

М. А. ГРАНКИН, Е. В. ПУСТОВАЛОВ, А. М. ТЮРЛИКОВ

АНАЛИЗ ПРОЦЕДУРЫ ПОГАШЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В OFDM-СИСТЕМЕ СО СЛУЧАЙНЫМ МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ

Рассматривается процедура погашения интерференции в централизованной сети, в которой на физическом уровне используется OFDM, а на уровне управления доступом к среде — случайный множественный доступ. Вычислена вероятность ошибки при погашении интерференции. Получена зависимость скорости алгоритмов множественного доступа от отношения сигнал/шум в канале.

Ключевые слова: OFDM, погашение интерференции, случайный множественный доступ.

Введение. Передача данных с ортогональным частотным разделением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) [1] является одной из популярных технологий, используемых в современных системах связи, таких как IEEE 802.11, IEEE 802.16. В большинстве систем связи с OFDM используют частотно-временное разделение абонентов с динамическим расписанием. Тем не менее, в системах связи с большим числом абонентов и относительно небольшим трафиком, например, системах типа „машина-к-машина“ (Machine-Type-Communications, МТС), более эффективно использование случайного множественного доступа (СМД) [2].

В системах с СМД возможно возникновение ситуации, при которой два и более абонентов одновременно используют одни и те же частотно-временные ресурсы канала. В этом случае сигналы пользователей интерферируют друг с другом, в результате ни одно из переданных сообщений не может быть успешно принято. Такое событие называется *конфликтом*. В традиционных алгоритмах СМД (АЛОХА [3], древовидные алгоритмы [4, 5] и др.) конфликт разрешается тем, что все его участники повторно посылают свои сообщения через случайный промежуток времени, определяемый алгоритмом. Однако в современных беспроводных сетях можно уменьшить количество повторных передач. Это достигается следующим образом. Сигнал, принятый во время конфликта, сохраняется в буфере на приемной стороне. После того как один из участников конфликта повторно передал свое сообщение, и оно было успешно принято, этот сигнал вычитается из суммы сигналов, хранящейся в буфере, после чего декодируется сообщение второго абонента. Данная процедура называется *последовательным погашением интерференции* (Successive Interference Cancellation, SIC). Использование процедуры SIC в современных беспроводных сетях требует определения способа ее реализации на физическом уровне сети. Кроме того, необходима разработка новых алгоритмов СМД с учетом процедуры SIC на физическом уровне. Последняя задача успешно решалась в ряде работ [6—9]. В частности, в [9] был предложен древовидный алгоритм с погашением интерференции, устойчивый к возможным ошибкам в процедуре SIC, и была найдена скорость алгоритма как функция от вероятности ошибки на физическом уровне. Тем не менее конкретная схема погашения интерференции на физическом уровне не была рассмотрена, и неясно, как предложенная вероятностная модель, используемая для расчета скорости алгоритма, связана с реальными характеристиками канала связи, такими как частотная селективность канала и дисперсия шума.

В настоящей работе рассматривается процедура погашения интерференции на физическом уровне централизованной системы связи с OFDM. Исследуется влияние характеристик канала связи на величину ошибки в процедуре погашения интерференции и соответственно — на характеристики алгоритма СМД с погашением интерференции.

Модель системы. Будем рассматривать централизованную систему множественного доступа, все абоненты которой передают свои сообщения единому получателю — центральной станции (ЦС). Время дискретно и разбито на кадры, равные времени передачи одного сообщения. В конце каждого кадра ЦС уведомляет абонентов о том, какие сообщения были успешно приняты в данном кадре. На основе этой информации абоненты принимают решения о повторной передаче своих сообщений.

Передача сообщений в системе ведется с помощью ортогонального частотного разделения с кодированием (COFDM) [1]. В начало каждого OFDM-пакета добавляется преамбула, состоящая из последовательности во временной области с хорошими автокорреляционными свойствами (служит для детектирования сигнала) и последовательности $\mathbf{X}_{\text{пр}}$ в частотной области (служит для оценки канала). Будем также полагать, что каждое сообщение пользователя содержит контрольную сумму, которая при наличии ошибок в пакете на выходе декодера позволяет гарантированно их обнаружить.

Рассмотрим низкочастотную модель приема и передачи в OFDM, т.е. до цифроаналогового преобразования в передатчике и после аналого-цифрового преобразования в приемнике. Передатчик OFDM условно будем обозначать T_x ; стандартный OFDM-приемник — R_x . Будем полагать, что прохождение сигнала абонента через радиочасть передатчика, радиоканал и радиочасть приемника описывается эквивалентным низкочастотным линейным фильтром с откликом \mathbf{h} и частотной передаточной функцией $\mathbf{H} = \text{ДПФ}(\mathbf{h})$, где ДПФ — дискретное преобразование Фурье. Пусть в некотором кадре одновременно передаются сигналы от K абонентов. Обозначим через $\mathbf{x}^{(i)}$ сигнал i -го абонента с выхода модуля T_x . Тогда входной сигнал OFDM-приемника представляется следующим выражением

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^K \mathbf{x}^{(i)} * \mathbf{h}^{(i)} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где „*“ обозначает операцию свертки; $\mathbf{h}^{(i)}$ — отклик канала, через который проходит сигнал i -го абонента; \mathbf{n} — вектор комплексного аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) с дисперсией σ^2 . Каждый элемент n_k вектора \mathbf{n} является случайной комплексной величиной, действительная и мнимая части которой имеют гауссово распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2/2$ (такие величины будем называть комплексными гауссовыми величинами с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2).

Алгоритм оценки частотной передаточной функции канала. Для выполнения процедуры погашения интерференции приемнику нужно иметь оценку передаточной функции канала, которую выполним по преамбуле. На вход алгоритма подается сигнал $\mathbf{y}_{\text{пр}}$, который соответствует принятой из канала преамбуле. После удаления циклического префикса и перевода в частотную область с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) получим вектор $\mathbf{Y}_{\text{пр}}$ длиной N (N — длина преобразования Фурье). Оценка канала выполним, разделив каждый элемент вектора $\mathbf{Y}_{\text{пр}}$ на известные значения вектора преамбулы $\mathbf{X}_{\text{пр}}$

$$\hat{H}_k = \frac{Y_{\text{пр},k}}{X_{\text{пр},k}}, \quad \forall k = 0, \dots, N-1.$$

Введем в обозначение ошибку в оценке канала:

$$\varepsilon_k \triangleq \hat{H}_k - H_k. \quad (2)$$

Можно показать, что для рассмотренного алгоритма оценки канала параметр ϵ_k является случайной комплексной гауссовой величиной с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 .

Будем полагать, что приемнику известна максимально возможная длительность отклика канала $L < N$. Тогда точность оценки передаточной функции канала можно повысить благодаря следующей процедуре:

1) перевести вектор $\hat{\mathbf{H}}'$ во временную область с помощью обратного БПФ. Получить вектор $\hat{\mathbf{h}}'$;

2) построить вектор $\hat{\mathbf{h}}$, обнулив последние $N - L$ элементов

$$\hat{h}_k = \begin{cases} \hat{h}'_k, & 0 < k \leq L - 1, \\ 0, & L \geq k < N; \end{cases}$$

3) получить окончательные значения вектора $\hat{\mathbf{H}}$, переведя вектор $\hat{\mathbf{h}}$ в частотную область с помощью БПФ.

После выполнения этой процедуры дисперсия ошибки ϵ_k уменьшится в L / N раз.

Алгоритм работы центральной станции с погашением интерференции. Схема приемника ЦС с погашением интерференции приведена на рис. 1. Сигнал y с выхода АЦП поступает на вход стандартного OFDM-приемника Rx, который осуществляет обнаружение сигнала, оценку отклика канала, демодуляцию и декодирование. Если детектор в модуле Rx не обнаружил преамбулу, то ЦС определяет событие как „пусто“ и на этом обработка сигнала y заканчивается. Если детектор обнаружил преамбулу, то проверяется контрольная сумма для двоичного вектора $\hat{\mathbf{m}}^{(1)}$ на выходе блока Rx. Если контрольная сумма неверна, то ЦС обнаруживает конфликт и сигнал y записывается в буфер. Заметим, что если в буфере уже хранится некоторый сигнал, то буфер очищается, и на место старого сигнала записывается новый. Таким образом, для каждого кадра в буфере хранится не более одного цифрового сигнала, полученного с выхода АЦП. Наконец, если в векторе $\hat{\mathbf{m}}^{(1)}$ оказалась верная контрольная сумма, то ЦС определяет событие „успех“. Если буфер не пуст, то ЦС запускает процедуру погашения интерференции.

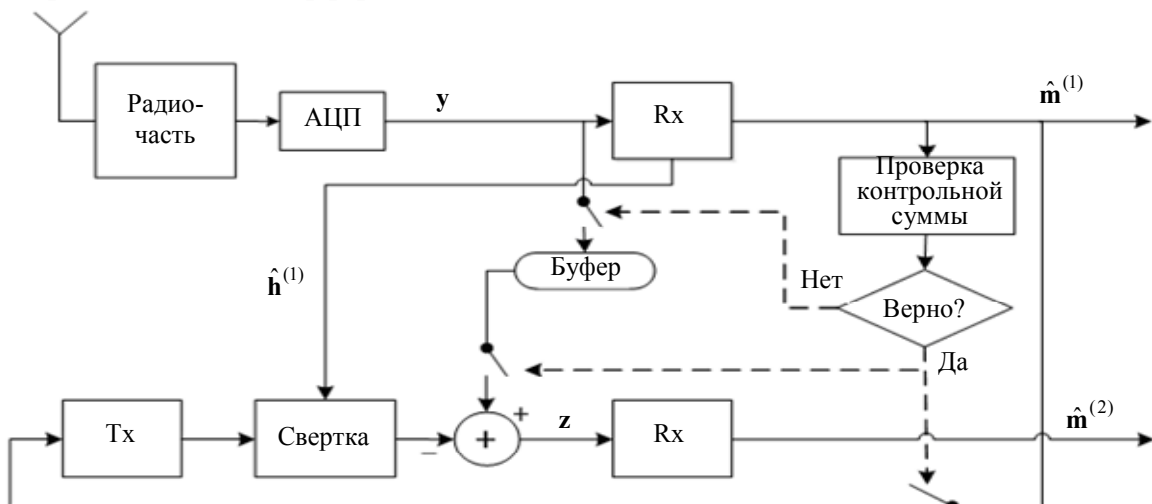


Рис. 1

Рассмотрим реализацию процедуры погашения интерференции. Сообщение $\hat{\mathbf{m}}^{(1)}$ поступает на вход модуля Tx, выполняющего операции кодирования и модуляции, аналогичные тем, которые выполнялись абонентом на передающей стороне. На выходе модуля Tx получается цифровой сигнал $\mathbf{x}^{(1)}$. Далее сигнал $\mathbf{x}^{(1)}$ поступает в цифровой

фильтр, который выполняет свертку входного сигнала с оценкой отклика канала $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$, полученной модулем Rx в текущем кадре. Результат свертки $\mathbf{x}^{(1)}$ и $\hat{\mathbf{h}}^{(1)}$ вычитается из сигнала \mathbf{y}_{buf} , хранящегося в буфере, и полученный сигнал \mathbf{z}

$$\mathbf{z} = \mathbf{y}_{\text{buf}} - \mathbf{x}^{(1)} * \mathbf{h}^{(1)}$$

отправляется во второй модуль Rx.

По окончании обработки сигнала \mathbf{z} ЦС проверяет контрольную сумму в векторе $\hat{\mathbf{m}}^{(2)}$ на выходе второго блока Rx. Если контрольная сумма верна, значит, в предыдущем кадре произошел конфликт кратности два и ЦС смогла успешно восстановить сообщение второго абонента в результате погашения интерференции. На находящийся выше уровень отправляются сообщения $\mathbf{m}^{(1)}$ и $\mathbf{m}^{(2)}$, а по каналу обратной связи ЦС передает информацию об успешном приеме двух сообщений. Если контрольная сумма неверна, то либо в буфере хранился сигнал конфликта большей кратности, либо в результате погашения интерференции произошли ошибки, и сообщение второго абонента не было восстановлено. В этом случае на находящийся выше уровень перейдет только сообщение абонента $\mathbf{m}^{(1)}$, о чем ЦС сообщит абонентам по каналу обратной связи.

По окончании процедуры погашения интерференции буфер на ЦС, в котором хранится сигнал \mathbf{y} , очищается.

Анализ реализации процедуры погашения интерференции. Пусть в некотором кадре t один абонент передает свое сообщение $\mathbf{m}^{(1)}$. ЦС принимает в этом кадре сигнал \mathbf{y}_t :

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{x}^{(1)} * \mathbf{h}^{(1)} + \mathbf{n}_t$$

и отправляет его в блок обработки Rx, на выходе которого получается двоичный вектор $\hat{\mathbf{m}}^{(1)}$. Вероятность ошибки на сообщение первого пользователя $p_1 \triangleq P\{\hat{\mathbf{m}}^{(1)} \neq \mathbf{m}^{(1)}\}$ зависит от параметров канала (профиль многолучевого распространения \mathbf{P}_h и дисперсия шума σ^2), параметров помехоустойчивого кода и модуляции, а также от входного распределения символов в сообщении. Будем считать, что параметры кода и модуляции в системе зафиксированы, а сообщения всех пользователей имеют одинаковое равномерное входное распределение на множестве двоичных символов. Введем функцию ошибки $p_e(\mathbf{P}_h, \sigma^2)$, которая определяет вероятность ошибки на сообщение пользователя в зависимости от параметров канала, тогда

$$p_1 \triangleq P\{\hat{\mathbf{m}}^{(1)} \neq \mathbf{m}^{(1)}\} = p_e(\mathbf{P}_h, \sigma^2). \quad (3)$$

Заметим, что в рамках введенной системы обозначений p_1 является вероятностью ложного конфликта.

Пусть теперь в кадре t передают два абонента, а в кадре $t+1$ один из абонентов успешно передал свое сообщение $\mathbf{m}^{(1)}$. Будем полагать, что в процессе приема сигнала не возникло ошибок, и ЦС безошибочно декодировала $\mathbf{m}^{(1)}$. После успешного приема $\mathbf{m}^{(1)}$ ЦС запустит процедуру погашения интерференции и попытается декодировать сообщение $\mathbf{m}^{(2)}$ второго абонента. Найдем вероятность того, что ЦС не сможет успешно декодировать сообщение $\mathbf{m}^{(2)}$ при условии, что $\mathbf{m}^{(1)}$ успешно принято.

Утверждение. Если для цифровой модуляции сигнала в частотной области используется двоичная фазовая манипуляция (Binary Phase Shift Keying, BPSK), то вероятность ошибки в погашении интерференции можно найти с помощью выражения

$$p_2 \triangleq P\{\hat{\mathbf{m}}^{(2)} \neq \mathbf{m}^{(2)} \mid \hat{\mathbf{m}}^{(1)} = \mathbf{m}^{(1)}\} = p_e(\mathbf{P}_h, \sigma^2 (1 + L/N)). \quad (4)$$

Доказательство. В кадре $t+1$ на вход второго модуля Rx поступает вектор \mathbf{z}_{t+1} :

$$\mathbf{z}_{t+1} \triangleq \mathbf{y}_t - \mathbf{x}^{(1)} * \mathbf{h}^{(1)} = \mathbf{x}^{(2)} * \mathbf{h}^{(2)} - \mathbf{x}^{(1)} * (\hat{\mathbf{h}}^{(1)} - \mathbf{h}^{(1)}) + \mathbf{n}_t.$$

После удаления циклического префикса и перевода в частотную область получаем

$$Z_{t+1,k} = X_k^{(2)} H_k^{(2)} - X_k^{(1)} (\hat{H}_k^{(1)} - H_k^{(1)}) + \eta_{t,k}, \forall k = 0, \dots, N-1, \quad (5)$$

где k — номер поднесущей в дискретном преобразовании Фурье; \mathbf{z}_{t+1} , $\mathbf{X}^{(1)}$, $\mathbf{X}^{(2)}$, $\mathbf{H}^{(1)}$, $\mathbf{H}^{(2)}$ и \mathbf{n}_{t+1} — соответствующие частотные аналоги векторов \mathbf{z}_{t+1} , $\mathbf{x}^{(1)}$, $\mathbf{x}^{(2)}$, $\mathbf{h}^{(1)}$, $\mathbf{h}^{(2)}$ и \mathbf{n}_{t+1} . Подставив (2) в (5), получим

$$Z_{t+1,k} = X_k^{(2)} H_k^{(2)} - X_k^{(1)} \varepsilon_k^{(1)} + \eta_{t,k}, \forall k = 0, \dots, N-1.$$

Введем обозначения

$$\begin{aligned} \zeta_k &\triangleq X_k^{(1)} \varepsilon_k^{(1)}, \\ \gamma_k &\triangleq \eta_{t,k} - \zeta_k. \end{aligned} \quad (6)$$

Поскольку для модуляции сигнала в цифровой области используется двоичная фазовая манипуляция, а символы в сообщении имеют равномерное распределение, то $X_k^{(1)}$ представляет собой случайную величину, имеющую равномерное распределение на множестве $\{-1, +1\}$. Вычислив плотность произведения случайных величин, получим, что ζ_k — комплексная гауссова величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2 L / N$. Согласно правилу сложения гауссовых величин, γ_k — комплексная гауссова величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией

$$D[\gamma_k] = \sigma^2 + \sigma^2 L / N = \sigma^2 (1 + L / N).$$

Таким образом, после погашения интерференции дисперсия шума в сигнале на входе второго модуля Rx повышается в $(1 + L / N)$ раз. Справедливость (4) доказана. \square

Замечание. Если для модуляции данных в частотной области используется модуляция, отличная от двоичной фазовой манипуляции, то распределение величины ζ_k (см. выражение (6)) не является гауссовым. Однако при $E[X_k^{(1)}] = 0$ и $E[|X_k^{(1)}|^2] = 1$, можно считать, что выражение (4) выполняется с высокой точностью.

Из (3) и (4) следует, что, зная функцию $p_e(\mathbf{P}_h, \sigma^2)$, можно найти вероятность ложного конфликта p_1 и вероятность ошибки в погашении интерференции p_2 .

Анализ СМД с погашением интерференции. Выше были рассмотрены алгоритмы физического уровня. На уровне управления доступом к среде (Media Access Control, MAC) каждого абонента работает алгоритм СМД, который, получая от ЦС в конце каждого кадра сигнал обратной связи θ , определяет кадры, в которых абонент должен передавать (повторно передавать) свои сообщения. Сравним работу в рассмотренной выше системе связи трех алгоритмов СМД: простого древовидного, улучшенного древовидного [4] и устойчивого древовидного с погашением интерференции [9]. В качестве меры производительности алгоритмов СМД будем вычислять их скорость — максимальную интенсивность поступления сообщений в систему, при которой система остается стабильной (т.е. обеспечивается конечная задержка сообщений).

В [10] была введена модель СМД с ложными конфликтами и получена скорость простого и улучшенного древовидных алгоритмов как функция от вероятности ложного конфликта p_1 . С использованием методики расчета скорости из [11] скорость алгоритма с погашением

интерференции может быть найдена как функция от вероятности ложного конфликта p_1 и вероятности ошибки в процедуре погашения интерференции p_2 .

Для нахождения вероятностей p_1 и p_2 найдем значения функции $p_e(\mathbf{P}_h, \sigma^2)$ с помощью имитационного моделирования. Будем рассматривать систему с большим числом абонентов, которые передают на ЦС короткие сообщения, размером 200 бит. В качестве кодово-модуляционной схемы будем использовать сверточный код со скоростью 1/2 и BPSK модуляцию. Размер преобразования Фурье выберем 512, так что одно сообщение передается внутри одного блока OFDM. Профиль канала многолучевого распространения приведен в таблице.

Параметр	Номер луча					
	1	2	3	4	5	6
Задержка, мкс	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
Относительное ослабление, дБ	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,4

На рис. 2 приведены графики зависимости скорости R алгоритмов от отношения сигнал/шум (ОСШ) в канале (1 — простой древовидный алгоритм; 2 — улучшенный древовидный алгоритм; 3 — древовидный алгоритм с погашением интерференции). Видно, что при больших значениях ОСШ (когда вероятность ложного конфликта близка к нулю) скорость алгоритма с погашением интерференции на 13 % выше скорости улучшенного древовидного алгоритма и на 20 % — скорости простого древовидного алгоритма. С другой стороны, при ОСШ меньше 6 дБ алгоритм с погашением интерференции проигрывает простому древовидному алгоритму. Таким образом, оценив уровень ОСШ, центральная станция может принять решение, какой из алгоритмов СМД целесообразно применять в данном канале.

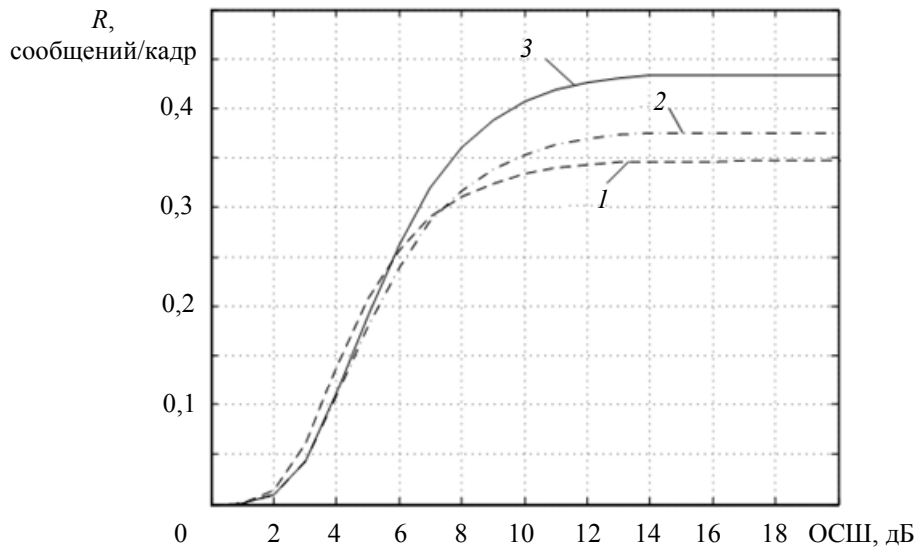


Рис. 2

Заключение. В работе рассмотрена реализация процедуры погашения интерференции на физическом уровне OFDM-системы и получена оценка вероятности ошибки в такой системе. Показано, что, используя полученную вероятность ошибки в расчете скорости древовидных алгоритмов, можно определить, какой из алгоритмов СМД целесообразнее использовать в конкретном канале.

Заметим, что полученные результаты применимы и в других, близких к OFDM, системах, например, в системе с модуляцией SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access), которая используется в восходящем канале стандарта LTE.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems. Artech House, 2004. 272 p.
2. Cheng M., Lin G., Wei H., Hsu A. Overload control for machine-type-communications in LTE-advanced system // IEEE Communications Magazine. 2012. Vol. 50, N 6. P. 38—45.
3. Abramson N. The ALOHA system — another alternative for computer communications // Proc. AFIPS Conf. 1970. Vol. 36. P. 295—298.
4. Цыбаков Б. С., Михайлов В. А. Свободный синхронный доступ пакетов в широкополосный канал с обратной связью // Проблемы передачи информации. 1978. Т. 14, № 4. С. 32—59.
5. Carpanakis J. Tree algorithms for packet broadcast channels // IEEE Transact. on Information Theory. 1979. Vol. 25, N 4. P. 505—515.
6. Винель А. В., Тюрликов А. М., Федоров К. А. Использование последовательного погашения интерференции при организации случайного множественного доступа в централизованных сетях // ИУС. 2009. № 2(39). С. 46—55.
7. Yu Y., Giannakis G. B. High-throughput random access using successive interference cancellation in a tree algorithm // IEEE Transact. on Information Theory. 2007. Vol. 53, N 12. P. 4628—4639.
8. Houdt B. V., Peeters G. FCFS tree algorithms with interference cancellation and single signal memory requirements // Proc. of Intern. Conf. on Telecommunications ICT'08. 2008. P. 1—6.
9. Андреев С. Д., Пустовалов Е. В., Тюрликов А. М. Древоподобный алгоритм разрешения конфликта, устойчивый к неполному погашению интерференции // Автоматика и телемеханика. 2009. Т. 70, № 3. С. 78—96.
10. Евсеев Г. С., Ермолаев Н. Г. Оценки характеристик разрешения конфликтов в канале со свободным доступом и шумом // Проблемы передачи информации. 1982. Т. 18, № 2. С. 101—105.
11. Евсеев Г. С., Тюрликов А. М. Взаимосвязь характеристик блокированных стек-алгоритмов случайного множественного доступа // Проблемы передачи информации. 2007. Т. 43, № 4. С. 83—92.

Сведения об авторах

- Максим Андреевич Гранкин** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра инфокоммуникационных систем; E-mail: m.grankin@vu.spb.ru
- Евгений Васильевич Пустовалов** — Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Институт компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей; научный сотрудник; E-mail: eugeny@vu.spb.ru
- Андрей Михайлович Тюрликов** — д-р техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра инфокоммуникационных систем; E-mail: turlikov@vu.spb.ru

Рекомендована кафедрой
№ 51 безопасности информационных систем

Поступила в редакцию
01.02.13 г.