

Приём сигналов в условиях действия маскирующих помех с неполной априорной информацией

А.И. Фалько

Выведены уравнения оценки маскирующих помех, необходимые для моделирования работы алгоритмов приёма сигналов, перехватываемых злоумышленником, в условиях действия маскирующих помех с неполной априорной информацией. Для этого использованы методы переменных состояния совместно с методами динамической адаптации.

Ключевые слова: маскирующая помеха, алгоритм приёма, уравнения состояния, уравнение оценки, дисперсионное уравнение, функционал, динамическая адаптация.

1. Введение

Данная статья является продолжением исследований способов приёма сигналов в условиях действия маскирующих помех, предотвращающих перехват конфиденциальной информации злоумышленником [1, 2].

В работе [1] синтезированы алгоритмы оптимального приёма сигналов в условиях действия маскирующих помех (МП). В [2] выведены уравнения функционирования специализированного вычислителя для моделирования работы алгоритмов приёма сигналов, перехватываемых злоумышленником, при воздействии маскирующих помех.

В отличие от [2], в данной статье рассмотрено формирование оценки маскирующих помех при неполной априорной информации о статистических характеристиках МП. Для этого использованы методы уравнений состояния совместно с методами динамической адаптации.

Цель работы – вывод уравнений оценки маскирующих помех методами переменных состояния совместно с методами динамической адаптации в условиях действия маскирующих помех с неполной априорной информацией.

2. Вывод уравнений оценки маскирующих помех

Алгоритм оптимального приёма дискретных сообщений для сигналов с одинаковыми энергиями, согласно [1], имеют вид:

$$\operatorname{Re}(\underline{\mu} \underline{V}_r^*) > \operatorname{Re}(\underline{\mu} \underline{V}_e^*), \quad r \neq e. \quad (1)$$

– для когерентного приёма;

$$|\underline{V}_r| > |\underline{V}_e|, \quad r \neq e, \quad (2)$$

– для некогерентного приёма;

В (1), (2) $\underline{V}_r$ определяется формулой:

$$\underline{V}_r = \int_T [\underline{Z}'(t) - \hat{\underline{Z}}_{\Pi}(t)] \underline{Z}_r^{(\Theta)*}(t) dt. \quad (3)$$

Здесь

$$\hat{\underline{Z}}_{\Pi}(t) = \int_{t_0}^t \underline{Z}'(\tau) \underline{Y}_{\Pi}(t, \tau) d\tau = \hat{\underline{\mu}}_{\Pi} \underline{Z}_{\Pi}(t) \quad (4)$$

– оценка маскирующей помехи по критерию минимума среднего квадрата ошибки;

$$\underline{Z}_r^{(\ominus)} = \underline{Z}_r(t) - \underline{Z}_r^{\Pi}(t) \quad (5)$$

– эквивалентная сигнальная функция с учётом влияния фильтра оценивания маскирующей помехи, где

$$\underline{Z}_r^{\Pi}(t) = \int_{t_0}^t \underline{Z}_r(\tau) \underline{Y}_{\Pi}(t, \tau) d\tau \quad (6)$$

– сигнальная функция $\underline{Z}_r(t)$ на выходе фильтра оценки маскирующей помехи.

В выражениях (4) и (6) $\underline{Y}_{\Pi}(t, \tau)$ – комплексная импульсная характеристика фильтра оценки маскирующей помехи.

Комплексную огибающую маскирующей помехи $\underline{\mu}_{\Pi} = \mu_{c\Pi}(t) - j\mu_{s\Pi}(t)$ можно представить как вектор состояния, который генерируется динамической системой, описываемой комплексным векторным дифференциальным уравнением [3, 4]

$$\frac{d\underline{\mu}_{\Pi}(t)}{dt} = \underline{F}_{\Pi}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), t] + \underline{G}_{\Pi}(t)\underline{v}_{\Pi}(t), \quad (7)$$

где $\underline{F}_{\Pi}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), t]$ – в общем случае нелинейная матричная функция. В частном случае гауссовской МП она может быть линейной, тогда уравнение (7) можно представить в виде

$$\frac{d\underline{\mu}_{\Pi}(t)}{dt} = \underline{F}_{\Pi}(t)\underline{\mu}_{\Pi}(t) + \underline{G}_{\Pi}(t)\underline{v}_{\Pi}(t). \quad (8)$$

Здесь $\underline{F}_{\Pi}(t)$ и $\underline{G}_{\Pi}(t)$ – матрицы, описывающие динамику системы. Их элементы в общем случае являются непрерывными функциями времени. В частном случае $\underline{F}_{\Pi}(t)$ и $\underline{G}_{\Pi}(t)$ могут быть инвариантными во времени. $\underline{v}_{\Pi}(t)$ – комплексный гауссов случайный процесс с нулевым средним и ковариационной функцией $E[\underline{v}_{\Pi}(t)\underline{v}_{\Pi}^+(\tau)] = \theta_{\Pi}\delta(t - \tau)$, где E – знак математического ожидания; “+” – знак комплексно-сопряжённой операции транспонирования.

В условиях полной априорной информации о статистических характеристиках МП оценка комплексной амплитуды $\underline{\mu}_{\Pi}(t)$ определяется известными уравнениями

$$\frac{d\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)}{dt} = \underline{F}_{\Pi}(t)\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t) + \underline{K}_{\Pi}(t)[\underline{Z}'(t) - \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}(t)], \quad (9)$$

$$\text{где} \quad \underline{K}_{\Pi}(t) = \underline{Y}_{\Pi}(t, t) = \underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}^+(t) / v^2 \quad (10)$$

– коэффициент передачи оптимального фильтра оценки; $\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)$ – матрица ошибок фильтрации, определяемая дифференциальным (дисперсионным) уравнением (Риккати)

$$\frac{d\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)}{dt} = \underline{F}_{\Pi}(t)\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t) + \underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)\underline{F}_{\Pi}^+(t) - \underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}^+(t)\frac{1}{v^2}\underline{Z}_{\Pi}(t)\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t) + \underline{G}_{\Pi}(t)\theta_{\Pi}\underline{G}_{\Pi}^T. \quad (11)$$

Начальные условия $\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t_0) = 0$, $\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t_0) = E[\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t_0)\underline{\mu}_{\Pi}^+(t_0)]$.

В общем случае динамическая система, генерирующая вектор состояния $\underline{\mu}_{\Pi}(t)$, задана не полностью. Уравнение (8) задано с точностью до вектора параметров b , следовательно, решение уравнения траектории (9) зависит от вектора неизвестных параметров b , поэтому

оценка $\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)$ должна определяться одновременно с оценкой параметров b . Для формирования оценок дополним метод уравнений состояния методами динамической адаптации [5].

Критерием качества оценки $\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)$ является минимум функционала

$$J[\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)] = E\left\{\left[\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t) - \underline{\mu}_{\Pi}(t)\right]^+ \left[\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t) - \underline{\mu}_{\Pi}(t)\right]\right\} = E\left[\mathcal{Z}(\underline{\mu}_{\Pi}, \hat{\underline{\mu}}_{\Pi})\right], \quad (12)$$

который достигается на траектории (9).

Функционал (12) вектора $\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)$ можно рассматривать и как функционал вектора b :

$$J(b, t) = E\left[\mathcal{Z}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)]\right]. \quad (13)$$

Условию оптимальности соответствует равенство нулю градиента функционала (13) по вектору b :

$$\nabla_b J(b, t) = 0,$$

или
$$E\left\{\left(\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)}{\partial b}\right)^+ \nabla_{\underline{\mu}_{\Pi}} \mathcal{Z}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)]\right\} = 0.$$

Отсюда следует алгоритм адаптации относительно вектора b

$$\frac{db(t)}{dt} = -\Gamma_b(t) \left(\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)}{\partial b}\right)^+ \nabla_{\underline{\mu}_{\Pi}} \mathcal{Z}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)], \quad (14)$$

где $\Gamma_b(t)$ – матрица, определяющая скорость сходимости алгоритма.

В действительности МП наблюдается в шумах. Поэтому, учитывая, что градиент функционала $E\left[\mathcal{Z}[\underline{\mu}_{\Pi}(t), \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)]\right]$ равен градиенту функционала $E\left[\mathcal{Z}[\underline{Z}'(t), \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)\underline{Z}_{\Pi}(t)]\right]$, из (14) получим алгоритм идентификации параметров

$$\frac{db(t)}{dt} = \Gamma_b(t) \left(\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}}{\partial b}\right)^+ \underline{Z}_{\Pi}^+(t) [\underline{Z}'(t) - \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}(t)]. \quad (15)$$

Здесь $\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}}{\partial b}$ – матрица чувствительности решений уравнения траектории (9) по компонентам вектора b [6].

После вычисления полной производной оценки $\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)$

$$\frac{d\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)}{dt} = \frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)}{\partial t} + \frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(b, t)}{\partial b} \cdot \frac{db(t)}{dt}$$

с учётом (9 – 11), (15) алгоритмы динамической адаптации примут вид:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)}{dt} = & \underline{F}_{\Pi}(t)\hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t) + \left[\underline{\varepsilon}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}^+(t) \frac{1}{v^2} + \frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)}{\partial b} \Gamma_b(t) \left(\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}}{\partial b}\right)^+ \underline{Z}_{\Pi}^+(t) \right] \times \\ & \times [\underline{Z}'(t) - \hat{\underline{\mu}}_{\Pi}(t)\underline{Z}_{\Pi}(t)]; \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{\varepsilon}_\Pi(t)}{dt} = & \underline{F}_\Pi(t)\underline{\varepsilon}_\Pi(t) + \underline{\varepsilon}_\Pi(t)\underline{F}_\Pi^+(t) - \left[\underline{\varepsilon}_\Pi(t)\underline{Z}_\Pi^+(t) / v^2 + \right. \\ & \left. + \frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_\Pi(t)}{\partial b} \Gamma_b(t) \left(\frac{\partial \hat{\underline{\mu}}_\Pi}{\partial b} \right)^+ \underline{Z}_\Pi^+(t) \right] \underline{Z}_\Pi(t)\underline{\varepsilon}_\Pi(t) + \underline{G}_\Pi(t)\theta_\Pi \underline{G}_\Pi^+(t). \end{aligned} \quad (17)$$

С течением времени элементы матрицы $\Gamma_b(t)$ стремятся к нулю при выполнении условий Роббинса – Монро, поэтому уравнения (16), (17) приближаются к соответствующим уравнениям оценки и дисперсии ошибок фильтра Калмана – Бьюси.

Для определения эквивалентной сигнальной функции $\underline{Z}_r^{(\varepsilon)}(t)$ в (5) найдём $\underline{Z}_r^\Pi(t)$ (6) в форме

$$\underline{Z}_r^\Pi(t) = \hat{\underline{S}}(t)\underline{Z}_\Pi(t). \quad (18)$$

Рассуждая аналогично [3, т.3], можно вывести дифференциальное уравнение для $\hat{\underline{S}}(t)$

$$\frac{d\hat{\underline{S}}(t)}{dt} = \underline{F}_\Pi(t)\hat{\underline{S}}(t) + \frac{1}{v^2} \underline{\varepsilon}_\Pi \underline{Z}_\Pi^+(t) [\underline{Z}_r(t) - \hat{\underline{S}}_r(t)\underline{Z}_\Pi(t)], \quad (19)$$

которое совместно с (15) – (17) будет определять $\underline{Z}_r^\Pi(t)$, а следовательно, и $\underline{Z}_r^{(\varepsilon)}(t)$, необходимые для определения $\underline{V}_r(t)$ в (3).

Таким образом, моделированием дифференциальных уравнений (15) – (19), например, цифровыми методами (при помощи специализированных вычислителей), можно найти необходимые оценки $\underline{Z}_\Pi(t)$ и $\underline{Z}_r^\Pi(t)$, а следовательно, и величины $\underline{V}_r(t)$, которые определяют алгоритмы приёма сигналов в условиях действия маскирующих помех.

Рассмотрим для примера воздействие марковской маскирующей помехи, имеющей корреляционную функцию

$$B_\Pi(\tau) = \sigma_\Pi^2 e^{-\alpha_\Pi |\tau|}, \quad (20)$$

где σ_Π^2 – дисперсия (мощность) помехи на входе, α_Π – полоса частот маскирующей помехи.

При такой МП в уравнениях (9), (11) будут величины $F_\Pi(t) = -\alpha$, $G_\Pi = 1$, $\theta_\Pi = 2\alpha_\Pi \sigma_\Pi^2$ и уравнения (9) – (11) примут вид:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\underline{\mu}}_\Pi(t)}{dt} = & -\alpha_\Pi \hat{\underline{\mu}}_\Pi(t) + \underline{K}_\Pi(t) [\underline{Z}'(t) - \hat{\underline{\mu}}_\Pi(t)\underline{Z}_\Pi(t)], \\ K_\Pi(t) = & \gamma_\Pi(t, t) = \underline{\varepsilon}_\Pi(t)\underline{Z}_\Pi^*(t) / v^2, \\ \frac{d\varepsilon_\Pi(t)}{dt} = & -2\alpha_\Pi \varepsilon_\Pi(t) - \varepsilon_\Pi^2(t) / v^2 + 2\alpha_\Pi \sigma_\Pi^2. \end{aligned} \quad (21)$$

Здесь $\varepsilon_\Pi(t) = \sigma_\varepsilon^2(t)$ – дисперсия ошибки фильтрации (оценивания) маскирующей помехи. Её изменение во времени показано на рис. 1 в виде зависимостей дисперсии ошибки оценивания МП, нормированной к мощности этой помехи на входе $\sigma_\varepsilon^2(t) / \sigma_\Pi^2$, от нормированного времени $\alpha_\Pi t$, при разных $h_\Pi^2 = \sigma_\Pi^2 / \alpha_\Pi v^2$.

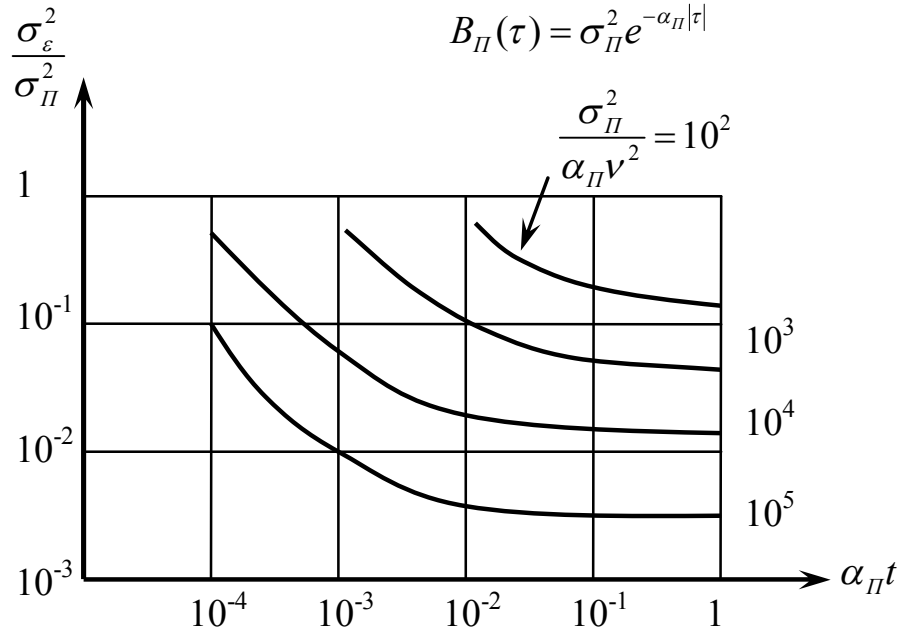


Рис. 1. Зависимости $\sigma_\varepsilon^2(t) / \sigma_\Pi^2$ от $\alpha_\Pi t$ при разных $h_\Pi^2 = \sigma_\Pi^2 / \alpha_\Pi \nu^2$

Параметр $\sigma_\Pi^2 / \alpha_\Pi \nu^2$ представляет собой отношение мощности МП к мощности флуктуационной помехи в полосе воздействующей МП. $\alpha_\Pi t$ характеризует время, нормированное к интервалу корреляции помехи ($\tau_\Pi = 1 / \alpha_\Pi$). Зависимости получены моделированием дисперсионного уравнения (21). Из рис. 1 видно, насколько быстро, в зависимости от мощности МП, ошибка фильтрации приближается к своему предельному значению. Практически за время интервала корреляции помехи ошибка фильтрации достигает своего предельного (остаточного) значения.

3. Помехоустойчивость приёма

Проведём анализ помехоустойчивости приёма двоичных сигналов с одинаковыми энергиями по алгоритмам (1), (2). Представим алгоритм когерентного приёма (1) в виде

$$\text{Re}[\underline{\mu}(\underline{V}_1^* - \underline{V}_2^*)] > 0, \quad (22)$$

где

$$\underline{V}_r = \int_T [\underline{Z}'(t) - \hat{\mu}_\Pi \underline{Z}_\Pi(t)] \underline{Z}_r^{(\varepsilon)*}(t) dt, \quad r = 1, 2.$$

При сделанных предположениях левая часть неравенства (22) $x = \text{Re}[\underline{\mu}(\underline{V}_1^* - \underline{V}_2^*)]$ является нормальной случайной величиной со средним значением

$$\bar{x} = h^2(1 - \rho - g_1 + g_2) \quad (23)$$

и дисперсией

$$\sigma^2 = \overline{x^2} - (\bar{x})^2 = h^2(1 - \rho). \quad (24)$$

Здесь

$$h^2 = h_C^2 / (1 + h_\varepsilon^2), \quad (25)$$

где $h_C^2 = \frac{\mu^2 E_C}{\nu^2}$ – отношение энергии элемента принятого сигнала к спектральной плотности мощности флуктуационной помехи;

$h_\varepsilon^2 = \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\sigma_\xi^2}$ – отношение дисперсии ошибки оценивания маскирующей помехи к дисперсии флуктуационной помехи;

$\rho = \frac{1}{E_c} \int_T Z_1(t) Z_2(t) dt = \frac{1}{E_c} \int_T \tilde{Z}_1(t) \tilde{Z}_2(t) dt$ – коэффициент, характеризующий вид используемых сигналов ($\rho = -1$ для противоположных сигналов, $\rho = 0$ для ортогональных сигналов);

$g_r^2 = |\underline{G}_{0r}|^2 = \frac{1}{E_C E_{\Pi}} \left| \int_T \underline{Z}_r(t) \underline{Z}_{\Pi}^*(t) dt \right|^2$, $r = 1, 2$ – коэффициент взаимной корреляции r -го сигнала и МП, характеризующий различие структур r -го сигнала и МП

($0 \leq g_1 \leq 1$, $-1 \leq g_2 \leq 0$ для противоположных сигналов; $0 \leq g_1 \leq 1$, $g_2 = 0$ для ортогональных сигналов).

Вероятность ошибки как вероятность невыполнения неравенства (22) при передаче первого сигнала определяется известным выражением [7]

$$p_{\text{ош}} = 0.5 [1 - \Phi(h_{\mathfrak{D}})], \quad (26)$$

где $\Phi(h_{\mathfrak{D}}) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{h_{\mathfrak{D}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ – интеграл вероятности (функция Крампа).

В (26) с учётом (23) – (25)

$$h_{\mathfrak{D}}^2 = \frac{(\bar{x})^2}{\sigma^2} = \frac{h_C^2}{1 + h_\varepsilon^2} \frac{(1 - \rho - g_1 + g_2)^2}{1 - \rho}. \quad (27)$$

Из выражений (26), (27) видно, что вероятность ошибки определяется отношением энергии принятого сигнала к спектральной плотности мощности флуктуационной помехи и зависит от вида используемых сигналов, от коэффициентов, характеризующих различимость сигналов и МП, и от дисперсии остаточной ошибки оценивания (фильтрации) маскирующей помехи.

При некогерентном приёме ортогональных двоичных сигналов по правилу (2) вероятность ошибки определяется формулой

$$p_{\text{ош}} = 0.5 \exp(-h_{\mathfrak{D}}^2 / 2), \quad (28)$$

в которой

$$h_{\mathfrak{D}}^2 = \frac{h_C^2}{1 + h_\varepsilon^2} (1 - g_1)^2. \quad (29)$$

Из (28), (29) видно, что и при некогерентном приёме вероятность ошибки зависит от отношения энергии принятого сигнала к спектральной плотности мощности флуктуационной помехи, от коэффициентов различимости сигналов и составляющих МП и от дисперсии ошибки фильтрации маскирующей помехи.

Ошибка фильтрации МП зависит от формы спектра, от мощности и ширины полосы частот маскирующей помехи. В качестве примера рассмотрим зависимости вероятности ошибки

от нормированного времени $\alpha_{\Pi} t$ при воздействии марковской МП с корреляционной функцией (20) при разных $h_{\Pi}^2 = \sigma_{\Pi}^2 / \alpha_{\Pi} \nu^2$.

Представим h_{ε}^2 в (27) в развёрнутом виде

$$h_{\varepsilon}^2 = \frac{\sigma_{\varepsilon}^2(t)}{\sigma_{\xi}^2} = h_{\Pi}^2 \frac{\sigma_{\varepsilon}^2(t)}{\sigma_{\Pi}^2} \frac{\alpha_{\Pi}}{F_C}. \quad (30)$$

Здесь F_C – ширина полосы частот полезного сигнала, $\sigma_{\varepsilon}^2(t) / \sigma_{\Pi}^2$ – определяется из дисперсионного уравнения (21) при $\varepsilon_{\Pi}(t) = \sigma_{\varepsilon}^2(t)$ или из графиков рис. 1.

На рис. 2 представлены зависимости вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ от $\alpha_{\Pi} t$, рассчитанные по формуле (26) с учётом (27), (30) при приёме фазоманипулированных (противоположных) сигналов. Графики рассчитаны при $h_c = 4$, $\rho = -1$, $\alpha_{\Pi} / F_C = 5 \cdot 10^{-2}$ ($g_1 + g_2 = 5 \cdot 10^{-2}$).

На этом же рисунке точкой при $h_{\Pi}^2 = 0$ показана вероятность ошибки приёма фазоманипулированных сигналов в отсутствие маскирующей помехи (потенциальная помехоустойчивость в белом шуме).

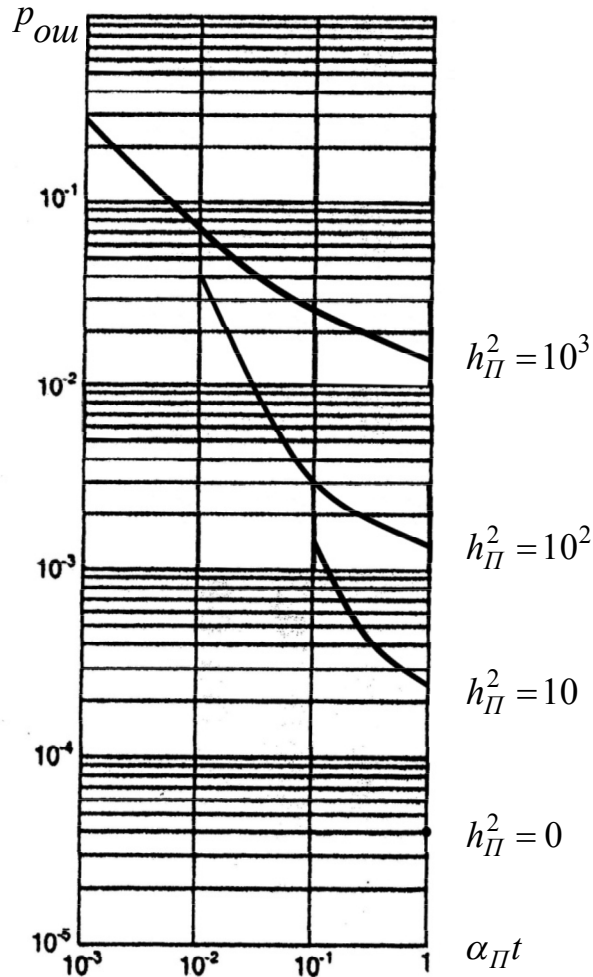


Рис. 2. Зависимости $p_{\text{ош}}$ от $\alpha_{\Pi} t$ при разных h_{Π}^2

При $\alpha_{\Pi} t = 1$ кривые $p_{\text{ош}}$ приближаются к вероятности ошибки в установившемся режиме фильтрации МП, когда дисперсия ошибки фильтрации равна остаточной (неустрани-

мой) ошибке оценивания МП. Остаточная ошибка фильтрации в установившемся режиме определяется при нулевом значении левой части уравнения (21):

$$0 = -2\alpha_{\Pi}\varepsilon_{\Pi_{ост}}(t) - \varepsilon_{\Pi_{ост}}^2(t)/\nu^2 + 2\alpha_{\Pi}\sigma_{\Pi}^2, \quad (31)$$

где $\varepsilon_{\Pi_{ост}} = \sigma_{\varepsilon}^2$ – дисперсия остаточной ошибки фильтрации в установившемся режиме.

Решение уравнения (31) для положительного значения $\varepsilon_{\Pi_{ост}}$ даёт

$$\frac{\varepsilon_{\Pi_{ост}}}{\sigma_{\Pi}^2} = \frac{\sigma_{\varepsilon}^2}{\sigma_{\Pi}^2} = \frac{-1 + \sqrt{1 + 2h_{\Pi}^2}}{h_{\Pi}^2}, \quad (32)$$

в частности, при $h_{\Pi}^2 = 10^2$, $\frac{\sigma_{\varepsilon}^2}{\sigma_{\Pi}^2} = 0.132$.

Для такого значения $h_{\Pi}^2 = 10^2$ и $\frac{\sigma_{\varepsilon}^2}{\sigma_{\Pi}^2} = 0.132$ на рис.3 приведены зависимости вероят-

ности ошибки $p_{ош}$ от h_c при приёме фазоманипулированных сигналов при разных α_{Π} / F_C .

На рис. 3 кривая 1 соответствует потенциальной помехоустойчивости приёма фазоманипулированных сигналов ($\rho = -1$), то есть в отсутствие МП. Кривая 6 иллюстрирует помехоустойчивость приёма без подавления МП ($h_{\varepsilon}^2 = h_{\Pi}^2 = 10^2$). Зависимости 2, 3, 4, 5 приведены соответственно для $\alpha_{\Pi} / F_C = 10^{-2}$ ($g_1 + g_2 = 10^{-2}$); $\alpha_{\Pi} / F_C = 5 \cdot 10^{-2}$ ($g_1 + g_2 = 5 \cdot 10^{-2}$); $\alpha_{\Pi} / F_C = 0.1$ ($g_1 + g_2 = 0.1$); $\alpha_{\Pi} / F_C = 0.5$ ($g_1 + g_2 = 0.5$).

Из приведённых зависимостей видно, что в приёмнике, построенном оптимально для условий воздействия МП, подавление маскирующей помехи существенно и зависит от структурных различий сигнала и МП, в частности, от ширины спектра этих помех (кривые 2,...,5).

Без учёта различия структур сигнала и маскирующих помех (энергетический приёмник) помехоустойчивость определяется суммарным действием флуктуационных и маскирующих помех (кривая 6).

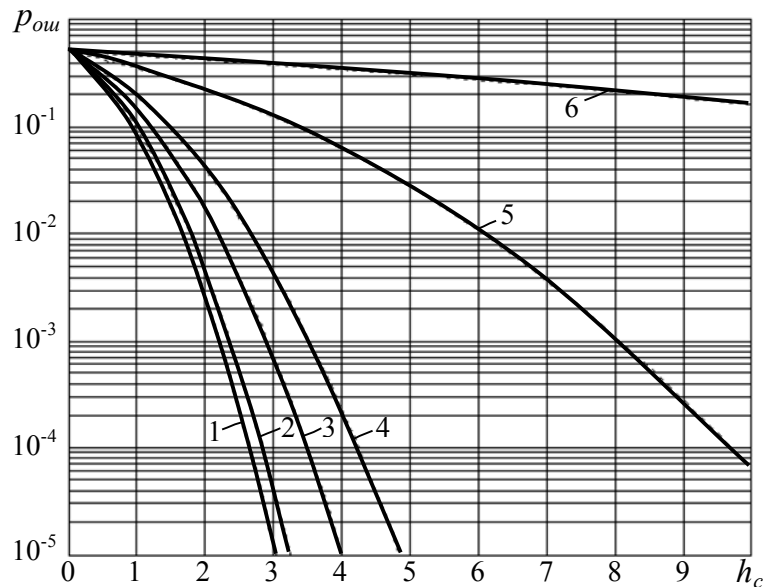


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума

При приёме в условиях воздействия структурно неразличимой с сигналом маскирующей помехи ($1 - \rho - g_1 + g_2 = 0$) вероятность ошибки в оптимальном приёмнике будет предельной ($p_{\text{ОШ}} = 0.5$) независимо от h_c^2 , т.е. будет полное разрушение сигнала (полная маскировка).

В таких условиях не оптимальный (энергетический) приёмник может обеспечивать приём с вероятностью ошибки $p < 0.5$, в зависимости от соотношения энергий сигнала и МП (стратегия «грубой силы»). Например, при соизмеримых значениях мощностей сигнала и помех $h_g^2 = \frac{P_c}{(\sigma_\xi^2 + \sigma_\Pi^2)} = 1$ будет $p_{\text{ОШ}} = 0.16$.

Увеличением мощности МП можно обеспечить необходимую степень маскировки. Так, при двукратном превышении уровня маскирующей помехи над сигналом вероятность ошибки $p_{\text{ОШ}} \approx 0.3$.

Заметим, что энергетические возможности у постановщика маскирующих помех («заградителя») существенно большие, чем у злоумышленника, т.к. в большинстве случаев на вход приёмника злоумышленника действует слабое вторичное рассеянное поле сигнала и прямое (непосредственное) излучение передатчика маскирующих помех.

Таким образом, применение маскирующей помехи, структурно неразличимой с сигналом, предотвращает возможность достоверного приёма полезных сообщений злоумышленником.

Литература

1. Фалько А.И. Приём сигналов при воздействии маскирующих помех // Вестник СибГУТИ, 2013. - №3. - С.11-19.
2. Фалько А.И. Приём сигналов при воздействии маскирующих помех. Часть 2 // Вестник СибГУТИ, 2014. - №1. - С.57-63.
3. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.1. - М.: Сов. радио, 1972, т.1. - 744 с; 1975, т.2. - 344 с.; 1977, т.3. - 664 с.
4. Снайдер Д. Метод уравнений состояния для непрерывной оценки в применении к теории связи. - М.: Энергия, 1973. - 104 с.
5. Цыпкин Я.З. Алгоритмы динамической адаптации // Автоматика и телемеханика. - 1972. - №1. - С.68-77.
6. Розенвассер Е.И., Юсупов Р.М. Чувствительность систем автоматического управления. - М.: Энергия, 1969. - 208 с.
7. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Советское Радио, 1970. - 728 с.

Статья поступила в редакцию 10.11.2014

Фалько Анатолий Иванович

доктор технических наук, профессор кафедры РТУ СибГУТИ, каб. 504,
тел. сл. (383)269-82-64, e-mail: falco@sibsutis.ru

Signal reception in masking noise effect environment with incomplete aprioristic information**A.I. Falko**

Assessment equations of masking noise required for algorithms performance simulation for signals reception, intercepted by an attacker, in masking noise effect environment with incomplete aprioristic information are derived. For this purpose, we used the methods of variable conditions together with the methods of dynamic adaptation.

Keywords: masking noise, reception algorithm, condition equation, assessment equation, dispersion equation, functional dynamic adaptation.