

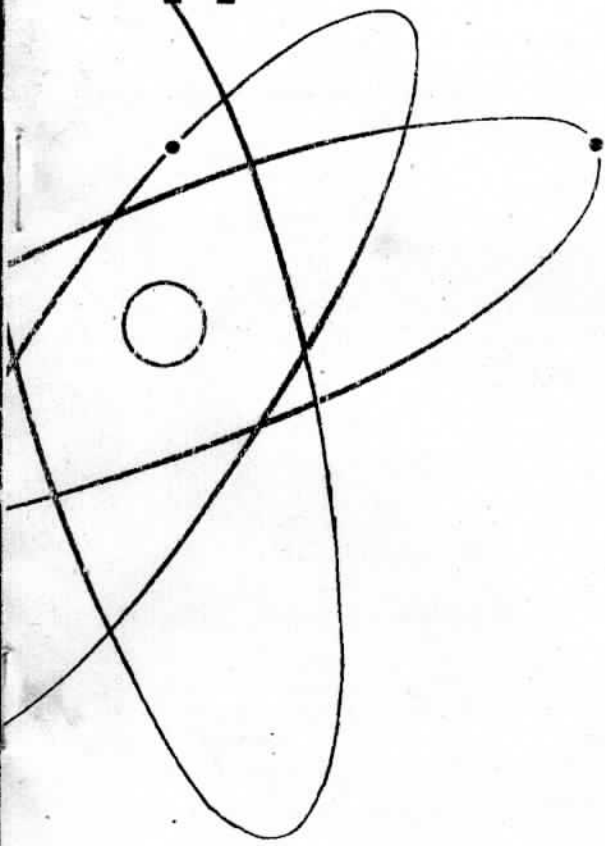
242

ISSN 0021-3470



ИЗВЕСТИЯ  
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ  
ЗАВЕДЕНИЙ

# РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



ТОМ 48

1-2

январь-февраль

ИЗДАНИЕ  
НАЦИОНАЛЬНОГО  
ТЕХНИЧЕСКОГО  
УНИВЕРСИТЕТА  
УКРАИНЫ  
«КИЕВСКИЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ  
ИНСТИТУТ»

2005

ТРИФОНОВ А. П., РАДЧЕНКО Ю. С.

**СОВМЕСТНОЕ АСИНХРОННОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ—РАЗЛИЧЕНИЕ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛОВ С ЗАМИРАНИЯМИ\***

Рассмотрена задача одновременного обнаружения и различения  $M$  сигналов с неизвестным временным положением на выходе многолучевого канала с общими замираниями. Предположено, что поиск сигналов ведется на большом априорном интервале, содержащем много элементов разрешения по задержкам. На основе теории выбросов случайных процессов найдены и исследованы характеристики одновременного обнаружения и различения сигналов.

Работа современных систем связи с множественным доступом при поиске сигнала абонента приводит к задаче многоальтернативного обнаружения—различения сигналов с неизвестными параметрами (время прихода, сдвиг частоты и другие). В этой задаче полагается, что на входе приемной системы либо присутствует один из  $M$  полезных сигналов, либо сигнала нет. Приемное устройство должно производить совместно следующие процедуры: обнаружение сигналов, различение сигналов, оценку их информационных параметров. Синтез таких устройств рассматривался ранее как на инженерном уровне строгости, так и с использованием байесовского подхода. Однако расчет характеристик совместных процедур обнаружения—различения представляет собой сложную и не решенную до конца задачу, особенно при большой априорной неопределенности относительно параметров сигналов, характерной для режимов поиска.

В [1] решена задача многоальтернативного обнаружения—различения сигналов на выходе однолучевого канала с общими замираниями. В данной статье на основе подхода, разработанного в [1—3], предложены методы расчета эффективности систем с кодовым разделением абонентов на случай совместного обнаружения—различения сигналов с неизвестным временем прихода на выходе многолучевого канала с общими замираниями.

Пусть на интервале времени  $[0, T]$  наблюдается процесс

---

\* Приведенные результаты получены при поддержке CRDF и Минобразования РФ (проект VZ-010-0).

$$x(t) = \begin{cases} \eta(t), \\ s_k(t, \tau_{k,r}) + \eta(t), \quad k = 1, \dots, M, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\eta(t)$  — стационарный гауссовский шум с корреляционной функцией  $K_\eta(t_1 - t_2)$ ,  $\tau_{k,r} \in [T_1, T_2]$  — истинное неизвестное временное положение  $k$ -го сигнала, причем в области  $[T_1, T_2]$  содержится много элементов разрешения по задержке.

Произвольное значение временного положения  $k$ -го сигнала из интервала  $[T_1, T_2]$  будем обозначать  $\tau_k$ . Согласно (1) предполагается, что в наблюдаемых данных либо нет полезного сигнала, либо присутствует сигнал одного из абонентов. В общем случае сигнал может быть записан как

$$s(t - \tau) = \sum_{i=0}^n A_i (f(t - \tau - \delta_i) \cos(\omega t + \varphi_i) + g(t - \tau - \delta_i) \sin(\omega t + \varphi_i)). \quad (2)$$

Здесь для упрощения записи опущен индекс  $k$  у параметров  $(A_i, \tau, \varphi_i, \delta_i)$  и функций  $s(t), f(t), g(t)$ . В дальнейшем, когда будет идти речь об общих свойствах полезных сигналов, будет применяться этот прием. В (2)  $f(t)$  и  $g(t)$  — модулирующие функции, полученные умножением псевдослучайных последовательностей на форму элементарной посылки,  $\delta_i = \tau_i - \tau_0$  — относительная задержка сигнала по лучу с номером  $i$ ,  $n$  — число дополнительных лучей распространения.  $A_i, \varphi_i$  — неизвестны вследствие замираний амплитуды и фазы лучей, образующих сигнал. Введем обозначения

$$\begin{aligned} \pi_c &= \{\pi_{ci}\} = \{A_i \cos(\varphi_i)\}, \pi_s = \{\pi_{si}\} = \{A_i \sin(\varphi_i)\}, \\ U_c(t, \tau) &= f(t - \tau) \cos(\omega t) + g(t - \tau) \sin(\omega t), \\ U_s(t, \tau) &= f(t - \tau) \sin(\omega t) - g(t - \tau) \cos(\omega t). \end{aligned}$$

Тогда функционал отношения правдоподобия параметров полезного сигнала (2) можно записать в виде [2, 3]

$$\begin{aligned} \Lambda(\tau, \pi_c, \pi_s) &= \exp\left(\iint (x(t_1) - s(t_1, \tau, A, \varphi)) / 2 \Theta(t_1, t_2) s(t_2, \tau, A, \varphi) dt_1 dt_2\right) = \\ &= \exp\left(\sum_{i=0}^n \pi_{ci} X_i(\tau) + \pi_{si} Y_i(\tau) - (\pi_{ci}^2 + \pi_{si}^2) q_0^2 / 2\right). \end{aligned}$$

Здесь и далее интегрирование выполняется на интервале  $[0, T]$ , а  $\Theta(t_1, t_2)$  — функция, определяемая из решения интегрального уравнения  $\int K_\eta(t_1 - t) \Theta(t, t_2) dt = \delta(t_1 - t_2)$ .  $X_i(\tau), Y_i(\tau)$  — квадратурные компоненты на выходе линейной части приемника сигнала (2)

$$X_i(\tau) = \iint x(t_1) U_c(t_2, \tau - \delta_i) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2,$$

$$Y_i(\tau) = \iint x(t_1) \mathcal{U}_s(t_2, \tau - \delta_i) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2. \quad (3)$$

Параметр  $q_0^2$  имеет смысл отношения сигнал/шум в одном луче сигнала (2) при  $A = 1$  и равен

$$q_0^2 = \iint [U_c(t_1, \tau) \mathcal{U}_c(t_2, \tau) + U_s(t_1, \tau) \mathcal{U}_s(t_2, \tau)] \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 = \\ = \iint [f(t_1 - \tau) f(t_2 - \tau) + g(t_1 - \tau) g(t_2 - \tau)] \Theta(t_1, t_2) \cos(\omega(t_1 - t_2)) dt_1 dt_2.$$

В дальнейшем будем использовать следующие предположения, которые допустимы при анализе широкополосных систем связи с кодовым разделением абонентов [4]: квадратурные компоненты сигналов (2) являются ортогональными  $\iint f(t_1 - \tau_1) g(t_2 - \tau_2) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 = 0$  в усиленном смысле, лучи в процессе обработки разделяются, так что

$$\iint U_{c,s}(t_1 - \tau - \delta_i) \mathcal{U}_{c,s}(t_2 - \tau - \delta_j) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 = 0$$

при  $i \neq j$ , сигналы различных абонентов ортогональны в усиленном смысле  $\iint s_i(t_1 - \tau_i) s_k(t_2 - \tau_k) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 = 0, i \neq k$ .

Структура асимптотически байесовского оператора одновременного обнаружения—различения  $M$  сигналов с неизвестными параметрами при увеличении отношения сигнал/шум  $z_k^2 = q_{0k}^2 \sum_{i=0}^n A_{ki}^2$  и при некоторых предположениях относительно аналитических свойств функций потерь и априорных плотностей вероятностей временных задержек сигналов принимает следующий вид [1—3]

$$\max_{\tau, \pi_c, \pi_s} \Lambda_k(\tau_k, \pi_{ck}, \pi_{sk}) > \Lambda_0, \\ \max_{\tau, \pi_c, \pi_s} \Lambda_k(\tau_k, \pi_{ck}, \pi_{sk}) > \max_{\tau, \pi_c, \pi_s} \Lambda_m(\tau_m, \pi_{cm}, \pi_{sm}), \quad k, m = 1 \dots M. \quad (4)$$

Отсюда следует, что необходимо найти величины абсолютных максимумов функционалов отношения правдоподобия на выходе всех  $M$  каналов приемной системы, сравнить их между собой и с некоторым порогом  $\Lambda_0$ . Тогда решение о наличии  $k$ -го сигнала выносится при одновременном выполнении обоих неравенств в (4). Если  $\max \Lambda_k(\tau_k, \pi_{ck}, \pi_{sk}) < \Lambda_0$  для всех  $k = 1 \dots M$ , то выносится решение об отсутствии какого либо полезного сигнала на входе приемной системы. Порог  $\Lambda_0$  выбирается исходя из заданного критерия оптимальности. Функционал  $\Lambda(\tau, \pi_c, \pi_s)$  можно явным образом максимизировать по параметрам  $(\pi_c, \pi_s)$ . Производя эту операцию, получаем решающее правило совместного обнаружения—различения

$$\max_{\tau} L_k(\tau_k) > h, \max_{\tau} L_k(\tau_k) > \max_{\tau} L_m(\tau_m)$$

где

$$L(\tau) = \sum_{i=0}^n (X_i^2(\tau) + Y_i^2(\tau)) / 2q_0^2. \quad (5)$$

Приемник без сложения лучей получается из (5) при  $n = 0$ .

Найдем характеристики совместного обнаружения—различения. Итак, при совместном обнаружении—различении анализируются  $M + 1$  гипотеза  $\Theta_k$  при полезном сигнале, и выносятся  $M + 1$  решение  $\gamma_m, k, m = 0..M$ . Совокупность условных вероятностей  $P_{km} = P(\gamma_m | \Theta_k)$  можно представить в виде матрицы, в которой строка соответствует гипотезе  $\Theta_k$ , столбец — решению  $\gamma_m$ . Очевидно, что сумма вероятностей в строке удовлетворяет условию нормировки  $\sum_{m=0}^M P(\gamma_m | \Theta_k) = \sum_{m=0}^M P_{km} = 1$ . Вероятность ложной тревоги  $\alpha = 1 - P_{00} = \sum_{m=1}^M P_{0m}$ ,  $P(\gamma_0 | \Theta_k) = P_{k0}, k = 1..M$  — условная вероятность пропуска  $k$ -го сигнала. Тогда  $\beta = \sum_{k=1}^M p_k P(\gamma_0 | \Theta_k)$  — полная (усредненная) вероятность пропуска сигналов в

системе связи. Соответственно  $D = 1 - \beta = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P_{k0}$  — вероятность правильного обнаружения какого либо из  $M$  сигналов, а средняя вероятность ошибки различения сигналов  $s_k(t)$  равна

$$Pe = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P(\gamma_k | \Theta_k) = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P_{kk}.$$

Методика расчета вероятности правильных и неправильных решений для случая многолучевого распространении сигналов сходна с изложенной в [1]. Найдем распределение случайных величин  $V_k = \max L_k(\tau_k)$ , учитывая, что условие ортогональности системы сигналов в статистическом смысле означает независимость случайных величин  $V_k, k = 1..M$ .

Квадратуры процесса на выходе линейной части приемника  $X_i(\tau), Y_i(\tau)$  (3) при воздействии полезного сигнала могут быть записаны в виде

$$X_i(\tau) = \langle X_i(\tau) \rangle + N_{ci}(\tau) = \pi_{ci} S_c(\tau_r, \tau) + \pi_{si} S_s(\tau_r, \tau) + N_{ci}(\tau) + \sum_{j=0, j \neq i}^n [\pi_{ci} S_c(\tau - \tau_r + \delta_i - \delta_j) + \pi_{si} S_s(\tau - \tau_r + \delta_i - \delta_j)],$$

$$Y_i(\tau) = \langle Y_i(\tau) \rangle + N_{si}(\tau) = \pi_{si} S_c(\tau_r, \tau) + \pi_{ci} S_s(\tau_r, \tau) + N_{si}(\tau) + \sum_{j=0, j \neq i}^n [\pi_{si} S_c(\tau - \tau_r + \delta_i - \delta_j) - \pi_{ci} S_s(\tau - \tau_r + \delta_i - \delta_j)] \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} S_c(\tau_1, \tau_2) &= \iint U_c(t_1, \tau_1) \mathcal{X}_c(t_2, \tau_2) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2, \\ S_s(\tau_1, \tau_2) &= \iint U_s(t_1, \tau_1) \mathcal{X}_s(t_2, \tau_2) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2 \end{aligned} \quad (7)$$

— квадратурные компоненты обобщенной автокорреляционной функции однолучевого сигнала, удовлетворяющие следующим условиям

$$S_c(\tau_1, \tau_2) = S_c(\tau_2, \tau_1), S_s(\tau_1, \tau_2) = -S_s(\tau_2, \tau_1), S_c(\tau, \tau) = q_0^2, S_s(\tau, \tau) = 0$$

Квадратурные компоненты шумовой функции

$$\begin{pmatrix} N_{ci}(\tau) \\ N_{si}(\tau) \end{pmatrix} = \iint \eta(t_1) \begin{pmatrix} U_c(t_2, \tau - \delta_i) \\ U_s(t_2, \tau - \delta_i) \end{pmatrix} \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2$$

являются гауссовскими случайными процессами с нулевым средним значением и функциями корреляции

$$\begin{aligned} \langle N_{ci}(\tau_1) N_{ci}(\tau_2) \rangle &= \langle N_{si}(\tau_1) N_{si}(\tau_2) \rangle = S_c(\tau_1, \tau_2), \\ \langle N_{si}(\tau_1) N_{ci}(\tau_2) \rangle &= -\langle N_{ci}(\tau_1) N_{si}(\tau_2) \rangle = S_s(\tau_1, \tau_2). \end{aligned} \quad (8)$$

Как следует из (5) и (6), реализация  $L(\tau)$  в приемном канале, согласованном с принятым сигналом, содержит главный сигнальный пик в окрестности  $\tau \approx \tau_r$  величиной

$$z^2 = q_0^2 \sum_{i=0}^n (\pi_{ci}^2 + \pi_{si}^2) = q_0^2 \sum_{i=0}^n A_i^2,$$

длительность которого

$$\Delta = 1 / \left[ -\partial^2 G(\tau, \tau_r) / \partial \tau^2 \right] \Big|_{\tau = \tau_r}.$$

Здесь  $G(\tau_1, \tau_2) = \sqrt{S_c^2(\tau_1, \tau_2) + S_s^2(\tau_1, \tau_2)} / q_0^2$  для систем CDMA с формой спектра элементарной посылки, близкой к прямоугольной,  $\Delta \approx 0,3 / \Delta F_s$  [4], где  $\Delta F_s$  — ширина спектра сигнала. Кроме того сигнальная компонента содержит ряд побочных максимумов в точках  $\tau = \tau_r - \delta_i + \delta_j$ ,  $i, j = 0 \dots n$ ,  $i \neq j$ . Эти максимумы обусловлены перекрытием откликов на отдельные лучи в процессе суммирования (5). Расчеты показывают, что возникающие в процессе суммирования лучей побочные максимумы в несколько раз меньше главного пика. Поэтому их влиянием на характеристики приемника можно пренебречь [5]. Отметим, что параметр  $z^2$  имеет смысл суммарного отношения сигнал/шум для многолучевого сигнала. За пределами области, занятой сигнальными пиками, в остальной части априорного интервала  $[T_1, T_2]$  реализация  $L(\tau)$  опреде-

ляется только шумовыми функциями  $N_{ci}, N_{si}$ . Функционал  $L(\tau)$  в точке  $\tau = \tau$ , описывается нецентральным  $\chi^2$  распределением с  $2(n+1)$  степенями свободы [2, 3, 6]

$$F_S(u) = \int_0^u \left(2t/z^2\right)^{n/2} \exp(-t - z^2/2) I_n(z\sqrt{2t}) dt, \quad (9)$$

где  $I_n(u)$  — функция Бесселя мнимого аргумента порядка  $n$ . За пределами сигнальной подобласти, а также в каналах приемника, не согласованных с принимаемым сигналом,  $L(\tau)$  описывается центральным  $\chi^2$  распределением с  $2(n+1)$  степенями свободы.

Функция распределения абсолютного максимума реализации процесса  $\chi^2$  с корреляционной функцией квадратур (7), (8) может быть аппроксимирована формулой [2, 3]

$$F_N(u) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{\xi u^{n+1/2}}{n! \sqrt{\pi}} \exp(-u)\right), & u \geq n+1/2, \\ 0, & u < n+1/2, \end{cases} \quad (10)$$

где  $\xi = (T_2 - T_1)/\Delta$  — приведенная длина априорного интервала  $[T_1, T_2]$ , имеющая смысл числа элементов разрешения сигнала на этом интервале. Аппроксимация асимптотически точна при  $\xi \rightarrow \infty, u \rightarrow \infty$ .

При  $\xi \gg 1$  и  $z \gg 1$  функция распределения абсолютного максимума смеси сигнала и шума  $V_k$  может быть записана как [3]

$$F(u) \approx F_S(u) F_N(u) = F_N(u) \int_0^u \left(2t/z^2\right)^{n/2} \exp(-t - z^2/2) I_n(z\sqrt{2t}) dt. \quad (11)$$

В дальнейших расчетах для упрощения формул будем полагать, что априорные вероятности  $p_k$  для всех сигналов одинаковы  $p_k = 1/M$ .

Найдем основные характеристики работы системы. Вероятность ложной тревоги  $\alpha$  равна

$$\alpha = 1 - F_N^M(h) = 1 - \exp\left(-\frac{\xi M h^{n+1/2}}{n! \sqrt{\pi}} \exp(-h)\right), \quad h \geq n+1/2 \quad (12)$$

При принятых предположениях о симметричном характере системы связи полная вероятность пропуска сигналов совпадает с условной вероятностью пропуска  $k$ -го сигнала

$$\beta = \int_{-\infty}^h F_N^{M-1}(u) dF_k(u) + (M-1) \int_{-\infty}^h F_k(u) F_N^{M-2}(u) dF_N(u) = F_N^M(u) F_S(u) \quad (13)$$

Здесь использовано представление (11), учтено, что  $dF_k(u) = dF_S(u)F_N(u) + F_S(u)dF_N(u)$ , и выполнено интегрирование по частям. После подстановки аппроксимаций функций распределения  $F_S(h)$  и  $F_N(h)$  в (13) получаем

$$\beta = \exp\left(-\frac{\xi M h^{n+1/2}}{n! \sqrt{\pi}} \exp(-h)\right) \int_0^{\sqrt{2h}} \frac{x^{n+1}}{z^n} \exp\left(-\frac{x^2 + z^2}{2}\right) I_n(xz) dx \quad (14)$$

Аналогично можно найти среднюю вероятность ошибки различения

$$Pe = 1 - P_{kk} = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \left(1 - \int_h^\infty F_N^M(u) dF_S(u)\right) + \frac{1}{M} F_S(h) F_N^M(h).$$

После подстановки формул (9), (10) это выражение принимает вид

$$Pe = \frac{1}{M} \exp\left(-\frac{\xi M h^{n+1/2}}{n! \sqrt{\pi}} \exp(-h)\right) \int_0^{\sqrt{2h}} \frac{x^{n+1}}{z^n} \exp\left(-\frac{x^2 + z^2}{2}\right) I_n(xz) dx + \left(1 - \frac{1}{M}\right) \left(1 - \int_{\sqrt{2h}}^\infty \frac{x^{n+1}}{z^n} \exp\left(-\frac{x^2 + z^2}{2} - \frac{M\xi x^{2n+1}}{2^n n! \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right) I_n(xz) dx\right). \quad (15)$$

Нетрудно убедиться, что при  $M = 1$  формулы (12) (14), (15) переходят в обычные соотношения для характеристик обнаружения квазидетерминированного сигнала на выходе канала с замираниями [3]. При  $h \rightarrow 0$  этап обнаружения исчезает,  $\beta \rightarrow 0$ , а выражение для  $Pe$  совпадает с вероятностью различения  $M$  векторных ортогональных сигналов с неизвестными амплитудами и фазами. При  $z \rightarrow \infty$  вероятности  $\beta \rightarrow 0$  и  $Pe \rightarrow 0$ .

На основе полученных формул исследуем асимптотическое поведение характеристик совместного обнаружения-различения для различного числа сигналов  $M$ , числа лучей распространения  $n$ , их относительного уровня амплитуд  $\epsilon_n = A_n/A_0$  и изменения априорного интервала  $\xi$ . Так при  $h \rightarrow \infty$  вероятность ложной тревоги имеет вид

$$\alpha \approx \xi M h^n \sqrt{h/\pi} \exp(-h)/n!,$$

$$\ln(\alpha) \sim \ln(M\xi) + n - h + (n+1/2) \ln(h/(n+1)), \quad (16)$$

Отсюда следует, что  $\alpha(M+1)/\alpha(M) \sim 1 + 1/M$ ,  $\alpha(\xi + \Delta\xi)/\alpha(\xi) \sim 1 + \Delta\xi/\xi$ ,  $\alpha(n+1, h)/\alpha(n, h) \sim h/(n+1)$ .

Следовательно, вероятность ложной тревоги при  $h \gg 1$  растет с увеличением числа сигналов  $M$  и приведенной длины интервала  $\xi$ . Порог принятия решения по критерию Неймана—Пирсона имеет асимптотический вид  $h \sim \ln(M\xi) + n - \ln(\alpha)$ .



Используя представление функции Бесселя при больших аргументах и асимптотический метод интегрирования Лапласа можно качественно исследовать особенности поведения вероятности пропуска и средней вероятности ошибки различения. Так при увеличении  $h$  распределение (9)  $F_S(h) \approx \Phi(\sqrt{2h} - z)$ . Поэтому, вероятность пропуска при  $z \rightarrow \infty$  определяется асимптотическим соотношением

$$\beta - (1 - \alpha)\Phi(\sqrt{2h} - z) \sim (1 - \alpha) \left( \frac{\sqrt{2h}}{2\pi} \right)^{1/2} \frac{\exp\left(-\left(z - \sqrt{2h}\right)^2 / 2\right)}{\left(z - \sqrt{2h}\right)}. \quad (17)$$

Оценить особенности поведения вероятности  $Pe$  можно на основе асимптотического соотношения

$$Pe \sim \left( \frac{(\sqrt{2h})^{n+1/2}}{Mz^{n+1}} \exp\left(-\frac{z^2}{4}\right) + \frac{(M-1)\xi z^{(2n+1)}}{n!2^{4n+2}} \right) \frac{\exp(-z^2/4)}{\sqrt{2\pi}}. \quad (18)$$

Первое слагаемое в (18) характеризует влияние процедуры обнаружения на ошибки различения. Из (18) следует, что  $Pe(M+1)/Pe(M) \sim (1+2/M)$ ,  $Pe(\xi + \Delta\xi)/Pe(\xi) \sim (1 + \Delta\xi/\xi)$ ,  $Pe(n+1)/Pe(n) \sim (4z)^2/(n+1)$ . Таким образом, относительное различие в вероятности  $Pe$  с ростом числа лучей  $n$  уменьшается. Если временное положение сигналов известно, то вероятности ошибочных решений равны

$$\alpha_0 = 1 - F_Q^M(h), \quad \beta_0 = F_Q^{M-1}(h) \int_0^h (2u/z^2)^{n/2} \exp(-u - 0,5z^2) I_n(z\sqrt{2u}) du,$$

$$Pe_0 = 1 - \int_h^\infty F_Q^{M-1}(u) (2u/z^2)^{n/2} \exp(-u - 0,5z^2) I_n(z\sqrt{2u}) du, \quad (19)$$

где  $F_Q(u) = \gamma(n+1, u)/n!$ , а  $\gamma(a, x)$  — неполная гамма-функция [6]. Формулы (19) являются обобщением соотношений, приведенных в [7]. Асимптотическое поведение характеристик (19) определяется соотношениями

$$\alpha_0 \sim Mh^n \exp(-h)/n!,$$

$$\beta_0 \sim (1 - \alpha)^{(M-1)/M} \exp(-z^2/2) (\sqrt{2h})^{n+1/2} / \sqrt{2\pi} z^{n+1},$$

$$Pe_0 \sim \left( \exp(-z^2/4) (\sqrt{2h})^{n+1/2} / z^{n+1} + (M-1)z^{2n} / n!2^{4n+1} \right) \exp(-z^2/4). \quad (20)$$

Из сравнения (16)–(19), (20) следует, что при достаточно большом пороге  $h\alpha/\alpha_0 \sim \xi\sqrt{h/\pi}$ . При  $z \rightarrow \infty$  отношение  $Pe/Pe_0 \sim \xi z / \sqrt{8\pi}$ . Таким образом,

относительный проигрыш в эффективности обнаружения-различения сигналов вследствие априорного незнания их временного положения возрастает с увеличением числа элементов разрешения, содержащихся в априорном интервале возможных значений задержки, а также с ростом порога  $h$  и отношения сигнал/шум  $z$ . На рис. 1 приведены зависимости  $\beta(z)$  для различного числа сигналов  $M$ . Величина априорного интервала  $\xi = 64$ . Вероятность ложной тревоги  $\alpha = 0,1$ .

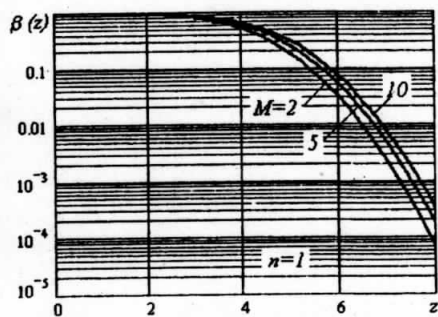


Рис. 1

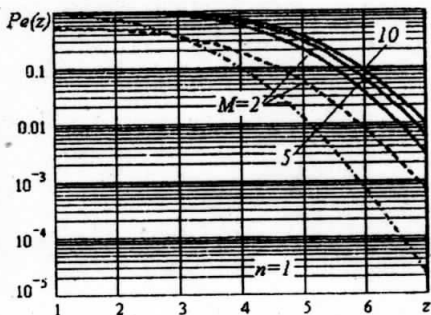


Рис. 2

На рис. 2 приведены зависимости средней вероятности ошибок различения  $Pe(z)$  при разных значениях  $M$  для двухлучевого канала ( $n = 1$ ). Здесь же штриховой линией приведена зависимость вероятности ошибки различения ( $M = 2$ ) сигналов для случая, когда не применяется процедура обнаружения. Штрих-пунктиром представлена вероятность  $Pe(z)$  различения сигналов с известным временным положением для случая  $M = 2, n = 1$ . Из графиков видно, что процедура обнаружения в несколько раз увеличивает ошибку различения, по сравнению со случаем просто различения сигналов.

Из проведенных расчетов следует, что с увеличением числа различаемых сигналов  $M$  вероятность ошибки принятия решения  $Pe(z)$  увеличивается. При  $M > 60$  дальнейшее увеличение числа сигналов уже слабо сказывается на величине  $Pe(z)$ . С увеличением априорного интервала временных задержек сигналов  $\xi$  вероятность ошибки различения  $Pe(z)$  значительно возрастает. Кроме того, увеличивается значение отношения сигнал/шум, которое отделяет область нормального функционирования системы связи, от области, в которой преобладающую роль играют большие шумовые выбросы выходного сигнала (аномальные ошибки) [8].

Многочуевой характер сигнала и оптимальное сложение лучей приводят к появлению двух противоположных тенденций. С одной стороны наличие замираний в отдельных лучах вызывает увеличение числа неизвестных парамет-

ров и сдвиг распределений  $F_N(u)$ ,  $F_S(u)$ . Это приводит к возрастанию порога обнаружения  $h$ ,  $\beta(z)$ ,  $Pe(z)$  при увеличении  $n$ . С другой стороны увеличивается отношение сигнал/шум. Из оценок (15), (16) следует, что скорость роста отношения сигнал/шум  $z$  с ростом числа лучей  $n$  должна быть не меньше, чем

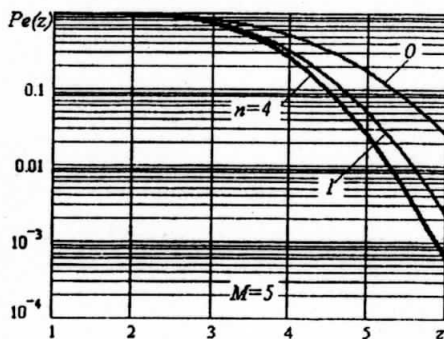


Рис. 3

$z(n) \sim \sqrt{2n} A_0 q_0$ . На рис. 3 приведены зависимости  $Pe(z)$  при различении пяти сигналов, когда отношение сигнал/шум растет с увеличением числа лучей со скоростью, имеющей место в усредненной реальной модели канала [4]. Как следует из расчетов, для усредненной модели канала целесообразно суммировать 3...5 энергетически наиболее мощных луча. Дальнейшее увеличение числа суммируемых лучей может только ухудшить характеристики приемника. Этот вывод соответствует практическим рекомендациям построения Rake-приемника в системах CDMA [4].

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радченко Т. А., Радченко Ю. С. Обнаружение—различение сигналов в асинхронных системах связи при наличии замираний // Радиотехника и электроника.— 2003.— Т. 48.— №5.— С. 578—583.
2. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех.— М.: Радио и связь, 1986.— 264 с.
3. Акимов П. С., Бакут П. А., Трифонов А. П. и др. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П. А. Бакута.— М.: Радио и связь, 1984.— 440 с.
4. Jong Sam Lee. CDMA System Handbook / Jong Sang Lee, L.E. Miller. Artech House.— Boston, London, 1998.— P. 1228.
5. Радченко Ю. С., Трифонов А. П. Прием сложных сигналов приемником максимального правдоподобия // Радиотехника и электроника.— 1978.— Т. 23.— №8.— С. 1749—1752.
6. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган.— М.: Наука, 1979.— 830 с.
7. Борисов В. И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход.— М.: Радио и связь, 1999.— 252 с.
8. Трифонов А. П., Радченко Ю. С. Оценка параметров при многоканальном приеме сигнала // Радиоэлектроника.— 1985.— Т. 28.— №11.— С. 3—8. (Изв. вузов).

Воронежский государственный ун-т.

Поступила в редакцию 08.07.04.