

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ПРИЕМЕ OFDM СИГНАЛОВ ПО МНОГОЛУЧЕВЫМ MIMO КАНАЛАМ СВЯЗИ

Бакке А.В., к.т.н., доцент Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: usr37ru@yandex.ru;

Лукашин И.В., аспирант Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: lukashin.iv@yandex.ru.

METHOD OF INCREASING TIMING AND FREQUENCY OFFSET ESTIMATION'S ACCURACY FOR OFDM SYSTEMS IN MIMO CHANNELS

Bakke A.V., Lukashin I.V.

The method of increasing timing and frequency offset accuracy estimation's in multipath is proposed. Structure preamble described in Schmid&Cox algorithm is used. Structure preamble described in Schmid&Cox algorithm is used. The method is based on the use of additional components in the likelihood function. This component is calculated based on the cross-correlation functions of the reference and received spectrum preamble's. Simulation has shown that use of two-part likelihood function can improve accuracy of frequency and timing offset estimation in the low signal-to-noise ratio in multipath channels and different configurations spatial diversity MIMO.

Key words: OFDM, time and frequency synchronization.

Ключевые слова: OFDM сигнал, частотная и временная синхронизация.

Введение

Применение в широкополосных системах передачи данных технологии ортогонального частотного разделения (Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) позволяет получить высокую спектральную эффективность, обеспечить устойчивость к многолучевому распространению и межсимвольной интерференции. Вместе с тем, технология OFDM характеризуется высокой чувствительностью к незначительным частотным рассогласованиям [1, 2], приводящим к нарушению ортогональности поднесущих принимаемого сигнала и являющихся причиной существенного снижения качества функционирования системы передачи данных.

Наиболее простыми и широко распространенными способами оценки частотного рассогласования сигналов являются методы синхронизации, использующие циклический префикс или пилотные поднесущие OFDM сигнала [3,4]. В системах передачи данных с пространственно разнесенным приемом и передачей (Multiple Input Multiple Output, MIMO), а также в условиях высокоскоростного движения объектов наиболее часто применяются алгоритмы, основанные на применении специальных синхронизирующих последовательностей – символы преамбулы [2, 5].

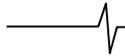
Большинство методов синхронизации OFDM сигналов, использующих символы преамбулы, основаны на идее, изложенной в работе [2]. Идея применения символа преамбулы, состоящего из двух идентичных частей, была впоследствии усовершенствована Шмидлом и Коксом (Schmidl T. и Cox D.) [5]. Предложенный

Статья посвящена исследованию свойств нового метода повышения точности оценки временного и частотного рассогласований при приеме OFDM сигналов по многолучевым каналам связи. Приводятся результаты имитационного моделирования разработанного алгоритма синхронизации для многолучевой модели беспроводного канала связи и различных конфигураций пространственного разнесения MIMO, подтверждающие преимущество предложенного алгоритма синхронизации.

Шмидлом и Коксом подход к решению задачи синхронизации заключался в применении уже двух вспомогательных символов, обеспечивающих надежную оценку частотного (CFO, carrier frequency offset) и временного (STO, symbol timing offset) рассогласований в условиях многолучевого распространения и в широком диапазоне отношений сигнал-шум. Последующие многочисленные исследования, развивающие идеи работ [2, 5], состояли в применении вспомогательных символов различного вида и структуры, улучшающих главным образом точность оценки временного рассогласования [6-8].

Работы [9-12] положили начало развитию методов оценки временного и частотного рассогласований [2, 5] на системы передачи данных MIMO-OFDM. В [9] для оценки частотного рассогласования предлагалось использование вспомогательных символов с линейной частотной модуляцией, а в [10] – полифазных последовательностей Задова-Чу (Zadoff-Chu) [13]. Расширение процедуры Шмидля и Кокса [5] для MIMO-OFDM в виде четырехэтапного алгоритма частотно-временной синхронизации было предложено в [11, 12].

Однако для указанных выше методов синхронизации OFDM сигналов, а также для большинства используемых в настоящее время алгоритмов остается нерешенной проблема качества функционирования в условиях



нестационарного многолучевого канала связи при низких отношениях сигнал-шум, проявляющаяся в существенном ухудшении точности оценки временного и частотного рассогласований.

В работе предложен новый метод синхронизации систем передачи данных MIMO-OFDM, преодолевающий указанную проблему и позволяющий существенно улучшить точность оценки частотного и временного рассогласований в области низких отношений сигнал-шум. Основанное на подходе [5], предлагаемое решение состоит во взвешенном применении двух критериев обнаружения символа преамбулы, обеспечивая при этом надежную локализацию интервала поиска искомого символа и последующее точное определение частотного и временного рассогласований.

Модель сигнала

В общем случае, для модели систем передачи данных MIMO-OFDM с V передающими антеннами формируемый OFDM символ с N поднесущими может быть записан в виде:

$$x_v(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^N X_v(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad -N_g \leq n \leq N-1, \quad (1)$$

где $X_v(k)$ – последовательность комплексных данных, передаваемая v -й антенной на k -й поднесущей и определяемая заданным видом квадратурной модуляции (BPSK, QPSK, 16-QAM и т.д.), N_g – количество отсчетов, приходящихся на циклический префикс. При этом мощность сигнала с передающих антенн является нормированной:

$$\sum_{v=1}^V |x_v|^2 = 1.$$

После прохождения через многолучевой канал связи сигнал на входе l -й антенны приемного устройства может быть представлен в виде

$$u_l(n) = e^{j2\pi \epsilon n/N} \sum_{v=1}^V \sum_{m=0}^{M-1} h_{vl}(m) x_g(n - \alpha_m) + \omega_l(n), \quad (2)$$

где $h_{vl}(m)$ – значения импульсной характеристики многолучевого канала связи длиной M между передающей v -й и приемной l -й антеннами; $h_{vl}(m)$ образуют матрицу канальных коэффициентов $\vec{h}_{vl} = [h_{vl}(0), h_{vl}(1), \dots, h_{vl}(M-1)]$; α_m – задержка сигнала m -го луча; $\omega(n)$ – шумовая составляющая принимаемого сигнала; $\epsilon = \epsilon_i + \epsilon_f$ – нормированное к расстоянию между поднесущими значение частотного рассогласования, отражающее доплеровское смещение частоты, а также несоответствие задающих генераторов приемного и передающего устройств; ϵ_i, ϵ_f – целая и дробная части частотного рассогласования соответственно.

Обоснование двухкомпонентной формы функции правдоподобия

Основная проблема ухудшения точности определения смещения частоты в частотно-селективных каналах при низких отношениях сигнал-шум состоит в неверной оценке временного положения символа преамбулы. В

этих условиях определяющее влияние на качество обнаружения вспомогательного символа оказывает межсимвольная интерференция, возникающая при длине импульсной характеристики $h_{vl}(m)$, превышающей размерность циклического префикса N_g .

Авторами данной работы предпринимались попытки улучшить оценку временного рассогласования как с использованием преамбулы специальной структуры [14], так и путем использования в функции правдоподобия дробного преобразования Фурье для вспомогательного символа в виде последовательности Задова-Чу [15]. Несмотря на полученные положительные результаты от предлагаемых решений, в целом проблему ухудшения точности оценок рассогласований в частотно-селективных каналах при низких отношениях сигнал-шум усилием единственного символа преамбулы преодолеть не удалось.

В этих условиях определенный интерес приобретает широко распространенный и достаточно эффективный алгоритм Шмидля и Кокса, использующий для синхронизации два отдельных символа [5]: первый применяется для обнаружения преамбулы и для оценки дробного частотного рассогласования, второй – для определения целочисленного частотного рассогласования. Наличие второго символа в преамбуле означает очевидную возможность реализации в соответствующей функции правдоподобия дополнительной компоненты, предназначения которой будет состоять в уменьшении риска принятия ложных решений грубой оценки временного рассогласования при наличии межсимвольной интерференции.

В соответствии с [5], для решения задачи оценки временного и частотного рассогласований предлагается использовать преамбулу, состоящую из двух символов (рис. 1). Первый символ предназначается для обнаружения преамбулы и определения дробной составляющей частотного рассогласования ϵ_f . Этот символ состоит из двух идентичных частей $A = \{a(k)\}_{k=0}^{N_1-1}$, $N_1 = N/2$ и дополняется циклическим префиксом (CP) длиной N_g . Второй символ преамбулы используется для оценки целочисленного частотного рассогласования ϵ_i и представляет собой полифазную последовательность $B = \{b(k)\}_{k=0}^{N-1}$ с соответствующим циклическим префиксом.

Согласно [5], задача оценки STO $\hat{\delta}$ искомым преамбулы по символу A состоит в нахождении максимума функции правдоподобия (временной метрики) следующего вида:

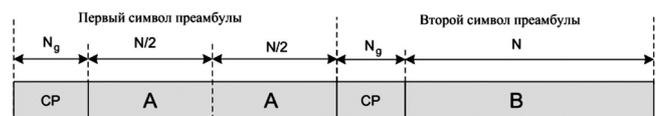


Рис. 1. Структура преамбулы

$$M_{SC}(\delta) = \frac{|P(\delta)|^2}{R^2(\delta)}, \quad (3)$$

$$P(\delta) = \sum_{i=\delta}^{N/2-1+\delta} u(i) \cdot u^*(N/2+i), \quad (4)$$

$$R(\delta) = \sum_{i=\delta}^{N/2-1+\delta} |u(i)|^2, \quad (5)$$

$$\hat{\delta} = (\delta_2 - \delta_1)/2, \quad (6)$$

где δ_1, δ_2 первый и последний отсчеты участка функции $M_{SC}(\delta)$, в пределах которого $M_{SC}(\delta) > 0,9$; $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

На основании выполненной оценки STO $\hat{\delta}$ могут быть рассчитаны целая $\hat{\varepsilon}_i$ и дробная $\hat{\varepsilon}_f$ части частотного рассогласования [5]:

$$\hat{\varepsilon}_f = -\frac{1}{2\pi} \arctg \left\{ \frac{\text{Im}(P(\hat{\delta}))}{\text{Re}(P(\hat{\delta}))} \right\}. \quad (7)$$

$$\hat{\varepsilon}_i = \arg \max_{\varepsilon} (G(\varepsilon)) - N, \quad (8)$$

$$G(\varepsilon) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} S_u^*(n+\varepsilon) \cdot S_B(n) \right|^2}{\left(\sum_{n=0}^{N-1} |S_u(n+\varepsilon)|^2 \right)^2}, \quad \varepsilon = \overline{0, N-1}, \quad (9)$$

где $S_B(n) = FFT\{b(k)\}_{k=0}^{N-1}$ и $S_u(n) = FFT\{u(k)\}_{k=\hat{\delta}+N}^{2N}$ – спектры принятого и опорного символа преамбулы B , $FFT[\cdot]$ операция быстрого преобразования Фурье.

Как следует из выражений (7-9), точность оценок $\hat{\varepsilon}_i$ и $\hat{\varepsilon}_f$ будет зависеть от качества определения временного рассогласования $\hat{\delta}$ (6). С уменьшением отношения сигнал-шум q качество метрики $M_{SC}(\delta)$ (3) будет ухудшаться, при этом степень её деградации может быть получена из выражения для эффективной оценки отношения сигнал-шум \hat{q} [5]:

$$\hat{q} = \frac{\sqrt{M_{SC}(\delta)}}{1 - \sqrt{M_{SC}(\delta)}}. \quad (10)$$

Уменьшение $M_{SC}(\hat{\delta})$ при снижении q означает соответствующее изменение порога обнаружения, приводящее к неизбежному росту числа ложных решений оценки $\hat{\delta}$ при возникновении межсимвольной интерференции в частотно-селективных каналах связи. Принципиальная возможность частичного преодоления указанной проблемы для рассматриваемого вида преамбулы (рис. 1) может состоять в изменении функции правдоподобия (3), учитывающем наличие в искомой преамбуле второго символа B . В условиях неизвестного частотного рассогласования непосредственное применение в (3) взаимной корреляции анализируемого блока отсчетов $U^{(\delta+N)} = \{u(i)\}_{i=\delta+N}^{\delta+2N}$ с полифазной последовательностью B практически не применимо, за исключением случая, когда B представляется символом с линейной частотной модуляцией с девиацией частоты,

существенно превышающей предельные частотные рассогласования. В отличие от (3) для произвольного типа последовательности B вполне очевидным является решение в виде функции правдоподобия, сформулированной в частотной области: определению будет подлежать такое значение $\hat{\delta}$, при котором взаимная корреляция спектров анализируемого блока отсчетов $U^{(\delta+N)}$ и полифазной последовательности B совместна с функцией (3). достигает максимальной величины.

Таким образом, предлагаемый критерий оценки временного положения $\hat{\delta}$ совместно по двум символам преамбулы A и B может быть определен максимумом функции правдоподобия следующего вида:

$$\hat{\delta} = (\delta_2 - \delta_1)/2, \quad (11)$$

$$M(\delta) = \alpha M_{SC}(\delta) + (1-\alpha) M_{FT}(\delta), \quad (12)$$

где δ_1, δ_2 первый и последний отсчеты участка функции $M(\delta)$, в пределах которого $M(\delta) > 0,92$; $\alpha = \overline{0,1}$ весовой коэффициент, отражающий вклад метрики $M_{SC}(\delta)$ и реализуемой в частотной области функции правдоподобия $M_{FT}(\delta)$.

Функция $M_{FT}(\delta)$ определяется следующим образом:

$$M_{FT}(\delta) = \max_m \left\{ Y_A^{(\delta)}(m - N_g) + Y_B^{(\delta+N)}(m) \right\}_{m=0}^{2N-1}, \quad (13)$$

где $Y_A^{(\delta)}$ и $Y_B^{(\delta+N)}$ нормированные к энергии отклика взаимнокорреляционные функции спектров символов преамбулы A, B и спектров соответствующих анализируемых блоков сигнала $U^{(\delta)}$ и $U^{(\delta+N)}$, которые могут быть определены следующим образом:

$$Y_V^{(\xi)}(m) = \frac{X_V^{(\xi)}(m - N)}{\sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} |C_U^{(\xi)}(n)|^2 \cdot \sum_{n=0}^{N-1} |C_V(n)|^2}}, \quad m = \overline{0, 2N-1}, \quad (14)$$

$$X_V^{(\xi)}(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} C_U^{(\xi)}(n) C_V^*(n+m), & m \geq 0 \\ X_V^{*(\xi)}(-m), & m < 0, |m| < N, \end{cases} \quad (15)$$

где $C_U^{(\xi)} = FFT\{U^{(\xi)}\}$, $C_V = FFT\{V\}$ быстрое преобразование Фурье последовательности $V = A$ ($\xi = \delta$) или $V = B$ ($\xi = \delta + N$), $X_V^{(\xi)}(m)$ взаимнокорреляционная функция спектров $C_U^{(\xi)}$ и C_V . Применение в (12) функции правдоподобия $M_{FT}(\delta)$ позволяет локализовать интервал предполагаемого поиска преамбулы и надежно отсекает ложные выбросы метрики $M_{SC}(\delta)$. На рис. 2 наглядно поясняется роль функции $M_{FT}(\delta)$: использование в (12) $M_{FT}(\delta)$ приводит к эффективному ограничению области принятия решения относительно δ и к результирующему подавлению ложных выбросов функции $M(\delta)$.

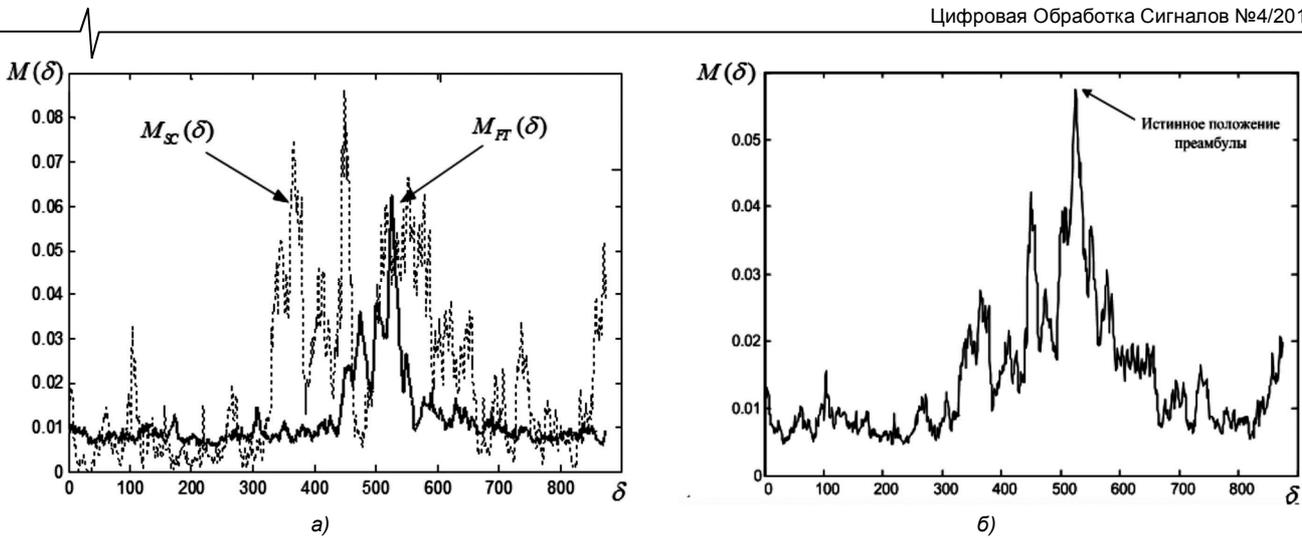


Рис. 2. Иллюстрации компонент функции правдоподобия $M_{SC}(\delta)$, $M_{FT}(\delta)$ (а) и результирующий вид $M(\delta)$ (б) в канале связи с АБГШ ($q = -5\text{дБ}$; $N = 128$; $\alpha = 0,1$)

Алгоритм синхронизации OFDM сигналов для ММО каналов связи

При пространственно разнесенном приеме сигнал на входе v -й антенны будет определяться суперпозицией сигналов от всех передающих антенн. Поскольку используемый формат преамбулы (рис. 1) содержит циклический префикс длиной N_g , то нетрудно показать, что для минимизации взаимного влияния принимаемых сигналов достаточно обеспечить разнесение во времени символов преамбулы каждого пространственного канала на N_g отсчетов [12]. Следовательно, обозначая первый символ преамбулы первой антенны как $[A^{(1)}, A^{(1)}]$ (без циклического префикса), соответствующий символ преамбулы v -го канала может быть получен циклическим сдвигом $[A^{(1)}, A^{(1)}]$ на $(v-1)N_g$ отсчетов: $A^{(v)} = [A^{(1)}_{(v-1)N_g}, A^{(1)}_{(v-1)N_g}]$. Аналогичным образом для v -го канала передачи символ B формируется циклическим сдвигом последовательности $B^{(1)}$ на $(v-1)N_g$ отсчетов: $B^{(v)} = B^{(1)}_{(v-1)N_g}$, $B^{(1)}$ – второй символ преамбулы, передаваемый в первой антенне.

Предлагаемый алгоритм синхронизации OFDM сигналов с использованием функции правдоподобия вида (12) будет включать в себя следующие этапы.

1. Предварительная (грубая) оценка временного рассогласования

В условиях наличия L каналов приема оценка STO $\hat{\delta}$ будет учитывать вклад каждого l -го канала:

$$\hat{\delta} = \underset{\delta}{\operatorname{argmax}} (M_{MIMO}(\delta)) = \underset{\delta}{\operatorname{argmax}} \left(\sum_{l=1}^L M_l(\delta) \right), \quad (16)$$

где $M_l(\delta)$ функции правдоподобия вида (12) для сигнала l -й приемной антенны.

2. Определение и компенсация частотного рассогласования

Оценка дробной составляющей CFO ε_f выполняет-

ся в соответствии с (7) на основании вклада каждого из L каналов приема при $P(\hat{\delta}) = P_{MIMO}(\hat{\delta})$:

$$P_{MIMO}(\hat{\delta}) = \sum_{l=1}^L P_l(\hat{\delta}). \quad (17)$$

Целочисленное частотное рассогласование ε_i , выраженное в единицах расстояния между поднесущими, может быть получено из выражения:

$$\hat{\varepsilon}_i = \underset{\varepsilon}{\operatorname{argmax}} (G_{MIMO}(\varepsilon)) - N = \underset{\varepsilon}{\operatorname{argmax}} \left(\sum_{l=1}^L G_l(\varepsilon) \right) - N, \quad (18)$$

где $G_l(\varepsilon)$ определяется (9) для сигнала l -й приемной антенны. После получения оценки полной оценки CFO $\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_i$ осуществляется компенсация частотного рассогласования в принятых сигналах каждого канала $s_l(k) = u_l(k) \cdot \exp(-j\pi k \hat{\varepsilon} / N)$, $k = \hat{\delta}, \hat{\delta} + 2N$.

3. Точная временная синхронизация

На последнем этапе синхронизации выполняется точное определение начала принятого синхросимвола. Эта операция состоит в поиске максимума функции взаимной корреляции второго символа преамбулы $B = \{b(k)\}_{k=0}^{N-1}$ и соответствующей части принятого синхрослова:

$$\hat{\delta}_{l, \text{fine}} = \underset{\delta}{\operatorname{argmax}} \left(\sum_{k=0}^{N-1} s_l(k+\delta) \cdot b(k) \right) - N - 1.5N_g, \quad (19)$$

$$\delta \in [N + N_g + \hat{\delta}, N + 2N_g + \hat{\delta}],$$

где δ оценка временного рассогласования согласно (16). Результирующая точная оценка временного рассогласования определяется усреднением канальных оценок $\hat{\delta}_{l, \text{fine}}$:

$$\hat{\delta}_F = \left\lfloor \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{\delta}_{l, \text{fine}} \right\rfloor, \quad (20)$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ операция выделения целой части.

Результаты имитационного моделирования

Цель эксперимента состояла в проверке эффектив-

ности работы рассмотренного выше алгоритма синхронизации в условиях нестационарного многолучевого канала связи. Моделирование многолучевого канала связи осуществлялось согласно рекомендациям, приведенным в [16]. В качестве модели канала связи использовалась модель распространения радиоволн COST 259 для условий городской застройки (Typical Urban) [17]. При моделировании матрица канальных коэффициентов $\hat{h}_{vl}(2)$ менялась каждые 25 периодов передачи символов преамбулы. Моделирование проводилось для OFDM сигналов с количеством поднесущих $N = 128$, величиной циклического префикса $N_g = 32$ отсчета, частотой дискретизации 20 МГц.

В соответствии с (12) в предложенном алгоритме синхронизации ключевая роль отводится исследованию влияния весового коэффициента α , отражающего вклад в результирующую функцию правдоподобия метрик $M_{SC}(\delta)$ и $M_{FT}(\delta)$. Для определения наиболее эффективного значения α было проведено исследование динамики изменения параметров предварительной оценки STO $\hat{\delta}$ (16), оценки CFO $\hat{\varepsilon}$ (7, 18) и точной оценки STO $\hat{\delta}_F$ (20) от отношения сигнал-шум q для канала с многолучевым распространением и аддитивным белым шумом (АБГШ) с использованием одного

канала передачи ($V = 1$) и приема ($L = 1$). На рис. 3, а приведены зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) оценки $\sigma_{\hat{\delta}}$ от отношения сигнал-шум q для различных значений α в условиях многолучевого распространения, на рис. 3 (б) для канала с АБГШ. Аналогичные зависимости СКО оценок $\sigma_{\hat{\varepsilon}}$ и $\sigma_{\hat{\delta}_F}$ представлены на рис. 4 и рис. 5, соответственно.

Из анализа представленных на рисунках зависимостей следует, что наилучшее с точки зрения СКО исследуемых оценок значение α находится в окрестности 0,3, что указывает на существенно больший вес метрики $M_{FT}(\delta)$ в результирующей функции правдоподобия (12). Применение $\alpha = 0,3$ позволяет обеспечить выигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с алгоритмом Шмидля и Кокса ($\alpha = 1$) при предварительной оценке STO $\sigma_{\hat{\delta}}$ не менее 8 дБ в условиях АБГШ (при $\sigma_{\hat{\delta}} = 10^2$) и не менее 3 дБ в условиях многолучевого распространения (при $\sigma_{\hat{\delta}} = 10^3$); при оценке CFO $\sigma_{\hat{\varepsilon}}$ выигрыш составляет не менее 4 дБ в условиях АБГШ и 3 дБ в условиях многолучевого распространения (при уровне $\sigma_{\hat{\varepsilon}} = 10^{-1}$); при точной оценке STO $\sigma_{\hat{\delta}_F}$ 6,5 дБ и 2,2 дБ ($\sigma_{\hat{\delta}_F} = 10^3$), соответственно. Полученные результаты

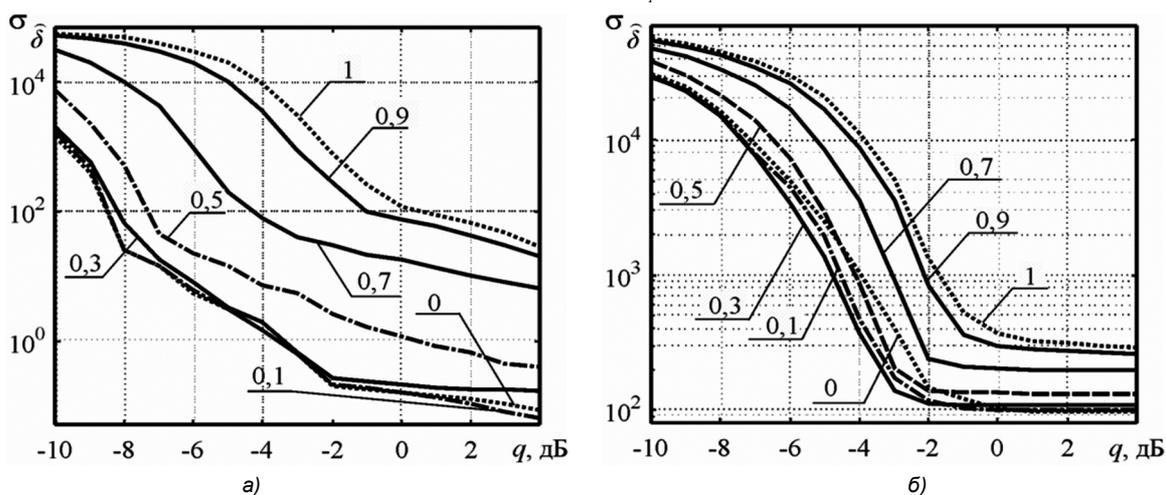


Рис. 3. Зависимость СКО оценки STO $\hat{\delta}$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б)

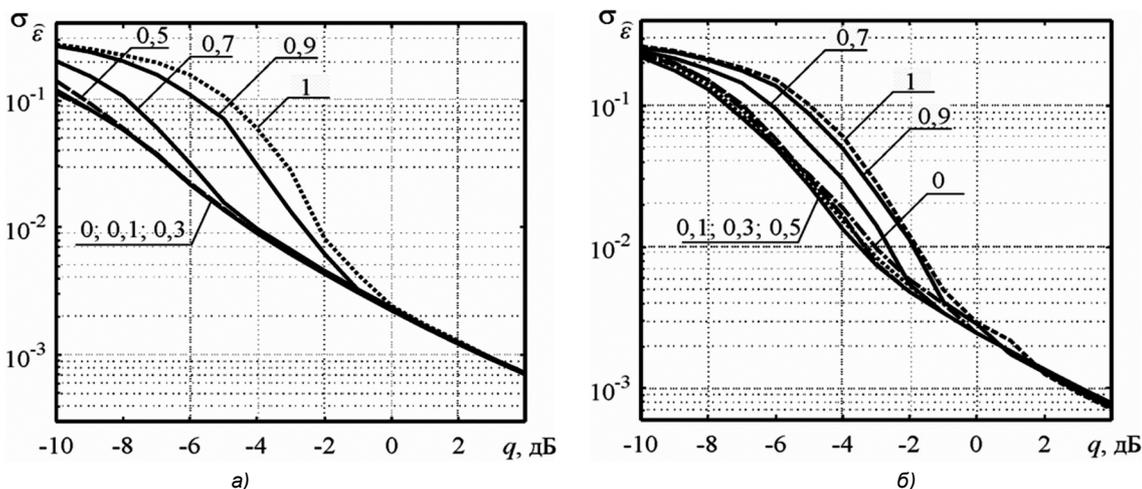


Рис. 4. Зависимость СКО оценки CFO $\hat{\varepsilon}$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б)

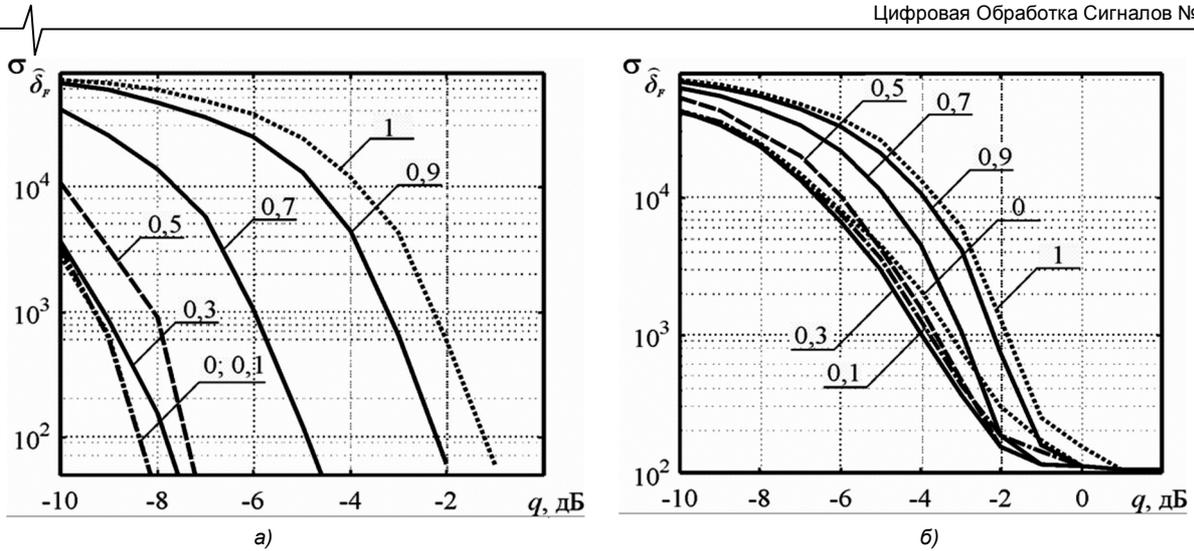


Рис. 5. Зависимость СКО точного временного рассогласования $\hat{\delta}_T$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б)

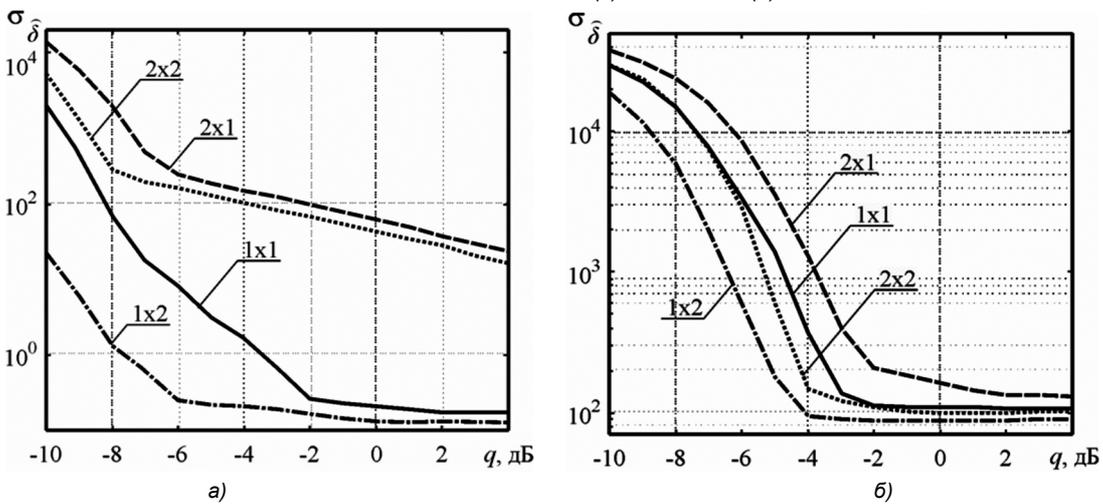


Рис. 6. Зависимость СКО оценки STO $\hat{\delta}$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б) при $\alpha = 0,3$

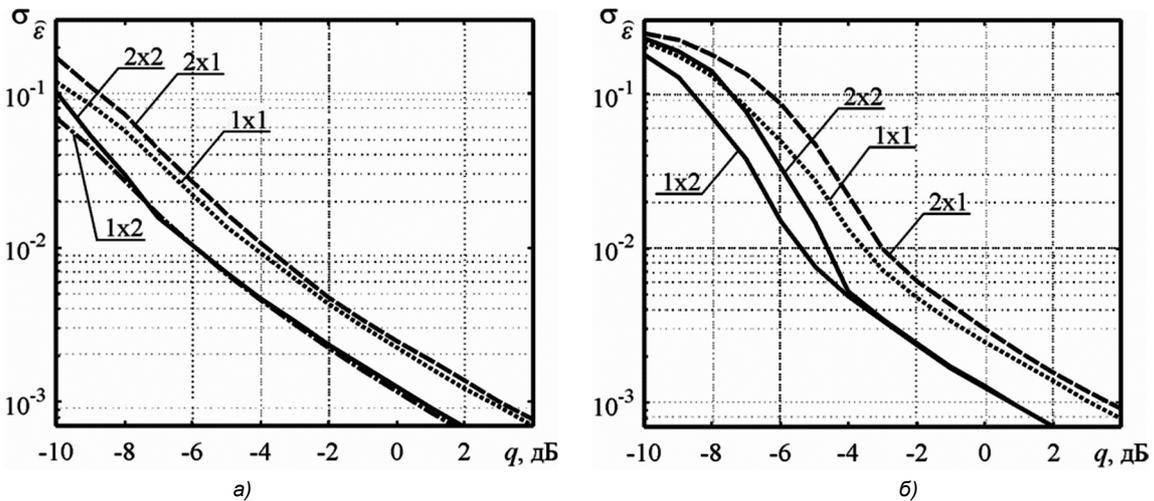


Рис. 7. Зависимость СКО оценки CFO $\hat{\epsilon}$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б) при $\alpha = 0,3$

свидетельствуют о высокой эффективности предлагаемого алгоритма синхронизации в условиях низких отношений сигнал-шум, как для нестационарных многолучевых каналов связи, так и для каналов связи с АБГШ.

На рис. 6 представлены результаты моделирования первого этапа синхронизации: зависимости СКО оценок

STO $\sigma_{\hat{\delta}}$ от отношения сигнал-шум q для каналов связи с АБГШ (рис. 6, а) и многолучевым распространением радиоволн (рис. 6, б) при различных схемах реализации MIMO (1x1, 2x1, 1x2, 2x2) при $\alpha = 0,3$. Ухудшение точности оценки $\hat{\delta}$ для конфигурации с двумя передающи-

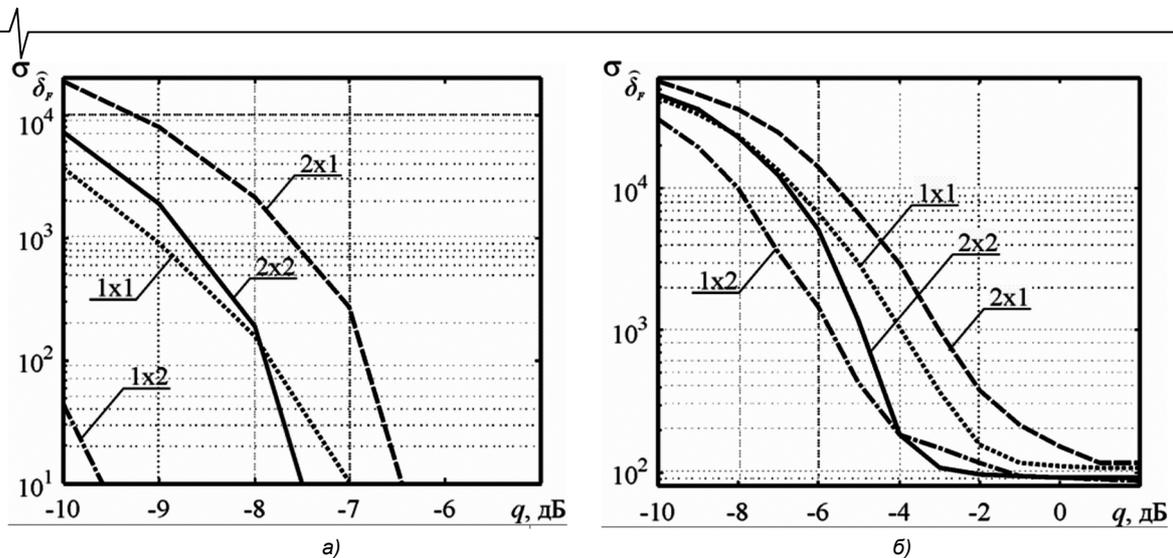


Рис. 8. Зависимость СКО точного временного рассогласования $\hat{\delta}_F$ для каналов связи с АБГШ (а) и COST 259 (б) при $\alpha = 0,3$

ми и одной приемной антеннами 2x1 по сравнению со схемой 1x1 для двух типов канала связи объясняется расширением функции правдоподобия (12) из-за циклического сдвига первого $[A^{(1)}, A^{(1)}]$ и второго $B^{(1)}$ символов преамбулы на N_g при формировании передаваемого сигнала второй антенны. Подобное ухудшение характеристик отсутствует при использовании двух каналов приема и одного канала передачи (1x2) и практически устраняется в конфигурации 2x2 в условиях модели канала связи COST 259.

О качестве оценки частотного рассогласования $\hat{\varepsilon}$ для различных конфигураций MIMO позволяет судить рис. 7, на котором приведены зависимости СКО $\sigma_{\hat{\varepsilon}}$ от отношения сигнал-шум q для аналогичных рассмотренным выше условий моделирования. Полученные результаты указывают на высокую эффективность предлагаемого алгоритма по сравнению с методом Шмидля и Кокса ($\alpha = 1$): в диапазоне отношений сигнал-шум от -8..-2 дБ использование двухкомпонентной функции правдоподобия (12) позволило обеспечить выигрыш в отношении сигнал-шум не менее 2 дБ как в условиях наличия, так и в условиях отсутствия многолучевого распространения для всех конфигураций MIMO за исключением схемы 2x1.

На рис. 8 приведены зависимости СКО оценок точного определения STO $\hat{\delta}_F$ от отношения сигнал-шум q для канала связи с АБГШ (рис. 8, а) и модели COST259 (рис. 8, б). В целом характер изменения оценки STO $\hat{\delta}_F$ повторяет тенденции соответствующих зависимостей первого этапа синхронизации (рис. 6). Так, при конфигурации 1x2 в условиях АБГШ исследуемый алгоритм синхронизации обеспечил более чем на порядок лучшее значение СКО $\sigma_{\hat{\delta}_F}$ по сравнению с аналогичными показателями остальных конфигураций MIMO. В условиях нестационарного многолучевого канала связи для конфигурации 1x2 при $q < 0$ выигрыш в отношении сигнал-шум достигал порядка 3 дБ, что свидетельствует о высоком качестве и устойчивости оценки $\sigma_{\hat{\delta}_F}$ предлага-

емым алгоритмом синхронизации.

Заключение

Предложенный алгоритм синхронизации позволяет значительно улучшить точность оценки частотного и временного рассогласований в области низких отношений сигнал-шум в условиях нестационарного многолучевого распространения при различных конфигурациях MIMO. Существенное улучшение качества оценок для большинства конфигураций MIMO было достигнуто благодаря применению в функции правдоподобия дополнительной компоненты $M_{FT}(\delta)$, позволяющей надежно локализовать интервал предполагаемого поиска символов преамбулы и, следовательно, снизить вероятность ложных решений относительно временного положения искомого сигнала.

Исследование выполнено при поддержке гранта Российского научного фонда (проект 14-19-01263) в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Литература

1. Pollet T., Van Bladel M., Moeneclaey M. Ber sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise // IEEE Trans. Commun. 1995. vol. 43, – pp. 191-193.
2. Moose P.H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction // IEEE Trans. on Communications. 1994. vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914.
3. Speth M., Classen F., Meyr H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels // IEEE 47th Vehicular Technology Conference. 1997. vol. 3. – pp. 1807-1811
4. Classen F., Meyr H. Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels // IEEE VTC'94, – pp. 1655-1659, 1994.
5. Schmidl T.M., Cox D.C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM // IEEE Trans. Communications. 1997. vol. 45. no 12. pp. 1613-1621.
6. Minn H, Bhargava V.K., Ben Letaief K. A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless communications. 2003.

vol. 2. no. 4. – P. 822-838.

7. Park B., Cheon H., Kang C.G., Hong D.S. A Novel Timing Estimation Method for OFDM systems // IEEE Commun. Lett. 2003. vol. 7. – pp. 239-241.

8. Choi S. D., Choi J. M., Lee J. H. An initial timing offset estimation method for OFDM systems in Rayleigh fading channel // IEEE 64th Vehicular Technology Conference. 2006. – pp. 1-5.

9. Mody A.N., Stuber G.L. Synchronization for MIMO OFDM Systems // IEEE Global Communications Conference. 2001. vol. 1, – pp. 509-513.

10. A. van Zelst, T.C.W. Schenk. Implementation of a MIMO OFDM Based Wireless LAN System // IEEE Transactions on Signal Processing. 2004. vol.52, no. 2, – pp.483-494.

11. Stuber. G.L., Barry J.R., McLaughlin S.W., Li Y., Ingram M.A., Pratt T.G. Broadband MIMO-OFDM wireless communications // Proceedings of the IEEE. 2004 vol. 92, – pp. 271-294.

12. Wen Y., Danilo-Lemoine F. A novel postfix synchro-

nization method for OFDM systems // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007). 2007. – pp. 1-5.

13. Chu D.C. Polyphase codes with good periodic correlation properties // IEEE Trans. Inf. Theory. 1972. vol. 18. no. 4. – pp. 531-532.

14. Бакке А.В. Алгоритм частотной и временной синхронизации для приема OFDM сигналов по многолучевым каналам связи // Цифровая обработка сигналов. 2015. №4. – С. 3-8.

15. Бакке А.В., Лукашин И.В. Усовершенствованный алгоритм временной синхронизации с использованием дробного преобразования Фурье. Вестник РГРТУ, № 54, часть 1, с. 20-24, 2015.

16. Iskander C. A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation. http://www.mathworks.com/matlabcentral/ftp_files/18869/1/ChannelModelingWhitePaper.pdf

17. ETSI TR 125 943. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS). Version 7.0.0. Release 7. 2007.

НОВЫЕ КНИГИ

Бартенев В.Г. Избранные труды (2006-2016 гг.) – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2016 г. –478 с.: ил.

В сборник включены основные публикации за период 2006-2016 гг. Владимира Григорьевича Бартенева – доктора технических наук, профессора кафедры теоретической радиотехники и радиофизики МТУ (МИРЭА). Публикуемые труды сгруппированы по освещенной в них тематике в три раздела, представляющие основные направления научных интересов автора. Первый раздел посвящен теории и практике радиотехнических систем, во втором разделе размещено описание энергосберегающих проектов, третий раздел – это история отечественной радиоэлектроники.

Издание может быть интересно как специалистам, так и широкому кругу читателей.

Антенны и радары с электронным лучом / Под ред. А.И. Синани, Г.В. Кауфмана – М.: Изд-во «Радиотехника», 2016 г. – 234 с.: ил.

Рассмотрены наиболее значительные результаты научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в области антенной техники. Показана эффективность электронного управления лучом в радаров различного назначения. Проанализированы основные направления развития технологии антенных систем с электронным управлением лучом.

Для научных работников, аспирантов, инженеров-практиков, преподавателей и студентов радиотехнических специальностей.

Антипенский Р.В., Ложкин К.Ю., Поддубный В.Н., Тюлин А.Е. Аналитические сигналы в статистической радиотехнике – М.: «Радиотехника», 2016 г. – 176 с.: ил.

Рассмотрены теоретические основы и практическое применение аналитических (гильбертовских) сигналов, использование которых является развитием символического метода анализа радиотехнических процессов и цепей.

Изложены основные понятия, определения и свойства гильбертовских сигналов, даны примеры вычисления прямого и обратного преобразования Гильберта, найдены спектральные функции аналитических сигналов.

Для инженеров, научных работников, специализирующихся в области радиотехники и связи, преподавателей, аспирантов и адъюнктов.

