

Исследование влияния структурных помех на помехоустойчивость систем с широкополосными шумоподобными сигналами при когерентном приеме 77-30569/400050

04, апрель 2012

Галев А. В., Косолапов А. С.

УДК. 621.375.1

МГТУ им. Н.Э. Баумана

agalev2@yandex.ru

Введение

В настоящее время все шире применяются широкополосные системы связи (ШСС) с шумоподобными сигналами (ШПС). Особенностью этих систем является то, что все абоненты работают в общей полосе частот и используют один и тот же тип ШПС, например, фазоманипулированные, дискретные частотные или дискретные составные сигналы. В таких системах связи разделение абонентов производится на основе различия форм ШПС, используемых различными абонентами. Такое разделение абонентов называется кодовым разделением [1-3]. В частности, такое разделение каналов используется в системе сотовой связи стандарта CDMA [1, 5].

При работе широкополосных систем различного назначения наряду с шумовыми, импульсными, узкополосными и другими могут действовать и так называемые структурные помехи, представляющие собой ШПС такого же типа, как и используемые в ШСС [4]. Структурная помеха возникает тогда, когда передатчик мешающего абонента расположен гораздо ближе передатчика полезного абонента и имеет достаточно большую мощность и степень корреляции с принимаемым сигналом. В этом случае можно говорить также и о преднамеренной помехе, назначение которой нарушить работу системы. Структурная помеха по своим статистическим свойствам далека от гауссовского случайного процесса. Анализ ее воздействия на помехоустойчивость системы необходимо проводить с использованием структурных свойств полезного сигнала и помехи и с учетом распределения их энергии. В работе [4] проведена оценка помехоустойчивости на основе коэффициента эксцесса распределения пиков взаимно – корреляционных функций системы сигналов. Такой

подход требует знания статистических характеристик системы используемых широкополосных сигналов. В связи с этим представляет интерес исследование помехоустойчивости в зависимости от степени взаимной корреляции помехи и полезного сигнала, соотношения их мощностей и уровня шума в канале.

Постановка задачи

Проведем анализ помехоустойчивости двоичных систем когерентного приёма, использующих ортогональные и противоположные сигналы с активной паузой, при воздействии флуктуационной и одиночной структурной помехи, а затем – нескольких структурных помех.

Анализ помехоустойчивости

Вероятность ошибочного приёма элемента сигнала можно определить из соотношения:

$$p = \int W(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}) \times G(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}) \times \\ \times p_{\text{усл}}\left(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{r_{g_i}\}_{i=1,\dots,k}^{g=1,\dots,m}\right) \times \\ \times d\mu_c d\psi_c d\mu_{\Pi_1} \dots d\mu_{\Pi_k} d\psi_{\Pi_1} \dots d\psi_{\Pi_k}, \quad (1)$$

где $W(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k})$ – совместная плотность вероятности параметров сигнала и структурных помех;

$G(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k})$ – область интегрирования, определяемая пределами изменения параметров;

$p_{\text{усл}}\left(\mu_c, \psi_c, \{\mu_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{\psi_{\Pi_i}\}_{i=1,\dots,k}, \{r_{g_i}\}_{i=1,\dots,k}^{g=1,\dots,m}\right)$ – полная условная вероятность ошибочного приёма элемента сигнала, вычисляемая в предположении постоянства параметров сигнала и структурных помех на основании методов, разработанных для каналов с нормальным флуктуационным шумом. Эта вероятность зависит от параметров $\{r_{g_i}\}_{i=1,\dots,k}^{g=1,\dots,m}$, характеризующих меру различимости сигналов и структурных помех.

Соотношение (1) позволяет в ряде случаев (особенно при $k=1, 2$) провести достаточно полный анализ влияния структурных помех на помехоустойчивость системы.

Пусть на вход приёмного устройства (считаем момент прихода элемента сигнала известным) поступает суммарное колебание

$$Z'(t) = \mu_c Z_g(t, \psi_c) + \xi(t) + \sum_{i=1}^k \gamma_i(t) , \quad (2)$$

$$(0 \leq t < T) ,$$

где $g = 1, 2, \dots, m$ - основание кода;

$Z_g(t)$ - передаваемый вариант сигнала;

μ_c и ψ_c - коэффициент передачи и начальная фаза высокочастотного заполнения сигнала;

$\xi(t)$ - аддитивная помеха типа нормального белого шума.

Для структурной помехи в (2) используем представление:

$$\gamma_i(t) = \mu_{\Pi_i} Z_{\Pi_i}(t, \psi_{\Pi_i}) , \quad (0 \leq t < T) , \quad (3)$$

где $Z_{\Pi_i}(t)$ - детерминированная функция;

μ_{Π_i} и ψ_{Π_i} - коэффициент передачи и начальная фаза i -ой структурной помехи соответственно, заданные своими законами распределения.

Положим сначала, что $k = 1$, то есть действует одна структурная помеха.

Как известно, при когерентном приёме сигналов с активной паузой условие регистрации символа Y_g , $g = 1, 2$ при передаче сигнала $Z_g(t)$ и априорно равновероятных символах имеет вид:

$$X_g > X_l \text{ при } g \neq l , \quad g, l = 1, 2 , \quad (4)$$

где

$$X_g = \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T Z'(t) Z_g(t) dt , \quad (5)$$

$$Z'(t) = \mu_c Z_g(t) + \xi(t) + \mu_{\Pi} Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) , \quad (6)$$

- принимаемый сигнал.

Варианты реализации правила решения (4) на перемножителях и согласованных фильтрах (СФ) представлены на рис. 1.

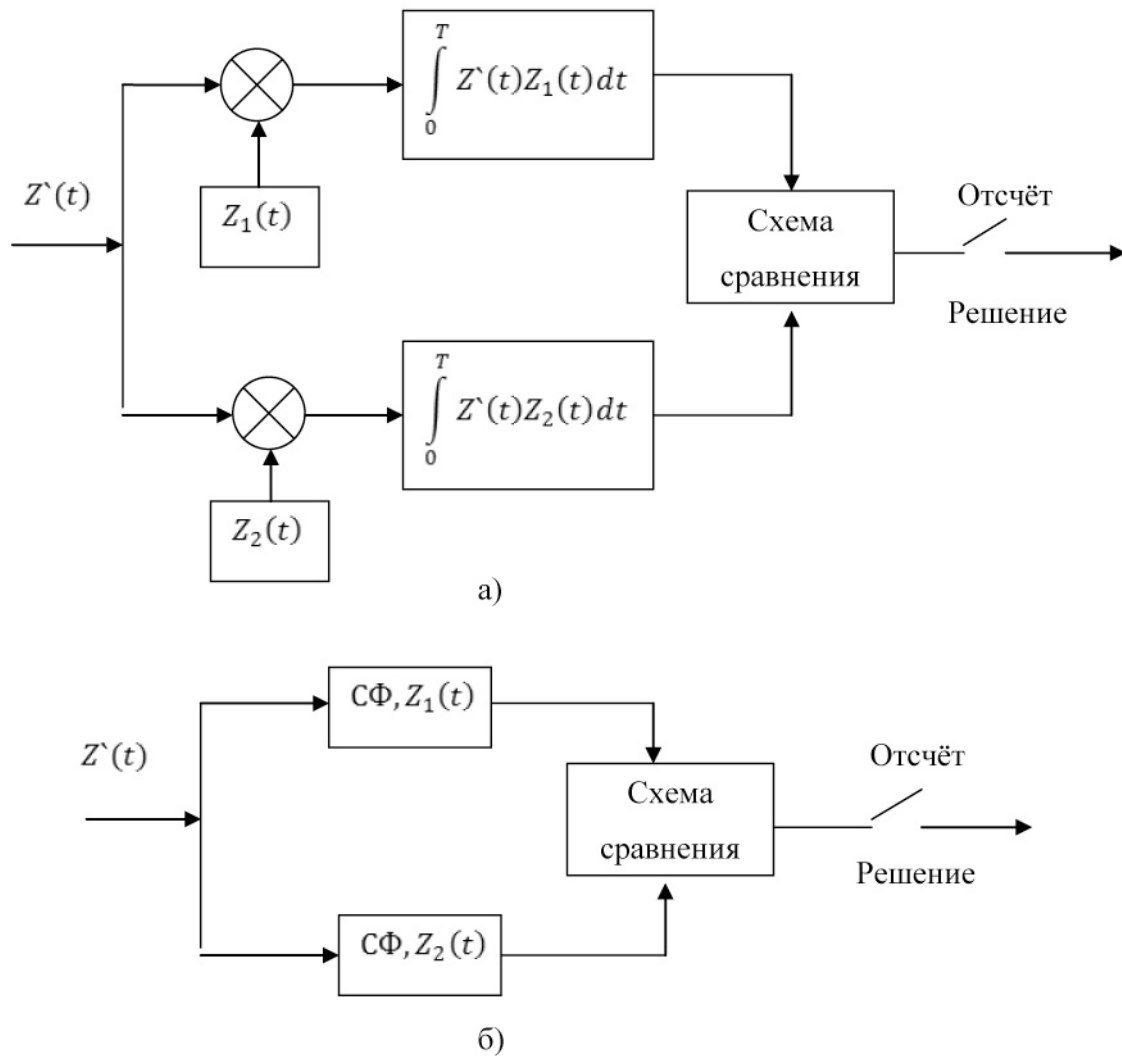


Рис. 1. Варианты реализации когерентного приемника

Определим полную вероятность ошибочного приёма элемента сигнала в схемах рис. 1. Эта вероятность в рассматриваемом случае представляется в форме:

$$p = \frac{1}{2} \int_{G(\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi})} W(\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi}) [P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\} + P\{X_1 < X_2 | z_2(t)\}] d\mu_c d\mu_{\Pi} d\psi_{\Pi}, \quad (7)$$

где $W(\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi})$ - совместная плотность вероятности параметров сигнала и структурной помехи;

$G(\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi})$ - область интегрирования, определяемая пределами изменения параметров;

$P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\}$ и $P\{X_1 < X_2 | z_2(t)\}$ - условные вероятности ошибок при передаче соответственно $Z_1(t)$ и $Z_2(t)$, вычисленные в предположении постоянства $\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi}$.

Далее будем полагать, что сигналы $Z_g(t)$ являются либо противоположными

$$Z_1(t) = -Z_2(t), \quad (8)$$

либо ортогональными

$$\int_0^T Z_g(t)Z_l(t)dt = 0 \quad \text{при} \quad g \neq l. \quad (9)$$

Будем также считать, что

- 1) $\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi}$ статистически независимы;
- 2) замирания сигнала и структурной помехи отсутствуют, то есть μ_c и μ_{Π} - величины постоянные.

Определим сначала вероятность ошибки $P\{X_1 < X_2 | Z_1(t)\}$. Пусть $\mu_c, \mu_{\Pi}, \psi_{\Pi}$ фиксированы. Подставляя (6) в (5), получаем:

$$X_1 = \frac{2\mu_c^2}{T} \int_0^T Z_1^2(t)dt + \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_1(t)dt + \frac{2\mu_c\mu_{\Pi}}{T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi})Z_1(t)dt ;$$

$$X_2 = \frac{2\mu_c^2}{T} \int_0^T Z_2(t)Z_2(t)dt + \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_2(t)dt + \frac{2\mu_c\mu_{\Pi}}{T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi})Z_2(t)dt .$$

Тогда неравенство $X_1 < X_2$ при передаче сигнала $Z_1(t)$ запишется в виде:

$$\frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_1(t)dt - \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_2(t)dt < \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T [Z_2(t) - Z_1(t)]dt [\mu_c Z_1(t) + \mu_{\Pi} Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi})dt] .$$

Обозначим

$$y = \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_1(t)dt - \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T \xi(t)Z_2(t)dt , \quad (10)$$

$$A = \frac{2\mu_c}{T} \int_0^T [Z_2(t) - Z_1(t)]dt [\mu_c Z_1(t) + \mu_{\Pi} Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi})dt] .$$

Тогда

$$P\{X_1 < X_2 | Z_1(t)\} = P\{y < A | Z_1(t)\} .$$

Интегралы в правой части равенства (10) являются нормальными случайными величинами, в общем случае зависимыми имеющими нулевое среднее значение. Следовательно, y является нормальной случайной величиной с $\bar{y} = 0$. Дисперсия же этой величины при выполнении условия (8) или (9) определяется соотношением

$$\sigma_y^2 = 4\alpha^2 \frac{v_0^2}{T} P_c ,$$

где ν_0^2 - постоянная спектральная плотность нормального белого шума $\xi(t)$;

$$P_c = \frac{\mu_c^2}{T} \int_0^T Z_g^2(t) dt$$

- мощность принимаемого варианта сигнала;

$$\alpha^2 = 1 \quad \text{для ортогональных и} \quad (11)$$

$$\alpha^2 = 2 \quad \text{для противоположных сигналов} \quad (12)$$

При выполнении условия (8) постоянный пороговый уровень A преобразуется к виду:

$$A = -\frac{4\mu_c^2}{T} \int_0^T Z_1^2(t) dt - \frac{4\mu_c\mu_\Pi}{T} \int_0^T Z_1(t)Z_\Pi(t, \psi_\Pi) dt \quad .$$

При выполнении условия (9) A преобразуется к виду:

$$A = -\frac{2\mu_c^2}{T} \int_0^T Z_1^2(t) dt + \frac{2\mu_c\mu_\Pi}{T} \int_0^T [Z_2(t) - Z_1(t)]Z_\Pi(t, \psi_\Pi) dt \quad .$$

Учитывая (11) и (12), A можно записать в следующем виде:

$$A = -2\alpha^2 P_c + \frac{2\mu_c\mu_\Pi}{T} \alpha^2 \int_0^T Z_\Pi(t, \psi_\Pi) \lambda(t) dt \quad ,$$

где

$$\lambda(t) = \begin{cases} [Z_2(t) - Z_1(t)] & \text{при ортогональных сигналах,} \\ Z_2(t) & \text{при противоположных сигналах.} \end{cases} \quad (13)$$

Таким образом,

$$P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\} = P\{y < A | z_1(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \int_{-\infty}^A \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_y^2}\right) dx \quad .$$

Сделаем замену переменной. Пусть

$$\beta = \frac{x}{\sigma_y} \quad .$$

Тогда

$$x = \beta\sigma_y$$

и

$$dx = d(\beta\sigma_y) = \sigma_y d\beta \quad .$$

Полный предел интегрирования будет:

$$x = A \quad ; \quad \beta = \frac{A}{\sigma_y} \quad .$$

С учётом этих изменений

$$P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{A/\sigma_y} \exp\left(-\frac{\beta^2}{2}\right) d\beta = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(-\frac{A}{\sigma_y}\right) \right] , \quad (14)$$

где

$$\Phi(u) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^u \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad - \text{функция Крампа.}$$

Подставляя в выражение (14) значения A и σ_y , получаем

$$P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[\alpha h_c \left(1 - \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \alpha^2 \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) \lambda(t) dt \right) \right] \right\} , \quad (15)$$

где $h_c^2 = E_c / \nu_c^2$, $E_c = P_c T$ - энергия сигнала.

Аналогично получаем

$$P\{X_1 < X_2 | z_2(t)\} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[\alpha h_c \left(1 - \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \alpha^2 \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) \lambda(t) dt \right) \right] \right\} . \quad (16)$$

Подставим найденные значения для вероятностей $P\{X_1 < X_2 | z_1(t)\}$ и $P\{X_1 < X_2 | z_2(t)\}$ в (7) и получим полную вероятность ошибочного приёма элемента сигнала в случае фиксированных μ_c , μ_{Π} и ψ_{Π} :

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(\alpha h_c \left\{ 1 - \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) \lambda(t) dt \right\} \right) \right] + \left[1 - \Phi \left(\alpha h_c \left\{ 1 + \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) \lambda(t) dt \right\} \right) \right] \right\} . \quad (17)$$

Рассмотрим выражение (17) применительно к ортогональным сигналам, Учитывая (9), (12) и (13), получаем:

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 - \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_2(t) dt + \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_1(t) dt \right\} \right) \right] + \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 + \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_2(t) dt - \frac{\mu_c \mu_{\Pi}}{P_c T} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_1(t) dt \right\} \right) \right] \right\} . \quad (18)$$

Обозначим

$$r_1 = \frac{1}{\sqrt{E_{\Pi}E_c}} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_1(t) dt \quad , \quad -1 \leq r_1 \leq 1 \quad ; \quad (19)$$

$$r_2 = \frac{1}{\sqrt{E_{\Pi}E_c}} \int_0^T Z_{\Pi}(t, \psi_{\Pi}) Z_2(t) dt \quad , \quad -1 \leq r_2 \leq 1 \quad ; \quad (20)$$

где r_1 и r_2 - коэффициенты взаимной корреляции между используемыми сигналами и структурной помехой;

$E_{\Pi} = P_{\Pi}T$ - энергия структурной помехи.

Тогда с учётом (19) и (20) формулу (18) можно записать в таком виде:

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 - \mu_c \mu_{\Pi} \sqrt{\frac{P_{\Pi}}{P_c}} (r_2 - r_1) \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi} \sqrt{\frac{P_{\Pi}}{P_c}} (r_2 - r_1) \right\} \right) \right] \right\} \quad . \quad (21)$$

Применительно к противоположным сигналам (17) будет иметь такой вид:

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi} \sqrt{\frac{P_{\Pi}}{P_c}} r_1 \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi} \sqrt{\frac{P_{\Pi}}{P_c}} r_2 \right\} \right) \right] \right\} \quad . \quad (22)$$

Пусть на вход приёмного устройства поступают две независимые структурные помехи, то есть $k = 2$. Тогда принимаемый сигнал

$$Z^*(t) = \mu_c Z_g(t) + \xi(t) + \mu_{\Pi_1} Z_{\Pi_1}(t, \psi_{\Pi_1}) + \mu_{\Pi_2} Z_{\Pi_2}(t, \psi_{\Pi_2}) \quad .$$

Проводя исследование аналогично предыдущему сигналу, получим следующие выражения для вероятности ошибки:

при ортогональных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 - \mu_c \mu_{\Pi_1} \sqrt{\frac{P_{\Pi_1}}{P_c}} (r_2 - r_1) - \mu_c \mu_{\Pi_2} \sqrt{\frac{P_{\Pi_2}}{P_c}} (r_2^* - r_1^*) \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi_1} \sqrt{\frac{P_{\Pi_1}}{P_c}} (r_2 - r_1) + \mu_c \mu_{\Pi_2} \sqrt{\frac{P_{\Pi_2}}{P_c}} (r_2^* - r_1^*) \right\} \right) \right] \right\}; \quad (23)$$

при противоположных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi_1} \sqrt{\frac{P_{\Pi_1}}{P_c}} r_1 + \mu_c \mu_{\Pi_2} \sqrt{\frac{P_{\Pi_2}}{P_c}} r_1^* \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \mu_c \mu_{\Pi_1} \sqrt{\frac{P_{\Pi_1}}{P_c}} r_2 + \mu_c \mu_{\Pi_2} \sqrt{\frac{P_{\Pi_2}}{P_c}} r_2^* \right\} \right) \right] \right\}; \quad (24)$$

где r_1^* и r_2^* - коэффициенты взаимной корреляции между опорными сигналами и второй структурной помехой, определяемые аналогично (19) и (20).

Сравнивая формулы (21) и (22) для одной структурной помехи с формулами (23) и (24) для двух структурных помех соответственно при ортогональных и противоположных сигналах, замечаем, что с ростом числа независимых структурных помех увеличивается число членов в формуле для p , каждый из которых характеризует мощность данной структурной помехи (через отношение P_{Π}/P_c) и степень взаимной корреляции её с используемыми сигналами (через коэффициент взаимной корреляции r). Следовательно, для k независимых структурных помех (считаем $k \leq 3$) можно записать такие формулы для вероятности ошибки:

при ортогональных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 - \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} (r_{2i} - r_{1i}) \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 + \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} (r_{2i} - r_{1i}) \right\} \right) \right] \right\}; \quad (25)$$

при противоположных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} r_{1i} \right\} \right) \right] + \right. \\ \left. + \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} r_{2i} \right\} \right) \right] \right\}. \quad (26)$$

Формулы (25) и (26) можно упростить при несущественных погрешностях, что сокращает расчёты в инженерной практике. В диапазоне вероятности ошибки $10^{-3} \div 10^{-5}$ формулы можно представить в таком виде:

при ортогональных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(h_c \left\{ 1 - \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} (r_{2i} - r_{1i}) \right\} \right) \right] \right\}$$

при $r_{2i} - r_{1i} \neq 0$;

при противоположных сигналах

$$p = \frac{1}{4} \left\{ \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2} h_c \left\{ 1 + \sum_{i=1}^k \mu_c \mu_{\Pi_i} \sqrt{\frac{P_{\Pi_i}}{P_c}} r_i \right\} \right) \right] \right\}$$

при $r_i \neq 0$.

Относительная погрешность определения вероятности ошибки в этом случае составит $\sim 0,001$ %.

Если в формулах (25) и (26) положить все коэффициенты взаимной корреляции между структурными помехами и используемыми сигналами равными нулю, то получим известные выражения для вероятностей ошибок в двоичных системах когерентного приёма [1].

Рассмотрим теперь связь между коэффициентами взаимной корреляции r_1 и r_2 в каждом из каналов обработки оптимального приёмника. Очевидно, что для систем с противоположными сигналами между r_1 и r_2 существует такая связь:

$$|r_1| = |r_2| \text{ и } r_1 = -r_2 ,$$

то есть оба коэффициента (или оба канала обработки) жёстко связаны. В системе с ортогональными сигналами оба коэффициента (или оба канала обработки) тоже нельзя считать независимыми в случае действия структурной помехи. В самом деле, если структурная помеха сильно коррелирована с одним из ортогональных сигналов, то,

очевидно, что она будет слабо коррелирована с другими сигналами, и наоборот. Обозначим

$$r'' = r_2 - r_1 \quad .$$

На рис.2,3 представлены графики зависимости вероятности ошибки p от r'' , P_{Π}/P_c и h_c (при противоположных сигналах $r'' = r_1 = -r_2$). Поскольку мы рассматриваем канал с постоянными параметрами, то считаем $\mu_c = \mu_{\Pi} = 1$, то есть постоянными. Для канала с переменными параметрами μ_c и μ_{Π} нужно задавать своими законами распределения. Полученные графики показывают, что при сильной корреляции структурной помехи с опорными сигналами ($r \rightarrow 1$) даже при небольшой мощности структурной помехи (рис.2, 3) вероятность ошибки возрастает до недопустимой величины. Так, например, при $h_c = 3,1$, $P_{\Pi}/P_c = 1$ увеличение r'' с 0 до 0,83 приводит к увеличению вероятности ошибки при приёме противоположных сигналов с $5 \cdot 10^{-6}$ до 10^{-1} , то есть больше, чем на пять порядков (рис. 2).

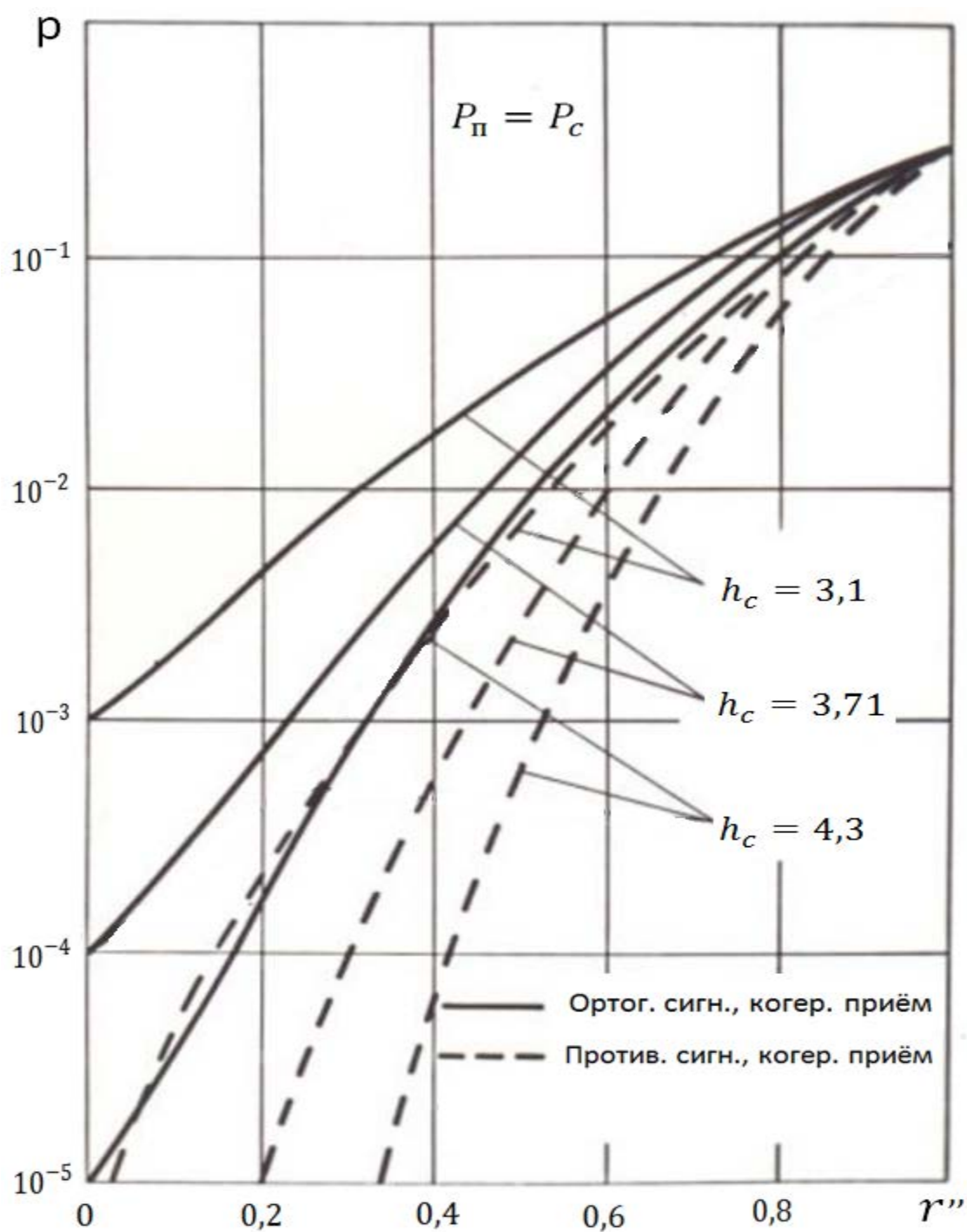


Рис. 2. Графики зависимости вероятности ошибки от коэффициента взаимной корреляции структурной помехи и принимаемого сигнала

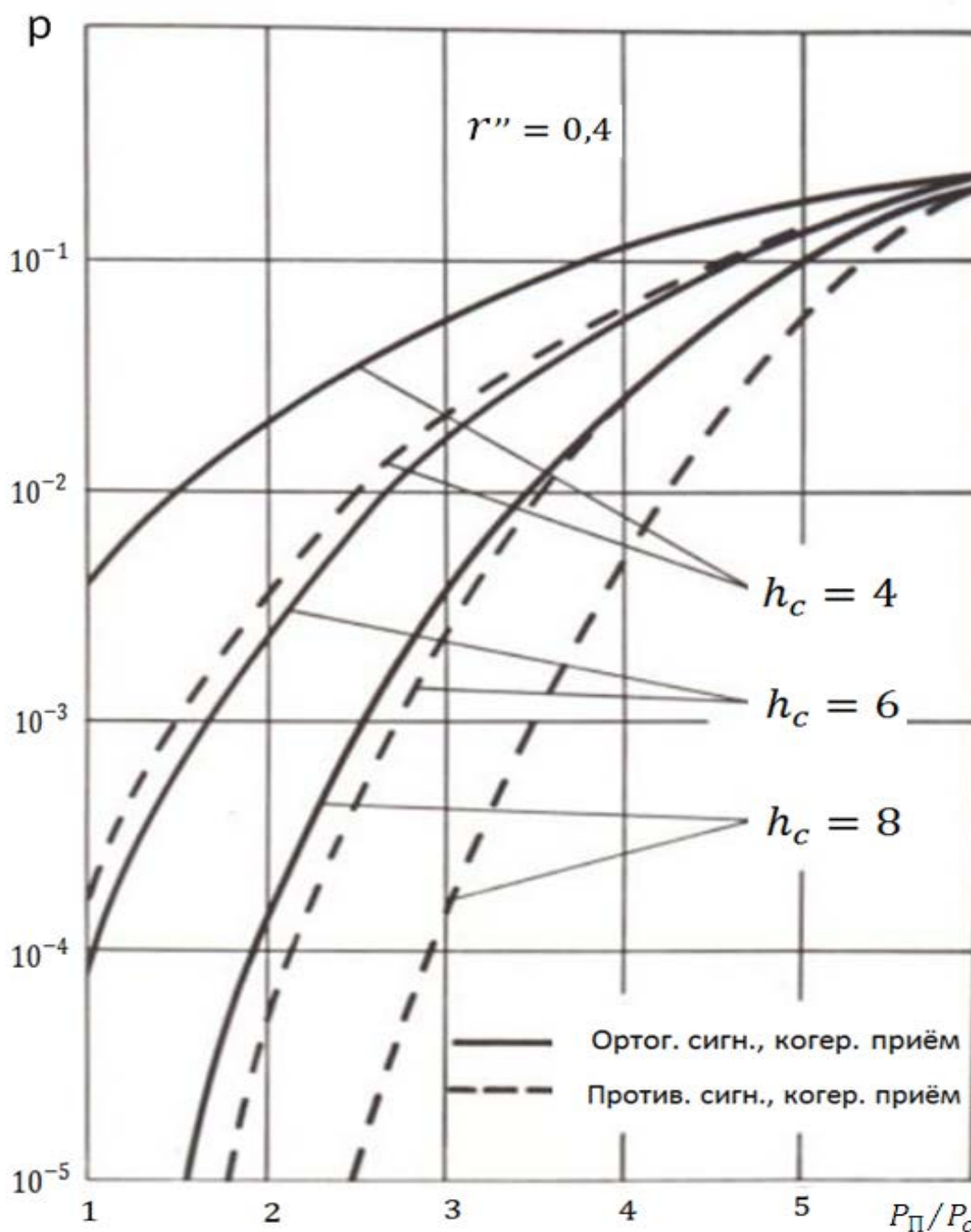


Рис. 3. Графики зависимости вероятности ошибки от отношения мощности структурной помехи к мощности принимаемого сигнала

Заключение

В статье проведены исследования и получены выражения для оценки помехоустойчивости когерентного приема ортогональных и противоположных сигналов с учетом мощностей полезного и помехового сигналов, степени их взаимной корреляции и уровня шума в канале. Результаты работы могут быть использованы для расчета помехоустойчивости систем связи с широкополосными шумоподобными сигналами в сложной помеховой обстановке.

Литература

1. Системы сотовой и спутниковой радиосвязи / В.В. Калмыков, И.Б. Федоров, С.С. Юдачев. М.: Изд – во «Рудомино», 2010. 280 с.
2. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
3. Proakis J.G., Digital Communications, 4-th ed. New York: McGraw – Hill, 2000.
4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами.- М.: Радио и связь, 1985.- 384 с.
5. Адрианов В.И., Соколов А.В. Средства мобильной связи. – Спб.: БХВ-Петербург, 2001.-256 с.

Research of influence of smart jamming on error probability of direct-sequence spread-spectrum systems at coherent reception

77-30569/400050

04, April 2012

Galev A.V., Kocolapov A.S.

Bauman Moscow State Technical University

agalev2@yandex.ru

The aim of the study was analysis of error probability of direct-sequence spread-spectrum systems under condition of smart jamming and noise in communication channel. The research was based on broadband systems of coherent reception with opposite and orthogonal signals. In the total the authors obtained expressions for definition of error probability at reception of signals depending on the degree of mutual correlation of smart jamming and a useful signal, parity of their powers and noise level in the channel. The results of the research can be used for analyzing and calculating error probability of direct-sequence spread-spectrum systems with smart jamming and noise.

Publications with keywords: [error performance](#), [direct-sequence spread-spectrum system](#), [pseudonoise signals](#)

Publications with words: [error performance](#), [direct-sequence spread-spectrum system](#), [pseudonoise signals](#)

References

1. Kalmykov V.V., Fedorov I.B., Iudachev S.S. *Sistemy sotovoi i sputnikovoi svyazi* [Systems of Cellular and satellite radio communications]. Moscow, Rudomino, 2010. 280 p.
2. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Prentice Hall, 2001. 1079 p. (Russ. ed.: Skliar Bernard. *Tsifrovaia svyaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye*. Moscow, Izdatel'skii dom «Vil'iams», 2003. 1104 p.).
3. Proakis J.G., *Digital Communications*. 4th ed. New York, McGraw-Hill, 2000.
4. Varakin L.E. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami* [Communication system with noise-like signals]. Moscow, Radio i svyaz', 1985. 384 p.
5. Adrianov V.I., Sokolov A.V. *Sredstva mobil'noi svyazi* [Means of mobile communication]. St. Petersburg, BKhV-Peterburg, 2001. 256 p.