

purposes / S. Cerutti, G. Baselli, S. Civardi et al. // Comput. cardiol. 1987. Vol. 14. P. 435–438.

8. Assessment of baroreceptor reflex sensitivity by means of spectral analysis / H. W. Robbe, L. J. Mulder, H. Ruddle et al. // Hypertension. 1987. Vol. 10. № 5. P. 538–543.

9. Оценка спонтанного артериального барорефлекса методом совместного анализа показателей кратковременной изменчивости артериального дав-

ления и сердечного ритма / М. И. Богачев, О. В. Мамонтов, Ю. Д. Ульяницкий и др. // Артериальная гипертензия. 2007. Т. 13, № 1. С. 69–75.

10. Analysis of blood pressure-heart rate feedback regulation under non-stationary conditions: Beyond baroreflex sensitivity / M. I. Bogachev, Y. D. Uljanitski, O. V. Mamontov et al. // Physiological measurement. 2009. Vol. 30, № 7. P. 631–645.

O. A. Markelov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Investigation of the arterial baroreflex mechanism as an automatic regulation system with a double-loop feedback

The arterial baroreflex mechanism as an automatic regulation system with two feedback loops is investigated. The approach for the evaluation of the vascular component of the baroreflex mechanism has shown. It is also shown that baroreflex sensitivity for single and double loop feedback models has low correlation between each other.

Arterial baroreflex sensitivity, double-loop feedback, first differences, transfer function, total peripheral resistance

Статья поступила в редакцию 27 августа 2015 г.

УДК 621.391

А. Б. Сергиенко, А. Б. Натальин, М. С. Сидоров
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Оценка помехоустойчивости многочастотных систем связи при воздействии импульсного шума

Рассмотрено влияние импульсного шума на некодированные и кодированные многочастотные (OFDM) системы с учетом того, что длительность символа может быть сопоставима со средней длительностью импульса шума. Временная динамика возникновения импульсов шума описана марковской моделью. Теоретические расчеты и результаты моделирования позволяют заключить, что эффективное усреднение уровня шума происходит, если средняя длительность его импульсов не превосходит 1 % от длительности OFDM-символов. Во время действия пачки импульсов энергетические потери, обусловленные импульсным характером шума, могут достигать 2...2,5 дБ.

Многочастотные системы связи, импульсный шум, передача данных по линиям электропитания

В последнее время широкое распространение получили системы цифровой связи, использующие многочастотную модуляцию (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM). Это обусловлено такими их достоинствами, как эффективное подавление межсимвольной интерференции, возможность использования в передатчике и приемнике алгоритмов быстрого преобразования Фурье, легкая реализация гибкой адаптации распределения мощности и информационной нагрузки по частотам. В частности, OFDM используется в системах передачи данных по линиям электропитания (power line communications – PLC), таких, как HomePlug или G.9960 [1], [2].

Одной из существенных особенностей каналов связи в PLC-системах является наличие в них импульсных помех [3]. Результаты влияния таких помех, полученные для систем с одной несущей [4], не применимы к OFDM-системам вследствие того, что при той же скорости передачи данных длительность модуляционного символа T (рис. 1, а) в них намного больше, чем в системах с одной несущей, поэтому она оказывается сопоставимой со средней длительностью импульса помехи τ (рис. 1, б). В результате предположение о том, что модуляционный символ может быть поражен импульсной помехой только целиком, оказывается неприменимым.

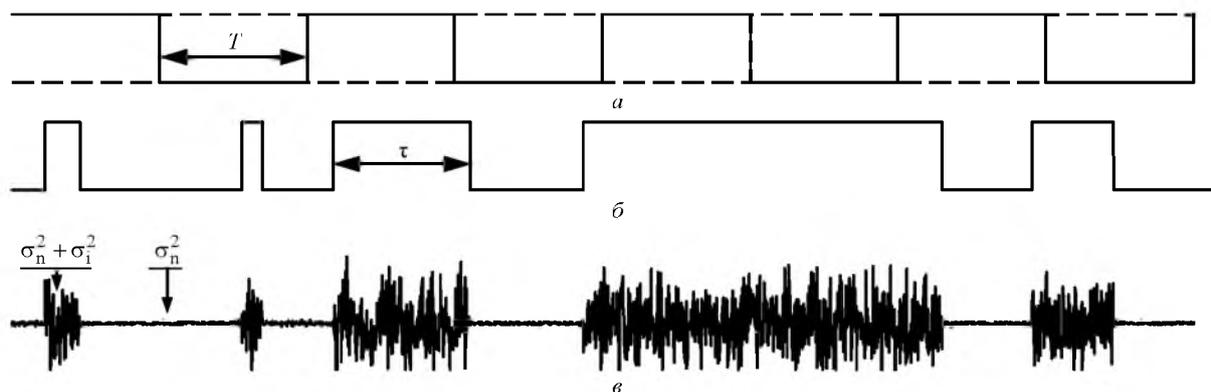


Рис. 1

Попытка оценить влияние импульсного шума на OFDM-систему предпринята в [5], но вывод о нормализации статистических свойств импульсной помехи в результате вычисления дискретного преобразования Фурье в приемнике OFDM-системы сделан без каких-либо серьезных обоснований. Таким образом, задача исследования влияния импульсного шума на помехоустойчивость OFDM-систем по-прежнему актуальна.

Настоящая статья является расширенной версией материалов [6], [7], ранее представленных на научно-технических конференциях. В статье проанализировано влияние импульсного шума, характерного для PLC-каналов, на некодированные и кодированные OFDM-системы. При этом предполагается использование четырехпозиционной фазовой модуляции и (в кодированных системах) кодированной модуляции с битовым перемежением (Bit-interleaved coded modulation – BICM) [8].

Модель шума. Для описания импульсного шума использована модель, рассмотренная в [5]. Временная динамика (рис. 2) описана с помощью двухуровневой марковской модели. Марковская цепь верхнего уровня с вероятностями переходов между состояниями p_{01} и p_{10} (рис. 3) описывает появление пачек импульсов (рис. 2, а). Средняя длительность пачки составляет 5 мс, а средний период следования пачек – 1 с. Таким образом, доля времени, пораженного пачками импульсов, составляет $\mu = 5 \cdot 10^{-3}$. Марковская модель нижнего уровня (рис. 4) описывает возникновение импульсов шума внутри пачки (рис. 2, б). Средние продолжительности импульсов и промежутков между ними одинаковы и составляют $\tau = 50$ мкс. Матрица переходов принятой модели имеет симметричный вид:

$$A = \begin{bmatrix} 1-p & p \\ p & 1-p \end{bmatrix},$$

где $p = 1/N_\tau$ – вероятность перехода, причем N_τ – среднее количество отсчетов в импульсе.

Собственно шум моделировался последовательностью статистически независимых отсчетов с нормальным распределением и скачкообразно меняющейся дисперсией: дисперсия фонового стационарного шума составляла σ_n^2 , дисперсия импульсного шума во время действия импульса – σ_i^2 , так что общая дисперсия шумового процесса во время действия импульса составляла $\sigma_n^2 + \sigma_i^2$ (рис. 1, в).

В дальнейшем анализируется только помехоустойчивость во время действия пачки импульсов. Что касается анализа влияния верхнего уровня марковской модели (рис. 3), расстояние между пачками импульсов слишком велико, чтобы присутствующие в системе перемежители могли распределить эти импульсы равномерно по времени. Поскольку передача данных на практике осуществляется в виде изолированных блоков, дей-

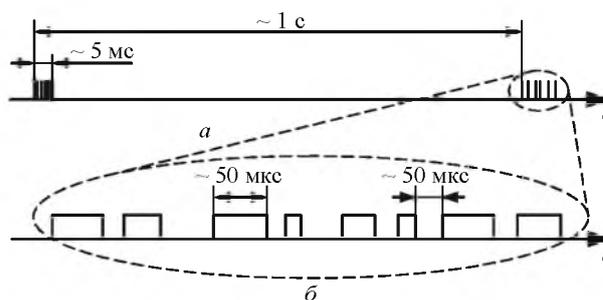


Рис. 2

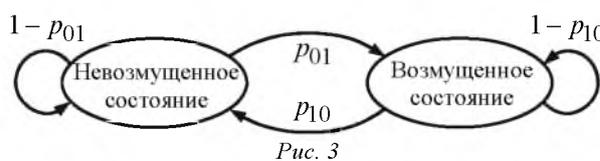


Рис. 3

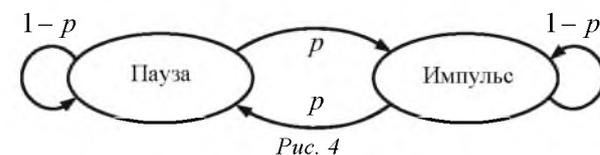


Рис. 4

ствие верхнего уровня модели сводится к тому, что часть блоков будет принята во время воздействия импульсного шума, а часть – между пачками импульсов, при воздействии лишь фонового аддитивного "белого" гауссовского шума (АБГШ), с соответствующими вероятностями ошибки.

Анализ помехоустойчивости некодированной OFDM-системы. Рассмотрим влияние импульсного шума на OFDM-символы, оказавшиеся в зоне пачки импульсов. Пусть размерность дискретного преобразования Фурье (ДПФ) равна K и имеется набор из K отсчетов комплексной огибающей шума $\hat{x}(k)$, имеющих нормальное распределение со случайной дисперсией: с вероятностью 0.5 дисперсия равна σ_n^2 или $\sigma_n^2 + \sigma_1^2$. События возникновения импульсов в каждом отсчете определяют динамическими свойствами марковской цепи.

При вычислении ДПФ набор отсчетов преобразуется следующим образом:

$$\hat{X}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{x}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} nk\right).$$

Умножение на комплексную экспоненту не влияет на статистические свойства комплексной нормальной случайной величины, поэтому данные свойства для всех поднесущих оказываются одинаковыми, и для исследования статистических свойств результатов ДПФ достаточно рассматривать сумму вида

$$\dot{Y}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{x}(k).$$

При суммировании нормальных случайных величин их распределение остается нормальным, дисперсии при этом суммируются, если случайные величины являются некоррелированными [9], что в данном случае выполняется. Однако дисперсия суммарной случайной величины оказывается также случайной. Она может принимать значения $K\sigma_n^2 + k\sigma_1^2$, $k = 0, K$ с вероятностями $P(k)$. Значения этих вероятностей определяются динамическими свойствами марковской цепи; их вычисление подробно рассмотрено далее.

Дисперсия шума, полученная после вычисления ДПФ, определяет вероятность ошибки для данного OFDM-символа, поэтому вероятность ошибки также оказывается случайной. При условии, что импульсным шумом поражено k из K отсчетов, для двух- и четырехпозиционной фазовой манипуляции эта вероятность может быть записана следующим образом:

$$P_b(k) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + kN_1/K}}\right), \quad (1)$$

где

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt$$

– дополнение нормальной функции распределения до единицы; E_b – энергия бита; N_0 и N_1 – спектральные плотности мощности (СПМ) фонового и импульсного шумов соответственно.

При получении формулы (1) было учтено, что СПМ шума пропорциональна его дисперсии. Подразумевалось также, что отношение "сигнал/шум" на всех поднесущих одинаково, что соответствует распространенным способам распределения мощностей по поднесущим (см., например, [10], [11]).

Далее условную вероятность ошибки (1) необходимо усреднить по k :

$$\begin{aligned} P_b &= \sum_{k=0}^K P(k) P_b(k) = \\ &= \sum_{k=0}^K P(k) Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + kN_1/K}}\right). \end{aligned} \quad (2)$$

СПМ шума, усредненная по времени с учетом того, что импульсы занимают в среднем половину длительности пачки, составляет

$$N_{cp} = N_0 + N_1/2.$$

Введем обозначение

$$q = E_b/N_{cp} = E_b/(N_0 + N_1/2)$$

для отношения энергии бита к средней СПМ шума и обозначение $\gamma = N_1/N_0$ для отношения СПМ импульсного и фонового шумов. С учетом введенных обозначений перепишем (2) в виде

$$P_b = \sum_{k=0}^K P(k) Q\left(\sqrt{2q \frac{1+\gamma/2}{1+k\gamma/K}}\right). \quad (3)$$

Распределение вероятности доли пораженной части символа. Распределение вероятностей $P(k)$ может быть рассчитано исходя из свойств марковской цепи различными методами. В [12] приводятся выражения в замкнутой форме, однако они весьма громоздки и требуют большого количества комбинаторных вычислений. Для практического использования проще вычислить $P(k)$ рекурсивно, постепенно наращивая длину рассматриваемого блока. При этом необходимо отдельно

рассматривать вероятности для случаев, когда последний отсчет блока поражен и не поражен импульсом шума. Обозначим вероятности того, что в блоке из K отсчетов будет поражено импульсным шумом k отсчетов, как $P_0(k, K)$ и $P_1(k, K)$, причем индекс "0" соответствует случаю, когда последний отсчет блока не поражен импульсом шума, а индекс "1" – противоположной ситуации.

Инициализация. Рассмотрим блок длиной в один отсчет. Вероятности того, что импульсным шумом будет поражен 0 или 1 отсчет, определяются средними вероятностями пребывания марковской цепи в каждом из двух ее состояний. Так как матрица переходов симметрична, эти вероятности одинаковы, поэтому

$$\begin{aligned} P_0(0, 1) &= P_1(1, 1) = 0.5; \\ P_1(0, 1) &= P_0(1, 1) = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Далее выполняется рекурсия, состоящая в постепенном увеличении длины блока K . Переход от $K = 1$ к $K = 2$ иллюстрируется рис. 5.

Рекурсия. Если известно распределение вероятностей $\{P_0(k, K-1), P_1(k, K-1)\}$, $k = \overline{0, K-1}$, то распределение вероятностей для блока, увеличенного на один отсчет

$$\{P_0(k, K), P_1(k, K)\}, \quad k = \overline{0, K},$$

рассчитывается исходя из следующих соображений:

1. Получить 0 пораженных отсчетов можно только в том случае, если на предыдущем шаге было также 0 пораженных отсчетов и в марковской цепи не произошло смены состояния, поэтому

$$\begin{aligned} P_0(0, K) &= P_0(0, K-1)(1-p); \\ P_1(0, K) &= 0. \end{aligned}$$

2. Получить K пораженных отсчетов можно только в том случае, если на предыдущем шаге было $K-1$ пораженных отсчетов и в марковской цепи не произошло смены состояния, поэтому

$$\begin{aligned} P_1(K, K) &= P_1(K-1, K-1)(1-p); \\ P_0(K, K) &= 0. \end{aligned}$$

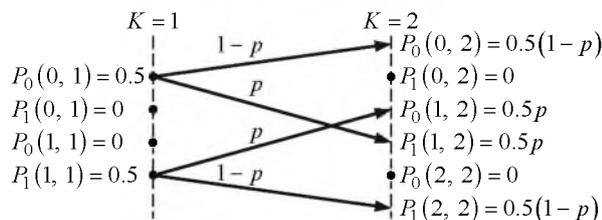


Рис. 5

3. Получить $k = \overline{1, K-1}$ пораженных отсчетов можно двумя способами: либо на предыдущем шаге было поражено $k-1$ отсчетов и добавился еще один пораженный отсчет (состояние марковской цепи на K -м такте равно 1), либо на предыдущем шаге было поражено k отсчетов и добавления нового отсчета не произошло (состояние марковской цепи на K -м такте равно 0). Таким образом, вероятности получить k пораженных отсчетов с состояниями марковской цепи на K -м такте, равными 0 и 1, имеют вид

$$\begin{aligned} P_0(k, K) &= P_0(k, K-1)(1-p) + \\ &\quad + P_1(k, K-1)p; \\ P_1(k, K) &= P_0(k-1, K-1)p + \\ &\quad + P_1(k-1, K-1)(1-p). \end{aligned} \quad (5)$$

Процесс рекурсии графически показан на рис. 6.

Наконец, для получения полной вероятности того, что будет поражено k отсчетов из K , необходимо суммировать вероятности (5), соответствующие обоим финальным состояниям марковской цепи:

$$P(k, K) = P_0(k, K) + P_1(k, K). \quad (6)$$

В дальнейшем вероятность $P(k, K)$ для краткости обозначается как $P(K)$.

При $p = 0.5$ указанная процедура дает обычное биномиальное распределение (при этом $N_\tau = 1/p = 2$). Если средняя длительность импульса мала, распределение по форме близко к биномиальному (рис. 7, а). В случае, когда средняя длительность импульса значительно превышает K , вероятность поражения 0 и K отсчетов стремится к 50% (1 – рис. 7, в, з), а вероятность для прочих значений k стремится к нулю. Если же средняя длительность отсчета оказывается сопоставимой с длительностью OFDM-символа, распределение имеет выраженные максимумы на краях (при $k = 0$ и $k = K$) (2 – рис. 7, б) и широкий "горб" в середине.

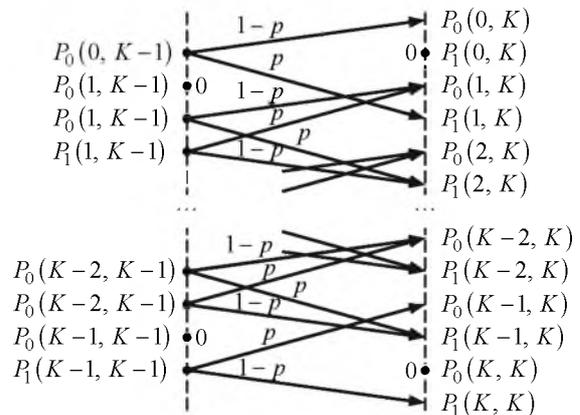


Рис. 6

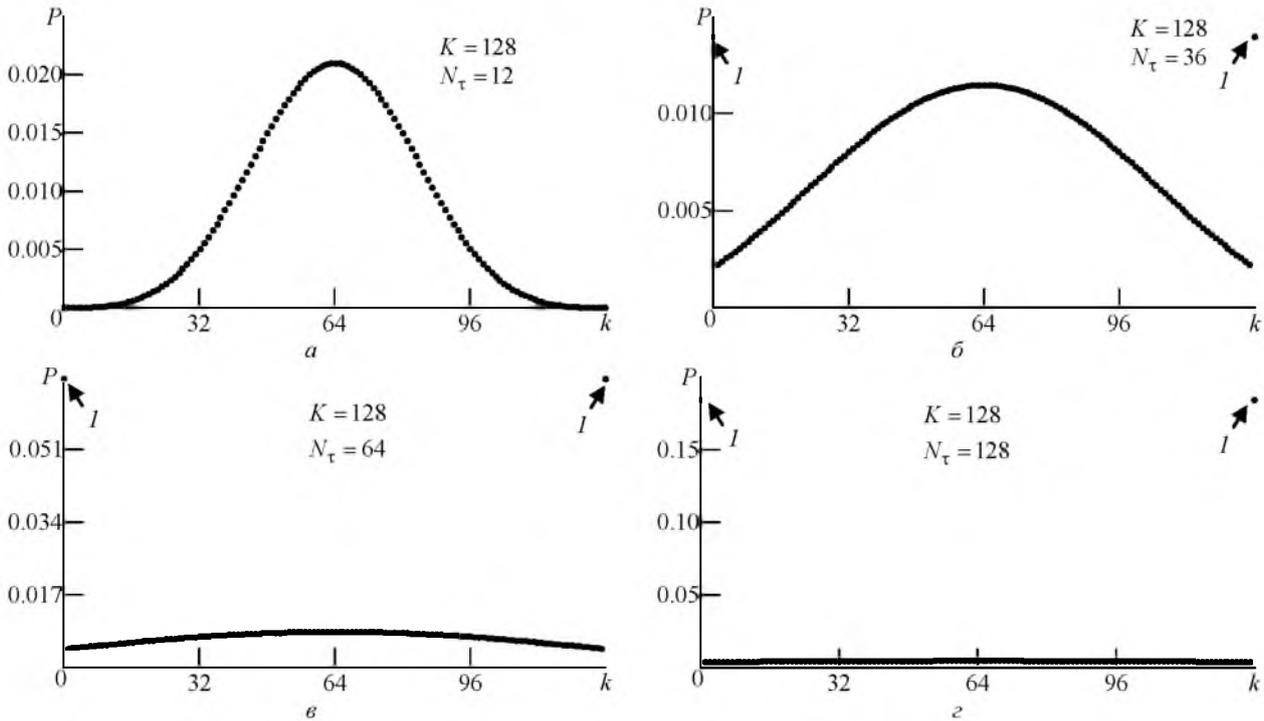


Рис. 7

Результаты анализа и моделирования для некодированной системы. На рис. 8 сплошной линией показана полученная аналитически зависимость вероятности битовой ошибки от $q = E_b/N_{ср}$ при наличии только импульсного шума ($N_0 = 0, \gamma = \infty$) для OFDM-системы с 2048 поднесущими. Средняя длительность импульса шума составляла 400 отсчетов, т. е. около 20 % длительности OFDM-символа.

Круглыми маркерами показаны результаты моделирования для тех же значений параметров системы. Видно, что эти результаты хорошо соответствуют результатам теоретического анализа.

Штриховой линией показана помехоустойчивость системы при наличии стационарного шума, СПМ которого равна средней СПМ импульсного шума, а штрихпунктирной – помехоустойчивость, получаемая, если средняя длительность импульса

намного превышает длительность OFDM-символа (что характерно для систем с одной несущей).

Из графиков видно, что кривая помехоустойчивости OFDM-системы лежит между зависимостью для стационарного шума и наихудшим случаем длинных шумовых импульсов. Проигрыш из-за нестационарного характера шума составляет 1.2 дБ по уровню вероятности ошибки 10^{-4} , а разница между наилучшим и наихудшим случаями (штриховая и штрихпунктирная линии) может достигать 2.5 дБ.

Для оценки степени влияния соотношения между средней длительностью импульса шума τ и длительностью OFDM-символа T на рис. 9 показана зависимость помехоустойчивости от отношения τ/T при $q = 10$ дБ. Ширина спектра сигнала составляла 10 МГц, средняя длительность импульса шума – 50 мкс (500 отсчетов), длительность OFDM-символа менялась за счет изменения числа поднесущих с соответствующим изменением ча-

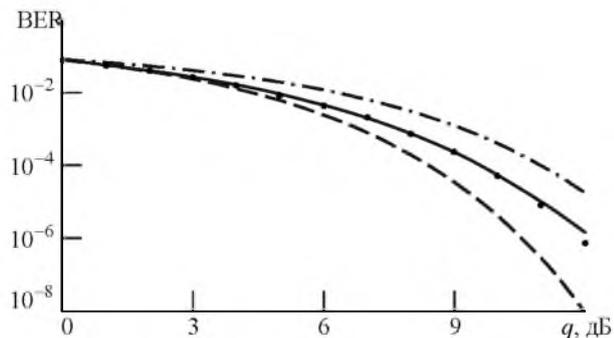


Рис. 8

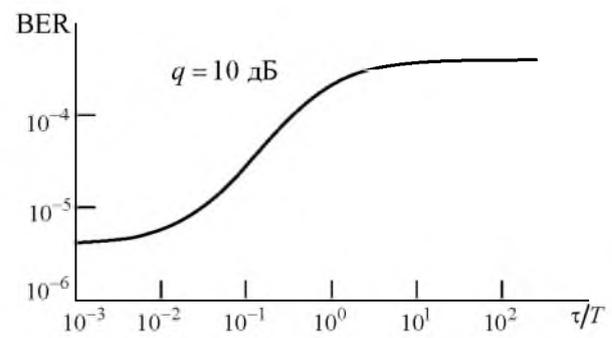


Рис. 9

стотного расстояния между ними. Из графика видно, что проигрыш случаю стационарного шума практически исчезает при $\tau/T < 0.01$, а при $\tau/T > 10$ проигрыш перестает заметно расти.

Анализ помехоустойчивости кодированной OFDM-системы. Рассмотрим OFDM-систему со сверточным кодом и битовым перемежением (BICM [8]). В этой схеме кодирования используется перемежитель на битовом уровне между кодером и модулятором в передатчике и соответствующий деперемежитель в приемнике. Как и ранее, предполагается использование модуляции ФМ-2 или ФМ-4 (что вполне реалистично для PLC-систем) и равенство отношений "сигнал/шум" для всех поднесущих. Главная роль перемежения в данном случае состоит в уничтожении корреляции между долями символов, пораженными импульсным шумом, для близко расположенных кодированных бит.

С учетом сделанных предположений вероятность битовой ошибки в такой системе может быть оценена как (см., например, [4])

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\min}}^{\infty} B_d P_d,$$

где d – хеммингово расстояние между правильной и ошибочной кодовыми последовательностями; d_{\min} – свободное расстояние кода; B_d – общее число ошибочных информационных бит во всех путях, находящихся на хемминговом расстоянии d от правильного пути; P_d – вероятность того, что неправильный путь окажется ближе (в смысле используемой метрики) к принятой последовательности, чем правильный.

Набор значений B_d является характеристикой используемого кода, а способ расчета вероятностей P_d зависит от типа решений, получаемых декодером от демодулятора.

Помехоустойчивость кодированной OFDM-системы будет рассмотрена также только во время действия пачки шумовых импульсов.

Жесткие решения. При использовании жестких решений декодер выберет неправильный путь, находящийся на хемминговом расстоянии d от правильного пути, если в наборе из d демодулированных бит произойдет более чем $d/2$ ошибок. При четном d путь с ровно $d/2$ ошибками может быть декодирован как правильно, так и неправильно с вероятностью 50 %. Таким образом, вероятность P_d в данном случае может быть рассчитана [3] как

$$P_d = \sum_{i=(d+1)/2}^d C_d^i P_{bi}^i (1 - P_{bi})^{d-i}$$

– при четном d ;

$$P_d = \sum_{i=d/2+1}^d C_d^i P_{bi}^i (1 - P_{bi})^{d-i} + \frac{1}{2} C_d^{d/2} P_{bi}^{d/2} (1 - P_{bi})^{d/2}$$

– при нечетном d , где P_{bi} – вероятность битовой ошибки после демодулятора. Благодаря наличию в системе перемежителя для рассматриваемого случая воздействия импульсного шума эта вероятность может быть рассчитана по (3) с уменьшением E_b пропорционально скорости используемого кода.

Мягкие решения. Чтобы вычислить вероятность P_d в случае использования мягких решений (предполагается, что приемник не может определить моменты возникновения импульсов шума и суммирует мягкие решения демодулятора с одинаковыми весами, что является оптимальным в случае стационарного шума), необходимо знать статистические свойства суммы d мягких решений. Математическое ожидание этой суммы пропорционально d , а ее дисперсия может принимать значения из набора $dN_0 + mN_i/K$, где $m = \overline{0, dK}$ – суммарное число отсчетов, пораженных импульсным шумом в d символах. Благодаря наличию перемежителя можно считать доли длительностей, пораженных импульсным шумом в разных символах, статистически независимыми. Поэтому вероятность получить m пораженных отсчетов $\Pi_d(m)$ может быть рассчитана как дискретная свертка d идентичных распределений $P(k)$, полученных по формулам (4)–(6). Запишем этот расчет в виде рекурсивной формулы:

$$\Pi_1(m) = P(m), \quad m = \overline{0, K};$$

$$\Pi_d(m) = \sum_{j=0}^K P(j) \Pi_{d-1}(m-j), \quad m = \overline{0, dK}.$$

На основании полученных выражений запишем формулу для расчета вероятности P_d :

$$P_d = \sum_{m=0}^{dK} \Pi_d(m) Q \left(\sqrt{\frac{2E_b r d^2}{dN_0 + mN_i/K}} \right) = \sum_{m=0}^{dK} \Pi_d(m) Q \left[\sqrt{2q \frac{1 + \gamma/2}{1 + m\gamma/(dK)}} r d \right],$$

где r – скорость используемого кода.

Результаты анализа и моделирования для кодированной системы. Для расчетов и моделирования использован сверточный код со скоростью $1/2$, кодовым ограничением 7 и порождающими полиномами $171g$ и $133g$. Свободное расстояние этого кода $d_{free} = 10$. Моделируемая система имела 256 поднесущих.

На рис. 10 показаны теоретические (линии без маркеров) и полученные моделированием (линии с маркерами) зависимости вероятности битовой ошибки от отношения "сигнал/шум" q для жестких решений и трех соотношений между длительностью символа и средней длительностью импульсов шума: короткие шумовые импульсы $\tau/T = 1/512$, длинные шумовые импульсы $\tau/T \rightarrow \infty$ и импульсы шума, сопоставимые с длительностью символа ($\tau/T = 1/2$). Результаты получены в предположении отсутствия фонового стационарного шума ($N_0 = 0$; $\gamma = \infty$).

Полученные зависимости демонстрируют хорошее совпадение теоретических результатов и результатов моделирования при вероятностях ошибки несколько менее 10^{-6} . Различие между наилучшим (короткие шумовые импульсы) и наихудшим (длинные шумовые импульсы) случаями составляет 1...2 дБ.

На рис. 11 показана теоретическая зависимость $P_b(\tau/T)$ при фиксированном отношении

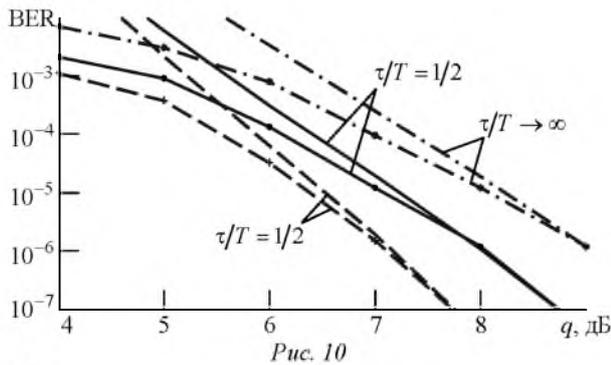


Рис. 10

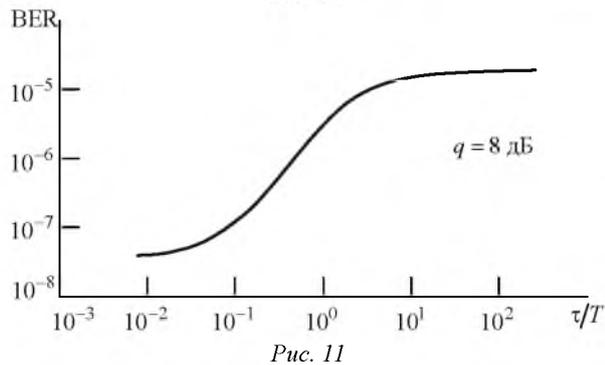


Рис. 11

"сигнал/шум" $q = 8$ дБ для кодированной системы с жесткими решениями. Кривая показывает, что потери по отношению к случаю стационарного шума практически исчезают при $\tau/T < 0.01$, а при $\tau/T > 10$ потери перестают заметно возрастать. Эти результаты совпадают с полученными ранее для некодированной системы (см. рис. 9).

На рис. 12 показаны теоретические результаты и результаты моделирования, аналогичные рис. 10, для случая мягких решений.

В этом случае теоретические результаты демонстрируют хорошее совпадение с результатами моделирования для вероятности ошибки, несколько меньшей 10^{-4} . Различие между наилучшим (короткие импульсы шума) и наихудшим (длинные импульсы шума) случаями составляет 1...1.5 дБ. Сравнение рис. 10 и 12 показывает, что выигрыш благодаря использованию мягких решений составляет около 2.5 дБ.

На рис. 13 показана зависимость $P_b(\tau/T)$ при фиксированном отношении "сигнал/шум" $q = 6$ дБ для кодированной системы с мягкими решениями. Кривая показывает результаты, в точности совпадающие с приведенными на рис. 11.

Рассмотренная методика позволяет рассчитывать помехоустойчивость кодированных и некодированных OFDM-систем с учетом временной динамики возникновения импульсных шумов. Полученные теоретические соотношения и результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

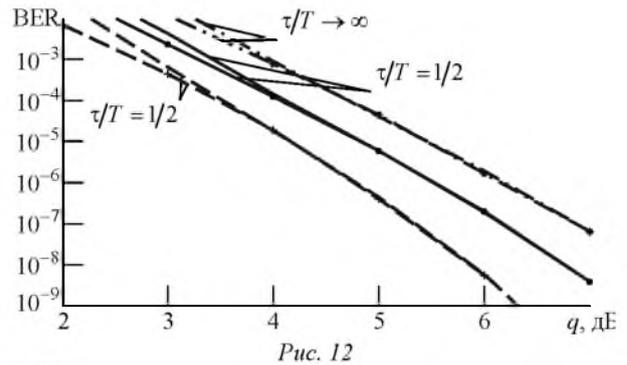


Рис. 12

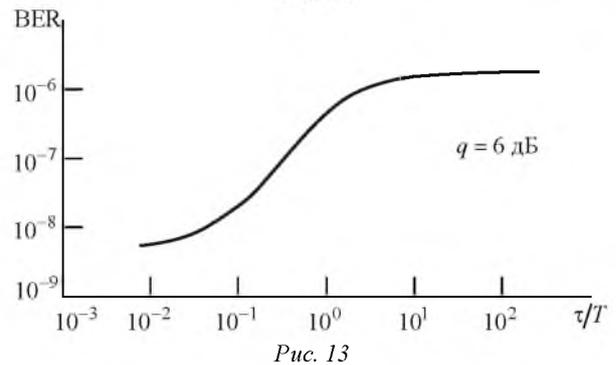


Рис. 13

– при реализуемых на практике соотношениях между длительностями шумовых импульсов и OFDM-символов нестационарный характер шума может заметно влиять на помехоустойчивость как некодированной, так и кодированной OFDM-системы;

– эффективное усреднение уровня импульсного шума после вычисления ДПФ происходит,

если средняя длительность импульсов шума не превышает 1 % от длительности OFDM-символа;

– во время действия пачки шумовых импульсов энергетические потери из-за нестационарного характера импульсного шума могут достигать 2...2,5 дБ для некодированной системы при $10^{-2} < P_b < 10^{-5}$ и 1...2 дБ для кодированной системы при $10^{-2} < P_b < 10^{-7}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. HomePlug AV White paper. Home plug powerline alliance, 2005. 11 p. URL: http://www.homeplug.org/media/filer_public/b8/68/b86828d9-7e8a-486f-aa82-179e6e95cab5-/hpav-white-paper_050818.pdf (дата обращения 02.09.2015).

2. ITU-T Recommendation G.9960. Unified high-speed wireline-based home networking transceivers – System architecture and physical layer specification. Geneva: ITU-T, 2011. 160 p.

3. Zimmermann M., Dostert K. Analysis and modeling of impulsive noise in broad-band powerline communications // IEEE Trans. electromagn. compat. 2002. Vol. EC-44, № 1. P. 249–258.

4. Torrieri D. Principles of spread-spectrum communication systems. New York: Springer, 2005. 641 p.

5. Amirshahi P., Navidpour S. M., Kavehrad M. Performance analysis of OFDM broadband communications system over low voltage powerline with impulsive noise // Proc. IEEE Int. conf. on communications (ICC2006), Istanbul, 11–15 June 2006. Piscataway: IEEE, 2006. P. 367–372.

6. Сергиенко А. Б., Натальин А. Б., Сидоров М. С. Влияние импульсного шума на помехоустойчивость некодированной системы связи с DMT // Докл. 9-й междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение" (DSPA-2007), М., 28–30 марта 2007 г. / РНТОРЭС им. А. С. Попова. М., 2007. С. 183–187.

7. Sergienko A. B., Sidorov M. S., Kozhevnikov E. S. Performance of coded DMT system with account for

temporal dynamics of impulsive noise // Proc. IEEE region 8 Int. conf. "Computational technologies in electrical and electronics engineering" (SIBIRCON 2008), Novosibirsk, 21–25 July 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 430–435.

8. Caire G., Taricco G., Biglieri E. Bit-interleaved coded modulation // IEEE Trans. inf. theory. 1998. Vol. IT-44, № 3. P. 927–946.

9. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

10. Adaptive modulation and coding (AMC) for bit-interleaved coded OFDM (BIC-OFDM) / K.-B. Song, A. Ekbal, S. T. Chung, J. M. Cioffi // Proc. 2004 IEEE Int. conf. on communications, Paris, 20–24 June 2004. Piscataway: IEEE, 2004. Vol. 6. P. 3197–3201.

11. Сергиенко А. Б., Натальин А. Б. Итерационная оптимизация распределения мощностей и числа бит по поднесущим в кодированной системе связи с DMT // XIII междунар. конф. "Радиолокация, навигация, связь" (RLNC-2007), Воронеж, 17–19 апр. 2007 г. / НПФ "Саквое" ООО. Воронеж, 2007. Т. 2. С. 799–810.

12. Brainerd B., Sun Man Chang. Number of occurrences in two-state markov chains, with an application in linguistics // The Canadian J. of statistics. 1982. Vol. 10, № 3. P. 225–231.

A. B. Sergienko, A. B. Natal'in, M. S. Sidorov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Estimation of noise stability of multi-frequency communication systems when pulse noise impacting

Impact of impulsive noise on performance of uncoded and coded OFDM system is considered with account for the fact that the length of modulation symbol can be comparable with average length of noise pulses. Temporal dynamics of noise is described by a Markov model. Theoretical calculations and simulation results lead to the following conclusions: efficient averaging of noise level takes place if average duration of noise pulses does not exceed 1% of OFDM symbol length; during the noise burst power losses due to impulsive nature of noise can reach 2...2,5 dB. Multi-frequency communication system, impulse noise, data transmission over the power line.

Multi-frequency communication systems, impulsive noise, communications over power line

Статья поступила в редакцию 2 сентября 2015 г.