек – 30 нс) и TDLC300-100 (максимальная доплеровская частота составляет 100 Гц, а разброс задержек – 300 нс) [16].

Таблица 2. Параметры численных эксперимента предложенного метода оценки СЧД

Параметр	Значение
Ширина полосы пропускания	10 MHz
Расстояние между поднесущими	15 KHz
полезные поднесущие	624
Размер окна БПФ	1024
Частота дискретизации	15.36 MHz

Положение первого символа DMRS	2
положение дополнительного DMRS	11
Тип модуляции	QPSK
Модель канала	AWGN, TDLA 30-10, TDLC 300-100

Результаты численных экспериментов приведены на рис. 8. По оси ординат на графике отложен результат оценки СЧД. По оси абсцисс отложены номера слотов, по DMRS-сигналам в которых проводилась оценка. Таким образом, каждая кривая показывает эволюцию оценки СЧД во времени. Как видно из графика, для всех значений СЧД (10, 40, 75, 120, 150 ppm) результат оценки быстро сходится к истинному значению. Если, как в [17], установить порог сходимости равным 5 ppm, то предложенный метод оценки сходится на 5-м слоте для СЧД, равных 40 и 75 ppm, и сходится на 2-м слоте для СЧД, равных 120 и 150 ppm.

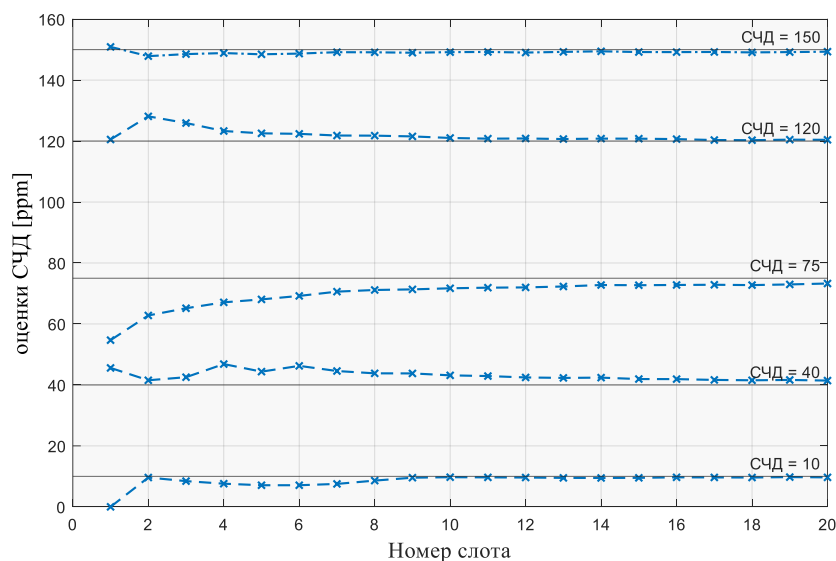


Рис. 8. Эволюция оценки СЧД во времени в канале AWGN

На рис. 9 показаны зависимость среднеквадратического отклонения оценки СЧД от отношения сигнал/шум для моделей каналов AWGN, TDLA30-10 и TDLC300-100 когда СЧД составляет 100 ppm. Как видно, ошибка предложенного метода оценки величины СЧД меньше, чем 1 ppm для всего диапазона SNR при моделях каналов AWGN и TDLA30-10.

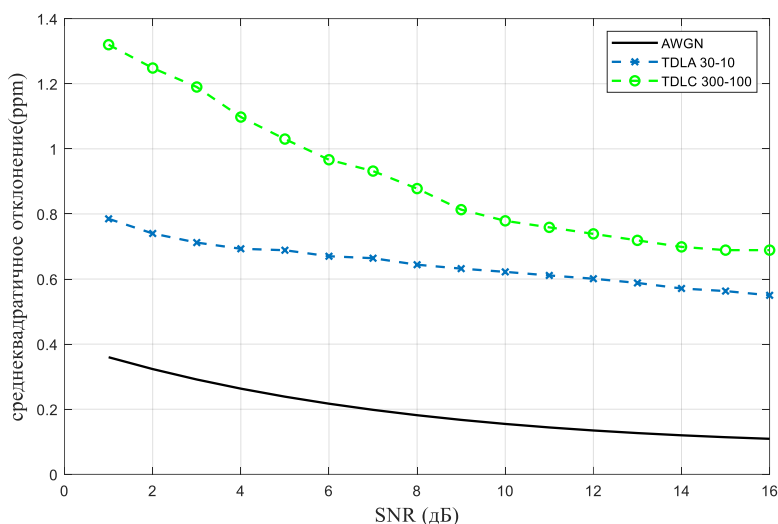


Рис. 9. Зависимость среднеквадратического отклонения оценки СЧД от SNR

После оценки величины СЧД необходимы методы коррекции смещения частоты дискретизации. Самым очевидным решением здесь является передискретизация сигнала во временной области. Однако этот метод требует больших вычислительных затрат. Второй метод основывается на возврате значения СЧД в аналого-цифровой преобразователь системы приемника для корректировки частоты дискретизации. Такой подход существенно увеличивает стоимость приемной аппаратуры. Третий метод основан на повороте модуляционного созвездия в спектральной области после ДПФ.

Заключение

В статье приведены методы временной синхронизации в системе 5G для режима отслеживания. Для снижения сложности существующего метода оценки СНС предложена модификация алгоритма, в которой кросс-корреляция вычисляется параллельно для каждого символа DMRS. Кроме того, вычисление кросс-корреляции для каждого сигнала DMRS позволяет разработать новый метод оценки смещения частоты дискретизации СЧД, основанный на оценке временного интервала между двумя последовательными DMRS сигналами на выходе согласованного фильтра.

Литература

1. ETSI TS 138 211 V15.2.0 Technical specification, Release 15 // European Telecommunications Standards Institute. – Sophia Antipolis, 2018. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3213>.
2. Yin J. L. et al. A novel network resolved and mobile assisted cell search method for 5G cellular communication systems // IEEE Access. – 2022. – V. 10. – P. 75331–75342. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3191357>.
3. ETSI TR 138 912 V15.0.0 Technical specification, Release 15 // European Telecommunications Standards Institute. – Sophia Antipolis, 2018. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3213>.
4. Nogami H., Nagashima T. A frequency and timing period acquisition technique for OFDM systems // Proceedings of 6th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications IEEE. – 1995. – V. 27. – P. 1010–1015. <https://doi.org/10.1109/PIMRC.1995.477096>.
5. Van de Beek J. J., Sandell M., Borjesson P. O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems // IEEE transactions on signal processing. – 1997. – V. 45. – P. 1800–1805. <https://doi.org/10.1109/78.599949>.
6. Del Castillo-Sanchez E. et al. Joint time, frequency and sampling clock synchronization for OFDM-based systems // 2009 IEEE Wireless Communications systems and Networking Conference. – 2009. – P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/WCNC.2009.4917776>.
7. Briggs E., Nutter B., McLane D. Sample clock offset detection and correction in the LTE downlink // Journal of Signal Processing Systems. – 2012. – V. 69. – P. 31–39. <https://doi.org/10.1007/s11265-011-0643-5>.
8. Yuan J., Torlak M. Joint CFO and SFO estimator for OFDM receiver using common reference frequency // IEEE Transactions on Broadcasting. – 2016. – V. 62. – №. 1. – P. 141–149. <https://doi.org/10.1109/TBC.2015.2492470>.

9. Sliskovic M. Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in OFDM Systems // Proceedings of the IEEE. – 2001. – P. 437–440. <https://doi.org/10.1109/ICECS.2001.957773>.
10. Chen B., Wang H. Blind estimation of OFDM carrier frequency offset via oversampling // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2004. – V. 52. – №. 7. – P. 2047–2057. <https://doi.org/10.1109/TSP.2004.828899>.
11. Jung Y. A. et al. Sampling Frequency Offset Estimation Scheme for CP-OFDM based NR side link System // Proceedings of the IEEE. – 2022. – P. 705–707. <https://doi.org/10.1109/ICTC55196.2022.9952475>.
12. Пономарев О. Г., Асаф М. Компенсация смещения частоты дискретизации в восходящем канале системы сотовой связи пятого поколения // Электросвязь. – 2021. – № 10. – С. 53–59.
13. Assaf M. Sample Clock Offset Compensation in the fifth-generation new radio Downlink / M. Assaf, O. G. Ponomarev // Journal of Physics: Conference Series. – 2021. – V. 1889. – P. 222–233. <https://doi.org/10.1088/1742-596/1889/2/022091>.
14. Assaf M., Ponomarev O. G. Efficient and Low Complexity Frequency Synchronization in NR-5G Downlink // 2023 25th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation. – 2023. – P. 1–6. <https://doi.org/10.1109/DSPA57594.2023.10113363>.
15. McCormick M. M., Varghese T. An approach to unbiased subsample interpolation for motion tracking // Ultrasonic imaging. – 2013. – V. 35. – №. 2. – P. 76–89. <https://doi.org/10.1177/0161734613476176>.
16. ETSI TR 138 901 V16.1.0 Technical specification, Release 16 // European Telecommunications Standards Institute. – Sophia Antipolis, 2020. – URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3173>.
17. Dantas C. F., Castro D., Panazio C. M. On enhancing the pilot-aided sampling clock offset estimation of mobile OFDM systems // Journal of Communication and Information Systems. – 2016. – V. 31. – P. 108–117. <https://doi.org/10.14209/jcis.2016.10>.

Для цитирования:

Асаф М., Пономарев О.Г. Временная синхронизация в системе мобильной радиосвязи пятого поколения. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №7.
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.7.10>