

УДК 20.53.23; 49.31.00

# АДАПТИВНАЯ ПЕРЕДАЧА В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИХ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИСТЕМАХ ВЕЩАНИЯ

**П. В. Трифонов,**  
аспирант

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

*Рассматривается задача оптимизации схемы передачи в цифровых многопользовательских системах вещания. Показано, что путем реализации управляемого разделения канала может быть достигнуто существенное снижение мощности передатчика, требуемой для достижения заданных параметров системы. Рассматриваются различные варианты реализации этого подхода. Исследуется влияние стохастических свойств радиоканала на эффективность метода.*

*Optimization of data transmission scheme in digital multi-user multi-carrier broadcast systems is considered. It is shown that optimization of channel sharing can provide considerable reduction of transmitter power required for achieving the target system parameters. Different approaches for this are considered. Impact of stochastic channel variations on the performance of the suggested method is analyzed.*

## Введение

В настоящее время наблюдается бурное развитие систем мобильной цифровой радиосвязи. Большинство подобных систем характеризуется необходимостью обеспечения высокоскоростной передачи данных от базовой станции к пользовательским терминалам и сравнительно низкой скорости передачи в обратном направлении. Так как базовые станции цифровых радиосетей в большинстве случаев представляют собой достаточно высокопроизводительные вычислительные устройства, возникает возможность реализации адаптивных алгоритмов, позволяющих подстроить используемую схему передачи под текущее состояние радиоканала и требования пользователей, что дает возможность существенно снизить мощность радиосигнала, требуемую для достижения заданного качества обслуживания пользователей.

## Многоканальная система вещания

Современные цифровые радиосистемы, как правило, характеризуются достаточно широкой полосой сигнала. Следствием этого является сильная межсимвольная интерференция. Один из широко распространенных способов ее преодоления – многочастотная передача, состоящая в том, что исходный широкополосный канал разбивается на большое число узкополосных подканалов, свобод-

ных от межсимвольной интерференции. Как правило, несущие для этих подканалов выбираются ортогональными, что позволяет при выполнении определенных условий избежать межканальной интерференции. Такой подход получил название ортогонального частотного мультиплексирования (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM) [1].

Рассмотрим систему вещания на основе OFDM. Несложно показать, что сигнал, принятый каждым из пользователей подобной системы, равен

$$r_{ki}^{(j)} = \mu_{ki}^{(j)} s_i^{(j)} + \eta_{ki}^{(j)}, \quad k = 1, \dots, K, \quad i = 1, \dots, N,$$

где  $r_{ki}^{(j)}$  – сигнал, принятый  $k$ -м пользователем по  $i$ -му подканалу в момент времени  $j$ ;  $s_i^{(j)}$  – сигнал, переданный базовой станцией;  $\mu_{ki}^{(j)}$  – передаточный коэффициент, характеризующий состояние  $i$ -го подканала  $k$ -го пользователя в момент времени  $j$ ;  $\eta_{ki}^{(j)}$  – отсчеты аддитивного белого гауссовского шума с дисперсией  $\sigma^2$ .

Подканалы удобно характеризовать отношением канал–шум, определяемым как  $\xi_{ki}^{(j)} = \frac{|\mu_{ki}^{(j)}|^2}{\sigma^2}$ . В дальнейшем, если состояние канала предполагается неизменным, индекс  $j$  будет опускаться. Задачей базовой станции является отображение данных, предназначенных каждому из пользователей, на передаваемые сигналы  $s_i^{(j)}$ , а задачей каждого пользователя является выделение предназначен-

ной ему информации из принятых сигналов  $r_{kl}^{(j)}$ . Основной задачей является построение такого отображения, для которого существовала бы эффективная процедура разделения, т. е. обеспечение множественного доступа. Среди наиболее распространенных методов множественного доступа можно выделить временное, частотное, пространственное и кодовое разделение. В данной работе рассматривается кодовое разделение. Причины этого будут пояснены ниже. При этом существуют различные способы отображения наложенного сигнала на подканалы [2]. В общем случае, подканалы могут быть объединены в группы и разделение канала может быть реализовано на уровне отдельных групп. Не ограничивая общности, предположим, что передаваемый сигнал может быть представлен как

$$s_{qS_r+s}^{(jS_r+m)} = \sum_{l=1}^{S_r S_r} \dot{s}_{ql}^{(j)} a_{l, sS_r+m}, \quad s = 0, \dots, S_r - 1, \\ m = 0, \dots, S_r - 1, \quad q = 0, \dots, N/S_r - 1,$$

где  $S_r$  – коэффициент расширения в частотной области;  $S_t$  – коэффициент расширения во временной области;  $S = S_r S_t$  – полный коэффициент расширения;  $a_l = (a_{l,0}, \dots, a_{l,S-1})$  –  $l$ -я расширяющая последовательность;  $\dot{s}_{ql}^{(j)}$  – модулированный сигнал, предназначенный  $l$ -му пользователю, использующему  $q$ -ю группу подканалов.

Предположим, что используются  $S$  ортогональных расширяющих последовательностей. Необходимо отметить, что в рассматриваемой системе расширяющие последовательности присваиваются не отдельным пользователям, а подканалам (или их группам). Это позволяет рассматривать каждый подканал (группу подканалов) как набор логических каналов, которые могут быть произвольным образом распределены между пользователями.

Пусть  $\rho_{kq} \in \{0, \frac{1}{S}, \dots, \frac{S-1}{S}, 1\}$  – доля  $q$ -го подканала (группы подканалов), выделенная для передачи данных  $k$ -го пользователя;  $\xi_{kq}^{(j)}$  – среднее (геометрическое) отношение канал–шум по  $q$ -й группе подканалов.

Допустим, что в каждом из логических каналов используется своя схема передачи со скоростью  $c_{kl}$  и средней мощностью сигнала

$$V_{kl}^2 = M[|\dot{s}_{ql}^{(j)}|^2], \quad k = k(q, l),$$

где  $k(q, l)$  – номер пользователя, использующего  $l$ -й логический канал  $q$ -го физического подканала OFDM-системы (или их группы).

Здесь предполагается, что группы (при  $S_r > 1$ ) образованы путем объединения смежных подканалов. В принципе, это ограничение может быть снято путем введения частотного перемежения (или, что эквивалентно, путем перенумерования коэффициентов  $\mu_{kl}^{(j)}$ ), которое также может быть оптимизи-

ровано. Но, как будет показано ниже, даже такой простой подход обеспечивает достаточно хорошие результаты.

### Адаптивная передача

**Оптимизационная задача.** Предположим, что для каждого из пользователей необходимо обеспечить некоторую фиксированную вероятность ошибки передачи. Ясно, что она зависит как от скорости передачи данных, так и от отношения сигнал–шум. В большинстве случаев эту зависимость можно приближенно представить как

$$f(c_{kq}) = \frac{2^{c_{kq}} - 1}{\Gamma}, \quad c_{kq} \geq 0,$$

где  $\Gamma$  зависит от требуемой вероятности ошибки. Как будет показано ниже, в случае наличия временных флуктуаций канала эта функция оказывается зависимой от состояния канала в начальный момент времени  $\xi_{kq}^{(0)}$ . Это дает возможность указать среднюю мощность сигнала, необходимую для обеспечения

заданной вероятности ошибки, как  $V_{kq}^2 = \frac{f(c_{kq})}{\xi_{kq}}$  или  $V_{kq}^2 = \frac{f(\xi_{kq}^{(0)}, c_{kq})}{\xi_{kq}^{(0)}}$ .

Предположим, что каждый пользователь должен осуществлять передачу данных со скоростью  $R_k$ . Рассмотрим задачу нахождения такого распределения скоростей  $c_{kq}$  по подканалам, которое минимизировало бы общую требуемую мощность сигнала, т. е.

$$\min_{c_{kq}, \rho_{kq}} \sum_{k=1}^K \sum_{q=1}^{N/S_r} \frac{\rho_{kq} f(c_{kq})}{\xi_{kq}}$$

при условиях

$$\sum_{k=1}^K \rho_{kq} = 1; \\ \sum_{q=1}^{N/S_r} \rho_{kq} c_{kq} = R_k.$$

Применяя классическую теорию условного экстремума, можно получить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} 0 = (\beta_q^{(k)} - \beta_q) \rho_{kq} \\ R_k = \sum_{q=1}^{N/S_r} \rho_{kq} f^{-1}(\lambda_k \xi_{kq}) \\ 1 = \sum_{k=1}^K \rho_{kq} \\ \beta_q \leq \beta_q^{(k)} = \frac{(f^{-1}(\lambda_k \xi_{kq})) - \lambda_k \xi_{kq} f^{-1}(\lambda_k \xi_{kq})}{\xi_{kq}}, \end{cases}$$

где  $\lambda_k, \beta_q$  – множители Лагранжа. Заметим, что для заданного набора  $\rho_{kq}$  величины  $\lambda_k$  могут быть одно-

значно найдены из  $R_k$ . С другой стороны, как было показано в [3], из этих уравнений следует, что  $\beta_q$  должно быть равно  $\beta_q = \min_k \beta_q^{(k)}$  и только пользователи с  $\beta_q^{(k)} = \beta_q$  могут использовать  $q$ -й подканал (группу подканалов). Для решения представленной системы уравнений может быть использован следующий алгоритм.

1. Сформировать начальный набор значений  $\rho_{kq}$ .
2. Вычислить  $\lambda_k$  из второго уравнения и подставить это значение в четвертое уравнение, получив  $\beta_q^{(k)}$ .
3. Найти наихудший подканал и наихудшего

пользователя  $(q_w, k_w) = \arg \max_{q, k: \rho_{kq} > 0} (\beta_q^{(k)} - \beta_q)$ , назначенного на этот подканал, а также наилучшего

пользователя  $k_b = \arg \min_k \beta_q^{(k)}$ .

4. Уменьшить долю  $\rho_{k_w, q_w}$  подканала  $q_w$ , занимаемую пользователем  $k_w$ , на  $1/S$  и увеличить долю  $\rho_{k_b, q_w}$  занимаемую пользователем  $k_b$ , на эту же величину.
5. Повторять шаги 2 – 4 заданное число раз.

Исходное распределение пользователей по подканалам может быть получено, например, следующим образом. Для каждого пользователя могут быть найдены наилучшие подканалы и для них установлено  $\rho_{kq} = \delta > 0$ . Те подканалы, которые не вошли в число наилучших ни для одного пользователя, могут быть назначены, например, пользователям с наилучшими отношениями канал–шум на них. При этом должно выполняться условие нормировки.

Иногда описанный алгоритм сталкивается с той же проблемой, что и стандартные итеративные алгоритмы оптимизации, а именно с возникновением колебаний на шаге 4. В этом случае несколько пользователей циклически обмениваются подканалами, что препятствует достижению оптимального решения. Причина заключается в том, что передача доли подканала от одного пользователя к другому может незначительно улучшить условия работы первого пользователя и существенно ухудшить показатели второго пользователя, вследствие чего на следующей итерации алгоритма будет произведен обратный обмен. Эта проблема может быть преодолена с помощью стандартного приема – «сглаживания». В данном случае он может быть реализован путем принудительного запрета на выбор в качестве «наихудших» на шаге 3 тех пользователей, которые были выбраны на предыдущих  $W$  итерациях в качестве «наилучших», где  $W > 0$  – длина хранимой истории.

Отметим, что использование расширения в частотной области ( $S_f > 1$ ) приводит к снижению размерности оптимизационной задачи. Кроме того, сокращается объем передаваемой служебной информации. Отметим также, что применение кодового разделения позволяет естественным образом реализовать случай  $S_f > 1$ .

**Чувствительность к изменениям состояния канала.** В большинстве практических систем оказывается, что состояние канала подвержено сто-

хастическим флуктуациям. Ясно, что использование схемы передачи, не соответствующей текущему состоянию канала, может привести к катастрофическому ухудшению качества работы системы. В связи с этим возникает задача построения адаптивных методов, которые могли бы учитывать временные изменения состояния канала. Классическим методом решения этой задачи является предсказание состояния канала [4]. Однако в многопользовательской многочастотной системе применение данного метода оказывается затруднительным ввиду того, что он требует хранения чрезмерно большого объема информации о состоянии канала каждого из пользователей в предшествующие моменты времени. В связи с этим рассмотрим упрощенный подход, использующий информацию о состоянии канала только в один момент времени

В большинстве случаев радиоканал может быть охарактеризован моделью Релея, согласно которой величины  $\xi_{kq}^{(j)}$  имеют экспоненциальное распределение ( $\sqrt{\xi_{kq}^{(j)}} = \frac{|\mu_{kq}^{(j)}|}{\sigma}$  – распределение Релея) Так как передаточные коэффициенты радиоканала зависят, возникает необходимость рассмотрения их совместной плотности распределения (для упрощения расчетов далее индексы  $k$  и  $q$  будут опускаться). Можно показать [5], что условная плотность распределения отношения канал–шум на каждом из подканалов может быть вычислена как

$$\rho(\xi^{(j)} | \xi^{(0)}) = \frac{1}{\chi(1-\rho_j^2)} \exp\left(-\frac{\xi^{(j)} + \xi^{(0)}\rho_j^2}{\chi(1-\rho_j^2)}\right) \times I_0\left(\frac{2|\rho_j|}{\chi(1-\rho_j^2)} \sqrt{\xi^{(0)}\xi^{(j)}}\right),$$

где  $\chi = M\{\xi^{(j)}\}$ ,  $\rho_j = M\{\xi^{(0)}\xi^{(j)}\}$ ,  $I_0(x)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Предположим, что вероятность ошибки для используемого семейства методов передачи может быть вычислена как

$$P_e(c, \xi, V) = AQ \left( \frac{\alpha V^2 \xi}{\sqrt{2^c - 1}} \right),$$

где  $c$  – скорость передачи,  $V^2$  – мощность сигнала на данном подканале (или их группе),  $A$  и  $\alpha$  – некоторые константы. Тогда условие поддержания заданной средней вероятности ошибки может быть сформулировано как

$$P_{cp} = \sum_{j=0}^J \int_0^\infty P_e(c, \xi, V) f(\xi^{(j)} | \xi^{(0)}) d\xi^{(j)} = \sum_{j=0}^J \frac{A}{1-\rho_j^2} \int_0^\infty Q\left(\frac{\alpha V^2 \chi x}{\sqrt{2^c - 1}}\right) \times$$

$$x \exp \left( -\frac{x + \frac{\xi^{(0)}}{\chi} \rho_j^2}{1 - \rho_j^2} \right) / \int_0 \left( \frac{2 |\rho_j|^2}{1 - \rho_j^2} \sqrt{\frac{\xi^{(0)}}{\chi}} x \right) dx.$$

Несложно заметить, что параметрами этого уравнения являются величина  $F = \frac{\alpha V^2 \chi}{2^c - 1}$ , которую можно рассматривать как нормированное отношение сигнал-шум, требуемое для достижения заданной вероятности ошибки, и отношение  $\frac{\xi^{(0)}}{\chi}$ , характеризующее отклонение отношения канал-шум в начальный момент времени от своего среднего значения.

Для каждого заданного  $\frac{\xi^{(0)}}{\chi}$  данное уравнение может быть решено численно относительно  $F$ . Это дает возможность построить функцию  $g\left(\frac{\xi^{(0)}}{\chi}, c\right) = F \frac{\xi^{(0)}}{\chi}$ , задающую нормализованный запас мощности, требуемый для обеспечения заданной вероятности ошибки. Тогда функция  $f(c)$ , использованная при построении оптимизационного алгоритма для случая статического канала, может быть заменена на функцию

$$f(\xi^{(0)}, c) = g\left(\frac{\xi^{(0)}}{\chi}, c\right) \frac{2^c - 1}{\alpha}.$$

Это позволяет сохранить структуру предложенного оптимизационного алгоритма, модифицировав лишь используемые в нем коэффициенты  $\xi_{kj}$ . Необходимо отметить, что численное решение нелинейного уравнения необходимо осуществлять лишь на этапе проектирования системы. Полученная таким образом функция  $g$  может быть сохранена в виде таблицы.

**Исследование характеристик предложенного метода.** Для оценки выигрыша, даваемого предложенным методом адаптивной передачи, было использовано имитационное моделирование. Рассматривалась стохастическая модель радиоканала со стационарным в широком смысле некоррелированным рассеянием (WSSUS) [6] с экспоненциальным профилем многопутевой интенсивности. Спектральная полоса, занимаемая исследуемой системой, предполагалась равной 20 МГц, число подканалов OFDM системы было положено равным 512. Параметрами модели являлись максимальная величина многопутевой задержки сигнала  $t_{max}$ , соответствующая затуханию сигнала на 30 дБ, и максимальная величина Доплеровского сдвига. Во всех случаях использовалась 2<sup>c</sup>-КАМ и требовалось обеспечить вероятность ошибки на бит  $2 \cdot 10^{-3}$ . Мощность передаваемого сигнала, необходимая для достижения заданной скорости передачи данных и заданной вероятности ошибки, а также действительная вероятность ошибки, наблюдаемая приемником, рассматривались как критерии качества работы системы.

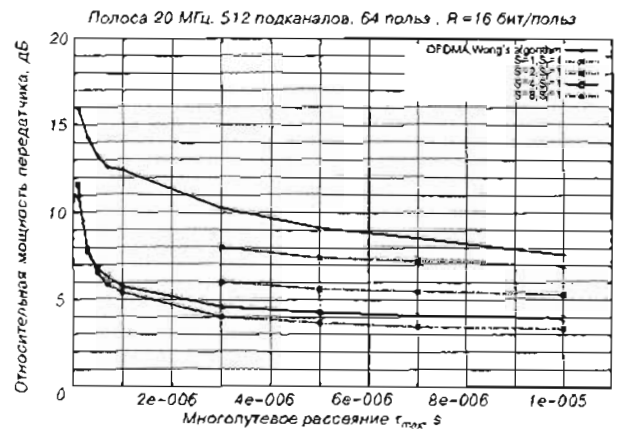


Рис. 1. Выигрыш, получаемый за счет разделения подканалов

На рис. 1 представлены результаты, иллюстрирующие выигрыш, получаемый за счет совместного использования подканалов несколькими пользователями.

Можно заметить, что при  $S = 1$  (т. е. разделение подканалов отсутствует, система сводится к частотному разделению) предложенный метод позволяет получить выигрыш до 1 дБ по сравнению с алгоритмом Вонга [3], что еще раз подтверждает субоптимальность последнего. Кроме того, с увеличением  $S$  выигрыш за счет совместного использования подканалов быстро возрастает и достигает 5 дБ при  $S = 8$ . Дальнейшее увеличение  $S$  (т. е. повышение точности вычисления коэффициентов разделения  $\rho_{kj}$ ) не дает существенного выигрыша.

На рис. 2 представлены результаты, полученные для систем с различными параметрами частотно-временного расширения  $S_f$  и  $S_t = S_f/S_r$ . Здесь состояние канала предполагалось неизменным на протяжении всего цикла передачи. Несложно заметить, что использование расширения в частотной области ( $S_f > 1$ ) приводит к незначительному увеличению мощности передатчика, требуемой для достижения заданных параметров системы. Кроме того, как будет показано ниже, реальная вероятность ошибки, наблюдаемая приемником, оказывается несколько больше требуемой. Это связано с возникновением

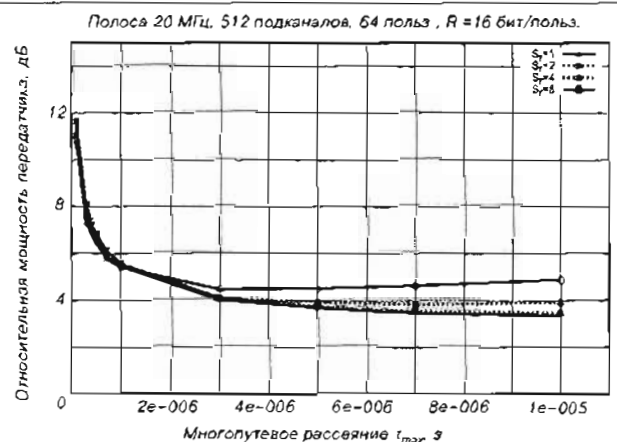


Рис. 2. Сравнение систем с различными параметрами частотно-временного расширения

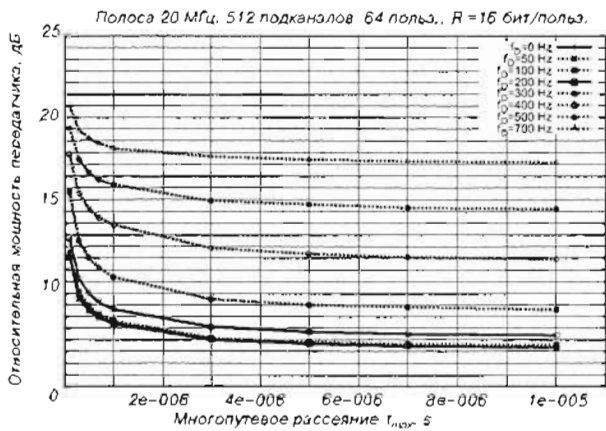


Рис. 3. Влияние временных изменений канала на требуемую мощность передатчика

межпользовательской интерференции вследствие нарушения ортогональности расширяющих последовательностей. Однако эти недостатки компенсируются существенным снижением сложности оптимизации и объема передаваемой служебной информации. Необходимо также отметить, что использованная тривиальная процедура формирования групп подканалов обеспечивает достаточно хорошие показатели качества работы системы.

На рис. 3 представлены аналогичные кривые, полученные для случая стохастически изменяющегося канала. Здесь предполагалось, что адаптация производится после передачи каждых  $J = ST$  OFDM-символов, где  $T = 3$ . Можно заметить, что с ростом величины максимального доплеровского рассеяния  $f_D$  мощность передатчика, требуемая для обеспечения заданной вероятности ошибки, быстро возрастает. Из рассмотрения известных результатов для подобных неадаптивных систем следует, что применение описанного адаптивного алгоритма с приведенными выше параметрами нецелесообразно при  $f_D > 400$  Гц. Отсюда можно заключить, что временной интервал между обновлениями схемы передачи должен составлять

$$t_{\text{обновл}} \approx \frac{1}{4f_D}$$

На рис. 4 представлена зависимость истинной вероятности ошибки, наблюдаемой приемником, от величины максимального доплеровского рассеяния. Отметим, что при  $f_D = 0$  (статический канал) в системе с частотным расширением истинная вероятность ошибки оказывается несколько больше требуемой. Это связано с наличием межпользовательской интерференции, вызываемой потерей ортогональности расширяющих последовательностей. Однако с ростом  $f_D$  истинная вероятность ошибки во всех случаях несколько уменьшается, что связано с возникновением эффекта разнесения.

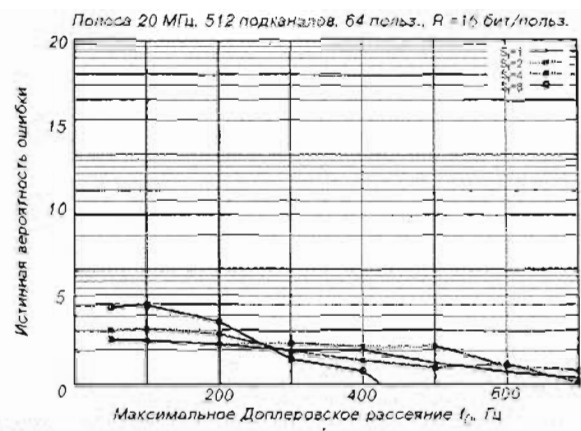


Рис. 4. Влияние временных изменений канала на истинную вероятность ошибки

### Выводы

В работе описана адаптивная многопользовательская система. Показано, что за счет оптимизированного совместного использования подканалов может быть получен выигрыш до 5 дБ по сравнению с адаптивной системой с частотным разделением. Сравнение систем с различными конфигурациями частотного и временного расширения позволяет сделать вывод о предпочтительности использования расширения в частотной области ( $S_f > 1$ ) ввиду существенного снижения сложности оптимизации и объема передаваемой служебной информации при незначительных потерях в качестве работы системы. Вместе с тем, анализ устойчивости предложенного метода к временным стохастическим изменениям состояния канала показывает, что применение предложенного адаптивного метода требует достаточно частых обновлений используемой схемы передачи.

### Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000. – 797 с.
2. Yang L.-L., Hanzo L. Multicarrier DS-CDMA: A multiple access scheme for ubiquitous broadband wireless communications // IEEE Communications Magazine. – 2003. – Vol. 41. – N 10, P. 116–124.
3. Wong C. Y., Cheng R. S., Letaief K. B., Murch R. D. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation // IEEE Journal on selected areas in Communications. – 1999. – Vol. 17. – N 10. – P. 1747–1758.
4. Falahati S., Svensson A., Ekman T., Sternad M. Adaptive modulation systems for predicted wireless channels // IEEE Transactions on Communications. – 2004. – Vol. 52. – N 2. – P. 307–316.
5. Mallik R. K. On multivariate Rayleigh and exponential distributions // IEEE Transactions On Information Theory. – 2003. – Vol. 49. – N 6. – P. 1499–1515.
6. Hoher P. A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel // IEEE Transactions On Vehicular Technology. – 1992. – Vol. 41. – N 4. – P. 461–468