

РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК 621.3.018.51

**МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ СИМВОЛА
ПРЕАМБУЛЫ АДАПТИВНЫХ OFDM СИСТЕМ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ К ДЕЙСТВИЮ
ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ**

С. Н. Кириллов, д.т.н., профессор, заведующий кафедрой РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0002-3673-5709, e-mail: kirillov.lab@mail.ru

И. В. Лукашин, младший научный сотрудник кафедры РУС РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0002-6136-4022, e-mail: lukashin.iv@yandex.ru

Для реализации высокоскоростных систем передачи информации (СПИ) адаптивных к текущей сигнально-помеховой обстановке целесообразно использовать технологию OFDM. Одним из недостатков которой является высокая чувствительность к ошибкам оценки частотного рассогласования приемопередающих устройств. Снижение чувствительности OFDM СПИ к наличию частотного рассогласования между передающим и приемным устройством возможно за счет уменьшения дисперсии оценки частотного рассогласования. Одно из таких решений данной задачи основано на обработке периодически передаваемых символов преамбулы. Целью работы является разработка процедуры адаптации структуры символа преамбулы в интересах уменьшения дисперсии оценки частотного рассогласования при функционировании OFDM СПИ в условиях частотно-селективных замираний. В интересах адаптации структуры символа преамбулы предложена двухэтапная процедура многокритериального синтеза по комбинированному показателю качества. Предложенный показатель позволяет контролировать дисперсию оценки дробной и целой части частотного рассогласования, а также грубой оценки временного рассогласования. Показано, что при функционировании в нестационарном (максимальное доплеровское смещение – 50 Гц) частотно-селективном канале передачи информации применение синтезированных символов преамбулы на этапе оценки дробной части частотного рассогласования обеспечивает снижения уровня дисперсии до 1,9 раз. При этом на этапе оценки целой части частотного рассогласования использование синтезированного символа приводит к уменьшению дисперсии оценки до 36,6 раз в рассмотренных условиях функционирования.

Ключевые слова: OFDM, символ преамбулы, многокритериальная оптимизация, адаптация, частотно-селективные замирания, алгоритм синхронизации, когнитивное радио, некогерентная обработка.

DOI: 10.21667/1995-4565-2019-69-3-16

Введение

Основным направлением развития перспективных беспроводных систем передачи информации (СПИ), согласно отчету ITU-R M.2242 [1], является применение технологии «когнитивного радио», в соответствии с которой СПИ должна получать знания о своей среде эксплуатации, динамически и автономно корректировать свои параметры для достижения заранее поставленных целей и обучаться на основе полученных результатов. В частности, применение данной технологии позволяет на вторичной основе использовать не занятые в данный момент участки спектра, а также производить адаптацию параметров СПИ в соответствии с текущей сигнально-помеховой обстановкой и условиями функционирования. Для реализации высокоскоростной СПИ адаптивной к текущей сигнально-помеховой обстановке целесообразно использовать технологию Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) [2, 3]. Данная технология позволяет простым способом формировать провалы на участках спек-

тра занятых различными службами или ослабленных действием частотно-селективных замираний (ЧСЗ), а также характеризуется повышенной устойчивостью к условиям многолучевого распространения радиосигналов.

Одним из недостатков технологии OFDM является высокая чувствительность к незначительным частотным рассогласованиям (ЧР) приемопередающих устройств (ППУ), приводящим к нарушению ортогональности поднесущих частот принимаемого сигнала, что является причиной существенного снижения помехоустойчивости OFDM СПИ [4]. Направления исследований, связанные с решением задачи синхронизации при приеме OFDM сигналов, широко известны и достаточно глубоко изучены [3-10]. В соответствии с данными работами процесс синхронизации OFDM СПИ включает в себя следующие этапы:

1. Грубая оценка временного рассогласования (ВР) (определение и компенсация начала OFDM символа с точностью до одного дискретного отсчета аналогово-цифрового преобразователя – АЦП).

2. Точная оценка ЧР (определение и компенсация дробной части частотного рассогласования передаваемого и принимаемого сигналов).

3. Грубой оценка ЧР (определение и компенсация целой части частотного рассогласования передаваемого и принимаемого сигналов).

4. Точная оценки ВР (определение и компенсация фазового сдвига, вызванного рассинхронизацией по времени в пределах длительности дискретного отсчета АЦП).

5. Оценка и коррекция амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала передачи информации (КПИ).

К основной и наиболее эффективной группе методов синхронизации относятся алгоритмы, основанные на периодической передаче символов преамбулы [3]. Необходимость сокращения времени установления связи, а также увеличения пропускной способности OFDM СПИ с одной стороны и минимизации риска пропуска сеанса связи с другой накладывает специфические требования на используемые процедуры оценки ВР и ЧР ППУ, а также на структуру самого символа преамбулы. Данным требованиям отвечают процедуры, основанные на некогерентной обработке символов преамбулы [4-7, 10], характеризующиеся инвариантностью к доплеровскому смещению спектра. Анализ работ, посвященных когнитивным OFDM СПИ, а также формированию и обработки символов преамбулы, показал, что вопрос адаптации символа преамбулы к сигнально-помеховой обстановке недостаточно проанализирован.

Таким образом, целью данной работы является разработка процедуры адаптации структуры символа преамбулы в интересах уменьшения ошибки оценки частотного рассогласования приемопередающих устройств при функционировании OFDM СПИ в условиях частотно-селективных замираний.

Модель принятого сигнала

В общем случае OFDM символ с учетом адаптивного изменения мощности сигнала, передаваемой на k -й поднесущей частоте $P_{\text{нec}}(k)$, имеет вид [3, 8]

$$s(t) = \sum_{\substack{k=-N_{\text{used}}/2 \\ k \neq 0}}^{N_{\text{used}}/2} X(k) \sqrt{P_{\text{нec}}(k)} \exp(j2\pi k \Delta f (t - T_g)), 0 < t < T_{\text{sym}}, \quad (1)$$

где $X(k)$ – значения пилотных и информационных k -й поднесущей частоты; $\Delta f = F_o / N_{\text{FFT}}$ (Гц) – расстояние между поднесущими частотами; F_o – частота дискретизации (Гц); N_{FFT} – размерность дискретного преобразования Фурье (ДПФ); N_{used} – число поднесущих частот, на которых осуществляется передача информации и пилотов; $T_g = N_g / F_o$ (с) – длительность циклического префикса (ЦП); N_g – длительность ЦП в отсчетах; $T_{\text{sym}} = (N_{\text{FFT}} + N_g) / F_o$ (с) – длительность OFDM символа с учетом ЦП. Далее анализ процедур обработки символов преамбулы произведен на примере OFDM СПИ, построенной на основе стандарта 4-го положе-

ния [11]: $N_{FFT} = 1024$, $N_{used} = 600$, $N_g = 72$, $F_d = 15,36$ МГц. Данный стандарт широко используется для организации высокоскоростных линий связи между мобильными ППУ, функционирующими в условиях наличия ЧСЗ.

После прохождения сигнала (1) через КПИ с импульсной характеристикой (ИХ) $h(\tau, t)$ сигнал на входе приемного устройства имеет вид [3]

$$y(t) = [s(t - t_s) * h(\tau, t)] \exp(j2\pi f_c t) + n(t), \quad h(\tau, t) = \sum_{k=1}^K a_k(t) \delta(\tau - \tau_k), \quad (2)$$

где K – количество путей распространения; $a_k(t)$ – комплексный коэффициент усиления k -го пути распространения; τ_k – задержка k -го пути распространения (с); $\delta(\cdot)$ – дельта-функция; t_s – задержка передаваемого сигнала (с); знак «*» – свертка; f_c – рассогласование несущих частот приемного и передающего устройства; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ). Форма ИХ КПИ определяется профилем распределения мощности по задержке, а скорость изменения ИХ – формой доплеровского спектра мощности и максимальным значением доплеровского смещения спектра (определяющего скорость замираний).

Процедура формирования символа преамбулы

Использование некогерентных процедур обработки принятого OFDM сигнала в интересах оценки ВР и ЧР ППУ сопровождается применением символов преамбулы с многоблочной структурой, а также с симметричным расположением блоков [4-7]. Многоблочная структура символа преамбулы в отличие от симметричной обеспечивает меньший уровень дисперсии оценки ВР при функционировании в условиях ЧСЗ [15]. Дополнительно использование многоблочного символа преамбулы позволяет произвести оценку ЧР, а также отказаться от использования второго символа преамбулы для уточнения оценки ВР и ЧР ППУ [4, 6]. Данные обстоятельства объясняют широкое применение многоблочных символов преамбулы в существующих OFDM СПИ.

Многоблочный символ преамбулы имеет следующую структуру [4-6]:

$$\mathbf{P}_{block} = \left\{ p(m) \cdot A \{k\}_{k=mL-N_{FFT}/2}^{(m+1)L-N_{FFT}/2-1} \right\}_{m=0}^{M-1}, \quad A = IFFT \left[\{a(k)\}_{k=-N_{FFT}/2}^{N_{FFT}/2-1} \right], \quad (3)$$

где $\{p(m)\}_{m=0}^{M-1}$ – взвешивающая последовательность, M – количество элементов взвешивающей

последовательности, $a(k) = \begin{cases} \sqrt{P_{nec}(k_1)} \cdot c_1(k_1), & k \in \mathbf{K}_{pilot} \\ 0, & k \notin \mathbf{K}_{pilot} \end{cases}$ – последовательность с учетом добавле-

ния нулевых поднесущих частот, $\{c_1(k_1)\}_{k_1=-L_{pilot}/2}^{L_{pilot}/2-1}$ – последовательность символа преамбулы,

$L = N_{FFT} / M$ – длина блока, $\mathbf{K}_{pilot}$ – вектор, в котором содержатся номера пилотных поднесущих частот, L_{pilot} – количество элементов вектора $\mathbf{K}_{pilot}$, $IFFT[\cdot]$ – оператор вычисления обратного ДПФ (ОДПФ). В существующих СПИ широкое распространение получили символы преамбулы с двумя одинаковыми блоками (алгоритм Schmidl и Cox) [4], отличающиеся простой процедурой формирования и отсутствием искажений спектра символа преамбулы, в отличие от символов преамбулы с большим количеством блоков ($M \geq 4$, $p \in \{-1, 1\}$) [5, 6], характеризующихся меньшим уровнем дисперсии грубой оценки ВР ППУ.

Процедура формирования символа преамбулы в интересах адаптации OFDM СПИ к ЧСЗ показана на рисунке 1 (Форм. спектр. состава – блок формирования спектрального состава OFDM символа, парал./послед. – параллельно-последовательный преобразователь, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь) [13]. Основным элементом данной процедуры является блок «Управление структурой и параметрами OFDM символа», который на основе оценки

АЧХ КПИ, полученной по обратному каналу связи, в соответствии с методикой [3] производит расчет параметров OFDM-символа и структуры символа преамбулы.

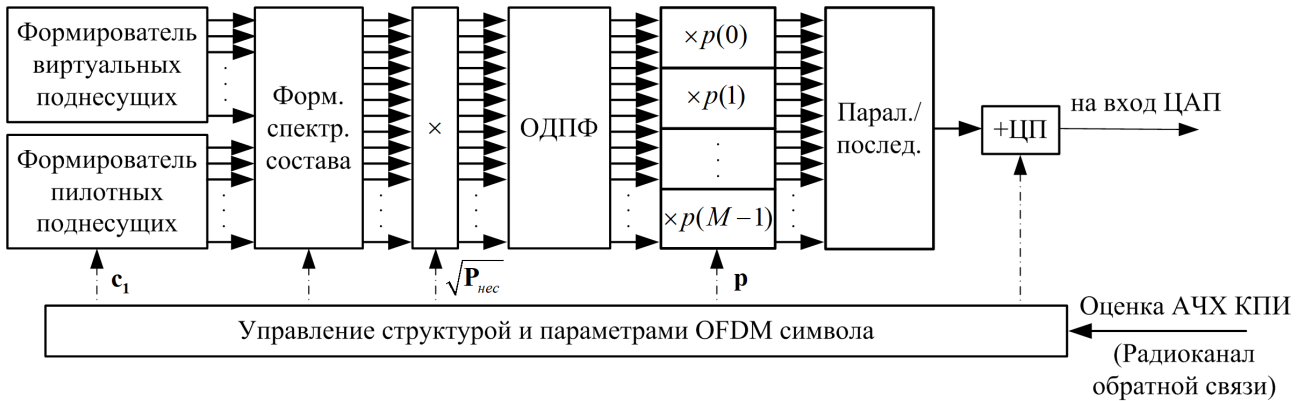


Рисунок 1 – Процедура формирования символа преамбулы в интересах адаптации к ЧСЗ

Figure 1 – A preamble forming procedure for adaptation to frequency-selective fading

Структура многоблочного символа преамбулы (3) выбирается на основе правила

$$\begin{cases} 1) L / F_d > T_m; \\ 2) L / F_d \rightarrow \min; \\ 3) L_{pilot} = \lceil N_{used} / M \rceil; M = 2, 4, 8, 16 \dots, \end{cases} \quad (4)$$

T_m – максимальная задержка ИХ КПИ, определяемая согласно методике [14]. Правило (4) позволяет избежать интерференции между текущим и расположенным через один блоком символа преамбулы, что обеспечивает положение «откликов» многолучевого КПИ в пределах главного лепестка корреляционной функции (КФ). Для вычисленной длины взвешивающей последовательности M и последовательности символа преамбулы L_{pilot} осуществляется синтез последовательностей p и c_1 , а также синтез значений мощности поднесущих частот P_{nec} . Далее, в работе рассмотрен только вопрос совместного синтеза последовательностей p и c_1 , направленного на снижение дисперсии оценки ЧР ППУ. При этом применение в качестве последовательности символов преамбулы или взвешивающей последовательности известных кодовых последовательностей в процедурах некогерентной обработки символов преамбулы не целесообразно [15]. Поскольку, данные кодовые последовательности являются оптимальными по выбранным показателям качества при только использовании когерентных алгоритмов обработки (согласованный фильтр).

Процедуры обработки символа преамбулы

При использовании в OFDM СПИ символов преамбулы с многоблочной структурой (3) грубая оценка ВР ППУ (этап 1) осуществляется на основе расчета максимума КФ $R(d)$

$$\hat{d} = \arg \max_d (R(d)) = \arg \max_d \left(\frac{2M}{M'(M-1)} \frac{\sum_{k=1}^{M'-1} |\Lambda_k(d)|}{|\Lambda_0(d)|} \right)^2, \quad (5)$$

$$\Lambda_k(d) = \sum_{i=0}^{M-k-1} p(i)p(i+k)Z_{i,j}(d), Z_{i,j}(d) = \sum_{n=0}^{L-1} y^*(n+d+iL)y(n+d+jL),$$

где $(\cdot)^*$ – комплексное сопряжение. В случае использования $M' = M = 2$ выражение (5) представляет собой алгоритм Schmidl и Cox [4], при $M' = 2, M \geq 4$ – алгоритм Minn [5]. Процедура (5) при $M' = M, M \geq 4$ (алгоритм Shi и Serpedin) [6, 15] является оптимальной по критерию максимума отношения правдоподобия при некогерентной обработке символа преамбулы.

булы (3), что позволяет обеспечить меньший уровень дисперсии оценки ВР ППУ по сравнению со случаем $M' = 2, M \geq 4$.

Процедура оценки дробной части ЧР ППУ (этап 2) при использовании многоблочного символа преамбулы (3) позволяет произвести оценку ЧР в диапазоне $|\hat{\varepsilon}_f| < M/2$ и имеет вид [10]

$$\hat{\varepsilon}_f = F_f(y, d) = \frac{M}{2\pi} \sum_{h=1}^H \omega(h) \varphi(h), \quad (6)$$

$$\omega(h) = 3 \frac{(M-h)(M-h+1) - H(M-H)M}{H(4H^2 - 6MH + 3M^2 - 1)},$$

$$\varphi(h) = \left[\arg(R(h)) - \arg((h-1)) \right]_{2\pi}, \quad R(n) = \frac{1}{N_{FFT} - hL} \sum_{k=hL}^{N-1} r_1^*(n-hL) r_1(n), \quad 0 \leq h \leq H, \quad H = L/2$$

$$r_1(n) = p(n) \cdot y(n + \hat{d} - N_{FFT}), \quad m = [0, M-1], \quad n = [mL+1, (m+1)L],$$

где $[\cdot]_{2\pi}$ – операция взятия по модулю 2π , $\arg(\cdot)$ – аргумент комплексного числа.

При условиях выхода расстройки частоты из диапазона $\varepsilon \geq |M/2|$ применяется процедура оценки целой части ЧР ППУ (этап 3), которая имеет следующий вид [4]

$$\hat{\varepsilon}_i = \arg \max_g (F_i(y, d, g)), \quad (7)$$

$$F_i(y, d, g) = \left| \sum_{k \in X} Y_1^*(k+g) v^*(k) Y_2(k+g) \right|^2 / \left(\sqrt{2} \sum_{k \in X} |Y_2(k)|^2 \right)^2, \quad k = [-N_{FFT}/2, N_{FFT}/2-1], \quad (8)$$

$$Y_1(k) = FFT[r_1(n)], \quad Y_2(k) = FFT[y(n+d+N_g)], \quad n = [0, N_{FFT}-1],$$

$FFT[\cdot]$ – оператор вычисления ДПФ, $v(k_1) = c_2(k_1)/c_1(k_1)$ – опорная последовательность, характеризующая зависимость значений пилотных несущих частот первого $c_1(k_1)$ и второго $c_2(k_1)$ OFDM символов, $g = [-G, G]$ – анализируемый диапазон целой части ЧР.

Анализ процедур обработки символов преамбулы ограничен рассмотрением первых трех этапов процесса синхронизации, наличие ошибок на которых приводит снижению помехоустойчивости OFDM СПИ.

Обоснование целевой функции синтеза символа преамбулы

Анализ этапов процесса синхронизации показал, что характеристики процедур обработки символов преамбулы (5-7) определяются структурой последовательностей p и c_1 . При этом необходим компромиссный выбор структуры указанных последовательностей, поскольку, использование последовательностей, обладающих наименьшим уровнем дисперсии на этапе грубой оценки ВР, может привести к ухудшению характеристик на этапе оценки ЧР ППУ. Для этого необходимо произвести многокритериальный синтез символа преамбулы при использовании некогерентных процедур обработки, используя показатели качества, определяющие уровень дисперсии оценки ВР и ЧР ППУ [16]. Анализ работ [4-6, 10, 15] показал, что основным требованием при формировании многоблочного символа преамбулы являлось минимизация дисперсии оценки ВР ППУ. При этом требований к структуре символа преамбулы с точки зрения минимизации дисперсии оценки ЧР ППУ не предъявлялось. Для обоснования критерия качества, контролирующего уровень дисперсии оценки ЧР, необходимо произвести анализ влияния структуры символа преамбулы на процедуры обработки (6), (7).

Критерий минимального уровня боковых лепестков (УБЛ) КФ. На этапе грубой оценки ВР характеристики процедуры обработки (5) определяются формой основного лепестка и УБЛ КФ [12, 15]. Форма основного лепестка КФ определяет уровень дисперсии оценки ВР, а величина УБЛ – неоднозначность оценки. При функционировании СПИ в условиях низких отношений сигнал-шум (ОСШ) особую роль играет неоднозначность оценки ВР, поскольку,

данный показатель качества позволяет уменьшить вероятность ложного срабатывания процедуры грубой оценки ВР. В интересах снижения неоднозначности оценки ВР в работе [15], посвящённой целевому выбору взвешивающей последовательности p алгоритма Shi и Serpedin ($M' = M$, $M \geq 4$), в качестве показателя качества предложено использовать минимальный УБЛ КФ

$$\gamma_{\text{УБЛ}} = \min \left\{ \max \left(\Gamma(d) \right) \right\}, \quad \Gamma(d) = \left(\frac{1}{N_{\text{FFT}}(M-1)/2} \sum_{k=1}^{M'-1} |\Lambda_k(d)| \right)^2, \quad d \notin [-L, L]. \quad (9)$$

Критерий минимальной дисперсии оценки дробной части ЧР. Для обоснования критерия качества, контролирующего уровень дисперсии оценки дробной части ЧР, проведено исследование чувствительности процедуры (6) к ошибкам оценкам оценки ВР при использовании 16-ти вариантов четырехблочных символов преамбулы при использовании двоичных взвешивающих последовательностей ($p \in \{-1, 1\}$). Анализ полученных результатов (рисунок 2, а, кривая «1» – группа № 1, кривая «2» – группа № 2, кривая «3» – группа № 3, кривая «4» – группа № 4) показал, что при функционировании в однолучевом КПИ уровень дисперсии оценки дробной части ЧР

$$D[\hat{\varepsilon}_f] = M \left[\left(\hat{\varepsilon}_f - \varepsilon_f \right)^2 \right], \quad (10)$$

зависит от структуры взвешивающей последовательности p , где $M[\cdot]$ – оператор вычисления математического ожидания.

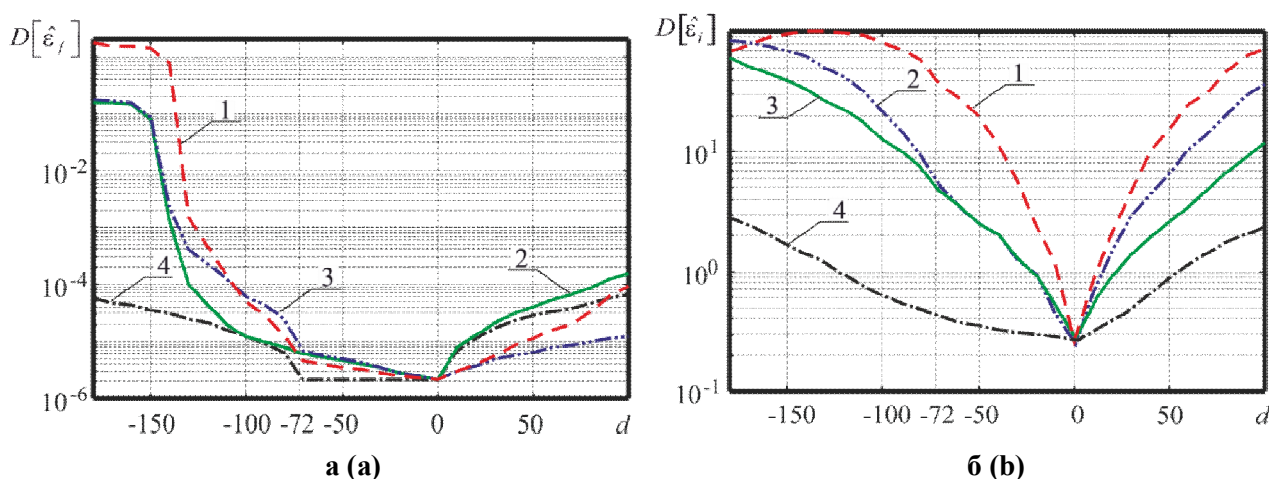


Рисунок 2 – Характеристика процедур оценки ЧР приемопередающих устройств:

а – дробная часть ($q = 19$ дБ), б – целая часть ($q = -9$ дБ)

Figure 2 – Frequency offset estimation procedures characteristics:

a – fractional part ($q = 19$ dB), b – integer part ($q = -9$ dB)

В соответствии с полученными результатами исследуемые взвешивающие последовательности при ошибке оценки ВР, находящейся в диапазоне $d = [-N_g, N_g]$, были разделены на 4 группы:

1. [1 1 -1 -1]; [-1 1 1 -1]; [1 -1 -1 1]; [-1 -1 1 1];
2. [1 -1 -1 -1]; [-1 -1 1 -1]; [-1 1 1 1]; [1 1 -1 1];
3. [-1 1 -1 -1]; [1 1 1 -1]; [-1 -1 -1 1]; [1 -1 1 1];
4. [1 1 1 1]; [-1 1 -1 1]; [1 -1 1 -1]; [-1 -1 -1 -1].

Как показали проведенные исследования последовательности, относящиеся к 4-й группе, характеризуется наименьшей чувствительностью к ошибкам оценки ВР. Анализ процедуры оценки дробной части ЧР проведен на основе компьютерного моделирования при функционировании OFDM СПИ в однолучевом КПИ. Статистика накапливалась по 10000 реализациям БГШ.

Поскольку, процедура обработки (6) отличается высокой чувствительностью к ошибкам оценки ВР при $q \gg 1$, то в качестве критерия качества целесообразно использовать среднеквадратичное отклонение оценки дробной части ЧР, которое определяется функцией $|F_f(\cdot)|$ при фиксированном значении оценки ВР d и $\varepsilon = 0$. Анализ зависимости дисперсии оценки дробной части ЧР и показателя $|F_f(s, d)|$ для четырехблочных символов преамбулы от ошибки оценки ВР показал, что коэффициент корреляции между данными зависимостями находится в области значений 0,70-0,93, что позволяет использовать функцию $|F_f(s, d)|$ для характеристики дисперсии оценки дробной части ЧР. Для обеспечения минимальной дисперсии оценки дробной части ЧР, а также меньшей чувствительности к ошибкам оценки ВР предложено использовать критерий

$$\rho_{op} = \min \left\{ \sum_{i=1}^{N_\tau-1} \left| 10 \cdot \lg [\Delta F_f(d(i))] \right| \right\}, \quad (11)$$

где $\Delta F_f(d(i)) = |F_f(s, d(i))| - |F_f(s, d(i-1))|$ – приращение среднеквадратичного отклонения оценки дробной части ЧР при $\varepsilon = 0$, $s(n)$, $n = [0, 2(N_{FFT} + N_g) - 1]$ – сигнал, состоящий из символа преамбулы (3) и OFDM символа (1), на пилотных поднесущих частотах, которого осуществляется передача последовательности $c_2(k_1)$, $d = [-N_g, N_g]$, N_τ – количество анализируемых задержек сигнала.

Критерий минимальной дисперсии оценки целой части ЧР. Для обоснования критерия качества, контролирующего уровень дисперсии оценки целой части ЧР $D[\hat{\varepsilon}_i]$ (10) проведено исследование чувствительности процедуры (7) к ошибкам оценки ВР аналогично исследованию, выполненному для обоснования критерия качества ρ_{op} (11). Анализ результатов (рисунков 2, б, кривая «1» – группа № 1, кривая «2» – группа № 2, кривая «3» – группа № 3, кривая «4» – группа № 4), показал, что состав групп по сравнению с результатами исследования этапа дробной оценки ЧР отличается и имеет следующий вид

1. [-1 1 -1 1]; [1 -1 1 -1];
2. [1 -1 1 1]; [1 -1 -1 1]; [1 -1 -1 -1]; [-1 1 1 -1]; [-1 -1 1 -1]; [-1 1 -1 -1];
3. [1 -1 -1 -1]; [1 1 -1 -1]; [1 1 1 -1]; [-1 -1 -1 1]; [-1 -1 1 1]; [-1 1 1 1];
4. [1 1 1 1]; [-1 -1 -1 -1].

Сравнение процедур обработки (6) и (7) показало, что процедура оценки целой части ЧР (7) отличается меньшей чувствительностью к ошибкам оценки ВР при функционировании в КПИ с $q \gg 1$. В связи с чем, показатель качества аналогичный (11) использовать не целесообразно.

Из анализа выражения (7) видно, что для контроля дисперсии оценки целой части ЧР стоит использовать косвенный показатель качества, основанный на анализе КФ (8). В качестве такого критерия качества целесообразно использовать показатель, отражающий изменения формы КФ (8) в зависимости от ошибки оценки ВР

$$Q(s, d, g) = d_2^2(F_i(s, 0, g), F_i(s, d, g)), \quad (12)$$

где $d_2(x, y)$ – евклидова метрика.

Анализ зависимости дисперсии оценки целой части ЧР (рисунок 2, б) и показателя $Q(s, d, g)$ от ошибки оценки ВР показал, что для четырехэлементных взвешивающих последовательностей коэффициент корреляции между указанными зависимостями находится в диапазоне 0,84-0,94. Значения коэффициента корреляции, лежащие в этом диапазоне, относятся к области с высокой корреляции, что позволяет использовать показатель качества $Q(s, d, g)$ для характеристики процедуры оценки целой части ЧР.

Для обеспечения монотонного изменения зависимости $Q(s, d, g)$ и минимальной дисперсии оценки целой части ЧР $D[\hat{\varepsilon}_i]$ на всем рассматриваемом диапазоне значений оценки ВР, как и в случае оценки дробной части ЧР, необходимо использовать показатель, основанный на анализе приращения функции $Q(s, d, g)$ по переменной d

$$\rho_{\text{цел}} = \min \left\{ \sum_{i=1}^{N_g-1} \Delta Q(d(i)) \right\}, \quad (13)$$

$$\Delta Q(d(i)) = Q(s, d(i), g) - Q(s, d(i-1), g), \quad g = \overline{-G, G}, \quad d = \left[-N_g, N_g \right].$$

Комбинированный критерий качества. Для решения задачи оптимизации структуры символа преамбулы по нескольким показателям качества целесообразно целевую функцию задать в виде скалярного показателя качества [20], который можно представить в виде взвешенной суммы масштабированных значений критериев качества (9), (11) и (13)

$$k_p(p, c_l) = \mu_1 S_1 \gamma_{\text{УБЛ}} + \mu_2 S_2 \rho_{\text{цел}} + \mu_3 S_3 \rho_{\text{др}}, \quad (14)$$

$$\sum_{i=1}^3 \mu_i = 1; \quad \mu_i, S_i > 0; \quad \mu_i, S_i = \text{const},$$

где μ_i – весовой коэффициент, S_i – нормирующий коэффициент. Результаты, полученные таким методом, не содержат «худших» сигналов, т.е. не требуют дополнительного времени на отсеивание неоптимальных решений [17].

Обоснование процедуры синтеза многоблочного символа преамбулы

Для обоснования выбора метода оптимизации многоблочного символа преамбулы в соответствии с целевой функцией (14) проведены исследования, результаты которого представлены в таблице 1 (синтезировано по 100 реализаций последовательностей), где $\min_{p, c_l} \{k_p(p, c_l)\}$ – минимальное значение целевой функции, $M \{k_p(p, c_l)\}$ – среднее значение результатов минимизации целевой функции (12), времени синтеза – средняя продолжительность оптимизации в среде MATLAB (Intel Core i3-6100).

Таблица 1 – Анализ процедур синтеза

Table 1 – Analysis of synthesis procedures

№	Методы оптимизации	$\min_{p, c_l} \{k_p(p, c_l)\}$	$M \{k_p(p, c_l)\}$	Время синтеза, с	
				1-й этап	Всего
1	ПС	0,179	0,179	–	50,63
2	ГА+ПС	0,122	0,145	66,61	121,06
3	МГА+ПС	0,123	0,151	56,69	120,66
4	МГА2+ПС	0,122	0,149	35,71	112,63

Произведен анализ следующих методов оптимизации: генетический алгоритм (ГА); по координатный спуск (ПС); модифицированный генетический алгоритм (МГА), в котором количество различных ансамблей КП, сравниваемых на очередной итерации, сокращено до 15 (в стандартном – 20), а процентное число ансамблей КП, в которых производилось случайное изменение элементов, увеличено до 25 % (15 % по умолчанию) [18], модификация МГА (МГА2), в которой изменен один из критериев останова: число последовательностей, в которых во время синтеза не происходит уменьшение целевой функции в пределах заданного допуска, уменьшено до 25. На основе метода ПС осуществляется одновременный синтез последовательностей p и c_l , который заключается в последовательном изменении элементов последовательности p , сопровождающимся последовательным изменением элементов последовательности c_l . Метод оптимизации ГА и его модификаций используется только для синтеза взвешивающей последовательности, что при совместном использовании с методом

ПС позволяет снизить чувствительность к начальным условиям. Для сокращения времени синтеза анализ показателей (11) и (13) произведен в диапазоне ошибки оценки ВР $d = [-L, L]$ с шагом $L/2$, $G=16$. Оптимизация производилась для 16-ти блочного символа преамбулы ($M=16$, $L_{pilot}=36$), полученного при использовании весовых коэффициентов $\mu_1 = 0,5$, $\mu_2 = 0,3$, $\mu_3 = 0,2$.

Анализ вариантов построения методов оптимизации структуры символа преамбулы показал, что использование метода МГА2+ПС, позволяет снизить время синтеза, приходящееся на первый этап в 1,86 раз по сравнению с ГА+ПС и в 1,58 раз по сравнению с МГА+ПС, а общее время синтеза снизить на 7 %. Минимальное и среднее значение целевой функции сравнимо с методом ГА. В случае использования сочетания методов оптимизации МГА2 и ПС время синтеза, приходящееся на второй этап (метод ПС), достигает до 68,2 % от общего времени синтеза. При этом по сравнению с методом ПС использование метода МГА2+ПС приводит к увеличению времени синтеза в 2,22 раза, но обеспечивает уменьшение минимального и среднего значения целевой функции в 1,46 и 1,2 раза, соответственно, что говорит о целесообразности применения двухэтапной процедуры синтеза символа преамбулы.

Для обоснования выбора весовых коэффициентов μ_i целевой функции (14) при использовании двухэтапной процедуры синтеза произведено компьютерное моделирование для $M=16$, $L_{pilot}=36$, $d = [-L, L]$ с шагом $L/2$, $G=16$. Многокритериальный синтез структуры символа преамбулы произведен в классе двоичных последовательностей c_1 , $p \in \{-1, 1\}$. В качестве начальных условий использована последовательность p , представленная в работе [16] (полученная по критерию минимума УБЛ КФ), при синтезе последовательности c_1 – участок М-последовательности. Зависимости критериев качества (9), (11) и (13) от значения весовых коэффициентов приведены на рисунке 3.

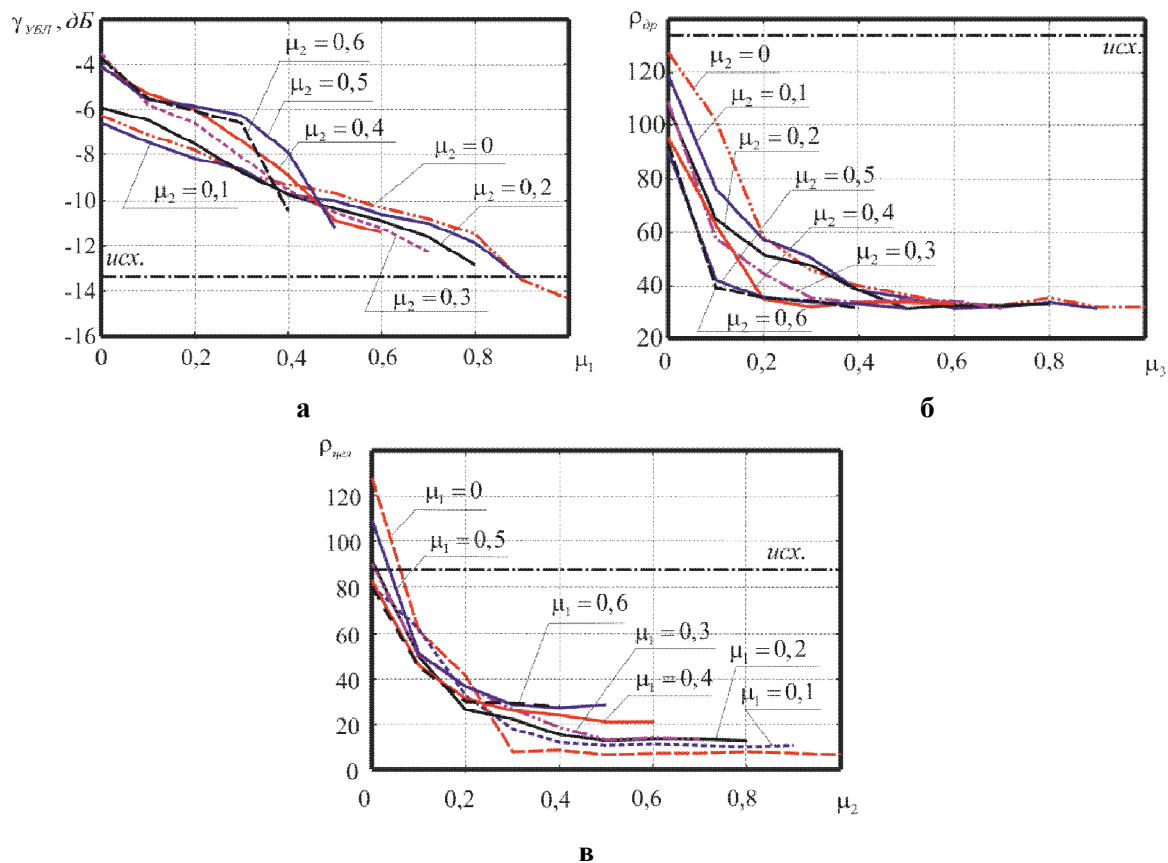


Рисунок 3 – Зависимости показателей качества от весовых коэффициентов
Figure 3 – Dependencies to quality indicators from weighting coefficients

Из анализа зависимостей, представленных на рисунке 3, видно, что увеличение максимального УБЛ КФ усредненного по ансамблю синтезированных символов преамбулы составляет не более 3 дБ по сравнению с символом преамбулы, используемым в качестве начальных условий (рисунок 3, кривая «исх.») при значении весового коэффициента $\mu_1 \geq 0,5$. Поскольку, OFDM СПИ характеризуется высокой чувствительностью к ошибкам оценки ЧР, особое внимание при синтезе символа преамбулы необходимо уделить показателям $\rho_{цел}$ и $\rho_{др}$. В связи с чем, весовые коэффициенты, контролирурующие перечисленные показатели качества, следует выбирать из условия $\mu_2 + \mu_3 = 0,5$. Анализ зависимости показателя качества $\rho_{цел}$ от весового коэффициента μ_2 показывает, что при $\mu_1 = 0,5$ и $\mu_2 \geq 0,3$ не происходит значительного уменьшения показателя качества $\rho_{цел}$. В связи с чем, целесообразно использовать символы преамбулы, полученные при $\mu_1 = 0,5$; $\mu_2 = 0,3$; $\mu_3 = 0,2$.

Таким образом, при использовании 16-ти блочных символов преамбулы, построенных на основе последовательностей p и c_l , полученных в результате применения двухэтапной процедуры многокритериального синтеза, по сравнению с символом преамбулы с известной структурой обеспечивает уменьшение показателей, контролирующих этап оценки дробной и целой части ЧР на 4,79 дБ и 4,88 дБ при увеличении максимального УБЛ КФ на 2,56 дБ.

Экспериментальные исследования

Для оценки эффективности применения синтезированных символов преамбулы в процедурах обработки (5)-(7) при функционировании OFDM СПИ в условиях ЧСЗ произведено компьютерное моделирование в соответствии с рекомендациями, представленными в работах [3, 5, 19]. В качестве моделей нестационарных ЧСЗ использована 16-лучевая модель (16-луч.) [20], в которой мощности лучей распределены по экспоненциальному закону с эквидистантным расположением задержки лучей, и модель Extended Vehicular A (EVA) [11], применяемая для анализа СПИ 4-го поколения в случае передвижения автомобиля в условиях городской застройки. Данные модели ЧСЗ характеризуются следующими значениями среднеквадратическое расширение задержки [3] 764 нс, 357 нс, соответственно. В качестве модели распределения доплеровского смещения спектра использована модель Джейкса [19], при максимальном значении доплеровского смещения спектра равном 50 Гц. Нормированное значение ЧР ε изменялось в диапазоне $-16 - 16$ с шагом 0,001 по равномерному закону распределения случайной величины. Задержка сигнала $d = \lfloor t_s F_d \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ – операция округления до наименьшего целого) изменялась в диапазоне $\left[0, (N_{FFT} + N_g) - 1\right]$ по равномерному закону распределения случайной величины.

На рисунке 4 представлены зависимости дисперсии грубой оценки временного рассогласования $D[d] = M \left[\left(\hat{d} - M[\hat{d}] \right)^2 \right]$, а также дисперсии оценки дробной $D[\hat{\varepsilon}_f]$ (10) и целой $D[\hat{\varepsilon}_i]$ части ЧР от ОСШ для КПИ с 16-ти лучевой моделью распространения сигнала (кривые «16-луч.») и с моделью EVA (кривые «EVA»). Сравнение синтезированных символов преамбулы (кривая «синт.») произведено с символом преамбулы с известной структурой (кривая «исх.»), используемым в качестве начальных условий в процедуре оптимизации, на основе анализа 50000 реализаций КПИ.

Использование синтезированных символов преамбулы по сравнению с символом преамбулы с известной структурой на этапе грубой оценки временного рассогласования (рисунок 4, а) при функционировании в КПИ EVA приводит к увеличению дисперсии до 1,1 раза в рассматриваемом диапазоне ОСШ. При функционировании в 16-ти лучевом КПИ использование синтезированного символа преамбулы к увеличению дисперсии $D[d]$ до 1,3 раз. На этапе оценки дробной части ЧР ППУ использование синтезированных символов преамбулы

приводит к уменьшению дисперсии оценки до 1,5 раза при функционировании в КПИ EVA (рисунок 4, б); до 1,91 раза – при функционировании в 16-ти лучевом КПИ (рисунок 4, в).

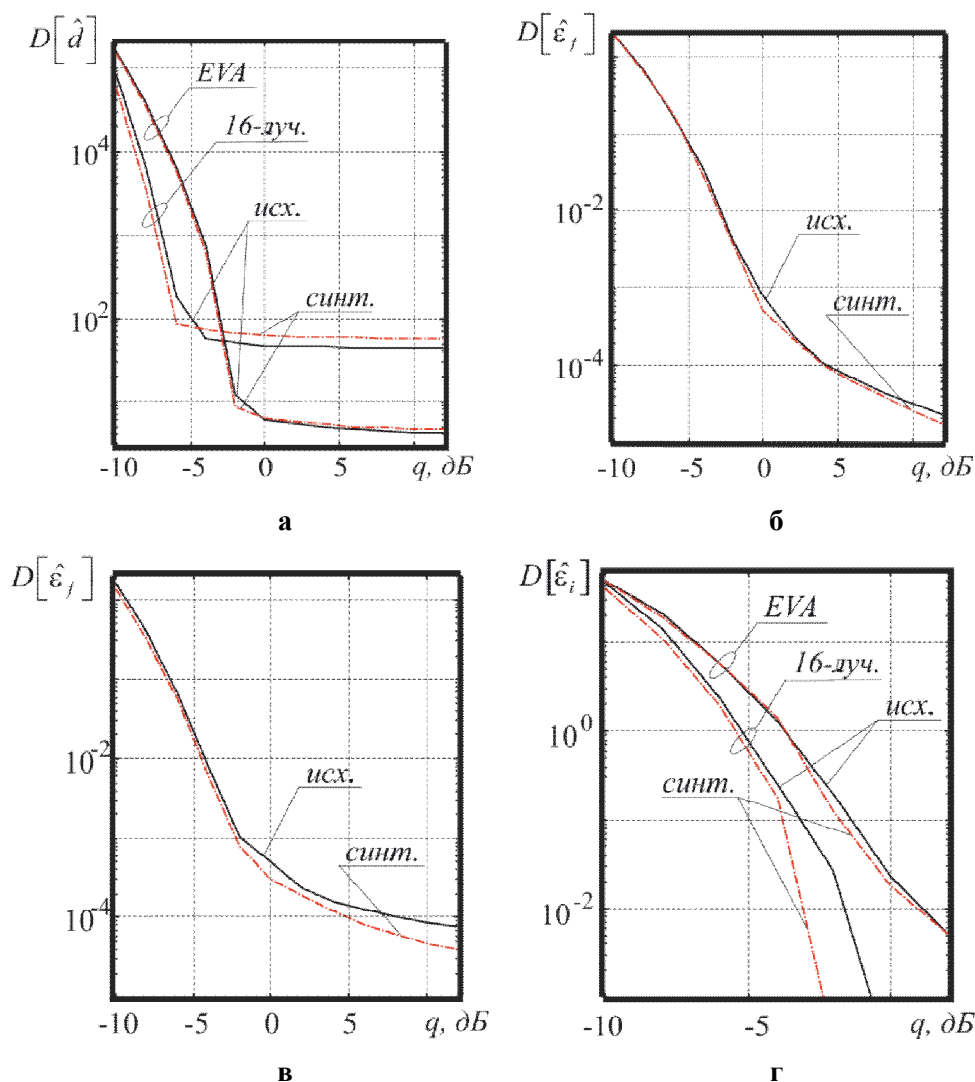


Рисунок 4 – Характеристики процедур обработки символов преамбулы
Figure 4 – The characteristics of preamble processing procedures

На рисунке 4: а – этап грубой оценки ВР; б – этап оценки точной части ЧР (EVA); в – этап оценки точной части ЧР (16-луч.); г – этап оценки целой части ЧР.

Анализ этапа оценки целой части ЧР (рисунок 4, г) показывает, что использование синтезированных символов преамбулы обеспечивает уменьшение дисперсии оценки до 1,5 раз в КПИ EVA, при этом в 16-ти лучевом КПИ наблюдается резкое уменьшение дисперсии оценки до 36,6 раз.

Заключение

Показано, что структура многоблочного символа преамбулы определяет характеристики не только этапа грубой оценки ВР, но и этапов оценки дробной и целой части ЧР. В связи с чем, предложена двухэтапная процедура синтеза символа преамбулы, заключающаяся в совместном синтезе взвешивающей последовательности и последовательности символа преамбулы, направленным на снижение дисперсии оценки ЧР ППУ при функционировании в условиях ЧСЗ. Синтез символа преамбулы произведен по комбинированному критерию качества, учитывающего неоднозначность грубой оценки ВР за счет контроля УБЛ КФ, чувствительность этапов оценки ЧР к наличию ошибки оценки ВР.

Исследование процедур обработки символов преамбулы при функционировании в нестационарном (максимальное доплеровское смещение – 50 Гц) КПИ с ЧСЗ показало, что применение синтезированных символов преамбулы по сравнению с символами преамбулы с известной структурой на этапе оценки дробной части ЧР обеспечивает снижения уровня дисперсии до 1,5 раз в КПИ EVA; до 1,91 раз в 16-ти лучевом КПИ. На этапе оценки целой части ЧР использование синтезированного символа приводит к уменьшению дисперсии оценки до 1,5 раз в КПИ EVA, до 36,6 раз в 16-ти лучевом КПИ.

Библиографический список

1. ITU-R M.2242. Cognitive radio systems specific for International Mobile Telecommunications systems. 2011.
2. **Sohail A., Al-Imari M., Xiao P., Evans B.** Cognitive radio systems: multicarrier modulation and power allocation challenges // Journal of Electrical & Electronic Systems. 2013, vol. 3, issue 1, pp. 1-6.
3. **Cho Y. S., Kim, Yang W. Y., Kang C. G.** MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB – Wiley-IEEE Press, 2010. 544 p.
4. **Schmidl T. M., Cox D. C.** Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM // IEEE Trans. Communications. 1997, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621.
5. **Minn H, Bhargava V. K., Letaief K. B.** A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems // IEEE Transactions on Wireless communications. 2003, vol. 2, no. 4, pp. 822-838.
6. **Shi K., Serpedin E.** Coarse Frame and Carrier Synchronization of OFDM Systems: A New Metric and Comparison // IEEE transactions on wireless communications 2004, vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284.
7. **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.
8. **Калашников К. С., Шахтарин Б. И.** Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение. 2011. № 1. С. 18-27.
9. **Бумагин А. В., Калашников К. С., Прудников А. А., Стещенко В. Б.** Синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации для приема OFDM-сигналов в стандарте DVB-T // Цифровая обработка сигналов. 2009. №4. С. 42-47.
10. **Morelli M., Mengali U.** An Improved Frequency Offset Estimator for OFDM Applications // IEEE communications letters. 1999, vol. 3, no. 3, pp. 75-77.
11. ETSI Standart TS 136 211: Evolved Universal Terrestrial Radio Access, Physical channels and modulation. Version 14.2.0. 2017.
12. **Бакке А. В., Лукашин И. В.** Использование ЛЧМ сигналов для повышения устойчивости функционирования алгоритмов синхронизации в условиях многолучевого распространения // МНТК «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий (REDS-2016)»: Тезисы докладов. М: РНТОРЭС, Т. 6. № 2. 2016. С. 296-300.
13. **Кириллов С. Н., Лукашин И. В.** Процедура формирования и обработки символов преамбулы OFDM системы передачи информации адаптивной к действию частотно-селективных замираний // Доклады 21-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» Москва, Т.1. 2018. С. 211-215.
14. ITU-R P.1407-6. Multipath propagation and parameterization of its characteristics. 2017.
15. **Jitsumatsu Y., Hashiguchi M., Higuchi T.** Optimal Sign Patterns for a Generalized Schmidl-Cox Method // International Conference on Sequences and Their Applications – SETA 2014, pp. 269-279.
16. **Лукашин И. В.** Многокритериальный синтез структуры символа преамбулы при использовании алгоритма некогерентной обработки // XXIII Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях»: Тезисы докладов. Рязань: РГРТУ, 2018. С. 115-117.
17. **Гуткин Л. С.** Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.
18. **Кириллов С. Н., Покровский П. С., Лисничук А. А.** Процедура синтеза 4-позиционных сигналов с расширением спектра // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 50-1. С. 29-33.
19. **Iskander C.** A MATLAB R-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/mlc-downloads/downloads/submissions/18869/versions/1/download/pdf/ChannelModelingWhitePaper.pdf> (дата обращения 27.09.2015)

20. **Wen Y., Danilo-Lemoine F.** A novel postfix synchronization method for OFDM systems // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007). 2007, pp. 1-5.

UDC 621.3.018.51

MULTICRITERIA SYNTHESIS OF PREAMBLE STRUCTURE FOR OFDM SYSTEMS ADAPTIVE TO FREQUENCY-SELECTIVE FADING

S. N. Kirillov, Dr. Sc. (Tech.), full professor, Head of the Department, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0002-3673-5709, e-mail: kirillov.lab@mail.ru

I. V. Lukashin, junior researcher, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0002-6136-4022, e-mail: lukashin.iv@yandex.ru

*OFDM technology is advisable to be used for implementation of high-speed communication systems adaptive to current signal-noise environment. High sensitivity to carrier frequency offset estimation errors is one of its drawbacks. The reduction of OFDM communication system sensitivity to the presence of carrier frequency offset is possible by reducing carrier frequency offset estimation variance. One solution to this problem is based on the processing of periodically transmitted preamble. **The aim is to** develop a procedure for adapting the preamble structure to reduce carrier frequency offset estimation variance in the operation of OFDM communication system in a frequency selective fading channel. A two-stage procedure of multicriteria synthesis based on a combined quality index is proposed to adapt a preamble structure. The quality index proposed allows controlling fractional and integer carrier frequency offset variance and symbol time offset. The use of synthesized preamble for fractional carrier frequency offset estimation is shown to provide reduction of a variance level up to 1,9 times in a non-stationary (maximum Doppler shift – 50Hz) frequency selective fading channel. The use of synthesized preamble for integer carrier frequency offset estimation provides reduction of the variance level up to 36,6 times.*

Key words: OFDM, preamble, multicriterion optimization, adaptation, frequency-selective fading, synchronization algorithm, cognitive radio, non-coherent processing.

DOI: 10.21667/1995-4565-2019-69-3-16

References

1. ITU-R M.2242. *Cognitive radio systems specific for International Mobile Telecommunications systems*. 2011.
2. **Sohail A., Al-Imari M., Xiao P., Evans B.** Cognitive radio systems: multicarrier modulation and power allocation challenges. *Journal of Electrical & Electronic Systems*. 2013, vol. 3, issue 1, pp. 1-6.
3. **Cho Y. S., Kim, Yang W. Y., Kang C. G.** MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. Wiley-IEEE Press. 2010, 544 p.
4. **Schmidl T.M., Cox D.C.** Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE Trans. Communications*. 1997, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621.
5. **Minn H, Bhargava V. K., Letaief K. B.** A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems. *IEEE Transactions on Wireless communications*. 2003, vol. 2, no. 4, pp. 822-838.
6. **Shi K., Serpedin E.** Coarse Frame and Carrier Synchronization of OFDM Systems: A New Metric and Comparison. *IEEE transactions on wireless communications*. 2004, vol. 3, no. 4, pp. 1271-1284.
7. **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.
8. **Kalashnikov K. S., Shahtarin B. I.** Синхронизация OFDM-сигналов во временной и частотной областях. *Vestnik MGTU im. N. Je. Bauman. Seriya: Priborostroenie*. 2011, no. 1, pp. 18-27. (in Russian).
9. **Bumagin A. V., Kalashnikov K. S., Prudnikov A. A., Steshenko V. B.** Синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации для приема OFDM-сигналов в стандарте DVB-T. *Цифровая обработка сигналов*. 2009, no. 4, pp. 42-47. (in Russian).
10. **Morelli M., Mengali U.** An Improved Frequency Offset Estimator for OFDM Applications. *IEEE communications letters*. 1999, vol. 3, no. 3, pp. 75-77.

11. ETSI Standard TS 136 211: *Evolved Universal Terrestrial Radio Access, Physical channels and modulation. Version 14.2.0*. 2017.
12. **Bakke A. V., Lukashin I. V.** Ispol'zovanie LChM signalov dlja povyshenija ustojchivosti funkcionirovaniya algoritmov sinhronizacii v uslovijah mnogoluchevogo rasprostraneniya. MNTK «Radioelektronnye ustrojstva i sistemy dlja infokommunikacionnyh tehnologij (REDS-2016)»: *Tezisy dokladov*. Moscow, vol. 6, no. 2, 2016, pp. 296-300. (in Russian).
13. **Kirillov S. N., Lukashin I. V.** Procedura formirovaniya i obrabotki simvolov preambuly OFDM sistemy peredachi informacii adaptivnoj k dejstvu chastočno-selektivnyh zamiraniy. *Doklady 21-j mezhdunarodnoj konferencii «Cifrovaja obrabotka signalov i ee primenenie»*. Moscow, vol. 1, 2018, pp. 211-215. (in Russian).
14. ITU-R P.1407-6. *Multipath propagation and parameterization of its characteristics*. 2017.
15. **Jitsumatsu Y., Hashiguchi M., Higuchi T.** Optimal Sign Patterns for a Generalized Schmidl-Cox Method. *International Conference on Sequences and Their Applications – SETA*. 2014, pp. 269-279.
16. **Lukashin I. V.** Mnogokriterial'nyj sintez struktury simvola preambuly pri ispol'zovanii algoritma nekogerentnoj obrabotki. *XXIII Vserossijskaja nauchno-tehnicheskaja konferencija studentov, molodyh uchenyh i specialistov «Novye informacionnye tehnologii v nauchnyh issledovanijah»*. *Tezisy dokladov*. Rjazan. 2018, pp. 115-117. (in Russian).
17. **Gutkin L. S.** *Optimizacija radioelektronnyh ustrojstv po sovokupnosti pokazatelej kachestva*. Moscow, Sov. Radio. 1975, 368 p. (in Russian).
18. **Kirillov S. N., Pokrovskij P. S., Lisnichuk A. A.** Procedura sinteza 4-pozicionnyh signalov s rasshireniem spectra. *Vestnik Rjazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2014, no. 50-1, pp. 29-33. (in Russian).
19. **Iskander C.** *A MATLAB R-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation*. <http://www.mathworks.com/matlabcentral/mlc-downloads/downloads/submissions/18869/versions/1/download/pdf/ChannelModelingWhitePaper.pdf> (data obrashhenija 27.09.2015)
20. **Wen Y., Danilo-Lemoine F.** A novel postfix synchronization method for OFDM systems. *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007)*. 2007, pp. 1-5.