

## МЕТОД ЧАСТОТНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ OFDM-СИСТЕМ В КАНАЛАХ С АДДИТИВНЫМ БЕЛЫМ ГАУССОВЫМ ШУМОМ И РЭЛЕЕВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ

**Б.И. Шахтарин<sup>1</sup>, К.А. Балахонов<sup>1</sup>, А.А. Федотов<sup>1</sup>, К.С. Калашников<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация  
e-mail: balakhonoff@mail.ru

<sup>2</sup>Воронежский государственный университет, Воронеж,  
Российская Федерация  
e-mail: kalashks@mail.ru

*Рассмотрен вопрос корректной синхронизации при использовании систем с ортогональным частотным разделением каналов в условиях межсимвольной и межканальной интерференций, вызванных прохождением сигнала через многолучевой канал распространения. Проанализированы существующие алгоритмы и предложен новый метод частотной синхронизации для систем с ортогональным частотным разделением каналов. При моделировании использованы канал с аддитивным белым гауссовым шумом и многолучевой рэлеевский канал. Результаты характеризуются среднеквадратическими ошибками. Предлагаемый метод оценки частотного сдвига имеет меньшую среднеквадратическую ошибку при одних и тех же значениях отношения сигнал/шум, что свидетельствует о его большей эффективности по сравнению с предшествующими методами.*

**Ключевые слова:** межсимвольная интерференция, межканальная интерференция, система с ортогональным частотным разделением каналов, алгоритмы частотной синхронизации.

## FREQUENCY SYNCHRONIZATION METHOD FOR SYSTEMS WITH ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING OPERATING IN A CHANNEL WITH AWGN AND RAYLEIGH FADING

**B.I. Shakhtarin<sup>1</sup>, K.A. Balakhonov<sup>1</sup>, A.A. Fedotov<sup>1</sup>, K.S. Kalashnikov<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation  
e-mail: balakhonoff@mail.ru

<sup>2</sup>Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation  
e-mail: kalashks@mail.ru

*The article discusses the problem of the correct synchronization in case of using the orthogonal frequency division multiplexing under the inter-symbol and inter-channel interference caused by a signal passage through the multipath propagation channel. The result of analyzing the existing algorithms is given and a new method of frequency synchronization for systems with orthogonal frequency division multiplexing is proposed. In the simulation we use AWGN and Rayleigh multipath channel. The results are characterized by the mean squared errors. The proposed method for estimating the frequency shift shows a less mean squared error under the same SNR, which indicates more efficiency in comparison with the previous methods.*

**Keywords:** inter-symbol interference, inter-channel interference, orthogonal frequency division multiplexing systems, frequency synchronization algorithms.

Корректная синхронизация сигнала является критически важной задачей при использовании систем с ортогональным частотным разделением каналов (orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM, OFDM-систем) вследствие их чувствительности к временным и частотным ошибкам [1].

Для гарантии быстрой и точной передачи данных необходимо устранить межсимвольную (МСИ) и межканальную интерференции (МКИ), вызванные прохождением сигнала через канал распространения. В OFDM-системах влияния МСИ можно избежать за счет введения циклических префиксов длительностью, большей импульсной характеристики канала. В свою очередь, используя ортогональность поднесущих частот и точную частотную синхронизацию приемника и передатчика, возможно исключение влияния МКИ.

На практике частотный сдвиг увеличивается вследствие неточности настройки частоты в приемнике и передатчике, а также доплеровского сдвига частоты в канале распространения. Кроме того, ввиду задержки распространения сигнала приемник проводит дискретизацию нового кадра данных не точно в необходимый момент, а с некоторой временной случайной ошибкой. В связи с этим важно оценить частотный сдвиг, чтобы минимизировать его влияние, и временной сдвиг в приемнике, чтобы определить момент начала очередного кадра и правильно выбрать интервал для преобразования Фурье. В настоящей работе рассмотрены использующие избыточную информацию методы, которые широко применяются в современных системах с беспроводными локальными сетями (Wireless Local Area Network, WLAN).

Эффекты частотного сдвига в OFDM-системах были проанализированы П. Музом в работе [2]. Он также описал метод для оценки частотного сдвига, используя два повторяющихся OFDM-символа. Применяя преамбулу из двух OFDM-символов, Т. Шмидль и Д. Кокс предложили метод для временной и частотной синхронизации [3]. Два названных обучающими символа передаются в начале кадра. Первый символ во временном представлении состоит из двух одинаковых частей и корреляция между частями этого символа может быть использована для определения временной метрики в приемнике. Однако точность временной синхронизации падает в результате отсутствия острого пика у временной метрики. В заданный момент времени проводится определение фазы числителя временной метрики, при этом, если ее значение меньше  $\pi$ , то частотный сдвиг может быть оценен по выражению связи с символьной скоростью. Если фаза может оказаться больше  $\pi$ , то целая часть частотного сдвига может быть найдена так, как показано далее. Результаты исследований Юн Хи Кима,

М. Морелли, Х. Минна, Б. Парка и Кан Ши позволили повысить эффективность использования метода Шмидля при условии наложения ограничений [4–8]. В целом предлагаемые перечисленными авторами методы либо более требовательны к вычислительным ресурсам, либо неэффективно работают в каналах с МСИ и имеют малый диапазон определяемых частотных сдвигов. В связи с этим Ф. Ву сравнил предлагаемый им метод с методами Шмидля и Кокса, получив улучшение характеристик при незначительных затратах вычислительных ресурсов [9]. В настоящей работе предложен метод частотной синхронизации, основанный на методе Ву, увеличивающий его точность в каналах с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) и с рэлеевскими замираниями при незначительных относительно необходимых в методе Ву вычислительных затратах. Сравнительное моделирование выполнено для двух указанных методов. Оценка эффективности проведена по среднеквадратической ошибке (СКО) оценки частотного сдвига.

**Методы частотной синхронизации.** Рассмотрим метод временной и частотной синхронизации Шмидля и Кокса [3], метод частотной синхронизации Ву [9] и предлагаемый авторами настоящей работы метод частотной синхронизации.

**Метод временной и частотной синхронизации Шмидля и Кокса.** В этом методе для временной синхронизации используется обучающая последовательность из двух повторяющихся частей  $s_{1,n}$  и  $s_{1,n+N/2}$  длиной по  $N/2$  дискрета каждая, где  $N$  — длина OFDM-символа. Первый и второй символы (псевдошумовая последовательность) применяются совместно для определения частотного сдвига. Предполагается, что при прохождении канала символы изменяются одинаково за исключением фазового сдвига  $\varphi$  вследствие наличия частотного сдвига  $\Delta f_c$ . Полученные две части первого обучающего символа имеют вид  $r_{1,n} = s_{1,n}e^{j2\pi\Delta f_c n T_s} + \eta(nT_s)$ , где  $T_s$  — интервал дискретизации;  $\eta(\cdot)$  — шумовая составляющая. Следовательно, без учета шума две части относятся как  $r_{1,n+N/2} = r_{1,n}e^{j2\pi\Delta f_c (N/2)T_s}$ . Тогда фазовый сдвиг можно рассчитать по формуле  $\varphi = 2\pi\Delta f_c \left(\frac{N}{2}\right) T_s = \pi\Delta f_c N T_s$ .

Фазовый сдвиг  $\varphi$  может быть оценен по выражению, используемому при расчете временной метрики при временной синхронизации

$$\varphi = \text{angle}(P(d)) = \text{angle}\left(\sum_{m=0}^{N/2-1} (r_{d+m}^* r_{d+m+N/2})\right),$$

где  $\text{angle}(\cdot)$  — функция определения фазы комплексного числа;  $d$  — временной индекс.

Если реальный фазовый сдвиг меньше  $\pi$ , то частотный сдвиг может быть рассчитан по формуле  $\Delta f_c = \varphi / (\pi N T_s)$ , в противном случае —

по выражению

$$\Delta f_c = \frac{\varphi}{\pi NT_s} + \frac{2\hat{l}}{NT_s}. \quad (1)$$

Здесь  $\hat{l}$  — целое число. Чтобы найти второе слагаемое суммы в правой части выражения (1), обучающие символы частично корректируются по частоте умножением на выражение

$$\exp\left(-j2\pi \frac{\varphi}{\pi NT_s} t\right) = \exp\left(-j2 \frac{\varphi}{NT_s} t\right).$$

Пусть  $F_{1,k}$  и  $F_{2,k}$  — преобразования Фурье для первого и второго обучающих символов, а  $u_k$  — отношение значений сигнальных составляющих на четных частотах из второго обучающего символа к тем же составляющим из первого обучающего символа. Тогда число  $\hat{l}$  определяется как индекс максимального значения функции  $B(l)$  в выражении

$$B(l) = \frac{\left| \sum_{k \in X} F_{1,k+2l}^* u_k^* F_{2,k+2l} \right|^2}{2 \left( \sum_{k \in X} |F_{2,k}|^2 \right)^2},$$

где  $X$  — индексы, соответствующие четным частотным компонентам второго обучающего символа.

**Метод частотной синхронизации Ву.** В этом методе предполагается, что уже проведена точная временная синхронизация. Дискретные значения принятой обучающей последовательности умножаются на комплексно-сопряженные значения известной обучающей последовательности, после чего проводится  $N$ -точечное преобразование Фурье. Выходные значения преобразования Фурье

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} (r_n A_n) e^{-j2\pi nk/N} \text{ при } 0 \leq k \leq N-1 \quad (2)$$

используются для грубой и точной частотной синхронизации. В формуле (2)  $r_n$  — полезная часть принятого обучающего символа, искаженная частотным сдвигом и шумом;  $A_n$  — комплексно-сопряженная известная заранее обучающая последовательность. Грубая оценка частоты определяется путем поиска максимальной величины в последовательности из выражения (2). Пусть  $k_{\max}$  — индекс максимальной величины. Тогда грубая оценка частотного сдвига задается выражением

$$f_{\text{гр}} = \frac{k_{\max}}{NT_s}. \quad (3)$$

Если частотный сдвиг является целым числом в межканальных интервалах, то выражение (3) дает точную оценку частотного сдвига. В противном случае оно будет содержать некоторую ошибку. Для уточнения оценки используются соседние значения преобразования Фурье  $|F_{k_{\max}+1}|$  и  $|F_{k_{\max}-1}|$ . Определим функцию переключения

$$\alpha = \begin{cases} 1, & \text{если } |F_{k_{\max}+1}| \geq |F_{k_{\max}-1}|; \\ -1, & \text{если } |F_{k_{\max}+1}| < |F_{k_{\max}-1}|. \end{cases}$$

Тогда уточнение оценки проводится путем расчета точного значения

$$f_{\tau} = \frac{1}{NT_s} \frac{\alpha}{1 + |F_{k_{\max}}| / |F_{k_{\max}+\alpha}|}.$$

В результате точная оценка частотного сдвига определяется по выражению

$$\Delta f_c = f_{\text{гр}} + f_{\tau} = \frac{1}{NT_s} \left( k_{\max} + \frac{\alpha}{1 + |F_{k_{\max}}| / |F_{k_{\max}+\alpha}|} \right). \quad (4)$$

**Предлагаемый метод частотной синхронизации.** Этот метод является улучшенным вариантом метода Ву. В таком случае также предполагается выполненной точная временная синхронизация. Для частотной синхронизации также используется  $N$ -точечное преобразование Фурье (2) и формула для грубой оценки частотного сдвига (3). Далее предлагается локально увеличить частотное разрешение для преобразования Фурье между элементами с индексами  $k_{\max}$  и  $k_{\max} + \alpha/2$ , так как ясно, что если максимальное значение, полученное по выражению (10), соответствует индексу  $k_{\max}$ , то для поиска достаточно использовать ширину половины межканального интервала в сторону, соответствующую второй по значению частотной составляющей. Вторую половину межканального интервала можно не рассматривать, так как, если бы ей соответствовал итоговый частотный сдвиг, то максимальное значение выражения (3) достигается при  $k = k_{\max} + \alpha$ , а это не так. Используем возможность расчета дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для конкретных точек, а не для всей последовательности, как быстрое преобразование Фурье (БПФ):

$$F_{m,m} = \sum_{i=0}^{N-1} r_i w_i e^{-j2\pi im/N_{\tau}}, \quad (5)$$

где  $r_n$  — полезная часть принятого обучающего символа, искаженная частотным сдвигом и шумом;  $N_{\tau}$  — размерность уточняющего ДПФ;  $w_i$  — дискретные отсчеты оконной функции высокого разрешения (например, функции Хэмминга). В таком случае рассчитываются значения для чисел  $m$ , принадлежащих указанному выше интервалу. Пусть для примера  $\alpha = 1$ , т.е. вторая по величине частотная

компонента соответствует индексу  $k_{\max} + 1$ , тогда интервал поиска  $\left[ \frac{k_{\max}}{N} N_T; \frac{k_{\max} + 1/2}{N} N_T \right]$ . Если  $N_T = 32N$ , то необходимо провести  $\frac{N_T}{N} \frac{1}{2} + 1 = 17$  вычислений по формуле (4), что, с одной стороны, не представляет большого объема вычислений, поскольку ДПФ большого порядка вычисляется для малого числа точек. С другой стороны, используется дополнение нулями последовательности  $r_i$ , поэтому число слагаемых в правой части выражения (4) не размерность увеличенного ДПФ  $N_T$ , а только размерность уже рассчитываемого в методе Ву БПФ. Таким образом, уточненное значение частотного сдвига следует искать либо как соответствующее новой максимальной частотной компоненте, либо некоторым усреднениям, например, по формуле, аналогичной формуле математического ожидания случайной величины, что может быть более предпочтительно в случае недостаточно точных расчетов или “изрезанных” пиков спектра:

$$m_{\max} = \frac{\frac{k_{\max} + 1/2}{N} N_T \sum_{m = \frac{k_{\max}}{N} N_T} (|F_{T,m}| m)}{\frac{k_{\max} + 1/2}{N} N_T \sum_{m = \frac{k_{\max}}{N} N_T} (|F_{T,m}|)}$$

Тогда итоговое значение частотного сдвига будет определяться по формуле

$$f_e = \frac{m_{\max} N}{N_T} \frac{1}{NT_s} = \frac{m_{\max}}{N_T T_s}$$

**Результаты моделирования.** Моделирование проводится для сравнения точности оценки частотного сдвига методом Ву и предложенным авторами методом в каналах с АБГШ и с рэлеевскими замираниями. Значения параметров моделирования приведены далее, структурная схема — на рис. 1. Как уже было отмечено, метод Шмидля предусматривает как частотную, так и временную синхронизации, используя два обучающих символа. Метод Ву и предлагаемый авторами метод реализуют исключительно частотную синхронизацию, применяя один обучающий символ, предусматривая, что точная временная синхронизация уже проведена. Для сравнения предлагаемого метода с методом Шмидля необходимо обеспечивать равные условия по временной синхронизации, что не является целью настоящей работы. Сравнение методов Шмидля и Ву уже было проведено в работе [9], где продемонстрировано следующее: при использовании метода

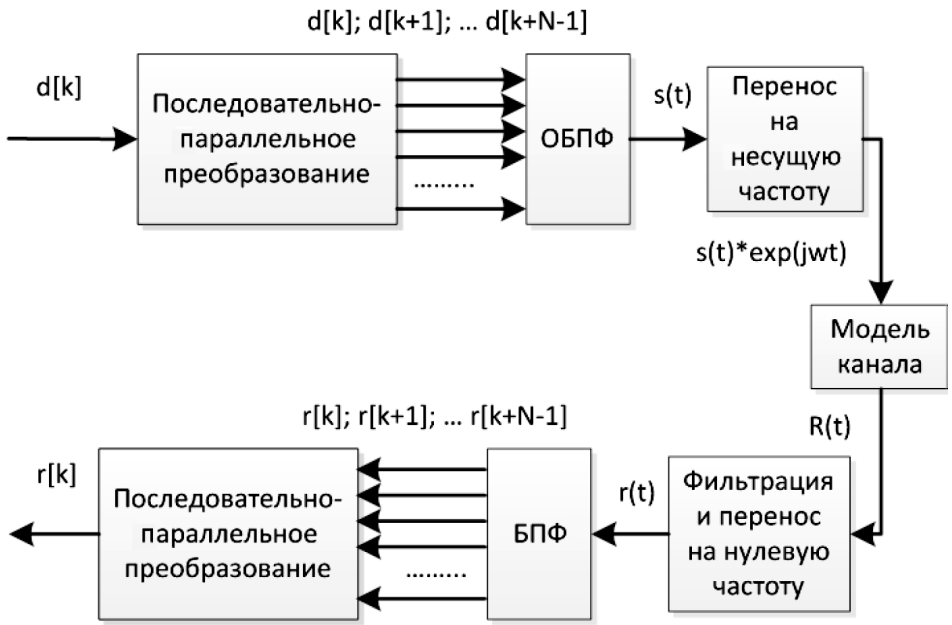


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели

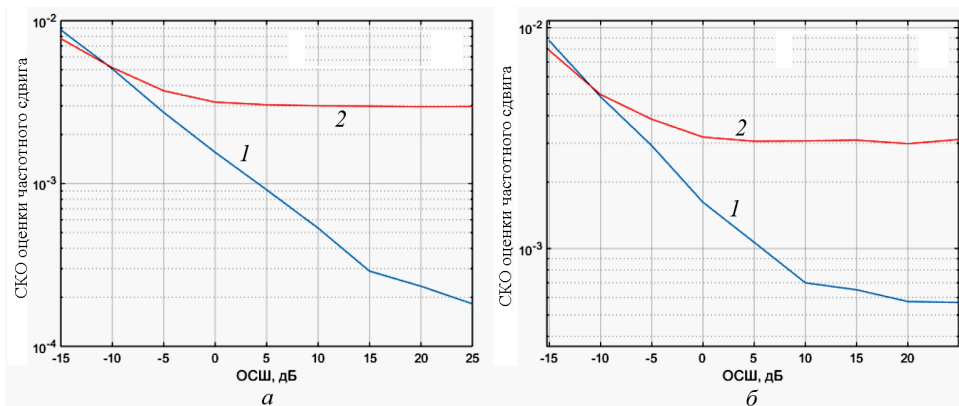
Шмидля результаты оказываются лучше, чем при применении метода Ву, только в канале с замираниями при больших значениях ОСШ.

*Значения параметров моделирования*

|  |                 |
|--|-----------------|
| Число поднесущих частот .....  | 1 000           |
| Размерность обратного БПФ $N$ .....                                  | 1 024           |
| Скорость передачи, Мбит/с .....                                      | 18              |
| Длина циклического префикса, % длины символа .....                   | 10              |
| Сдвиг по частоте, измеряемый как число межканальных интервалов ..... | 12,4            |
| Несущая частота, МГц .....   | 200             |
| Число путей распространения .....                                    | 4               |
| Задержки путей распространения в интервалах дискретизации            | [0, 1, 2, 3]    |
| Средние принятые мощности, дБ .....                                  | [0, -3, -6, -9] |

Результаты моделирования, полученные методом Ву и предлагаемым методом, для канала с АБГШ приведены на рис. 2, а. Начиная со значений ОСШ – 10 дБ, предлагаемый метод обеспечивает до 10 раз меньшее СКО ошибки оценки частотного сдвига, тогда как при малых значениях ОСШ результаты, полученные с помощью указанных методов, сходятся практически к одним и тем же значениям.

Результаты моделирования, полученные методом Ву и предлагаемым методом, для канала с рэлеевскими замираниями, приведены на



**Рис. 2. Зависимости СКО оценки частотного сдвига, выраженной в межканальных интервалах (МКИ), от ОСШ для каналов с АБГШ (а) и рэлеевскими (б) замираниями:**

1 — для метода Ву; 2 — для метода, предлагаемого авторами настоящей статьи

рис. 2, б. При значении ОСШ около  $-10$  дБ указанные методы имеют одну и ту же ошибку, а при больших ОСШ предлагаемый метод обеспечивает меньшее СКО ошибки оценки частотного сдвига (в 4 раза).

**Заключение.** Результаты моделирования показывают, что при использовании предлагаемого авторами метода можно достичь большей эффективности, выраженной в уменьшении СКО ошибки оценки частотного сдвига как в канале с АБГШ (в 10 раз), так и в канале с рэлеевскими замираниями (в 4 раза). Увеличение числа требуемых вычислений не является существенным по сравнению с вычислениями, необходимыми для реализации метода Ву, поэтому на практике применение предлагаемого метода возможно реализовать с помощью широко доступных вычислительных ресурсов.

*Настоящая работа и работа “Алгоритмы распознавания клеток крови” авторов Б.И. Шахтарина, С.А. Панова, К.С. Калашикова, опубликованная в журнале “Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение” (2015, № 4), выполнены по гранту “Статистические методы локализации местоположения и протяженности области определения сигналов и изображений в пространстве их существования” (проект № 15-11-10022) Российского научного фонда.*

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шахтарин Б.И., Казаков Л.Н., Калашиков К.С. Системы связи с ортогональным частотным разделением каналов. М.: Горячая линия–Телеком, 2014. 172 с.
2. Moose P. A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction // IEEE Transactions on Communication. 1994. Vol. 10. P. 2908–2914.
3. Schmidl T., Cox D. Robust frequency and timing synchronization for OFDM // IEEE Trans. Commun. 1997. Vol. 45. No. 12. P. 1613–1621.



4. Kim Y., Hahm Y., Jung H., Song I. An Efficient Frequency offset Estimator for Timing and Frequency Synchronization in OFDM system // *IEEE Transactions on Communication*. 1999.
5. Morelli M., Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications // *IEEE Communications Letters*. 1999. Vol. 3 (3). P. 75–77.
6. Minn H., Zeng M., Bhargava V.K. On Timing Offset Estimation for OFDM Systems // *IEEE Communications Letters*. 2000. Vol. 4. No. 7. P. 242–244.
7. Park B., Cheon H., Kang C., Hong D. A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems // *IEEE Communications Letters*. 2003. Vol. 7. No. 5. P. 239–241.
8. 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 (4). P. 1271–1284.
9. Wu F., Abu-Rgheff M.A. Time and Frequency Synchronization Techniques for OFDM Systems operating in Gaussian and Fading Channels // A Tutorial, Proc. of the 8th Annual Postgraduate Symposium on The Convergence of Telecommunications, Networking and Broadcasting (PGNET), June 2007.

## REFERENCES

- [1] Shakhtarin B.I., Kazakov L.N., Kalashnikov K.S. *Sistemy svyazi s ortogonal'nym chastotnym razdeleniem kanalov [Communication Systems with Orthogonal Frequency-Division Multiplexing]*. Moscow, Goryachaya liniya-Telekom Publ., 2014. 172 p.
- [2] Moose P. A technique for orthogonal frequency-division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communication*, 1994, vol. 10, pp. 2908–2914.
- [3] Schmidl T., Cox D. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Trans. Commun*, 1997, vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621.
- [4] Kim Y., Hahm Y., Jung H., Song I. An Efficient Frequency offset Estimator for Timing and Frequency Synchronization in OFDM system. *IEEE Transactions on Communication*, 1999.
- [5] Morelli M., Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications. *IEEE Communications Letters*, 1999, vol. 3 (3), pp. 75–77.
- [6] Minn H., Zeng M., Bhargava V.K. On Timing Offset Estimation for OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*, 2000, vol. 4, no. 7, pp. 242–244.
- [7] Park B., Cheon H., Kang C., Hong D. A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems. *IEEE Communications Letters*, 2003, vol. 7, no. 5, pp. 239–241.
- [8] 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 (4), pp. 1271–1284.
- [9] Wu F., Abu-Rgheff M.A. Time and Frequency Synchronization Techniques for OFDM Systems operating in Gaussian and Fading Channels. *A Tutorial, Proc. of the 8th Annual Postgraduate Symposium on The Convergence of Telecommunications, Networking and Broadcasting (PGNET)*, June 2007.

Статья поступила в редакцию 20.05.2015

Шахтарин Борис Ильич — д-р техн. наук, профессор кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5).

Shakhtarin B.I. — Dr. Sci. (Eng.), Professor of Autonomous Information and Control Systems Department, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation).

Балахонов Кирилл Андреевич — аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5).

Balakhonov K.A. — post-graduate student of Autonomous Information and Control Systems Department, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation).

Федотов Александр Александрович — аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5).

Fedotov A.A. — post-graduate student of Autonomous Information and Control Systems Department, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, Moscow, 105005 Russian Federation).

Калашников Константин Сергеевич — канд. техн. наук, научный сотрудник Воронежского государственного университета (Российская Федерация, 394006, Воронеж, Университетская пл., д. 1).

Kalashnikov K.S. — Cand. Sci. (Eng.), Research Scientist of Voronezh State University (Universitetskaya ploschad 1, Voronezh, 394006 Russian Federation).

### **Просьба ссылаться на эту статью следующим образом:**

Шахтарин Б.И., Балахонов К.А., Федотов А.А., Калашников К.С. Метод частотной синхронизации для OFDM-систем в каналах с аддитивным белым гауссовым шумом и рэлеевскими замираниями // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2016. № 2. С. 138–147. DOI: 10.18698/0236-3933-2016-2-138-147

### **Please cite this article in English as:**

Shakhtarin B.I., Balakhonov K.A., Fedotov A.A., Kalashnikov K.S. Frequency synchronization method for systems with orthogonal frequency division multiplexing operating in a channel with AWGN and Rayleigh fading. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Bauman, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2016, no. 2, pp. 138–147. DOI: 10.18698/0236-3933-2016-2-138-147

---

## **Вниманию авторов журнала “Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия “Приборостроение”**

Редакция журнала принимает к рассмотрению статьи, оформленные в соответствии с действующими правилами, по следующим тематикам.

### **Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы**

- Приборы и методы измерения
- Приборы навигации
- Акустические приборы и системы
- Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
- Радиоизмерительные приборы
- Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы
- Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий
- Технология приборостроения
- Метрология и метрологическое обеспечение