

Под степенью интерференции понимается сумма ожидаемых нагрузок на соединения внутри области интерференции. При этом пропускная способность соединения определяется произведением ожидаемой нагрузки на соединение на пропускную способность канала, деленную на суммарную ожидаемую нагрузку.

Алгоритм маршрутизации может быть использован любой. По сравнению с одноканальным решением, даже с использованием всего двух интерфейсов пропускная способность сети возрастает в 6-8 раз.

Необходимо добавить, что большинство работ по решению данной задачи направлено на разработку универсальных схем назначения каналов, что приводит к высокой сложности алгоритмов, усложняет их практическую реализацию и снижает их эффективность. Более эффективными являются подходы, ориентированные на конкретный сценарий использования mesh-сети.

### Литература

1. IEEE Std 802.11-2007. Revision of IEEE Std. 802.11-1999. IEEE Std. 802.11-2007. IEEE Standard for Information Technology –

Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. IEEE Computer Society, June 2007.

2. IEEE P802.11s/D2.0. Draft STANDARD for Information Technology – Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment: Mesh Networking [Electronic resource] // IEEE Standards Activities Department. USA: IEEE, 2008.
3. Raniwala A., Gopalan K., Chiueh T. Centralized channel assignment and routing algorithms for multi-channel wireless mesh networks // ACM Mobile Computing and Communications Review. Vol. 8, 2004. – P. 50-65.
4. Raniwala A. Tzi-cker Chiueh. Architecture and algorithms for an IEEE 802.11-based multi-channel wireless mesh network // Proc. of INFOCOM '05. Vol. 3. 2005. – P. 2223- 2234.

УДК 621.395.8

## ВЕРОЯТНОСТЬ НАРУШЕНИЯ СВЯЗИ В СОТОВОЙ СЕТИ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛА И ПОМЕХИ

*Ильин Е.С.*

Вероятность нарушения связи является основным эксплуатационным показателем качества обслуживания в сотовых системах подвижной радиосвязи. Для выполнения инженерных расчетов при проектировании сотовых систем часто используются модели распространения радиоволн, основанные на эмпирических зависимостях Хаты и Окамуры. Однако для теоретического анализа вероятности нарушения связи целесообразно использовать строгую и достаточно общую модель замираний сигналов в канале радиосвязи, основанную на четырехпараметрическом распределении комплексного коэффициента передачи каждого учитываемого сигнала. Проявляющиеся на практике виды замираний (райсовские, рэлеевские и более глубокие замирания) характеризуются определенным и фиксированным набором параметров используемого четырехпараметрического распределения. В статье представлена методика анализа, основанная на четырехпараметрическом описании замираний сигнала и помехи. Получены точные формулы для вероятности нарушения связи.

### Постановка задачи

Рассмотрим сотовую сеть мобильной радиосвязи, в которой передаваемый сигнал испытывает многолучевое распространение в замирающем канале. В месте приема наряду с полезным сигналом присутствуют  $L$  сигналов соканальной помехи от БС, в которые используют одинаковые частотные группы:

$$\dot{z}(t) = \gamma_0 e^{i\theta_0} \dot{s}_0(t) + \sum_{k=1}^L \gamma_k e^{i\theta_k} \dot{s}_k(t), \quad (1)$$

где  $\dot{s}_0(t)$  – полезный сигнал, а  $\{\dot{s}_k(t), k = \overline{1, L}\}$  – соканальные помехи,  $\gamma_k$  и  $\theta_k$  – амплитуда и фаза комплексного коэффициента передачи  $\dot{\gamma}_k$   $k$ -го канала.

Ограничимся рассмотрением только амплитудных характеристик каналов, считая, что:

- случайные величины  $\gamma_k$ ,  $k = \overline{0, L}$  статистически независимы;
- закон распределения случайных величин  $\gamma_k$ ,  $k = \overline{0, L}$ , четырехпараметрический [1] с функциями

плотности вероятности  $f_k(\gamma)$ , математическими ожиданиями  $m_{x,k}$ ,  $m_{y,k}$  и дисперсиями  $\sigma_{x,k}^2$ ,  $\sigma_{y,k}^2$  квадратурных компонент  $X_k$  и  $Y_k$  величин  $\gamma_k$ .

Пусть  $\xi_0 = |\gamma_0|^2$  и  $\xi_k = |\gamma_k|^2$ ,  $k = \overline{1, L}$  – мгновенные значения мощности полезного сигнала и соканальных помех в месте приема, тогда для удовлетворительного приема необходимо [2], чтобы мощность  $\xi_0$  гарантированно (скажем, в  $r$ -раз) превосходила суммарную мощность  $\xi = \sum_{k=1}^L \xi_k$ . С этой точки зрения выражение для вероятности нарушения связи имеет вид:

$$P_{\text{out}} = \Pr \{ r\xi > \xi_0 \}. \quad (2)$$

Теперь задача сводится к статистическому исследованию случайной величины  $\alpha = r\xi - \xi_0$  и определению вероятности ситуаций, когда

$$\alpha \begin{cases} \geq 0 \Rightarrow \text{прекращение связи;} \\ < 0 \Rightarrow \text{удовлетворительный прием.} \end{cases} \quad (3)$$

### Вероятность нарушения связи

Задачу отыскания вероятности нарушения связи можно считать решенной, если будет найден закон распределения случайной величины  $\alpha$ . Для этого воспользуемся аппаратом характеристических функций. По определению

$$\begin{aligned} \Psi_\alpha(t) &= \int_0^\infty \dots \int_0^\infty \exp \left[ i \left( r \sum_{k=1}^L \xi_k - \xi_0 \right) t \right] \times \\ &\times f(\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_L) d\xi_0 d\xi_1 \dots d\xi_L, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $f(\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_L)$  – функция распределения вероятностей случайных величин  $\xi_0, \xi_1, \dots, \xi_L$ . Пусть  $\Psi_k(t)$  – характеристическая функция  $\xi_k$ ,  $k = \overline{0, L}$ , тогда, учитывая свойство характеристической функции суммы независимых случайных величин [3], получим:

$$\Psi_\alpha(t) = \Psi_{\xi_0}(-t) \prod_{k=1}^L \Psi_{\xi_k}(rt). \quad (5)$$

В условии справедливости четырехпараметрической модели квадратурные компоненты  $X_k$  и  $Y_k$  коэффициента передачи  $\gamma_k$ ,  $k = \overline{0, L}$ , считаются нормальными случайными величинами. При этом характеристические функции величин  $X_k$  и  $Y_k$  имеют вид:

$$\begin{aligned} \Psi_{X_k}(t) &= \exp \left( im_{x,k}t - \sigma_{x,k}^2 t^2 / 2 \right), \\ \Psi_{Y_k}(t) &= \exp \left( im_{y,k}t - \sigma_{y,k}^2 t^2 / 2 \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Учитывая, что

$$\xi_k = |\gamma_k|^2 = X_k^2 + Y_k^2, \quad (7)$$

характеристическая функция величины  $\xi_k$  (аналогично (5)) запишется как

$$\Psi_{\xi_k}(t) = \Psi_{X_k^2}(t) \Psi_{Y_k^2}(t), \quad (8)$$

где  $\Psi_{X_k^2}(t)$ ,  $\Psi_{Y_k^2}(t)$  – характеристические функции величин  $X_k^2$ ,  $Y_k^2$ ,

$$\begin{aligned} \Psi_{X_k^2}(t) &= \frac{\exp \left[ im_{x,k}^2 t / (1 - 2i\sigma_{x,k}^2 t) \right]}{\sqrt{1 - 2i\sigma_{x,k}^2 t}}, \\ \Psi_{Y_k^2}(t) &= \frac{\exp \left[ im_{y,k}^2 t / (1 - 2i\sigma_{y,k}^2 t) \right]}{\sqrt{1 - 2i\sigma_{y,k}^2 t}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Далее определим функцию распределения  $F(\alpha)$  величины  $\alpha$  по известной характеристической функции  $\Psi_\alpha(t)$ . Согласно [4]

$$F(x) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\text{Im}[\Psi(t)e^{-itx}]}{t} dt, \quad (10)$$

где  $F(x)$  и  $\Psi(t)$  – функция распределения и характеристическая функция величины  $x$ ;  $\text{Im}[z]$  – функция мнимой части от  $z$ .

С учетом (3) и (10) формула (2) примет вид:

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \Pr \{ \alpha > 0 \} = 1 - \Pr \{ \alpha < 0 \} = \\ &= 1 - F(0) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{\text{Im}[\Psi_\alpha(t)]}{t} dt. \end{aligned} \quad (11)$$

Подставляя (5) в (11) с учетом (8) и (9), итоговое выражение для вероятности нарушения связи, когда в месте приема присутствуют полезный сигнал и  $L$ -сигналов интерференции, замирающих по закону (2), примет вид (12) – см. с. 29.

### Анализ формулы (12)

Исследуем влияние замирающих параметров на вероятность нарушения связи. Ограничимся случаем семизлементной структуры размещения сот с шестью источниками помех по основному каналу приема ( $L = 6$ ). Кроме того, вместо  $m_x$ ,  $m_y$ ,  $\sigma_x^2$ ,  $\sigma_y^2$  введем иные параметры, имеющие более наглядный физический смысл [1]

$$\overline{\gamma^2} = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 + m_x^2 + m_y^2 \quad (13)$$

– средний коэффициент передачи канала по мощности (средний квадрат модуля коэффициента передачи канала).

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\exp \left[ -\frac{2(m_{x,0}\sigma_{x,0}t)^2}{1+(2\sigma_{x,0}^2t)^2} - \frac{2(m_{y,0}\sigma_{y,0}t)^2}{1+(2\sigma_{y,0}^2t)^2} - \sum_{k=1}^L \left( \frac{2(rm_{x,k}\sigma_{x,k}t)^2}{1+(2r\sigma_{x,k}^2t)^2} + \frac{2(rm_{y,k}\sigma_{y,k}t)^2}{1+(2r\sigma_{y,k}^2t)^2} \right) \right]}{\sqrt[4]{(1+(2\sigma_{x,0}^2t)^2)(1+(2\sigma_{y,0}^2t)^2) \prod_{k=1}^L [(1+(2r\sigma_{x,k}^2t)^2)(1+(2r\sigma_{y,k}^2t)^2)]}} \times \sin \left[ \sum_{k=1}^L \left( \frac{rm_{x,k}^2t}{1+(2r\sigma_{x,k}^2t)^2} + \frac{rm_{y,k}^2t}{1+(2r\sigma_{y,k}^2t)^2} + \frac{\arctg(2r\sigma_{x,k}^2t) + \arctg(2r\sigma_{y,k}^2t)}{2} \right) - \frac{m_{x,0}^2t}{1+(2\sigma_{x,0}^2t)^2} - \frac{m_{y,0}^2t}{1+(2\sigma_{y,0}^2t)^2} - \frac{\arctg(2\sigma_{x,0}^2t) + \arctg(2\sigma_{y,0}^2t)}{2} \right] dt. \quad (12)$$

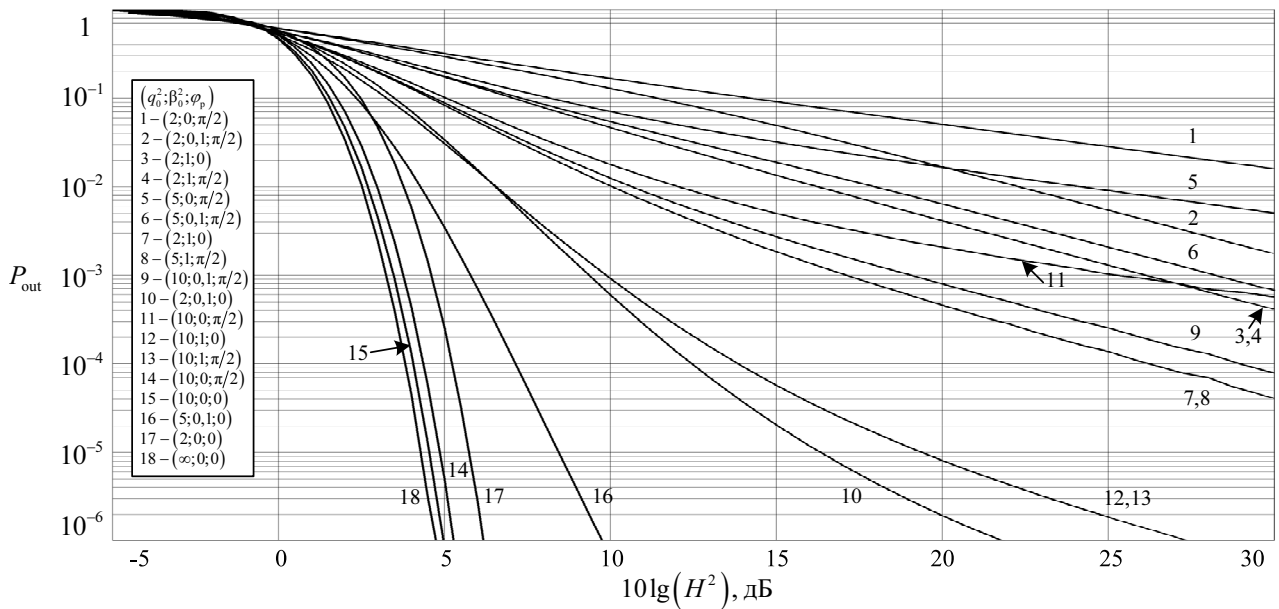


Рис. 1. Зависимость вероятности нарушения связи при различных параметрах  $q_0^2$ ,  $\beta_0^2$ ,  $\varphi_{p,0}$

$$q^2 = \frac{m_x^2 + m_y^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} = \frac{\gamma_p^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2}, \quad q^2 \geq 0 \quad (14)$$

– отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей сигнала;

$$\beta^2 = \sigma_x^2 / \sigma_y^2, \quad 0 \leq \beta^2 \leq 1 \quad (15)$$

– отношение, характеризующее степень асимметрии канала по ортогональным компонентам;

$$\varphi_p = \arctg(m_y / m_x), \quad 0 \leq \varphi_p \leq \pi/2 \quad (16)$$

– фазовый угол вектора  $\gamma_p$  (регулярной части сигнала) в системе координат  $XU$ .

Для  $L = 6$  параметры распределений сигналов интерференции имеют вид:

$$\begin{pmatrix} \overline{\gamma_1^2} & q_1^2 & \beta_1^2 & \varphi_{p,1} \\ \overline{\gamma_2^2} & q_2^2 & \beta_2^2 & \varphi_{p,2} \\ \overline{\gamma_3^2} & q_3^2 & \beta_3^2 & \varphi_{p,3} \\ \overline{\gamma_4^2} & q_4^2 & \beta_4^2 & \varphi_{p,4} \\ \overline{\gamma_5^2} & q_5^2 & \beta_5^2 & \varphi_{p,5} \\ \overline{\gamma_6^2} & q_6^2 & \beta_6^2 & \varphi_{p,6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5,5 & 4,2 & 0,56 & \pi/4 \\ 3,2 & 2,0 & 0,30 & \pi/2 \\ 5,1 & 4,1 & 0,59 & \pi/4 \\ 3,8 & 2,2 & 0,28 & \pi/2 \\ 4,9 & 3,9 & 0,50 & \pi/4 \\ 3,6 & 2,5 & 0,35 & \pi/2 \end{pmatrix}.$$

Поскольку рассматриваемая семиэлементная структура размещения сот уже обеспечивает разницу в мощности сигнала и помех по основному каналу приема в 15 дБ [2], примем, что коэффициент  $r = 1$ . Зависимость вероятности нарушения связи  $P_{\text{out}}(H^2)$  от значения

$H^2$  при различных параметрах  $q_0^2, \beta_0^2, \varphi_{p,0}$  полезного сигнала представлена на рис. 1. Под величиной  $H^2$  будем понимать отношение средней мощности сигнала в месте приема к суммарной средней мощности сигналов интерференции

$$H^2 = \frac{\overline{\gamma_0^2}}{\sum_{k=1}^L \overline{\gamma_k^2}}. \quad (17)$$

Из кривых на рис. 1 видно, что при достаточно большом значении параметра  $q_0^2 \geq 10$  можно обеспечить вероятность нарушения связи, не превышающую  $10^{-2}$ , при значении  $H^2 \leq 25$ . Коэффициент асимметрии  $\beta_0^2$  в меньшей степени влияет на вероятность нарушения связи, чем параметр  $\varphi_{p,0}$ .

Уменьшение  $q_0^2$  ведет к повышению вероятности нарушения связи, однако при наличии сильной асимметрии по ортогональным компонентам ( $\beta_0^2 \rightarrow 0$ ) все же возможно обеспечить прием и в каналах, где  $q_0^2 \geq 2$ .

Когда  $q_0^2$  близко к нулю (подрэлеевский канал [1]) удовлетворительное значение вероятности нарушения связи можно обеспечить значением  $H^2 > 30$ .

### Обобщение результатов

Для описания распределения амплитуд  $\gamma$  наряду с четырехпараметрическим распределением

часто используется двухпараметрическое  $m$ -распределение Накагами

$$f(\gamma) = \frac{2m^{m'} \gamma^{2m'-1}}{\Gamma(m') \overline{\gamma}^{2m'}} e^{-m'\gamma^2/\overline{\gamma}^2}, \quad (18)$$

где  $m' > 1/2$  – параметр, выражающий отношение квадрата средней мощности принимаемого сигнала к дисперсии его мгновенной мощности

$$m' = \overline{\gamma^2} / (\overline{\gamma^2} - \overline{\gamma}^2)^2. \quad (19)$$

В [4] для случая, когда в месте приема наряду с полезным сигналом присутствует  $L$  сигналов интерференции, выражение для  $P_{out}$  имеет вид:

$$P_{out} = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \left[ 1 + \left( \frac{t}{\lambda_0} \right)^2 \right]^{-\frac{m'_0}{2}} \prod_{k=1}^L \left[ 1 + \left( \frac{rt}{\lambda_k} \right)^2 \right]^{-\frac{m'_k}{2}} \times \sin \left[ \sum_{k=1}^L m'_k \arctg \left( \frac{rt}{\lambda_k} \right) - m'_0 \arctg \left( \frac{t}{\lambda_0} \right) \right] \frac{dt}{t}, \quad (20)$$

где  $\lambda_k = m'_k / \overline{\gamma_k^2}, k = \overline{0, L}$ .

Известно [1], что распределение (18) удовлетворительно аппроксимирует четырехпараметрическое распределение в определенной области изменения четырех параметров  $\overline{\gamma^2}, q^2, \beta^2, \varphi_p$ , поэтому представляется интересным сравнение соответствующих вероятностей (12) и (20).

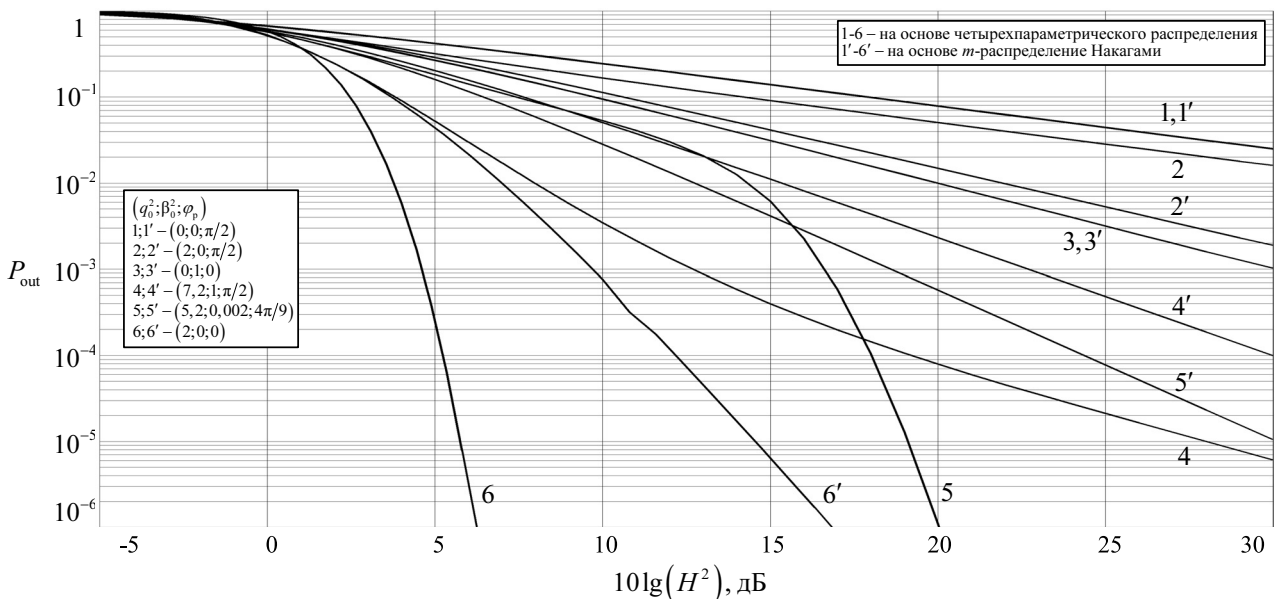


Рис. 2. Зависимость вероятности нарушения связи при четырехпараметрическом распределении и  $m$ -распределении Накагами для различных параметров  $q_0^2, \beta_0^2, \varphi_{p,0}$

Исходя из определения (19), найдем  $m'$  для канала с четырехпараметрическим распределением амплитуд

$$m' = \frac{(\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + m_x^2 + m_y^2)^2}{2(\sigma_x^4 + \sigma_y^4 + 2\sigma_x^2 m_x^2 + 2\sigma_y^2 m_y^2)} = \frac{(1 + q^2 + \beta^2)^2}{2[1 + \beta^4 + 2q^2(1 + \beta^2)(\beta^2 \cos^2 \varphi_p + \sin^2 \varphi_p)]}. \quad (21)$$

Зависимость  $P_{\text{out}}(H^2)$  при четырехпараметрическом распределении и  $m$ -распределении Накагами для различных параметров  $q_0^2$ ,  $\beta_0^2$  и  $\varphi_{p,0}$  полезного сигнала представлена на рис. 2.

Как видно из рис. 2, степень расхождения кривых, построенных по формулам (12) и (20), колеблется в значительных пределах. Совпадение кривых наблюдается в случаях рэлеевского и усеченно-нормального каналов (кривые 1, 1' и 3, 3' соответственно). При неравных дисперсиях ортогональных компонент расхождение значительно усиливается. В силу того, что двухпараметрическое  $m$ -распределение не в состоянии воспроизвести всю тонкую структуру четырехпараметрического распределения, результат (12) следует рассматривать как обобщение результата (20).

### Выводы

В статье решена задача определения вероятности нарушения связи в условиях справедливости четырехпараметрического распределения амплитуд сигналов мобильной радиосвязи. Данная модель является общей

моделью радиоканала, позволяющая исследовать практически любые виды замираний сигнала, встречающихся в реальных условиях. Поэтому результаты статьи обобщают результаты, ранее полученные в [4, 5]. Следует отметить также, что при использовании четырехпараметрического распределения появляется возможность учитывать фазовые замирания. Это обстоятельство оказывается весьма полезным, если при расчете вероятности нарушения связи использовать характеристики алгоритма обработки принимаемого сигнала, в том числе и оптимального, использующего интерференцию полезного сигнала.

### Литература

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Связь, 1969. – 376 с.
2. Феер К. Беспроводная цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. I. М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.
4. Zhang Q.T. Outage Probability in Cellular Mobile Radio Due to Nakagami Signal and Interferers with Arbitrary Parameters // IEEE Transactions on vehicular technology. May, 1996. Vol. 45(2). – P. 364-372.
5. Karagiannidis G. et al. Outage Probability Analysis for a Rician Signal in L Nakagami Interferers with Arbitrary Parameters // Journal of Communication and Network. March, 1999. Vol. 1(1). – P. 26-30.

УДК 681.3

## ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ СИСТОЛИЧЕСКИЕ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫЕ ПРОЦЕССОРЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

*Калмыков И.А., Зиновьев А.В., Емарлукова Я.В.*

Рассмотрена систолическая модель, реализующая ортогональные преобразования сигналов в расширенных полях Галуа  $GF(p^v)$  на основе полиномиальной системы классов вычетов. Доказана возможность использования модулярных кодов для повышения отказоустойчивости.

### Введение

Известно, что эффективность первичной обработки сигналов в современных инфокоммуникационных системах во многом предопределяется

используемой математической моделью цифровой обработки сигналов (ЦОС). Реализации ортогональных преобразований в алгебраических модульных системах позволит не только повысить скорость и точность обработки сигналов, но и обеспечить отказоустойчивость вычислительного устройства ЦОС.

### Постановка задачи исследования

Развитие телекоммуникационных технологий, появление новых систем передачи и обработки данных ставят перед проектировщиками (разра-