References

1. Tu Y., Du J., Lee C. Speech enhancement based on teacher–student deep learning using improved speech presence probability for noise-robust speech recognition. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 2019, vol. 27, no. 12, pp. 2080–2091.
2. Li B. et al. Horror image recognition based on context-aware multi-instance learning. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2015, vol. 24, no. 12, pp. 5193–5205.
3. Silver D. et al. Mastering the game of go without human knowledge. *Nature*, 2017, vol. 550, no. 7676, p. 354.
4. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G.E. Imagenet classification with deep convolutional neural networks. *Advances in neural information processing systems*, 2012, pp. 1097–1105.
5. Szegedy C. et al. Going deeper with convolutions. *Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition*, 2015, pp. 1–9.
6. Du X., Li Z., Ma Y., Cao Y. Efficient network construction through structural plasticity. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2019, vol. 9, no. 3, pp. 453–464.
7. Lee J. et al. UNPU: An energy-efficient deep neural network accelerator with fully variable weight bit precision. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2019, vol. 54, no. 1, pp. 173–185.
8. Spartan-6 FPGA DSP48A1 Slice User Guide. Available at: https://www.xilinx.com/support/documentation/user_guides/ug389.pdf (accessed 21.11.2019).
9. Jouppi N.P. et al. In-datacenter performance analysis of a tensor processing unit. *2017 ACM/IEEE 44th Annual International Symposium on Computer Architecture (ISCA)*, 2017, pp. 1–12.
10. Chervyakov N.I. et al. Hardware implementation of a convolutional neural network using calculations in the residue number system. *Computer Optics*, 2019, vol. 43, no. 5, pp. 857–868.
11. Chervyakov N.I. et al. Area-efficient FPGA implementation of minimalistic convolutional neural network using residue number system. *2018 23rd Conference of Open Innovations Association (FRUCT)*, 2018, pp. 112–118.
12. Nakahara H., Sasao T.A. High-speed low-power deep neural network on an FPGA based on the nested RNS: Applied to an object detector. *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018, pp. 1–5.
13. Sze V. et al. Efficient processing of deep neural networks: A tutorial and survey. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 12, pp. 2295–2329.

Received 10.11.2019

УДК 621.396.98

ЦИФРОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Мишин Д.В., Тяжев А.И.
Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
E-mail: mishin@psati.ru, tyagev@psati.ru

Рассматриваются цифровые математические модели многолучевого канала радиосвязи. В рамках общей гауссовской модели радиоканала описано четырехпараметрическое распределение модуля и фазы комплексного коэффициента передачи радиоканала. Канал с рассеянием характеризуется дискретной многолучевостью, поэтому комплексный коэффициент передачи такого канала представляется в виде суммы конечного числа слагаемых с флуктуирующими коэффициентами передачи и задержками. Сигнал на выходе канала связи представлен через квадратурные компоненты, в которых учтены флуктуации коэффициентов передачи и задержек в канале связи. Эти компоненты в каналах образуются суммированием большого числа слагаемых, когда выполняются требования центральной предельной теоремы теории вероятностей, поэтому их можно считать независимыми нестационарными гауссовскими процессами. Приведены формулы, которые определяют методику моделирования сигнала на выходе многолучевого канала связи. Показано, что, используя четырехпараметрическое распределение амплитуд и фаз принимаемого сигнала, можно осуществить машинное моделирование многолучевого канала с любыми законами замирания сигнала в радиоканале.

Ключевые слова: *математические модели многолучевого канала, четырехпараметрическое распределение амплитуд и фаз сигнала, цифровое моделирование многолучевого канала*

Введение

Аналитическая модель канала связи позволяет получить достаточно полное представление о свойствах сигналов и помех на входе приемного устройства, дает перечень параметров (в рамках параметрического подхода), определяющих априорную неопределенность ситуации относительно полезного сигнала и мешающих воздействий. Знание модели канала и алгоритмов обработки сигнала позволяет в принципе исследовать качество функционирования системы, количественно определять такие важные характеристики, как вероятность ошибки при приеме дискретных сообщений, среднеквадратические погрешности при оценивании (фильтрации) непрерывных параметров (процессов), время сходимости процесса адаптации и ряд других. Однако чем более подробная аналитическая модель канала используется при таком анализе, тем серьезнее возникают трудности математического характера, не позволяющие достичь приемлемого результата.

Выход из создавшейся ситуации может быть найден при использовании одного из методов математического моделирования, а именно метода статистических испытаний, реализуемого с применением ЭВМ.

Процессы в системах связи обладают рядом специфических свойств, главными из которых являются их статистическая природа и высокая скорость протекания. Эти свойства порождают ряд проблем статистического моделирования на ЭВМ: адекватное описание непрерывных случайных процессов в дискретном времени, разработка максимально экономных моделирующих алгоритмов, стремление к проведению исследований в реальном масштабе времени.

Очень часто на качество работы приемной части цифровой системы связи влияют так называемые глубокие замирания сигнала в многолучевом канале связи. Под замиранием понимаем непрерывное и беспорядочное изменение уровня сигнала. Физической причиной замираний является главным образом изменение параметров среды распространения (неоднородность), многолучевое распространение (за счет любых отражений, порождающих эхо-сигналы), наличие энергоемких (реактивных) элементов в тракте передачи, возможные доплеровские эффекты [1–6].

Модель канала и сигнала на его выходе с использованием квадратурных представлений

Будем рассматривать преобразование сигнала в многолучевом радиоканале, используя представление сигнала на входе канала комплексной функцией $\dot{U}(t)$:

$$\dot{U}(t)=U(t)e^{j\theta(f)}. \tag{1}$$

Действительный сигнал на передаче при этом записывается в виде

$$u(t)=U(t)\,\cos\left[\omega_0 t+\theta(t)\right], \tag{2}$$

где $U(t)$ и $\theta(t)$ отражают соответственно наличие в сигнале амплитудной и угловой модуляции или учитывают временное рассеяние сигнала, связанное с внесением в него предыскажений при формировании заданной формы спектра сигнала в канале. Процессы $U(t)$, $\theta(t)$ изменяются по сравнению с колебанием частоты ω_0, как правило, настолько медленно, что сигнал $u(t)$ можно считать узкополосным.

Квадратурные компоненты сигнала $U(t)$ могут быть записаны как

$$\begin{aligned} u_x(t)&=U(t)\cos\theta(t),\\ u_y(t)&=U(t)\sin\theta(t). \end{aligned} \tag{3}$$

Передаточную функцию (ПФ) канала связи можно также записать через квадратурные компоненты [7]:

$$\begin{aligned} \dot{H}(f,\,t)&=x(f,\,t)+jy(f,\,t)=\\ &=\gamma(f,\,t)e^{j\varphi(f,\,t)}, \end{aligned} \tag{4}$$

где

$$\gamma(f,\,t)=\sqrt{x^2(f,t)+y^2(f,t)}$$

– модуль ПФ;

$$\varphi(f,\,t)=\frac{x(f,t)}{y(f,t)}$$

– аргумент ПФ;

$$\begin{aligned} x(f,t)&=\gamma(f,t)\,\cos\varphi(f,t),\\ y(f,t)&=\gamma(f,t)\,\sin\varphi(f,t) \end{aligned}$$

– квадратурные компоненты ПФ, которые являются соответственно четной и нечетной функциями частоты *f*.

Для большинства реальных каналов связи квадратурные компоненты $x(f,t)$ и $y(f,t)$ являются медленно меняющимися (по сравнению с $\cos\omega_0 t$) функциями времени. Поэтому, не нарушая общности, можно записать:

$$x(f,t)=x(t),\quad y(f,t)=y(t),$$
$$\gamma(f,t)=\gamma(t),\quad \varphi(f,t)=\varphi(t).$$

Канал с рассеянием будем характеризовать дискретной многолучевостью так, что комплексный коэффициент передачи канала на частоте ω_0 может быть записан в виде

$$K(j\omega_0,t)=\sum_{l=1}^{L}\dot{\gamma}_l(t)e^{-j\omega_0\tau_l}, \qquad (5)$$

где $\dot{\gamma}_l(t)$ и τ_l – флуктуирующий коэффициент передачи и задержки l-го луча, $l=1,2,\ldots,L$.

С учетом (1) и (5) сигнал на выходе канала связи может быть представлен как

$$\dot{S}(t)=\dot{U}(t)K(j\omega_0,t)= \\ =\sum_{l=1}^{L}U(t)\dot{\gamma}_l(t)e^{-j[\theta(t-\tau_l)-\omega_0\tau_l]}, \qquad (6)$$

где

$$\dot{\gamma}_l(t)=x_l(t)+jy_l(t). \qquad (7)$$

Здесь $x_l(t)$ и $y_l(t)$ – квадратурные компоненты комплексного коэффициента передачи l-го луча. Сигнал на выходе канала связи $\dot{S}(t)$ также может быть представлен через квадратурные компоненты

$$\dot{S}(t)=S_x(t)+jS_y(t), \qquad (8)$$

которые для действительного сигнала определяют так:

$$S(t)=S_x(t)\cos\omega_0 t-S_y(t)\sin\omega_0 t. \qquad (9)$$

После несложных преобразований (6) получаем следующее представление выходного сигнала по квадратурным компонентам:

$$S_x(t)=\sum_{l=1}^{L}\Big\{x_l(t)\big[u_x(t-\tau_l)\cos\omega_0\tau_l+ \\ +u_y(t-\tau_l)\sin\omega_0\tau_l\big]- \\ -y_l(t)\big[u_x(t-\tau_l)\sin\omega_0\tau_l- \\ -u_y(t-\tau_l)\cos\omega_0\tau_l\big]\Big\}, \qquad (10)$$

$$S_y(t)=-\sum_{l=1}^{L}\Big\{x_l(t)\big[u_x(t-\tau_l)\sin\omega_0\tau_l- \\ -u_y(t-\tau_l)\cos\omega_0\tau_l\big]+ \\ +y_l(t)\big[u_x(t-\tau_l)\cos\omega_0\tau_l+ \\ +u_y(t-\tau_l)\sin\omega_0\tau_l\big]\Big\}. \qquad (11)$$

Формулы (10), (11) определяют методику моделирования сигнала на выходе многолучевого канала связи. Задаваемые достаточно произвольно параметры L, τ_l определяют характер межсимвольной интерференции на выходе канала, а случайные процессы $x_l(t)$ и $y_l(t)$ определяют режим замираний сигнала. Число отсчетов сигнала $S(t)$ на длительности тактового интервала T определяется числом отсчетов сигнала $u(t)$.

В некоторых каналах как проводной, так и радиосвязи с медленными изменениями параметров квадратурные компоненты можно считать детерминированными на конечном интервале анализа $T_a=[0,\ T]$, где T – длительность сигнала $u(t)$ на передаче.

Общая гауссовская модель

Чаще всего, особенно в каналах радиосвязи, канал приходится считать стохастическим с той или иной вероятностной моделью для x и y. Учитывая, что эти компоненты во многих каналах образуются суммированием большого числа слагаемых в условиях, когда выполняются требования Центральной предельной теоремы теории вероятностей, их при данном L можно считать независимыми, в общем случае нестационарными гауссовскими процессами с математическими ожиданиями и корреляционными функциями $m_{x_k}(t)$, $m_{y_k}(t)$, $K_{x_k}(t_1,t_2)$, $K_{y_k}(t_1,t_2)$.

Исходя из физических соображений и экспериментальных данных можно считать, что коэффициенты корреляции у квадратурных компонент одинаковы

$$R_{x_k}(t_1,t_2)=R_{y_k}(t_1,t_2)=R_k(t_1,t_2).$$

Очень часто [2; 3] коэффициент корреляции аппроксимируется показательным законом (по каждой из переменных):

$$R_x(\Delta t)=R_y(\Delta t)=e^{-\alpha|\Delta t|}, \\ \alpha>0,\quad \Delta t=t_2-t_1. \qquad (12)$$

Аппроксимация (12) при гауссовском распределении означает, что процесс является одномерно-марковским. Таким образом, общая гауссовская модель описывается следующими параметрами: $m_{x_k}(t)$, $m_{y_k}(t)$, $\sigma^2_{x_k}(t)$, $\sigma^2_{y_k}(t)$, $R_k(t_1,t_2)$.

Четырехпараметрическое распределение

В рамках описания одномерными распределениями вероятностей коэффициента передачи γ рассмотренная модель (9) характеризуется двумерной четырехпараметрической плотностью вероятности квадратурных компонент [7]:

$$W_2(x,y)=\frac{1}{2\pi\sigma_x(t)\sigma_y(t)}\times \qquad (13)$$

$$\times \exp\left\{-\frac{\left[x-m_x(t)\right]^2}{2\sigma_x^2(t)}-\frac{\left[y-m_y(t)\right]^2}{2\sigma_y^2(t)}\right\}.$$

В этом случае четырехпараметрическое распределение модуля и фазы передаточной функции имеет вид

$$W_1(\gamma)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{R^k}{k!}\sigma^{2k}\frac{\partial^{2k}}{\partial m_1^k\partial m_2^k}\times$$
$$\times\left[\frac{\gamma}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{\gamma^2+m_1^2+m_2^2}{2\sigma^2}\right)\times\right. \tag{14}$$
$$\left.\times I_0\left(\frac{\gamma}{\sigma^2}\sqrt{m_1^2+m_2^2}\right)\right],$$

$$W_1(\varphi)=\frac{\sigma_x\sigma_y}{2\pi\left(\sigma_y^2\cos^2\varphi+\sigma_x^2\sin^2\varphi\right)}\times$$
$$\times\exp\left(-\frac{m_x^2}{2\sigma_x^2}-\frac{m_y^2}{2\sigma_y^2}\right)\times \tag{15}$$
$$\times\left\{1+K\sqrt{\pi}\,\exp K^2\left[1+\Phi\left(\sqrt{2}K\right)\right]\right\},$$

где

$$m_1=\frac{m_x+m_y}{\sqrt{2}},\quad m_2=\frac{m_x-m_y}{\sqrt{2}},$$
$$\sigma^2=\frac{\sigma_x^2+\sigma_y^2}{\sqrt{2}},\quad R=\frac{\sigma_y^2-\sigma_x^2}{\sigma_y^2+\sigma_x^2}, \tag{16}$$
$$K=\frac{\cos\varphi m_x\sigma_x^2-\sin\varphi m_y\sigma_y^2}{\sigma_x\sigma_y\sqrt{\sigma_y^2\cos^2\varphi+\sigma_x^2\sin^2\varphi}},$$

$I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;

$$\Phi(x)=\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_0^x\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt$$

– функция Крампа.

Экспериментальные данные в радиоканалах различных диапазонов подтверждают возможность удовлетворительной аппроксимации распределений амплитуд и фаз, как общим четырехпараметрическим законом, так и его частными случаями, к числу которых относятся следующие варианты.

1. Трехпараметрические замирания ($m_x=0$).
2. Райсовские (обобщенно-релеевские) замирания ($\sigma_x^2=\sigma_y^2=\sigma^2,\ m_x+m_y\neq 0$).
3. Подрелеевские замирания ($m_x=m_y=0$). Наиболее глубокие замирания соответствуют случаю одностороннего-нормального распределения ($m_X=m_y=0,\ \sigma_x^2=0$).
4. Релеевские замирания ($m_x=m_y=0$).
5. Канал без замираний ($\sigma_x^2=\sigma_y^2=0$).

В подавляющем большинстве реальных каналов связи параметры m_x, m_y, σ_x^2, σ_y^2 можно считать не зависящими от t. Скорость замираний квадратурных компонент $x(t)$, $y(t)$ определяется характером коэффициентов корреляции $R(t_1,t_2)$. Большую часть каналов, удовлетворительно описываемых моделью (10), (11), можно отнести к категории каналов с медленными (неселективными) замираниями, когда коэффициент корреляции $R(t_1,t_2)$ близок к единице.

При моделировании канала связи, основанного на представлении выходного сигнала в виде (10), (11), можно задавать характер межсимвольной интерференции на выходе канала с помощью достаточно произвольного выбора параметров L, τ_l. Обычно τ_l берут кратным T (длительности тактового интервала), в этом случае N характеризует количество отсчетов импульсной характеристики канала. Режим замираний определяется с помощью представления $\gamma_k(t)$ и $\varphi_k(t)$, параметров m_x, m_y, σ_x^2, σ_y^2.

Таким образом, используя четырехпараметрическое распределение амплитуд и фаз принимаемого сигнала, легко осуществить цифровое моделирование многолучевого канала на ЭВМ с любым законом замирания.

Цифровое моделирование многолучевого канала

Для этого необходимо задать начальные значения отсчетов импульсной характеристики канала $G_0=\{g_i\}$, $i=\overline{0,N-1}$, выбрать характер замираний. С этой целью устанавливают значения элементов взаимокорреляционной матрицы лучей R_{ij}, $i,j=\overline{0,N-1}$, следующим образом: для общих замираний $R_{ij}\to 1$; для селективных замираний $-1<R_{ij}<1$.

В обоих случаях $R_{ii}=1$. Далее формируют последовательность коррелированных случайных величин $\eta(n)$, $n=1,2,\ldots$ с четырехпараметрическим законом распределения с параметрами m_x, m_y, σ_x^2, σ_y^2 и коэффициентом корреляции вида (12) методом скользящего суммирования в виде разностного уравнения:

$$\eta(n)=\sqrt{p_1^2(n)+p_2^2(n)}, \tag{17}$$

$$\begin{aligned}p_1(n)&=a_1x(n)+b_1p_1(n-1),\\ p_2(n)&=a_2y(n)+b_2p_2(n-1),\end{aligned} \tag{18}$$

где $x(n)$, $y(n)$ – последовательности независимых нормальных случайных величин с параметрами m_x, m_y, σ_x^2, σ_y^2; а параметры рекуррентного алгоритма a_1, a_2, b_1, b_2, связанные с ρ, определяются на этапе предварительной подготовки к моделированию аналогично [8–10].

Начальные условия в рекуррентных уравнениях (18), то есть предыдущие значения последовательности $\eta(n)$ при вычислении первого элемента этой последовательности можно выбрать нулевыми. При этом будет иметь место некоторый переходный процесс, в результате которого начальный участок моделируемого процесса окажется искаженным. Однако после окончания переходного процесса последовательность $\eta(n)$ становится стационарной. В [8] отражено влияние начальных условий на протяженность переходного процесса.

Таким образом, последовательность значений вектора отсчетов импульсной характеристики многолучевого канала с общими замираниями определяется как

$$G_n = G_0\eta(n), \quad n = 1,2,\ldots \tag{19}$$

Для канала с селективными замираниями учет взаимной корреляции между отдельными лучами можно сделать в соответствии с [8] методом канонического разложения или методом линейного преобразования. Число отсчетов сигнала $S(t)$ из (19) на длительности тактового интервала T определяется количеством отсчетов сигнала $u(t)$.

Так, например, при моделировании передачи двоичных сообщений с использованием фазовой модуляции с $\Delta\varphi = \pm\pi$ символу «+1» соответствует сигнал $u(t) = U_0 \sin\omega_0 t$, символу «–1» соответствует сигнал $u(t) = -U_0 \sin\omega_0 t$, где U_0 – постоянная амплитуда. Квадратурные компоненты при этом для $U_0 \sin\omega_0 t$ определяются как $u_x(t) = 0$, $u_y(t) = U_0$ и для противоположного сигнала $u(t) = -U_0 \sin\omega_0 t$ $u_x(t) = 0$, $u_y(t) = -U_0$.

Переход к дискретному времени при представлении данного сигнала отсчетами $u(k\Delta t)$ может быть осуществлен в соответствии с теоремой Котельникова с учетом выбранного значения скорости передачи. Так, например, при сигнале ФМ и скорости передачи $V = 1600$ бит/с для значения $F = 400$ Гц получаем $\Delta t = 1/2F = T/4$. Таким образом, для приведенного примера полосовому сигналу соответствует 4 отсчета или 2 отсчета на каждую квадратурную компоненту.

Заключение

Используя описанные выше методики, можно получить выражение для сигнала $u(t)$ и его квадратурных компонент при более сложных видах модуляции. Отметим, что представленные математические модели многолучевого канала радиосвязи являются вполне адекватными для большинства реальных каналов связи и, что самое главное, хорошо приспособлены для проведения статистического имитационного моделирования.

Литература

1. Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием / пер.с англ. М.: Сов. радио, 1973. 304 с.
2. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
3. Карташевский В.Г., Мишин Д.В. Прием кодированных сигналов в каналах с памятью. М.: Радио и связь, 2004. 239 с.
4. Мишин Д.В. Методы повышения эффективности обработки сигналов в каналах с памятью: дис. … д-ра техн. наук. Самара, 2004. 386 с.
5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Связь, 1970. 728 с.
6. Мишин Д.В. Итерационная процедура вынесения решения в канале с памятью при совмещении операций демодуляции и декодирования // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6. № 4. С. 79–84.
7. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений. М.: Радио и связь, 1984. 248 с.
8. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971. 328 с.
9. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры. Самара: Офорт, 2008. 264 с.
10. Карташевский В.Г. Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью. М.: Радио и связь, 2000. 272 с.

Получено 01.11.2019

Мишин Дмитрий Викторович, д.т.н., профессор, ректор Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23. Тел. +7 846 339-58-56. E-mail: mishin@psati.ru

Тяжев Анатолий Иванович, д.т.н., профессор кафедры радиоэлектронных систем ПГУТИ. 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Л. Толстого, 23.Тел. +7 846 339-11-88. E-mail: tyagev@psati.ru

DIGITAL SIMULATION OF A MULTIPATH COMMUNICATION CHANNEL

Mishin D.V., Tyazhev A.I.
Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation
E-mail: mishin@psati.ru, tyagev@psati.ru

Digital mathematical models of a multipath radio channel are considered. A four-parameter distribution of the modulus and phase of the radio channel's complex transmission coefficient is described within the framework of a general Gaussian radio-channel model. A scatter channel is characterized by a discrete multipath effect; therefore, the complex transmission coefficient of such a channel is represented as the sum of a finite number of summands with fluctuating transmission coefficients and delays. The communication channel's output signal is represented through quadrature components, which consider fluctuations in the transmission coefficients and delays in the communication channel. These components in the channels are formed by summing up a large number of summands when the requirements of the central limit theorem of probability theory are satisfied, and therefore they can be considered independent non-stationary Gaussian processes. Formulas are given that determine a procedure for signal simulation at the output of a multipath communication channel. It is shown that, using the four-parameter distribution of the received signal's amplitudes and phases, it is possible to carry out the computer simulation of a multipath channel with any laws of signal depression in the radio communication channel.

Keywords: *mathematical models of a multipath channel, four-parameter distribution of the signal amplitudes and phases, digital simulation of a multipath channel*

DOI: 10.18469/ikt.2019.17.4.02

Mishin Dmitry Viktorovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstoy Street, Samara, 443010, Russian Federation; Professor, Doctor of Technical Science, Rector. Tel. +7 846 339-58-56. E-mail: mishin@psati.ru

Tyazhev Anatoly Ivanovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstoy Street, Samara, 443010, Russian Federation; Professor, Doctor of Technical Science, Professor of the Department Radioelectronic Systems. Tel. +7 846 339-11-88. E-mail: tyagev@psati.ru

References

1. Kennedy R. *Kanaly svyazi s zamiraniyami i rasseyaniem. Per. s angl* [Channels of Communication with Fading and Scattering: Transl. from English]. Moscow: Soviet Radio, 1973, 304 p. (In Russian).
2. Klovsky D.D. *Peredacha diskretnyh soobshchenij po radiokanalam* [Transmission of Discrete Messages over the Air]. Moscow: Radio and Communications, 1982, 304 p. (In Russian).
3. Kartashevsky V.G., Mishin D.V. *Priem kodirovannyh signalov v kanalah s pamyat'yu* [Reception of Coded Signals in Memory Channels]. Moscow: Radio and Communications, 2004, 239 p. (In Russian).
4. Mishin D.V. *Metody povysheniya effektivnosti obrabotki signalov v kanalah s pamyat'yu: dis. ... d.t.n.* [Methods of Increasing the Efficiency of Signal Processing in Channels with Memory: dis. doct. tech. sciences]. Samara: PGATI, 2004, 386 p. (In Russian).
5. Fink L.M. *Teoriya peredachi diskretnyh soobshchenij* [Theory of Discrete Message Transmission]. Moscow: Communication, 1970, 728 p. (In Russian).
6. Mishin D.V. Iteracionnaya procedura vyneseniya resheniya v kanale s pamyat'yu pri sovmeshchenii operacij demodulyacii i dekodirovaniya [An iterative procedure for making decisions in a channel with memory when combining demodulation and decoding operations]. *Fizika volnovyh processov i radiotekhnicheskie sistemy* [Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems], 2003, vol. 6, no. 4, pp. 79–84. (In Russian).

7. Klovsky D.D., Kontorovich V.Ya., Shirokov S.M. *Modeli nepreryvnyh kanalov svyazi na osnove stohasticheskih differencial'nyh uravnenij* [Models of Continuous Communication Channels Based on Stochastic Differential Equations]. Moscow: Radio and Communication, 1984, 248 p. (In Russian).
8. Bykov V.V. *Cifrovoe modelirovanie v statisticheskoj radiotekhnike* [Digital Modeling in Statistical Radio Engineering]. Moscow: Soviet Radio, 1971, 328 p. (In Russian).
9. Ivanova V.G., Tyazhev A.I. *Cifrovaya obrabotka signalov i signal'nye processory* [Digital Signal Processing and Signal Processors]. Samara: Ofort, 2008, 264 p. (In Russian).
10. Kartashevsky V.G. *Obrabotka prostranstvenno-vremennyh signalov v kanalah s pamyat'yu* [Processing of Spatio-Temporal Signals in Channels with Memory]. Moscow: Radio and Communications, 2000, 272 p. (In Russian).

Received 01.11.2019

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 681.3

МЕТОД РАСЧЕТА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ НА БИТ В КАНАЛАХ СВЯЗИ С БЛОЧНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ ДЛЯ ПРИЕМНИКА С ЛИНЕЙНЫМ СЛОЖЕНИЕМ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ НЕКОГЕРЕНТНОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

Шевченко В.А.[1], *Пашинцев В.П.*[2]

[1] *Департамент информационных систем Министерства обороны РФ, Москва, РФ*

[2] *Северо-Кавказский федеральный университет, Ставрополь, РФ*

E-mail: shevv67@mail.ru

Определены выражения для верхней аддитивной границы вероятности ошибки на бит в «некогерентных» каналах связи с кодированием и псевдослучайным перемежением при использовании метрики с линейным сложением мягких решений демодулятора в условиях воздействия блочных замираний, вызывающих группирование ошибок. Выражения конкретизированы для замираний, подчиненных распределениям Райса, Накагами-*m* и Накагами-*q*. С использованием полученных выражений на примере двоичных расширенных кодов Боуза-Чоудхури-Хоквингхема показано, что при заданном ограничении на задержку передачи информации коды длиной 64, 128 обеспечивают допустимую вероятность ошибки 10–5 при отношении «сигнал/шум» на входе приемника 16–18 дБ и энергетический выигрыш 3–4 дБ по сравнению с кодом с восьмикратным повторением.

Ключевые слова: *вероятность ошибки, пакет ошибок, замирания, некогерентный канал связи, метрика, кодирование*

Введение

Известно [1–3], что при наличии в каналах связи глубоких замираний (например, релеевского типа) для достижения вероятности ошибки на бит $P_b = 10^{-5}$ требуется обеспечить на входе оптимального некогерентного приемника сигналов с двукратной частотной манипуляцией отношение энергии сигнала E_b, приходящейся на бит информации, к спектральной плотности мощности шума N_0 (отношение «сигнал/шум», далее – СШ) порядка 50 дБ. Это указывает на необходимость увеличения СШ на входе приемника на 37 дБ по сравнению со случаем отсутствия замираний (когда достаточно обеспечить СШ на уровне 13 дБ).

Кодирование с исправлением ошибок обеспечивает существенное повышение помехоустойчивости в каналах связи с замираниями [3; 4]. Определяющим при применении кодирования в каналах связи с замираниями является время когерентности канала связи. Когда время когерентности превышает длительность передачи символа кода, замирания становятся время-селективными (блоковыми, пакетированными). Для борьбы с такими замираниями в сочетании с кодированием используется перемежение.

Идея перемежения сводится к тому, что кодовые символы передаются в канал связи не в том порядке, в котором они поступают с выхода кодера, а после перестановки, после которой соседние символы одной кодовой комбинации разделяются символами других кодовых комбинаций [21]. Расстояние между такими символами зависит от глубины перемежения *m*. Как правило, глубина перемежения выбирается таким образом, чтобы исключить группирование ошибок в пакеты [11].