

Повышение точности синхронизация OFDM сигнала во временной области

И. А. Батырев^{1,2}, В. А. Майстренко¹

¹ Омский государственный технический университет

² Омский научно-исследовательский институт приборостроения

Аннотация: В данной статье представлен обзор и анализ основных методов синхронизации OFDM-сигнала по циклическому префиксу (ЦП) и тренировочному символу. Приведены результаты моделирования методов синхронизации по ЦП, показана эффективность рассмотренных методов в канале АБГШ. Даны рекомендации по снижению дисперсии полученных оценок за счет использования усреднения. Рассмотрены методы синхронизации по тренировочному символу. Предложена новая структура тренировочного символа, взвешенного псевдослучайным кодом, и метод оценки частотно-временного сдвига на его основе. Новая структура тренировочного символа обеспечивает возможность более эффективной совместной оценки смещения частоты и времени OFDM-сигнала в многолучевом канале связи ITU-R M.1225 по сравнению с наиболее известными методами.

Ключевые слова: OFDM, оценка смещения времени, оценка смещения частоты, синхронизация, тренировочный символ, циклический префикс.

Для цитирования: Батырев И. А., Майстренко В. А. Повышение точности синхронизация OFDM сигнала во временной области // Вестник СибГУТИ. 2025. Т. 19, № 2. С. 64–80.
<https://doi.org/10.55648/1998-6920-2025-19-2-64-80>.



Контент доступен под лицензией
Creative Commons Attribution 4.0
License

© Батырев И. А., Майстренко В. А., 2025

Статья поступила в редакцию 01.09.2024;
переработанный вариант – 14.10.2024;
принята к публикации 29.11.2024.

1. Введение

В настоящее время в России, как и во всем мире, активно расширяется область применения цифровых технологий в действующих и перспективных системах радиосвязи и телерадиовещания. Повышенный интерес в данной области проявляется к системам с ортогональным частотным разделением каналов – OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) [1, 2]. Использование данной технологии позволяет обеспечить высокие скорости передачи дискретной информации, с низким уровнем или полным отсутствием межсимвольной интерференции, а также обеспечить высокую устойчивость к ошибкам в условиях частотно-селективных замираний [3–6]. Технология OFDM используется в таких стандартах, как Digital Radio Mondiale (DRM), Digital Video Broadcasting (DVB), Long Term Evolution (LTE), Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) и др. [7–10]. Еще одним перспективным направлением применения OFDM является современная авиационная связь, а также связь с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) [11].

Несмотря на широкое применение технологии OFDM, существует значительное количество проблем, одной из которых является проблема высокоточной частотно-временной синхронизации OFDM сигнала в условиях замираний, вызванных многолучевым распространением сигнала [1, 3, 4]. Необходимость применения синхронизации обусловлена

дрейфом частоты опорных генераторов в приемнике и передатчике, а также изменением задержки распространения сигнала из-за изменения протяженности пути сигнала [1, 4]. В настоящее время известны различные методы синхронизации, однако в большей части из них рассматриваются только общие теоретические подходы, зачастую требующие чрезмерных аппаратных ресурсов для реализации. Использование данных алгоритмов в условиях частотно-селективных замираний и эффекта Доплера не обеспечивает высокой точности, что приводит к нарушению ортогональности и межсимвольной интерференции.

Целью данной статьи является проведение сравнительного анализа существующих методов совместной оценки частотного и временного положения OFDM сигнала, а также разработка методов повышения их точности.

2. Влияние смещения времени и смещения частоты несущей на качество приема OFDM сигнала

В основе приема и передачи OFDM-сигнала лежит прямое и обратное преобразование Фурье, соответственно. В связи с чем для корректной демодуляции и декодирования сигнала необходимо точно определить начало OFDM символа.

В зависимости от расположения предполагаемой начальной точки символа OFDM, эффект смещения может быть различным. Существует несколько возможных случаев оценки начала OFDM символа, показанных на рисунке 1 [12].

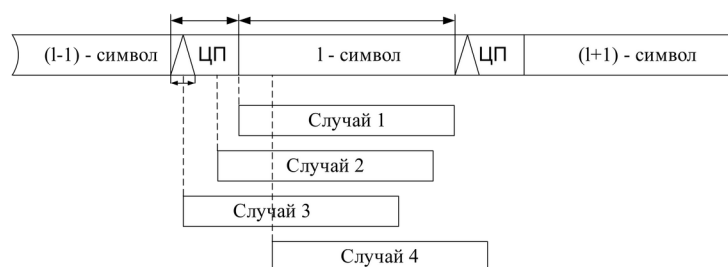


Рис. 1. Случаи оценки начала OFDM символа

В первом случае начальная точка OFDM символа совпадает с началом символьного интервала. В этом случае OFDM символ может быть идеально восстановлен, без каких-либо помех.

Во втором случае оцениваемая точка начала символа находится перед началом символа в области циклического префикса (ЦП), но после отклика канала от символа $(l-1)$. В этом случае не возникает межсимвольная интерференция (МСИ), однако возникает фазовый сдвиг, который приводит к повороту созвездия. Это означает, что чем больше циклический префикс, тем большую временную ошибку система может допустить.

В третьем случае оценка точки начала OFDM символа l находится на отклике канала с предыдущим символом OFDM $(l-1)$. В этом случае возникает межсимвольная (МСИ) и межканальная (МКИ) интерференция.

В четвертом случае сигнал в окне БПФ состоит из части текущего OFDM символа и следующего за ним, что приводит к возникновению МКИ из-за нарушения ортогональности и МСИ от следующего символа.

Результаты моделирования для первого, второго, третьего и четвертого случая представлены на рисунке 2 (а), (б), (в) и (г) соответственно.

Из проведенного анализа влияния смещения времени OFDM сигнала можно сделать вывод о том, что для временной синхронизации не обязательно точно определять начало полезной части OFDM символа, достаточно попадать в область, свободную от МСИ, благодаря циклическому префиксу сигнал может быть безошибочно принят, а возникающий фазовый сдвиг может быть скомпенсирован.

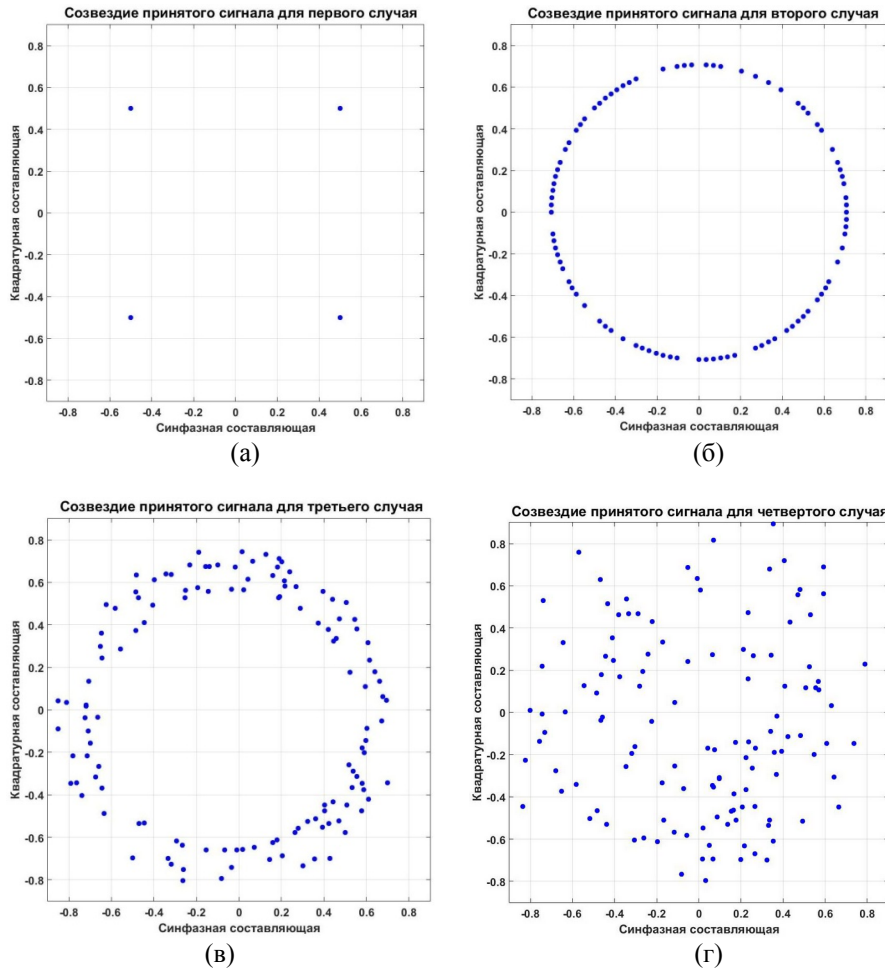


Рис. 2. Результаты моделирования принятого сигнального созвездия

Несовпадение частот опорных генераторов в передатчике и приемнике, а также наличие эффекта Доплера при подвижной связи приводят к сдвигу несущей частоты принимаемого сигнала [13]. В принимаемом сигнале $y[n]$ это вызывает сдвиг фазы:

$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H[k] X[k] e^{j2\pi n(k+\varepsilon)/N} + w[n],$$

где $\varepsilon = \frac{f_\varepsilon}{\Delta f}$ – нормированное смещение частоты несущей, равное отношению сдвига частоты несущей f_ε к расстоянию между подканалами Δf ; $H[n]$ – импульсная характеристика канала; $w[n]$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ); N – длина символа в отсчетах.

Сдвиг несущей частоты можно представить в виде двух частей: ε_i , кратного расстоянию между подканалами, и остатка ε_f :

$$\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f$$

При сдвиге несущей частоты на ε_i не нарушается ортогональность и, таким образом, не возникает МКИ, однако это делает демодуляцию невозможной, так как неправильно извлекается информация из подканалов.

В [13] приведено соотношение, позволяющее определить величину максимального ухудшения ОСШ (отношение сигнал/шум) $\Delta\gamma_{\max}$ для каждого конкретного его значения γ в канале АБГШ при заданной величине ε_f (рис. 3):

$$\varepsilon_f < \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\gamma} \left(1 - \frac{1}{\Delta\gamma_{\max}} \right)}.$$

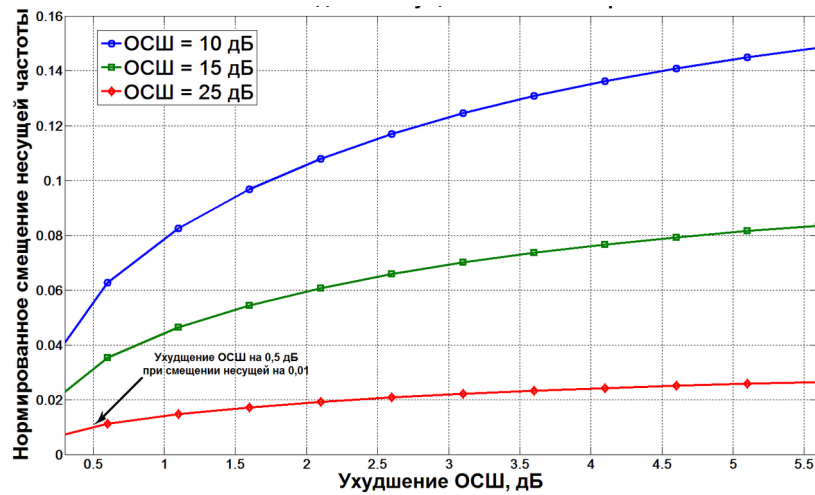


Рис. 3. Влияние сдвига несущей частоты на качество принимаемого сигнала

Из результатов анализа влияния сдвига частоты несущей на качество принимаемого OFDM сигнала можно сделать вывод о том, что для пренебрежимо малого ухудшения ОСШ сдвиг частоты не должен превышать $\approx 1\%$ от расстояния между поднесущими.

3. Методы синхронизации OFDM сигнала во временной области

Существуют различные методы оценки смещения OFDM сигнала по времени и по частоте. Одним из таких способов является оценка положения циклического префикса (ЦП) OFDM символа [14-15]. На рисунке 4 представлен OFDM-сигнал, состоящий из трех символов $[n-1, n, n+1]$, поиск временного положения ЦП осуществляется при помощи двух окон слежения A1 и A2 длительностью N_g отсчетов, сдвинутых на расстояние N_{FFT} друг относительно друга.

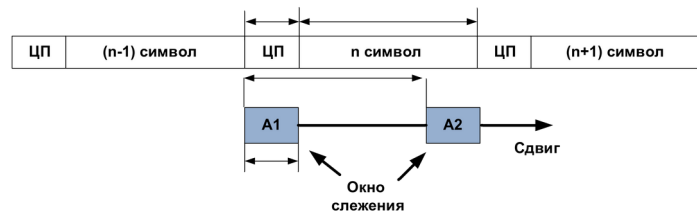


Рис. 4. Диаграмма, поясняющая технику оценки положения OFDM символа с использованием скользящих окон слежения A1 и A2

Существуют различные методы поиска временного положения ЦП, основанные на:

- 1) поиске минимума разницы между блоками выборки A1 и A2 [16];
- 2) поиске минимума квадрата разности между блоком выборки A1 и комплексно-сопряженной выборкой A2 [17];
- 3) поиске максимума автокорреляции между блоками выборки A1 и A2.

В продолжение развития метода (3) в 1996 году был предложен оптимальный алгоритм оценки в работе Ж. Ж. Ван де Бик (Van de Beek. J.J.) [18]. Данный алгоритм предполагает поиск экстремума функции правдоподобия:

$$\hat{\delta}_{ML} = \arg \max_{\delta} (R(\delta))$$

где: $R(\delta) = |\gamma[\delta]| - \rho E[\delta]$,

$$\gamma[\delta] = \sum_{k=\delta}^{N_g-1+\delta} y[k] y[k+N_{FFT}],$$

$$E[\delta] = \frac{1}{2} \sum_{k=\delta}^{N_g-1+\delta} \{|y[k]|^2 + |y[k+N_{FFT}]|^2\},$$

$$\rho = \gamma / (\gamma + 1),$$

γ – отношение сигнал / шум (ОСШ) в размах.

Смещение частоты несущей для рассмотренных методов определяется разностью фаз в точке предполагаемого начала символа OFDM:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2\pi} \arg\left(\sum_{k=\hat{\delta}}^{N_g-1+\hat{\delta}} y_l[k] y_l^*[k+N_{FFT}]\right)$$

Из формулы видно, что значение сдвига частоты несущей пропорционально фазе в точке начала полезной части OFDM-символа. Так как функция арктангенса определена на интервале $(-\pi, \pi]$, то диапазон оценки ε может составлять не более чем половину расстояния между поднесущими.

Для оценки эффективности методов синхронизации по ЦП использовался OFDM-сигнал параметры которого приведены в таблице 1.

Таблица 1. Параметры OFDM-сигнала

Наименование параметра	Значение параметра
Основание БПФ N_{FFT} , отсчеты	1024
Частота дискретизации F_s , кГц	48
Нормированное смещение частоты сигнала, ε	0,4
Длительность символа без циклического префикса T_u , мс	$21\frac{1}{3}$
Длительность циклического префикса T_g , мс	$5\frac{1}{3} : 2\frac{2}{3}$
T_g / T_u	1/4; 1/8

В качестве критерия оценки эффективности методов была выбрана оценка СКО начала полезной части символа от ее истинного значения. Расчет СКО проводился для 4000 символов OFDM в зависимости от ОСШ в канале АБГШ. Смещение времени начала OFDM символа δ моделировалось через уход частоты тактирования АЦП. Так, при частоте тактирования $F_s = 48$ кГц и стабильности генератора $\Delta = 50$ ppm OFDM символ смещался на $\Delta n = F_s \cdot \Delta = 2,4$ отсчета в секунду. Результаты моделирования для данных условий представлены на рис. 5.

Для повышения точности оценки корреляционных методов было предложено использование экспоненциального усреднения (exponential moving average – англ. ЕМА) фильтром БИХ первого порядка [19], который производит усреднение результата корреляции для каждого символа следующим образом:

$$x_n(k) = \alpha y_n(k) + (1 - \alpha) x_{n-1}(k),$$

где: $x_n(k)$ – текущий выходной отсчет k усредненной корреляционной функции ЦП для символа n ,

$y_n(k)$ – входной отсчет результата корреляции ЦП для символа n ,

$x_{n-1}(k)$ – отсчет k для результата усреднения корреляционной функции ЦП символа с номером $n - 1$,

α – постоянный весовой коэффициент от 0 до 1.

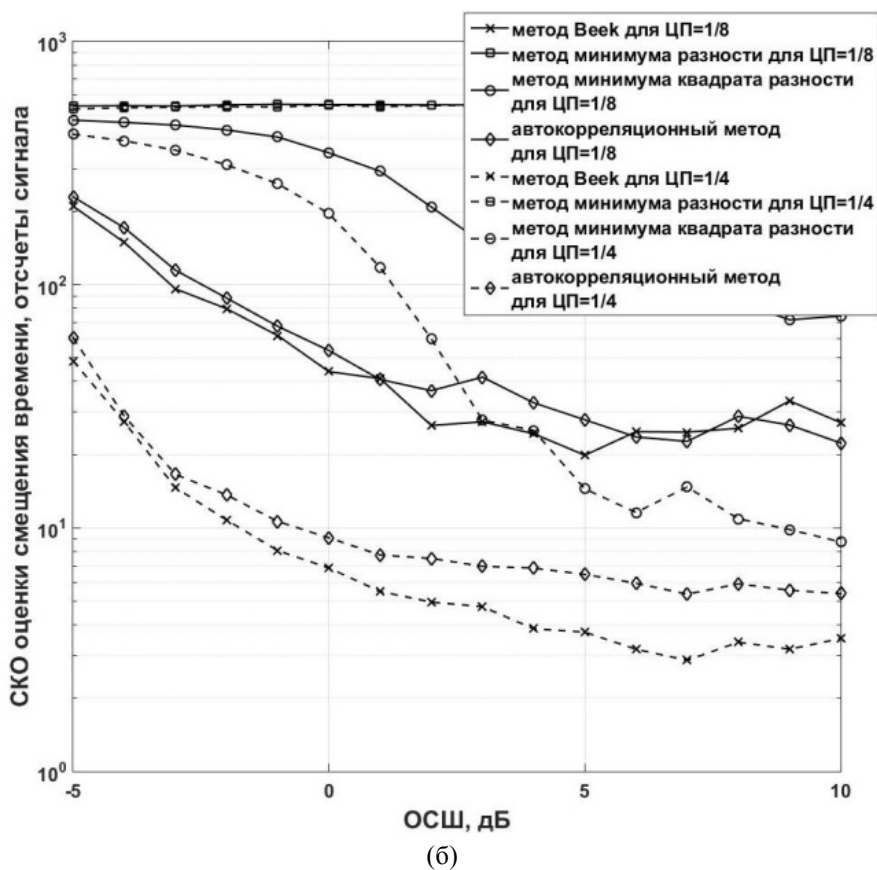
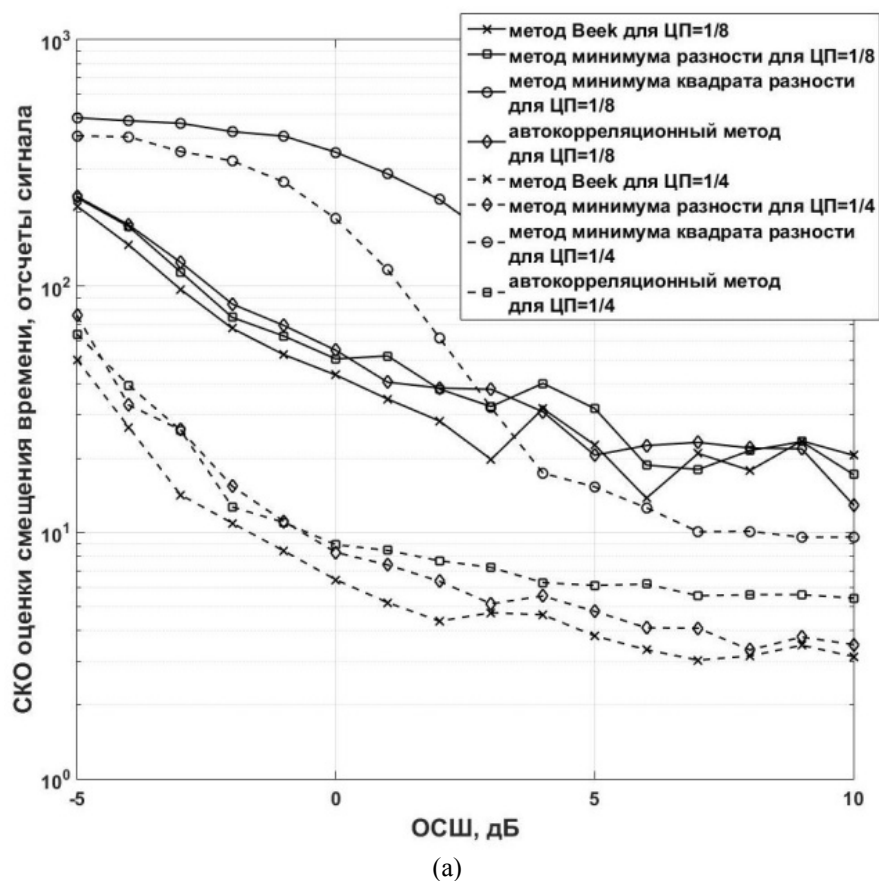
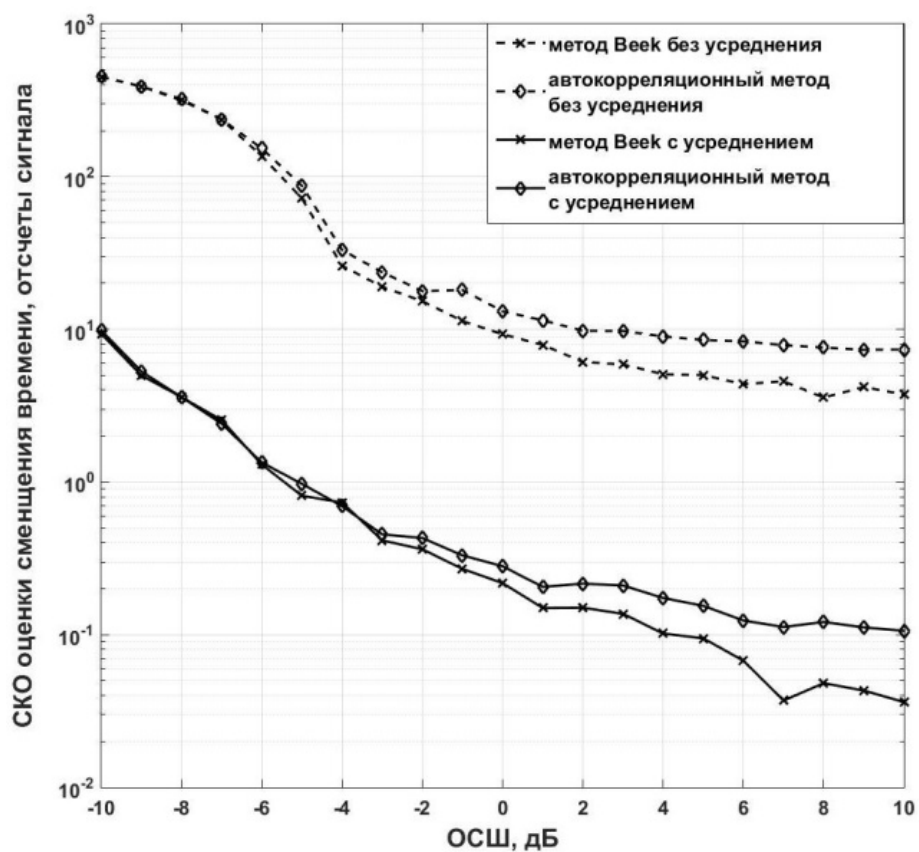
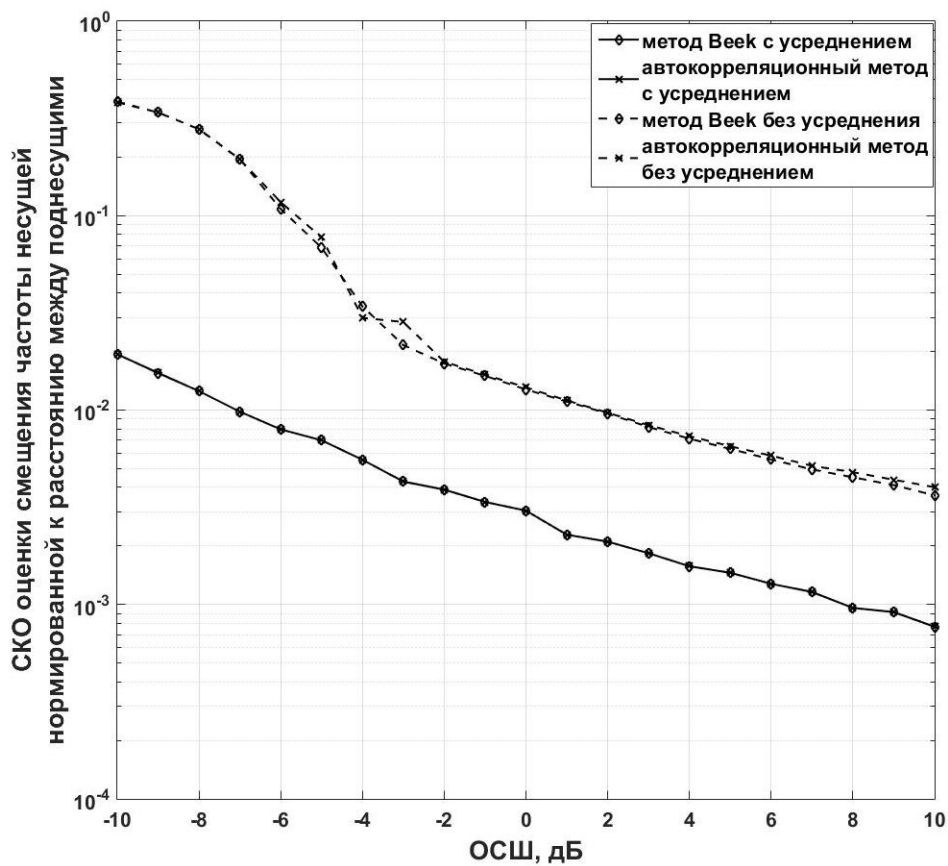


Рис. 5. График зависимости СКО оценки смещения времени сигнала от ОСШ в канале для ЦП 1/4 и 1/8 от длины полезной части символа: без смещения частоты несущей (а) и со смещением частоты несущей (б)



(а)



(б)

Рис. 6. График зависимости СКО оценки смещения времени в отсчетах сигнала (а) и зависимости СКО оценки смещения частоты несущей, нормированной к расстоянию между поднесущими (б), от ОСШ в канале с усреднением результатов корреляции при $\alpha = 0,1$.

Такое усреднение является оптимальным с точки зрения вычислительных затрат и объема занимаемой памяти, так как требует хранить только текущий результат корреляции и усредненный результат корреляции для предыдущих символов. Степень подавления шума задается весовым коэффициентом α .

$$\alpha = \frac{2}{1 + N},$$

где N – количество символов, используемых для усреднения.

Чем меньше α , тем сильнее подавляется шум входного сигнала, но при этом блок усреднения медленнее реагирует на его изменение. Для достижения компромисса между подавлением шума и скоростью установления сигнала на выходе можно использовать в начале работы большое значение α , так что выходной сигнал принимает сразу не нулевое значение, после чего с течением времени уменьшать его для достижения требуемого подавления шума. Значение коэффициента α в многолучевых каналах с замираниями выбирается, исходя из длительности времени когерентности канала. Далее в качестве примера будет использоваться значение $\alpha = 0,1$.

На рис. 6 представлены результаты моделирования СКО оценки смещения времени и смещения частоты несущей для автокорреляционного метода и метода Beek с усреднением и без для длины циклического префикса, равной $\frac{1}{4} N_{FFT}$.

Моделирование корреляционных методов синхронизации в АБГШ канале с использованием экспоненциального усреднения с весовым коэффициентом, равным 0,1, показало, что при ОСШ выше –5 дБ погрешность оценки временного положения сигнала не превышает один отсчет, что составляет менее 0,1 % от длительности сигнала, а погрешность оценки сдвига по частоте составляет не более 1 % от расстояния между поднесущими.

Стабильность и точность методов, основанных на корреляции ЦП, зависит от его длительности, что является с некоторой точки зрения недостатком. Однако существуют корреляционные методы, где для синхронизации выделяется целый символ, который называется тренировочным и периодически повторяется при передаче сигнала. В отличие от методов, основанных на использовании циклического префикса, данные методы включают в себя накладные расходы для передачи тренировочных символов, но при этом они являются более устойчивыми к многолучевому распространению в канале.

Суть данных методов заключается в использовании одного или нескольких символов с повторяющейся структурой (рис. 7). Структура символов известна как на передающей, так и на приемной стороне, благодаря чему приемник может оценить и скомпенсировать временной и частотный сдвиг, используя корреляционные методы оценки.

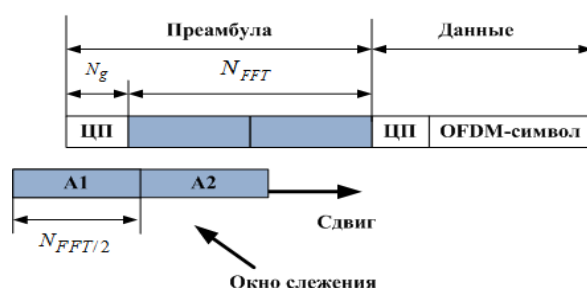


Рис. 7. Диаграмма, поясняющая технику оценки положения OFDM символа по тренировочной последовательности, используя скользящие окна слежения A1 и A2.

Одним из первых алгоритмов оценки по тренировочному символу является алгоритм Шмидла и Кокса (англ. **SCA** – Schmidl and Cox algorithm), предложенный в 1997 году [20]. Основываясь на алгоритме **SCA**, в 2000 году был предложен метод оценки **Minn**, автором которого является Н. Minn [21]. В 2003 году была предложена структура тренировочного символа **Park**, а также метод оценки на ее основе, автором которого являлся В. Park [22]. В 2006 году была предложена структура тренировочного символа **GR**, а также метод оценки на

ее основе, автором которого являлся D.C. Seung [23]. В продолжение данного метода в 2006 году D.C. Seung была предложена структура тренировочного символа **Seung**, а также метод оценки на ее основе.

Все рассмотренные выше методы позволяют осуществить оценку временного и частотного положения сигнала, кроме метода **GR**. Данный метод не описывает способа оценки частотного сдвига, дополнительной информации по данному вопросу в публикациях найдено не было. В связи с чем для оценки смещения частоты по тренировочному символу **GR** было предложено использовать следующую формулу:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \arg(Q(\hat{d})), \text{ где}$$

$$Q(\hat{d}) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}/2-1} s_k s_{k+N_{FFT}/2}^* \cdot y^*(\hat{d}+k) \cdot y(\hat{d}+k+N_{FFT}/2).$$

Таким образом, было предложено использование метода **GR** для совместной оценки частотного и временного положения сигнала OFDM.

Анализ рассмотренных выше методов оценки по тренировочному символу показал, что все они имеют наличие боковых составляющих в метрике оценки временного положения сигнала, что оказывает существенное влияние на качество синхронизации при приеме сигнала с низким ОСШ.

Для устранения данного недостатка было предложено изменить структуру и алгоритм вычисления метрики, используя тренировочный символ, имеющий новую структуру, показанную на рис. 8, которая отличается от ранее известных тренировочных последовательностей [24, 25].

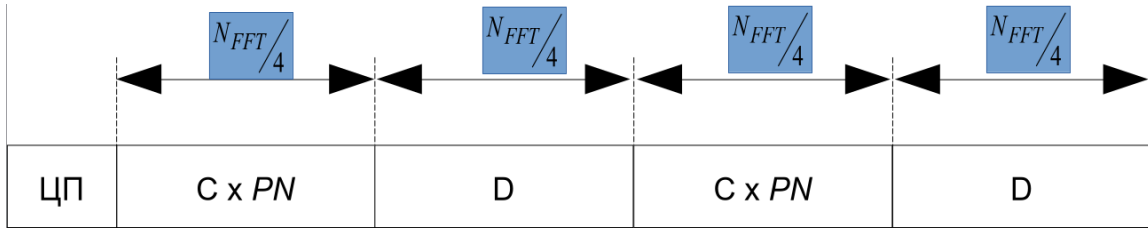


Рис. 8. Структура предлагаемого тренировочного символа

Здесь D является комплексно-сопряженной и симметричной последовательностью от последовательности. С длиной $N_{FFT}/4$. Последовательность С получена при помощи обратного преобразованием Фурье от периодической комплексной последовательности с постоянной амплитудой и нулевой автокорреляцией (далее CAZAC последовательность – Constant Amplitude Zero Auto-Correlation).

Для того, чтобы улучшить производительность оценки, необходимо произвести взвешивание тренировочного символа псевдослучайной последовательностью PN, принимающей значения +1 или -1.

Таким образом, вычисление метрики будет иметь следующий вид:

$$M(d) = \frac{|P(d)|}{(E(d))^2},$$

где $P(d) = M_1(d) M_2(d)$,

$$M_1(d) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}/4-1} PN(k) y(d+k) \cdot y(d+N_{FFT}/2-k),$$

$$M_2(d) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}/4-1} PN(k) y(d+N_{FFT}/2+k) \cdot y(d+N_{FFT}-k),$$

$$E(d) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}/4-1} |r(d+k)|^2.$$

Результат моделирования метрики $M(d)$ показан на рис. 9.

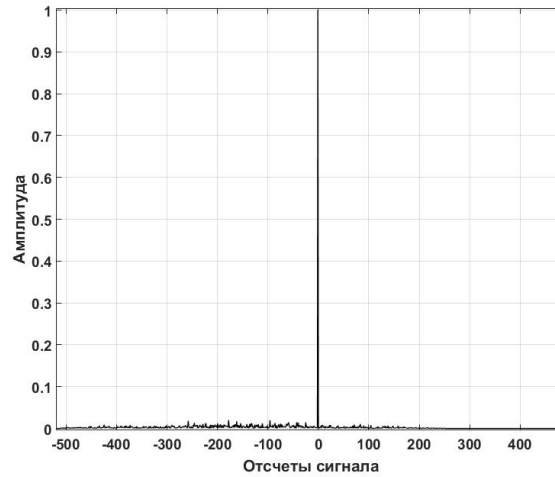


Рис. 9. Метрика $M(d)$ предложенного метода

Из рисунка видно, что метрика $M(d)$ имеет явно выраженный пик, положение которого соответствует смещению времени сигнала $\hat{d}$.

Результат моделирования свертки M1 и M2 представлен на рис. 10.

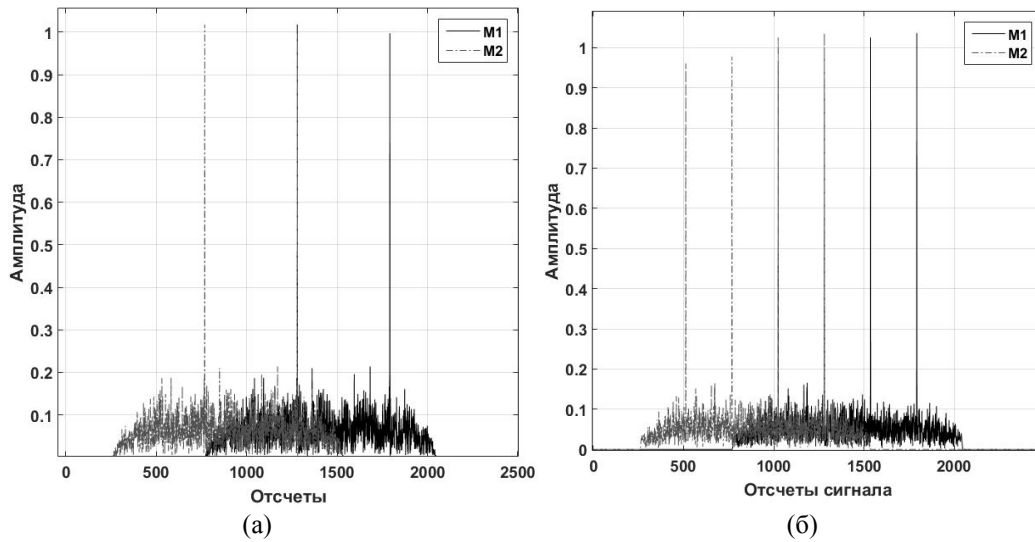


Рис. 10. Результат свертки M_1 и M_2 : с взвешиванием псевдослучайным кодом (а), без взвешивания псевдослучайным кодом (б)

Из рисунка 10 можно сделать вывод о том, что в данном методе избавиться от влияния циклического префикса позволяет перемножение сдвинутых на четверть периода результатов свертки M_1 и M_2 , однако при этом появляются побочные пики из-за периодичности структуры тренировочной последовательности (рис. 10 б). Данную проблему позволило решить взвешивание первого и третьего блока структуры псевдослучайной последовательностью PN (рис. 8), которая позволяет избавиться от побочных пиков и сконцентрировать отклик функции в узком диапазоне возможных оценок смещения времени сигнала (рис. 10 а).

Оценка смещения частоты для предложенного метода может быть вычислена следующим образом:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \arg(Q(\hat{d})),$$

$$\text{где } Q(\hat{d}) = \sum_{k=0}^{N_{FFT}/2-1} y^*(\hat{d}+k) \cdot y(\hat{d}+k+N_{FFT}/2).$$

Для оценки эффективности методов, основанных на тренировочной последовательности в канале с АБГШ, использовалась длительность OFDM-символа $N_{FFT} = 1024$ отсчета с длиной циклического префикса $N_g = 256$. В качестве критерия оценки эффективности методов измерялось значение СКО оценки смещения времени начала символа и СКО оценки смещения частоты несущей от их истинного значения. Расчет СКО осуществлялся для 4000 символов OFDM, в которых смещение времени начала d задавалось фиксированным значением. Результаты моделирования при данных условиях представлены на рис. 11–12.

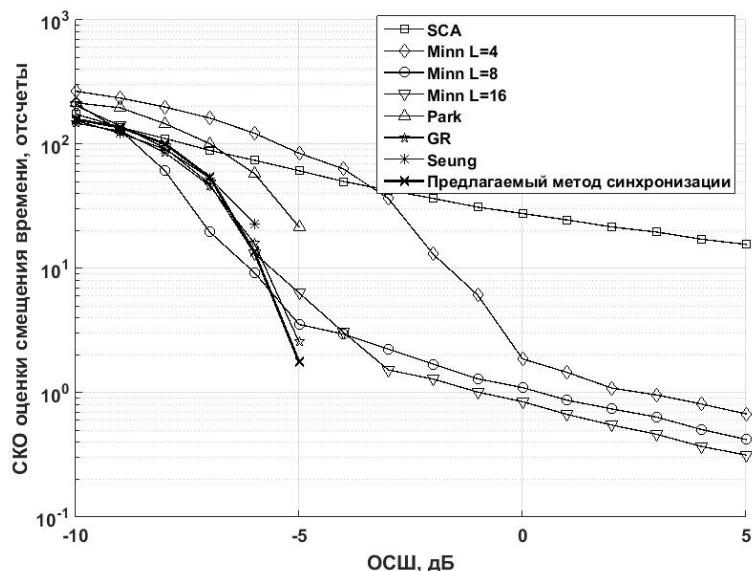


Рис. 11. График зависимости СКО оценки смещения времени начала символа от ОСШ

Из графика видно, что СКО оценки смещения времени предлагаемого метода принимает значение, близкое к нулю, при ОСШ > -5 дБ, такой же результат показал метод GR, Park и Seung.

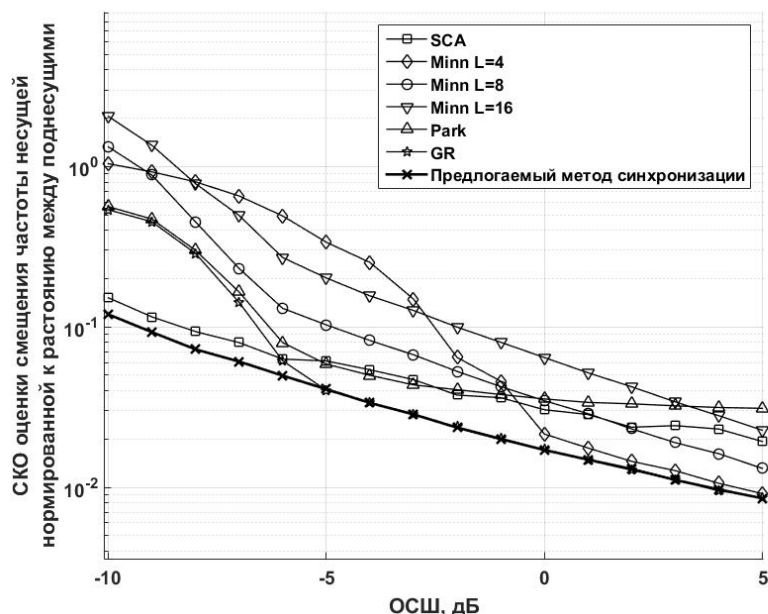


Рис. 12. График зависимости СКО оценки смещения частоты несущей от ОСШ

Приблизительно одинаковый результат оценки смещения частоты показали предлагаемый метод и предложенный метод оценки для **GR**, другие рассмотренные методы показали результат хуже. В качестве дальнейших экспериментальных исследований были выбраны параметры OFDM-сигнала в соответствии со стандартом Mobile WiMAX IEEE802.16e-2005 (таблица 2).

Таблица 2. Параметры OFDM-сигнала стандарта Mobile WiMAX IEEE802.16e-2005

Наименование параметра	Значение параметра
Основание БПФ N_{FFT} , отсчеты	1024
Частота дискретизации F_d , МГц	10
Ширина полосы пропускания сигнала F_{sig} , МГц	10
Нормированное смещение частоты сигнала, ε	0,4
Длительность символа без циклического префикса, мкс	102,4
Длительность циклического префикса, мкс	25,6
Длительность символа с циклическим префиксом, мкс	128

Параметры многолучевого канала связи задавались согласно рекомендациям ITU-R M.1225 для трех случаев приема сигнала (таблица 3) [26].

Таблица 3. Параметры модели канала ITU-R M.1225

Луч №		1	2	3	4	5	6
Канал №1	Относительная задержка, нс	0	50	110	170	290	310
	Средняя мощность, дБ	0	-3,0	-10,0	-18,0	-26,0	-32,0
	Тип доплеровского спектра	Равномерный					
Канал №2	Относительная задержка, нс	0	110	190	410	—	—
	Средняя мощность, дБ	0	-9,7	-19,2	-22,8	—	—
	Тип доплеровского спектра	Джейкса					
Канал №3	Относительная задержка, нс	0	310	710	1090	1730	2510
	Средняя мощность, дБ	0	-1,0	-9,0	-10,0	-15,0	-20,0
	Тип доплеровского спектра	Джейкса					

Моделирование проводилось с учетом доплеровского смещения частоты для несущей 2,5 ГГц. Результаты измерения СКО оценки смещения времени и частоты в канале №3 приведены на рис. 13–14.

Аналогичные зависимости были определены для канала № 1 и № 2, что позволило сделать вывод о том, что предлагаемая структура тренировочного символа для совместной оценки смещения частоты и времени OFDM-сигнала является более эффективной в условиях многолучевого распространения по сравнению с другими методами.

Из результатов моделирования для сигнала Mobile WiMAX в канале ITU-R M.1225 можно сделать вывод о том, что предлагаемый метод оценки частотно-временного сдвига OFDM-сигнала имеет более низкую дисперсию оценок смещения частоты по сравнению с рассмотренными методами. Точность оценки смещения частоты метода **SCA** близка к предлагаемому методу, однако точность оценки смещения времени метода **SCA** имеет более высокий уровень дисперсии. Также из графиков видно, что точность предлагаемого метода оценки частотно-временного сдвига **GR** выше, чем у метода **Park** и **Minn L = 16**.

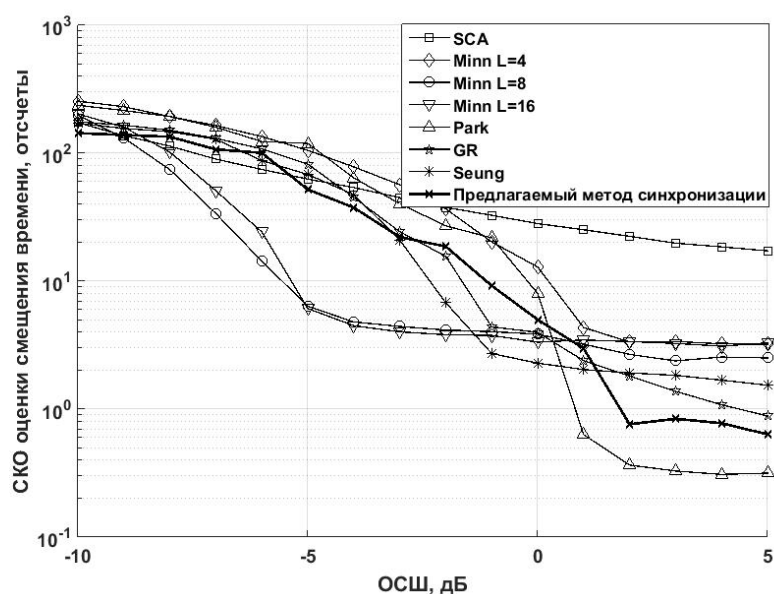


Рис. 13. График зависимости СКО оценки смещения времени начала символа в канале №3 от ОСШ

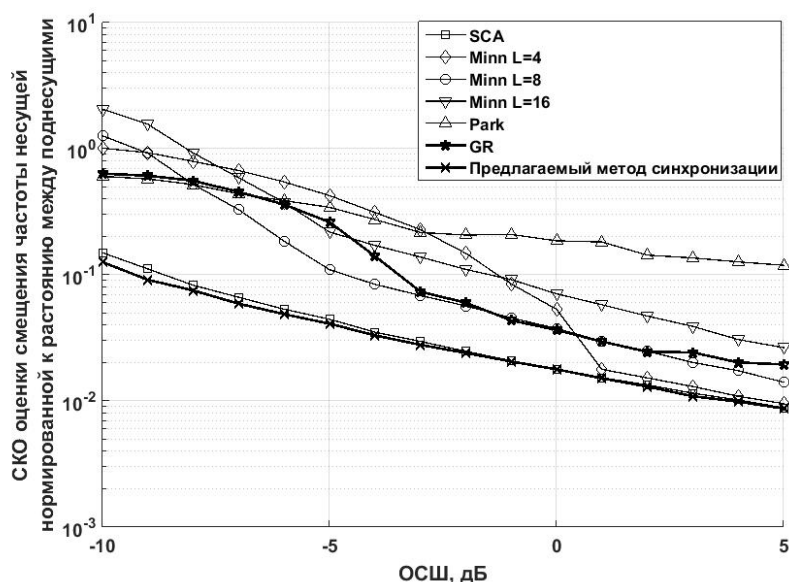


Рис. 14. График СКО оценки смещения частоты несущей в канале №3

Заключение

Методы синхронизации по циклическому префиксу, в большинстве своем, достаточно просты в реализации, но имеют некоторые ограничения по применению. Вызвано это тем, что длина циклического префикса достаточно мала по отношению к полезной части OFDM символа, тем самым она подвержена влиянию шума в канале и межсимвольной интерференции при многолучевом распространении. В связи с чем данные методы требуют длительного усреднения в сложных условиях связи, что в свою очередь увеличивает время наблюдения и вхождения в синхронизм.

Из проведенного анализа методов синхронизации по циклическому префиксу наиболее эффективными и устойчивыми к сдвигу частоты несущей являются корреляционные методы оценки частотно-временного положения OFDM сигнала. Одним из таких методов является метод Beek, который основан на поиске экстремума функции правдоподобия. Однако его применение требует знание об уровне ОСШ в канале, что

приводит к дополнительным вычислениям. Повысить точность корреляционных методов оценки частотно-временного положения OFDM сигнала можно при помощи усреднения. Результаты моделирования метода Beek в АБГШ канале с использованием экспоненциального усреднения с весовым коэффициентом, равным 0,1, показали, что при ОСШ выше –5 дБ погрешность оценки временного положения сигнала не превышает один отсчет, что составляет менее 0,1 % от длительности сигнала, а погрешность оценки сдвига по частоте не превышает 1 % от расстояния между поднесущими. Это позволило увеличить точность оценки временного положения OFDM сигнала приблизительно в 60 раз, а точность оценки частотного положения приблизительно в 5 раз.

Наиболее устойчивыми к межсимвольной интерференции и влиянию шума в канале являются методы, основанные на тренировочной последовательности.

В данной статье была предложена новая структура тренировочной последовательности, взвешенная псевдослучайным кодом, и метод оценки частотно-временного сдвига. Предлагаемый метод показал возможность более эффективной совместной оценки частотного и временного положения OFDM в многолучевом канале (при ОСШ=3дБ погрешность оценки временного положения составила менее одного отсчета, что составляет менее 0,1 % от длительности сигнала, а погрешность оценки сдвига по частоте не превышает 1 % от расстояния между поднесущими) по сравнению с наиболее известными существующими методами: SCA, Minn, Park, GR, Seung.

Результаты данной статьи могут быть использованы при разработке таких современных систем связи, как LTE, WiMAX, 5G/6G, DVB-T2.

Литература

1. *Prasad R.* OFDM for wireless communication system // Artech House universal personal communication series. – 2004;
2. *R. E. Ziener and R. L. Peterson*, Introduction to Digital Communication. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001, ch. 4.10;
3. *Бакулин М. Г., Крейнделин В.Б, Шлома А.М, Шумов А.П.* Технология OFDM. Учебное пособие для вузов // Горячая линия Телеком, 2016 – 352 с.;
4. *K. Fazel and S. Kaiser*, Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems, England: WILEY, 2003;
5. *Hanzo L., Munster M, Choi B.J., Kellet T.*, OFDM and MC-CDMA for Broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting, IEEE Press, 2003, 980p;
6. *Hanzo L., Webb W., Kellet T.*, Single and Multicarrier Quadrature Amplitude Modulation. – New York: Wiley, – Apr. 2000. – 475 p;
7. ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08) Digital Radio Mondiale (DRM); [Электронный ресурс]. URL: <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2012/10/DRM-System-Specification.pdf> (дата обращения: 26.05.2015);
8. ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) Digital Video Broadcasting (DVB); [Электронный ресурс]. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_EN/302700_302799/302755/01.03.01_60/en_302755v010301p.pdf (дата обращения: 26.05.2015);
9. ETSI TS 136 141 V10.1.0 (2011-01) LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) conformance testing (3GPP TS 36.141 version 10.1.0 Release 10); [Электронный ресурс]. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_TS/136100_136199/136141/10.01.00_60/ts_136141v100100p.pdf (дата обращения: 26.05.2015);
10. IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems. IEEE 802.16 – 2012. [Электронный ресурс]. // IEEE Standards association. URL: <https://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16p-2012.pdf> (дата обращения: 26.05.2015);

11. *Полынкин А.В., Х Т Ле.* Исследование характеристик радиоканала связи с беспроводными летательными аппаратами [Электронный ресурс]. <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-harakteristik-radiokanala-svyazi-s-bespilotnymi-letatelnyimi-apparatami> (дата обращения: 11.09.2016);
12. *Y. S. Cho et al.*, MIMO-OFDM Wireless Communications With Matlab, Wiley-IEEE Press, 2010;
13. *Батырев И.А.* Оценка влияния сдвига несущей частоты на качество принимаемого OFDM сигнала. Омский научный вестник. – 2015. №3(123). – С.259–262;
14. *Батырев И.А.* Методы синхронизации OFDM-сигнала по циклическому префиксу // Техника радиосвязи. – Научно-технический сб.- Вып. №1(36). – Омск: АО ОНИИП, 2018.- С. 90–102;
15. *Батырев И.А.* Определение режима работы и оценка смещения частоты и времени DRM-сигнала по его циклическому расширению. Техника радиосвязи. – Научно-технический сб.- Вып. №1(21). – Омск: ОАО ОНИИП, 2014.– С. 115–119;
16. *Tourtier, P.J., Monnier, R., and Lopez, P.* Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting. // Signal Process., 5(5). 1993. P. 379–403;
17. *Speth, M., Classen, F., and Meyr, H.* Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels. // IEEE VTC'97, May 1997. P. 1807–1811.;
18. *Van de Beek J.J., Sandell M., Borjesson P.O.* ML Estimation of Timing and Frequency Offset in OFDM Systems // IEEE Transactions on Signal Processing. July 1997, vol. 45, no. 7. P. 1800-1805;
19. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. / Ричард Лайонс. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. 656 с.;
20. *Schmidl T. M., Cox D. C.* Robust frequency and timing synchronization for OFDM // Communications, IEEE Transactions on. – 1997. – Т. 45. – №. 12. – С. 1613–1621.;
21. *H. Minn, M. Zeng, and V. K. Bhargava.* On timing offset estimation for OFDM systems // IEEE Commun. Lett. – July 2000. – Vol. 4, № 7. – С. 242–244;
22. *B. Park, H. Cheon, C. Kang, D. Hong.* A novel timing estimation method for OFDM systems // IEEE Communications Letters. – 2003. – Vol. 7, № 5. – С. 239–241;
23. *Seung Duk Choi, Jung Min Choi, and Jae Hong Lee.* An Initial Timing Offset Estimation Method for OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel // IEEE VTC. – 2006. – С. 1–5;
24. *Батырев И.А.* Методы синхронизации OFDM-сигнала по тренировочному символу // Техника радиосвязи. – Научно-технический сб.- Вып. №3(34). – Омск: АО ОНИИП, 2017.– С. 41–53;
25. *Батырев И.А., Струнин В.И.* Исследование методов синхронизации OFDM-сигнала по тренировочному символу в многолучевом канале связи // Техника радиосвязи. 2019. Вып. 1(40). С. 53–66;
26. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for imt-2000, ITU-R, recommendation ITU-R M.1225 [Электронный ресурс]. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1225-0-199702-I%21%21PDF-E.pdf (дата обращения: 27.10.2024)

Батырев Иван Александрович

аспирант кафедры систем, сетей и устройств телекоммуникаций, Омский государственный технический университет (ОмГТУ, 644050, Омск, пр-т Мира, д. 11); руководитель Дизайн-Центра АО «ОНИИП» (644009, Омск, улица Масленникова, д. 231) тел. +7 965 970 3300, e-mail: batyrev_ivan88@mail.ru.

Майстренко Василий Андреевич

д.т.н., профессор Омского государственного технического университета (644050, Омск, проспект Мира, 11); IEEE Senior Member, тел. (3812) 65-85-60, e-mail: mva@omgtu.ru.

Improving accuracy of OFDM signal synchronization in the time domain

I. A. Batyrev^{1,2}, V. A. Maystrenko¹

¹ Omsk State Technical University (OMSTU)

² Omsk Research Institute of Instrument Engineering (JSC "ONIIP"), Omsk

Abstract: The article presents a review and analysis of the main methods for synchronizing an OFDM signal using a cyclic prefix (CP) and a training symbol. The results of modeling synchronization methods over the CPU are presented, and the effectiveness of the considered methods in the AWGN channel is shown. Recommendations are given to reduce the dispersion of the obtained estimates through the use of averaging. Methods of synchronization using a training symbol are considered. A new structure of a training symbol weighted by a pseudo-random code and a method for estimating the time-frequency shift based on it are proposed. The new training symbol structure allows for more efficient joint estimation of the frequency and time offset of an OFDM signal in an ITU-R M.1225 multipath communication channel compared to the most well-known methods.

Key words: OFDM, time offset estimation, frequency offset estimation, synchronization, training symbol, cyclic prefix.

For citation: Batyrev I. A., Maystrenko V. A. Increasing the accuracy of OFDM signal synchronization in the time domain // Bulletin of SibGUTI. 2025. T. 19, No. 2. P. 64–81. <https://doi.org/10.55648/1998-6920-2025-19-2-64-80>.



Content is available under license
Creative Commons Attribution
4.0 License

© Batyrev I. A., Maystrenko V. A., 2025

The article was submitted: 01.09.2024;
revised version: 14.10.2024;
accepted for publication 29.11.2024.

References

1. Prasad R. *OFDM for wireless communication system* // Artech House universal personal communication series. – 2004;
2. R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Introduction to Digital Communication*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001, ch. 4.10;
3. Bakulin M.G., Kreindelin V.B., Shloma A.M., Shumov A.P. *Tekhnologiya OFDM. Uchebnik dlya vuzov [OFDM technology. Textbook for universities]* // Telecom Hotline, 2016 – 352 p
4. K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*, England: WILEY, 2003;
5. Hanzo L., Munster M, Choi B.J., Kellet T., *OFDM and MC-CDMA for Broadband multi-user communications, WLANs and broadcasting*, IEEE Press, 2003, 980p;
6. Hanzo L., Webb W., Kellet T., *Single and Multicarrier Quadrature Amplitude Modulation*. – New York: Wiley, – Apr. 2000. – 475 p;
7. ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009-08) *Digital Radio Mondiale (DRM)*; available at: <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2012/10/DRM-System-Specification.pdf> (accessed 05/26/2015);
8. ETSI EN 302 755 V1.3.1 (2012-04) *Digital Video Broadcasting (DVB)*, available at: http://www.etsi.org/deliver/etsi_EN/302700_302799/302755/01.03.01_60/en_302755v010301p.pdf (accessed 05/26/2015);
9. ETSI TS 136 141 V10.1.0 (2011-01) *LTE*; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) conformance testing (3GPP TS 36.141 version 10.1.0 Release 10); available at: http://www.etsi.org/deliver/etsi_TS/136100_136199/136141/10.01.00_60/ts_136141v100100p.pdf (accessed 26.05.2015);

10. *IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems. IEEE 802.16 – 2012. IEEE Standards association*, available at: <https://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16p-2012.pdf> (accessed: 26.05.2015);
11. Polynkin A.V., Kh. T. Le. *Issledovaniye kharakteristik radiokanala svyazi s besprovodnymi letatel'nymi apparatami* [Study of the characteristics of the radio communication channel with wireless aircraft], available at: <https://cyberleninka.ru/article/n/issledovanie-kharakteristik-radiokanala-svyazi-s-bespilotnymi-letatelnyimi-apparatami> (accessed 11.09.2016);
12. Y. S. Cho et al., *Mimo-Ofdm Wireless Communications With Matlab*, Wiley-IEEE Press, 2010;
13. Batyrev I.A. *Otsenka vliyaniya sdviga nesushchey chastoty na kachestvo prinimayemogo OFDM signala* [Estimation of the influence of carrier frequency shift on the quality of the received OFDM signal]. Omsk Scientific Bulletin – 2015. no. 3(123). – pp. 259 – 262 p
14. Batyrev I.A. *Metody sinkhronizatsii OFDM-signala po tsiklicheskomu prefiksu* [Methods for synchronizing an OFDM signal using a cyclic prefix] Radio communication technology. – Scientific and technical collection – Issue. no. 1(36). – Omsk: JSC ONIIP, 2018.- pp. 90-10p;
15. Batyrev I.A. *Opredelevaniye rezhima raboty i otsenka smeshcheniya chastoty i vremeni DRM-signala po yego tsiklicheskomu rasshireniyu* [Determination of the operating mode and estimation of the frequency and time shift of the DRM signal by its cyclic expansion]. *Radio communication technology. – Scientific and technical collection* – Issue. No. 1(21). – Omsk: OJSC ONIIP, 2014.- pp. 115-119p;
16. Tourtier, P.J., Monnier, R., and Lopez, P. Multicarrier modem for digital HDTV terrestrial broadcasting. *Signal Process.*, 5(5). 1993. pp. 379–403p;
17. Speth, M., Classen, F., and Meyr, H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels. *IEEE VTC'97*, May 1997. pp. 1807–1811p.;
18. Van de Beek J.J., Sandell M., Borjesson P.O. ML Estimation of Timing and Frequency Offset in OFDM Systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*. July 1997, vol. 45, no. 7. pp. 1800-1805p;
19. Richard Lyons. M., *Digital signal processing: Second edition: Binom-Press LLC*, 2006, 656 p.;
20. Schmidl T. M., Cox D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *Communications, IEEE Transactions on*. – 1997. – T. 45. – №. 12. – pp. 1613-1621p.;
21. H. Minn, M. Zeng, and V. K. Bhargava. On timing offset estimation for OFDM systems. *IEEE Commun. Lett.* – July 2000. – vol. 4, № 7. – pp. 242-244p;
22. B. Park, H. Cheon, C. Kang, D. Hong. A novel timing estimation method for OFDM systems. *IEEE Communications Letters*. – 2003. – vol. 7, № 5. – pp. 239-241p;
23. Seung Duk Choi, Jung Min Choi, and Jae Hong Lee. An Initial Timing Offset Estimation Method for OFDM Systems in Rayleigh Fading Channel. *IEEE VTC*. – 2006. – pp. 1-5p;
24. Batyrev I.A. *Metody sinkhronizatsii OFDM-signala po trenirovochnomu simvolu* [Methods for synchronizing an OFDM signal using a training symbol]. Radio communication technology. – Scientific and technical collection – Issue. no. 3(34). – Omsk: JSC ONIIP, 2017.- pp. 41-53p;
25. Batyrev I.A., Strunin V.I. *Issledovaniye metodov sinkhronizatsii OFDM-signala po trenirovochnomu simvolu v mnogoluchevom kanale svyazi* [Research of methods for synchronizing an OFDM signal using a training symbol in a multi-beam communication channel] Radio communication technology. 2019. Vol. 1(40). pp. 53-66p.
26. Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for imt-2000, ITU-R, recommendation ITU-R M.1225, available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.1225-0-199702-I%21%21PDF-E.pdf (accessed: 27.10.2024)

Ivan A. Batyrev

Postgraduate student of the Department of Systems, Networks and Telecommunications Devices, Omsk State Technical University (Omsk State Technical University, 644050, Omsk, Mira Ave., 11). Head of the Design Center of JSC "ONIIP" (644009, Omsk, Maslennikova street, 231) tel. +7 965 970 3300, e-mail: batyrev_ivan88@mail.ru.

Vasily A. Maystrenko

Doctor of Technical Sciences, Professor of Omsk State Technical University (644050, Omsk, Mira Avenue, 11), IEEE Senior Member, tel. (3812) 65-85-60, e-mail: mva@omgtu.ru.