

Рис. 3. Количество различных ПСП Голда (классических и модифицированных), Кассами и  $m$ -последовательности для длины кода  $N = 1023$

разработанного графического интерфейса пользователя в системе MATLAB для автоматизации исследований АКФ и ВКФ сигналов может быть использован для образования 8PSK [13, 14], а также для сигналов с большим количеством позиций и с кодовой последовательностью любой длины.

**Выводы.** 1. Предложенные модифицирование ПСП Голда позволяют использовать в системах  $M$ -позиционные сигналы. Применение модифицированных ПСП Голда обеспечивает уменьшение необходимой полосы пропускания радиоканала при данном количестве кодированных каналов или увеличение количества кодированных каналов при той же полосе пропускания радиоканала.

2. В результате исследований корреляционных характеристик модифицированных ПСП Голда (с помощью разработанного графического интерфейса пользователя в системе MATLAB) установлено, что созданные системы с ФМ-4 с применением модифицированных ПСП Голда допустимы для практического использования.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. проф. В. Б. Пестрякова. — М.: Сов.радио, 1973. — 424 с.
2. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. — М., С-П.: К. Вильямс, 2003. — 639 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. — М., С-Пб.: К. Вильямс, 2004. — 1104 с.
4. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. Учеб. пособие. — М.: Эко-Трендз, 2005. — 392 с.
5. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. Мир связи. — М.: Техносфера, 2007. — 488 с.
6. Голд Р. Оптимальные двоичные последовательности для использования в широкополосных системах с открытым доступом // IEEE Trans. Inform.Theory. — 1967. — № 4.
7. Смирнов Н. И. Корреляционные свойства последовательностей с большим ансамблем // Радиотехника. — 1972. — № 6.
8. Смирнов Н. И. Построение больших ансамблей последовательностей // Радиотехника. — 1972. — № 3.
9. Патент України на корисну модель № 64776 МПК H04 J 13/00. Телекомунікаційна широкополосна радіосистема з кодовим розподілом каналів / Семенко А. І., Бокла Н. І. Заявник і патентовласник Державний університет інформаційно — комунікаційних технологій, заявл. 31.12. 2010; опубл. 25.11.2011, бюл. № 22.
10. Семенко А. І., Бокла Н. І. Метод двократного зменшення необхідної смуги пропускання каналу зв'язку в телекомунікаційній системі з кодовим розподілом каналів // Зв'язок. — 2011. — № 4. — С. 23—25.
11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: Пособие. — 3-е. — СПб.: БХВ-Петербург, 2011. — 768 с.
12. Бокла Н. І. Дослідження кореляційних властивостей ПВП за кодом Голда з використанням системи MATLAB // Вісник ДУИКТ. — 2011. — Т. 9, № 4. — С. 386—391.
13. Семенко А. І., Бокла Н. І. Использование 8-ми позиционного фазоманипулированного сигнала для создания телекоммуникационной системы с кодом Голда / Сб. междунар. науч.-техн. семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», «Синхроинфо 2011», 27—30 июня 2011 г., Украина, Одесса, 2011. — С. 114—116.
14. Бокла Н. І. Використання ПВП Голда в телекомунікаційних системах з кодовим розподілом каналів / Сб. тезисов VI Международного науч.-техн. симпозиума «Новые технологии в телекоммуникациях» ГУИКТ — КАРПАТЫ'2013, 21—24 января 2013 г. — Карпаты, Вишков, 2013. — С. 85—86.

Получено 22.04.14

УДК 621.397.23

## РЕГУЛИРОВКА МОЩНОСТИ СИГНАЛА ПО КАНАЛАМ M-QAM-OFDM-МОДУЛЯТОРА

И. Р. Мамедов, профессор Азербайджанского технического университета (АзТУ), д.т.н.; isamamedov@bk.ru  
А. М. Шарифов, аспирант АзТУ; aflatun.sharifov@teleradio.aze

Рассмотрены вопросы повышения верности передачи OFDM-сигнала в системе с M-QAM-OFDM-модуляцией путем регулировки мощности по каналам модулятора. Рассчитано уменьшение отношения сигнал/шум в каналах OFDM-модулятора без помех при регулировке мощности сигнала в его каналах с помехами. Определена глубина регулировки отношения сигнал/шум.

**Ключевые слова:** M-QAM модулятор, OFDM-модуляция, адаптивная регулировка мощности, частотно-селективный канал, помехоустойчивость системы, отношение сигнал/шум.

**Введение.** При формировании OFDM-сигналов и передаче их по каналам связи возникают характерные искажения. Последовательные символы, поступающие из M-QAM-модулятора, переводятся в параллельные для модуляции своей несущей в своем канале. В частотно-селективном канале коэффициенты передачи сигнала по каналам становятся разными, в результате в общем случае отношения сигнал/шум (ОСШ), а значит и верность передачи по каналам, тоже оказывается различной.

Известны методы анализа верности передачи систем связи с OFDM-модуляцией, где OFDM-сигнал представлен в виде гауссового сигнала, состоящего из суммы  $N$  канальных сигналов. Например, в [1] предложено рассмотреть

каждую несущую OFDM-сигнала как гауссовский случайный процесс с нулевым средним и мощностью  $\sigma_i^2$ .

Для некоторого выравнивания ОСШ при передаче сигнала OFDM по частотно-селективным каналам были предложены различные методы перераспределения энергии элементарного сигнала по каналам OFDM-модулятора в зависимости от мощности шума в каналах. Однако все эти методы не лишены недостатков. Во-первых, в разрабатываемых системах не определены пределы регулирования энергии элементарного сигнала по каналам модулятора, тогда как при постоянной суммарной мощности OFDM-радиосигнала такое ограничение является определяющим фактором. Во-вторых, в системах регулировки мощности не учитывается влияние используемого канала обратной связи. Кроме того, в предложенных методах адаптивного регулирования рассмотрены возможности выравнивания ОСШ, а отношение сигнал/помеха не является предметом обсуждения. А в реальных каналах связи кроме шума могут действовать и различные помехи.

Ниже рассматриваются возможности повышения верности передачи OFDM-сигнала по частотно-селективным каналам.

**Методы перераспределения мощности по каналам OFDM-модулятора.** В традиционной схеме формирования OFDM-радиосигнала цифровая последовательность поступает на входной кодер, где осуществляется M-QAM-модуляция [2]. На вход OFDM-модулятора символы модуляции идут по параллельным каналам. На приемной стороне производятся обратные операции. В частности, перед OFDM-демодулятором последовательные символы на OFDM-частотах переводятся в параллельные.

Суммарная энергия модулятора состоит из суммы энергий каналов. В обычной OFDM распределение энергии между каналами равномерно. В литературе предложены различные методы, с помощью которых перераспределение энергии между каналами достигается по определенному закону с целью повышения помехоустойчивости в частотно-селективном канале. В частности, в [3] проведено сравнение следующих вариантов OFDM и определено значение ОСШ для каждого из них:

- OFDM с постоянной и равной между собой энергией каналов (OFDM-П);
- OFDM с одинаковым значением ОСШ по каналам (OFDM-О);
- OFDM, в которой коэффициенты передачи по каналам имеют оптимальное (OFDM-Ор) и квазиоптимальное (OFDM-К) значение, соответственно.

Для оценки распределения мощности по каналам OFDM-модулятора пользуются коэффициентом деления мощности [3]:

$$\mu_i = \frac{P_T^{(i)}}{P_T}, \quad (1)$$

где  $P_T$  — общая мощность модулятора;  $P_T^{(i)}$  — мощность, приходящаяся на  $i$ -й канал.

Очевидно, что для OFDM-П этот коэффициент деления равен:

$$\mu_i = \frac{1}{N}, \quad (2)$$

что указывает на равномерное распределение мощности ( $N$  — количество поднесущих).

В [3] предложен вариант OFDM-О, для которого определено значение  $\mu_i$ :

$$\mu_i = \frac{|H_i|^{-2}}{\sum_{j=0}^{N-1} |H_j|^{-2}}. \quad (3)$$

Здесь  $H_i$  — коэффициент передачи сигнала  $i$ -м каналом. Ясно, что для обеспечения такого распределения необходимо применить схему оперативного определения ОСШ в каждом канале и по значениям измеренных ОСШ провести коррекцию в каждом канале.

Существуют различные схемы оперативного контроля и регулировки как уровня сигнала, так и ОСШ на выходе схемы. В частности, в [3] построена схема адаптивной регулировки ОСШ по параллельным каналам OFDM схемы. Измерение проводится на входе приемника. Для достижения поставленной цели предложено пользоваться системой обратной связи. По измеренным значениям ОСШ регулируется OFDM-аттенюатор, включенный перед OFDM-модулятором на передающей стороне.

Для OFDM-Ор в рэлеевском канале связи определено оптимальное значение коэффициента деления мощности [3]:

$$\mu_{iopt} = \frac{a_i^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2}, \quad (4)$$

где  $i = 1, 2, \dots, N-1$ ;

$$a_n = \frac{\partial p_{ош}(\mu_n \gamma_n)}{\partial \mu_n} [1 - p_{ош}(\mu_n \gamma_n)]^{-1}; \quad (5)$$

$$\gamma_n = |H_n|^2 \left( \frac{E_T}{N_0} \right). \quad (6)$$

Здесь  $E_T = P_T T$  — энергия символа;  $N_0$  — интенсивность шума;  $a_k$  — символы данных;  $p_{ош}(\mu_n \gamma_n)$  — вероятность ошибки при оптимальном когерентном приеме сигналов.

Алгоритм распределения мощности по каналам OFDM формируется на передающей стороне. При алгоритме, организованном по (4), передаваемый сигнал относится к классу OFDM-Ор. При OFDM-Ор получают минимальное значение  $p_{ош}(\mu_n \gamma_n)$ , тогда как при OFDM-О достигается равномерное и постоянное значение ОСШ.

На практике трудно обеспечить  $\mu_{iopt}$  по каналам. Поэтому может быть применен более удобный вариант — OFDM-К. Коэффициент распределения мощности для OFDM-К определяется по формуле [3]:

$$\mu_i = \frac{b_i}{1 + b_i^2} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \frac{b_n}{1 + b_n^2} \right)^{-1}, \quad (8)$$

где  $b_i = b_n / N$ ;  $b_n = |H_n|^2 K_M \gamma$ ;  $\gamma = E_T / N_0$ ;  $N_0$  — интенсивность флуктуационного шума.

Из проведенного анализа следует, что путем адаптивной регулировки мощности по каналам OFDM-модулятора может быть обеспечена высокая верность передачи в канале связи с флуктуационным шумом (OFDM-О) или минимальная вероятность ошибки в канале связи с аддитивной помехой и флуктуационным шумом (OFDM-Ор и OFDM-К).

Для повышения помехоустойчивости предлагаем упрощенную схему адаптивной регулировки мощности OFDM-

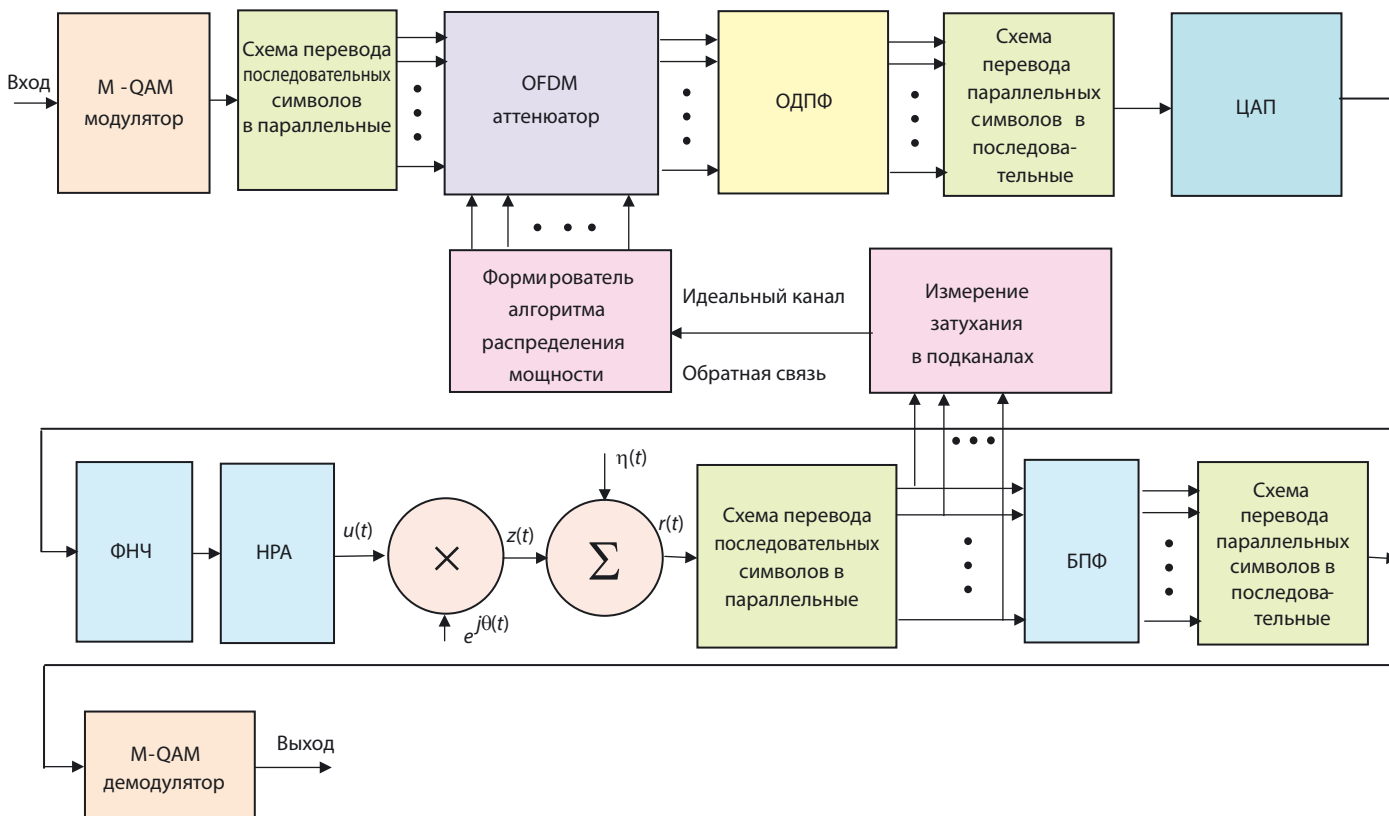


Рис. 1. Упрощенная схема адаптивной регулировки усиления OFDM-радиосигнала

сигнала (рис. 1). Здесь обратная связь осуществляется по системе, которую можно использовать при передаче OFDM-сигналов по линиям связи. В цифровом ТВ-вещании такая регулировка может быть внедрена при наличии интерактивности. Выходной сигнал ФНЧ после переноса в полосу рабочей частоты усиливается широкополосным усилителем мощности (НРА) и передается по каналам связи.

Ниже сравниваются верности передачи в системах передачи сигналов при различных алгоритмах адаптивной регулировки мощности символов по каналам OFDM-модулятора.

**Определение глубины регулировки мощности сигнала по каналам модулятора M-QAM-OFDM системы.** Для анализа помехоустойчивости системы с приведенными выше видами OFDM рассмотрим известную модель канала связи с частотно-селективными замираниями. Селективные замирания и явление эхо характерны для многолучевых каналов. Причем многолучевой прием наблюдается не только в радиоканалах, но и в проводных каналах, где его причинами может стать неоднородность кабеля, несогласованность с нагрузкой и др. В частотно-селективных каналах аддитивные помехи или искажения зависят от частоты, и поэтому на условии приема влияет не только энергия сигнала, но и его спектр.

Прием сигнала в многолучевых каналах исследовался в течение многих лет. Канал с частотно-селективными замираниями может быть отнесен к классу линейных каналов с частотно зависимыми параметрами.

Разработана модель многолучевого приема, в которой входной сигнал поступает в канал обработки сигнала через множество линий задержки и сумматор. Именно такое явление имеет место при многолучевом приеме. Считаем, что в качестве системы связи с частотно-селективными за-

мираниями в зависимости от обстоятельств может быть использована подобная модель.

В [4] исследована помехоустойчивость системы связи с OFDM-модуляцией и определена вероятность ошибки при наличии флуктуационного шума:

$$p_{\text{ош}}(h_6^2) = \frac{2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2 M}{2(M-1)}} h_6^2\right), \quad (9)$$

где  $M$  — количество позиций при M-QAM модуляции;  $h_6^2 = E_6 / N_0$ ;  $N_0$  — интенсивность шума;  $E_6 = T_6 P_c$  — энергия одного бита;  $P_c$  — средняя мощность сигнала;  $T_6 = T_{\text{с}} / \log_2 M$  — длительность информационного бита;  $T_{\text{с}} = 1 / \Delta F_c$  — длительность элементарной посылки;  $\Delta F_c$  — ширина спектра сигнала.

При рассмотрении помехоустойчивости системы в случае воздействия помехи на фоне флуктуационного шума выявлено, что реальную широкополосную помеху можно представить в виде белого гауссового шума. При этом с некоторой точностью можно определить энергетический параметр по помехоустойчивости как отношение средней энергии сигнала  $E_6$  к спектральной плотности шума и вышеуказанной помехи [5]:

$$h_{6\Sigma}^2 = \frac{P_c T_6}{N_0 + N_{0н}}, \quad (10)$$

где  $N_{0н} = P_{\text{н}} / \Delta F_{\text{н}}$  — спектральная плотность мощности помехи;  $P_{\text{н}}$  — средняя мощность помехи;  $\Delta F_{\text{н}} = 1 / T_{\text{эл}}$  — ширина полосы спектра помехи;  $T_{\text{эл}}$  — длительность посылки.

Можно также с некоторой точностью по (9) определить вероятность ошибки при действии рассматриваемой помехи на фоне флуктуационного шума. Граница применимости

формулы (9) определена в [5]. Однако эта формула справедлива только для OFDM-П. На рис. 2 приведены зависимости вероятности ошибки от  $h_6^2$  и  $h_{6\Sigma}^2$  при приеме сигнала OFDM-П на фоне только флуктуационного шума и случае действия сверхширокополосной помехи на фоне флуктуационного шума, соответственно. Эти зависимости рассчитаны по (9), где во втором случае  $h_6^2$  заменен на  $h_{6\Sigma}^2$ . Для расчета использована программа MartCard 14.

Однако глубокая регулировка, требуемая для сохранения постоянного значения отношения сигнал/помеха по каналам OFDM-модулятора в системе OFDM-О или минимального значения вероятности ошибки в системах OFDM-Ор и OFDM-К, может привести к значительному уменьшению мощности сигнала в «свободных от помех» каналах. Поэтому должны быть определены пределы регулирования энергии элементарного сигнала в каждой системе отдельно.

Допустим, что в  $N_1$  каналах из  $N$  не действуют помехи. Часть мощности, равная  $P_1$ , из суммарной мощности  $P_\Sigma$  OFDM-сигнала расходуется для генерирования сигналов  $N_1$  каналов. Энергетический параметр по помехоустойчивости в «свободных от помех» каналах определяется отношением  $h_6^2 = P_1 T_6 / N_1 N_0$ . Тогда для системы OFDM-О:

$$\frac{(P_\Sigma - P_1) T_6}{(N - N_1)(N_0 + N_{0н})} = \frac{P_1 T_6}{N_1 N_0}. \quad (11)$$

Мощности можно вычислить при конкретных условиях. Допустим, что 40% каналов OFDM-модулятора подвержены влиянию помехи с интенсивностью  $N_{0н} = 0,5N_0$ . Тогда из (11) находим  $P_2 = 2P_1$ .

Определим уменьшение ОСШ в «свободных от помех» каналах по сравнению с его исходным значением:

$$\frac{P_1 T_6 / N_1 N_0}{P_\Sigma T_6 / N N_0} = 0,83. \quad (12)$$

Проведенный расчет показывает, что при поставленных условиях ОСШ уменьшается примерно на 20% по сравнению с исходным значением.

На рис. 2 приведены зависимости  $p_{ош} = f(h_{6\Sigma}^2)$ , рассчитанные для вышеприведенных условий, когда 40% каналов OFDM-модулятора подвержены влиянию помехи с интенсивностью  $N_{0н} = 0,5N_0$  при 16-QAM (кривая 2) и 64-QAM (кривая 4). Из графиков следует, что на вероятность ошибки сильное влияние оказывает количество позиций QAM-модуляции. Например, при энергетическом параметре, равном 5, вероятность ошибки для обоих условий приема при 64-QAM увеличивается примерно на один порядок по сравнению с 16-QAM.

Крутизна уменьшения вероятности ошибки при 16-QAM намного больше крутизны этой вероятности при 64-QAM. Следует отметить, что вероятность ошибки при приеме сигнала на фоне только флуктуационного шума для обоих видов QAM всегда меньше вероятности ошибки в «свободных от помех» каналах при приеме сигнала OFDM-О на фоне флуктуационного шума и при действии широкополосной помехи. Например, для значений энергетического параметра, равных 1,5–5, отношение этих вероятностей примерно равно 2.

**Выводы.** 1. Помехоустойчивость системы с регулировкой мощности по каналам OFDM-модулятора в целом улучшается. Глубина регулировки мощности ограничивается допустимым значением ОСШ в «свободных от помех» ка-

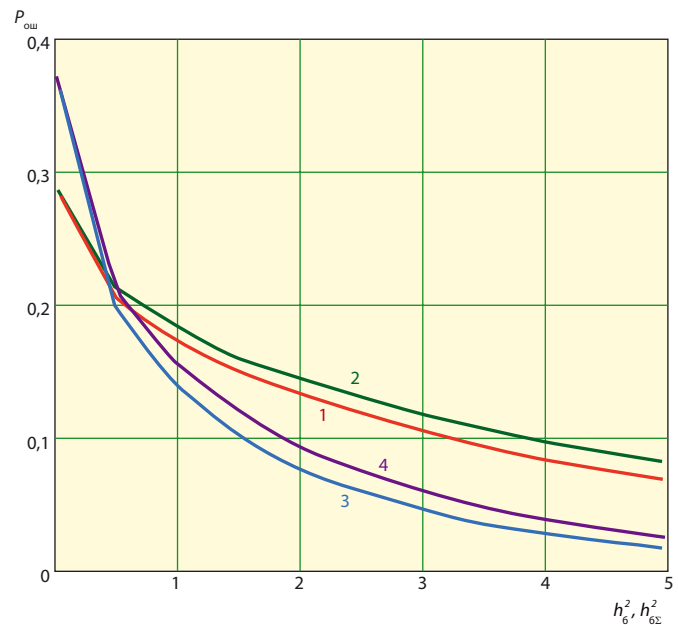


Рис. 2. Зависимости вероятности ошибки от энергетических параметров  $h_6^2$  и  $h_{6\Sigma}^2$ : 1 — прием сигнала OFDM-П на фоне только флуктуационного шума при 64-QAM; 2 — прием сигнала при действии сверхширокополосной помехи и на фоне флуктуационного шума при 64-QAM; 3 — прием сигнала OFDM-П на фоне только флуктуационного шума при 16-QAM; 4 — прием сигнала при действии сверхширокополосной помехи и на фоне флуктуационного шума при 16-QAM

налах, так как в данном случае ОСШ уменьшается по сравнению с исходным значением.

2. При использовании регулировки мощности сигнала (или отношения сигнал/помеха) по каналам OFDM-модулятора вероятность ошибки заметно увеличивается в «свободных от помех» каналах. Например, если 40% каналов OFDM-модулятора подвержены влиянию помехи с интенсивностью, равной половине интенсивности флуктуационного шума, то ОСШ в «свободных от помех» каналах уменьшается примерно на 20%.

3. Вероятность ошибки системы с регулировкой мощности сигнала (или отношения сигнал/помеха) по каналам OFDM-модулятора для варианта, приведенного в п. 2, увеличивается на два порядка. При этом в каналах с помехами вероятность ошибки находится в допустимых пределах.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Banelli P., Baruffa G., Cacciopardi S. Effects of HPA Non Linearity on Frequency Multiplexed OFDM Signals // IEEE Trans. on Broadcasting. — 2001. — Vol. 47 (June), № 2. — P. 123—136.
2. Costa E., Pupolin S. M-QAM-OFDM System Performance in the Presence of a Nonlinear Amplifier and Phase Noise // IEEE Trans. on Communications. — 2002. — Vol. 50 (March), № 3. — P. 462—472.
3. Goldfeld L., Lyandres V., Wulich D. Minimum BER Power Loading for OFDM in Fading Channel // IEEE Trans. on Communications. — 2002. — Vol. 50 (November), № 11. — P. 1729—1733.
4. Cho K., Yoon D. On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations // IEEE Trans. on Communications. — 2002. — Vol. 50 (July), № 7. — P. 1074—1080.
5. Аронов Д. А. Оценка вероятности ошибки на бит передаваемой информации при наличии шума и модулированной помехи // Электросвязь. — 2007. — № 11. — С. 56—59.