

УДК 621.391.8

**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ С БИНАРНЫМИ
ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫМИ ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РЕТРАНСЛИРОВАННЫХ
КОМПЕНСАЦИОННЫХ ПОМЕХ ТИПА ИНВЕРСИИ ОГИБАЮЩЕЙ
СИГНАЛА**

В. В. Вознюк, Е. В. Куценко

**Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,
197198, Санкт-Петербург, ул. Ждановская, д. 13**

Статья поступила в редакцию 14 октября 2017 г., после доработки – 5 февраля 2018 г.

Аннотация. В статье представлена математическая модель воздействия ретранслированной компенсационной помехи типа инверсии огибающей сигнала на системы радиосвязи с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами. Исследование помехоустойчивости указанных радиосистем осуществлялось путем оценки средней вероятности ошибки на бит передаваемой информации. На основе полученных результатов осуществлен поиск возможных уязвимостей современных высокопомехоустойчивых систем связи и передачи информации с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами применительно к помехам ретранслированного типа.

Ключевые слова: ретранслированные помехи, помехоустойчивость, сложные сигналы, компенсационные и прицельные по полосе частот шумовые помехи, средняя вероятность ошибки на бит передаваемой информации.

Abstract. The article presents a mathematical model of the impact of compensatory relayed interference such as inversion of the signal envelope on a radio communication systems (RCS) using BPSK signals. Research of noise immunity of these systems was carried out by evaluating the average error probability on the transmitted information bit. On the basis of the analysis of the negative impact of relayed interference compensation such as inversion of the signal envelope at error-correcting RCS using BPSK signals the potentially high impact of such interference is confirmed, even in cases when the signal-to-noise ratio becomes significantly (in 5-

10 times) lower than base values of the broadband signal, which is not characteristic of traditional broadband and narrowband noise. Achievement of high performance of the considered noise significantly depends on the time delay relative to the interference suppressed signal and the location of the repeater in the propagation path of the signal. The detuning of the frequency parameters of noise considered interference and suppress the signal does not affect the probability of bit error. The considered interference can be significantly improved if the controlled repeater gain is used, the values of which should be chosen based on the inverse envelope rule of the autocorrelation function of the pseudo-random sequence used in the formation of the suppressed signal, as well as the possibility of adjusting the phase incursion in the repeater. Along with the use of the method of forming the relayed interference compensation in the form of the inversion signal envelope it is necessary to consider the method of generating relayed compensating interference such as direct signal inversion. The obvious way of dealing with these disturbances is, on the one hand, an increase of the base of noise-like BPSK signal, and on the other, an increase of carrier frequency. The first measure will reduce the harmful effect of the noise component of relayed interference, the second measure will significantly reduce the number of energy-efficient spatial positioning of the repeater-jammer.

Key words: relayed interference, ECM-resistance, complex signals, compensating and the impact on the bandwidth of noise interference, the average probability of bit error.

1. Введение

В настоящее время при разработке и создании средств противодействия функционированию систем радиосвязи (СРС) со сложными сигналами все большее внимание уделяется выбору так называемых энергоэффективных помех, т. е. помех, обеспечивающих равную эффективность воздействия с традиционными шумовыми прицельными по частоте помехами, но при значительно меньших энергетических затратах на их создание и применение. К числу таких энергоэффективных помех вполне могут быть отнесены так

называемые ретранслированные помехи, формируемые из исходного сигнала путем применения к нему различного рода модификаций в процессе его ретрансляции в направлении подавляемого радиоэлектронного средства (РЭС). Простейшим видом таких модификаций может быть прямая инверсия самого сигнала или его огибающей.

Целью исследования является оценка помехоустойчивости СРС с бинарными фазоманипулированными (ФМ) шумоподобными сигналами (ШПС) при воздействии ретранслированных компенсационных помех типа инверсии огибающей сигнала.

2. Математическая модель воздействия ретранслированной компенсационной помехи типа инверсии огибающей сигнала на системы радиосвязи с бинарными ФМ ШПС

Если представить математическую модель сигнала в виде [1]

$$S(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi(t)),$$

где A – амплитуда сигнала, $A = \sqrt{2P_S}$, где P_S – мощность сигнала;

ω_0 – частота несущего колебания;

$\varphi(t)$ – закон угловой (частотной или фазовой) модуляции сигнала;

$\varphi(t) = \pi \cdot d_0(t) \cdot p_0(t)$; $d_0(t) \in \{0,1\}$; $p_0(t) \in \{0,1\}$, где $d_0(t) \in \{0,1\}$ –

передаваемая исходная информационная последовательность,

$p_0(t) \in \{0,1\}$ – используемая для расширения спектра сигнала в

канале связи псевдослучайная последовательность (ПСП);

то, с учетом бинарного характера изменения фазы, её можно переписать в ином виде:

$$S(t) = A \cdot d(t) \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_1), \quad (1)$$

где $d(t) = 2 \cdot d_0(t) - 1$; $p(t) = 2 \cdot p_0(t) - 1$.

Математическая запись оператора формирования ретранслированной помехи типа инверсии огибающей будет иметь вид [2]

$$\mathcal{J}(t) = \left[\hat{\Theta}(t) - a \cdot A \cdot d(t - \Delta) \cdot p(t - \Delta) \right] \cos(\omega_0(t - \Delta) + \varphi_1), \quad (2)$$

где φ_1 – начальная фаза несущей;

$\hat{\Theta}(t)$ – полосовой гауссовский шум, частотные параметры которого согласованы с аналогичными параметрами подавляемого сигнала, а дисперсия которого σ^2 достаточна для достижения желаемого результата противодействия функционированию СРС;

a – масштабирующий амплитудный коэффициент, значение которого выбирается исходя из необходимости достижения желаемого результата противодействия функционированию СРС;

Δ – временная задержка, возникающая в ходе формирования ретранслированной помехи.

Оценим характер и опасность приведенной выше ретранслированной помехи при противодействии функционированию СРС с использованием наиболее помехоустойчивых к традиционным шумовым помехам каналов связи с бинарными ФМ ШПС.

Для оценки эффективности рассматриваемой помехи при ее воздействии на СРС с бинарными ФМ ШПС, имеет место общий методический подход при оценке средней вероятности ошибки (СВО) на бит информации [1]. Используя результаты [1], изложим вывод общего выражения для СВО на бит информации для рассматриваемого класса помех и когерентного типа приемных устройств, обеспечивающих обработку двоичных противоположных сигналов, структурная схема которых приведена на рис. 1.

Суммарный сигнал на выходе широкополосного фильтра приемника в условиях воздействия помехи $\mathcal{J}(t)$ можно представить в виде:

$$S(t) = \sqrt{2P_S} d(t) p(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + n(t) + \mathcal{J}(t), \quad (3)$$

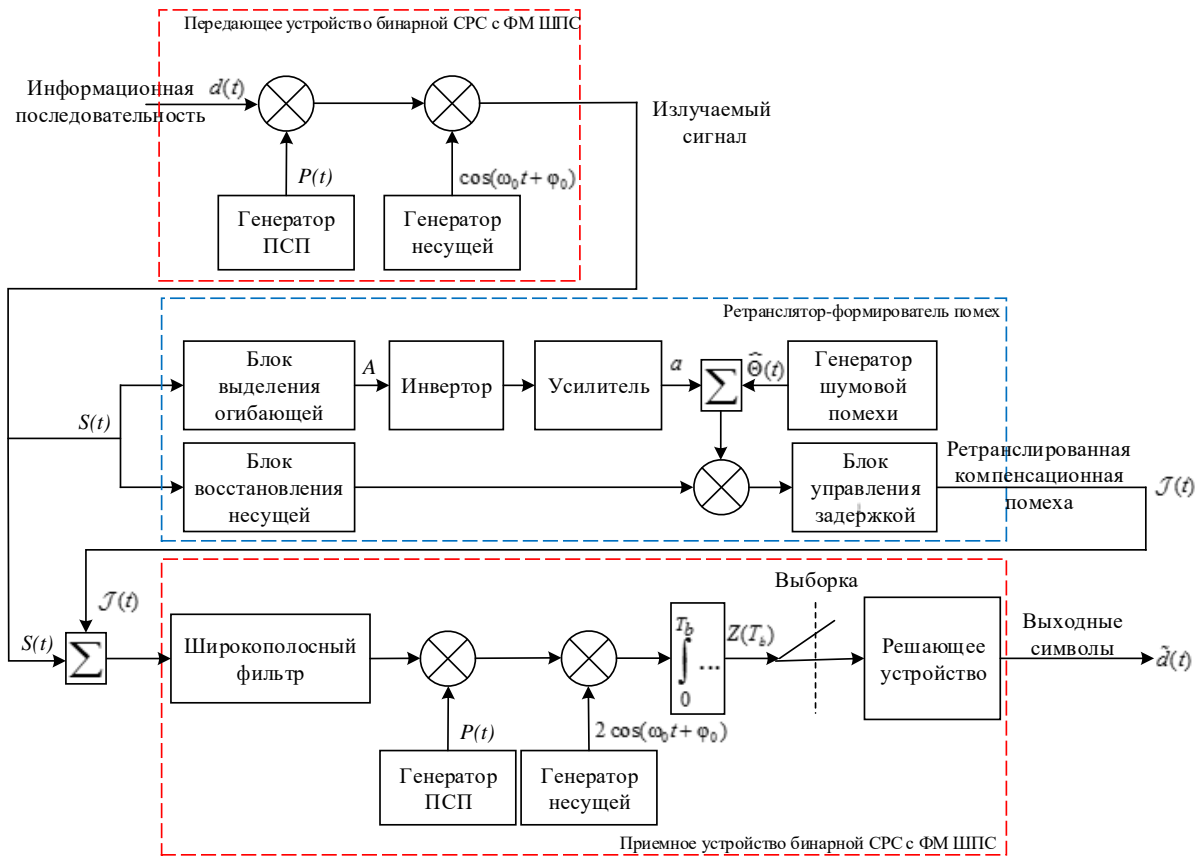


Рис. 1. Структурная схема ретранслятора-формирователя помех, передающего и приемного устройства бинарной СРС с ФМ ШПС

где $n(t)$ – собственные шумы приемника, которые при ограниченной полосе пропускания хорошо аппроксимируются гауссовским случайным процессом:

$$n(t) = n_c(t)\cos(\omega_0 t) + n_s(t)\sin(\omega_0 t), \quad (4)$$

здесь $n_c(t)$ и $n_s(t)$ – статистически независимые гауссовские случайные процессы с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_c^2 = \sigma_s^2 = \sigma_0^2$.

После установления кодовой синхронизации сигнал на выходе демодулятора приемника, в котором осуществляется сжатие сигнала по спектру путем его умножения на опорную псевдослучайную импульсную последовательность $p(t)$, имеет вид:

$$S_d(t) = \sqrt{2P_S} d(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_1) + n(t)p(t) + \mathcal{J}(t)p(t). \quad (5)$$

Как следует из (5), сомножитель $p(t)$ обеспечивает распределение энергии некоррелированного шума $n(t)$ в пределах расширенной полосы сигнала, тем самым снижая спектральную плотность такой помехи. Однако данное действие применительно к помехе $\mathcal{J}(t)$ не всегда обеспечивает расширение ее спектра в силу ее полной или частичной коррелированности с $p(t)$, как это следует из сравнения (1) и (2). После подстановки (2) в (5) имеем:

$$S_d(t) = \sqrt{2P_S} d(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + n(t) p(t) + \hat{\Theta}(t) p(t) \cos(\omega_0(t - \Delta) + \varphi_{\mathcal{J}}) - a\sqrt{2P_S} d(t - \Delta) p(t - \Delta) p(t) \cos(\omega_0(t - \Delta) + \varphi_{\mathcal{J}}) + n_{\mathcal{J}}(t) p(t). \quad (6)$$

В (6) величина $\varphi_{\mathcal{J}}$ представляет набег фазы, возникающий в ретрансляторе-формирователе рассматриваемой помехи, а $n_{\mathcal{J}}(t)$ – собственные шумы ретранслятора. Учитывая, что $\Delta \ll T_b$, где T_b – длительность бита информационного символа $d(t)$, а следовательно можно принять, что $d(t) \approx d(t - \Delta)$, а также тот факт, что при сходном характере и равенстве средней мощности шумов $n(t) + n_{\mathcal{J}}(t) \approx \sqrt{2}n(t)$, перепишем (6) в следующем виде:

$$S_d(t) = \sqrt{2P_S} d(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \sqrt{2}n(t) p(t) + \hat{\Theta}(t) p(t) \cos(\omega_0(t - \Delta) + \varphi_{\mathcal{J}}) - a\sqrt{2P_S} d(t) p(t - \Delta) p(t) \cos(\omega_0(t - \Delta) + \varphi_{\mathcal{J}}). \quad (7)$$

В предположении идеальной синхронизации передатчика и приемника статистика решения $Z(T_b)$ на выходе интегратора определяется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 Z(T_b) \approx & \pm\sqrt{2P_S}T_b + 2\sqrt{2} \int_0^{T_b} n(t) p(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt + \\
 & + 2\cos(\omega_0 \Delta) \int_0^{T_b} \hat{\Theta}(t) p(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{\mathcal{J}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt + \\
 & + 2\sin(\omega_0 \Delta) \int_0^{T_b} \hat{\Theta}(t) p(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_{\mathcal{J}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt - \\
 & - a2\sqrt{2P_S} \cos(\omega_0 \Delta) \int_0^{T_b} d(t) p(t - \Delta) p(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{\mathcal{J}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt - \\
 & - a2\sqrt{2P_S} \sin(\omega_0 \Delta) \int_0^{T_b} d(t) p(t - \Delta) p(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_{\mathcal{J}}) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt .
 \end{aligned} \tag{8}$$

Применяя к (8) формулу произведения косинусов и синусов, а также учитывая, что интеграл от быстро осциллирующих функций близок к нулю, получим

$$\begin{aligned}
 Z(T_b) \approx & \pm\sqrt{2P_S}T_b \left[1 - aR_p(\Delta) \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}}) \right] + \\
 & + 2\sqrt{2} \int_0^{T_b} n(t) p(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_1) dt + \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}}) \int_0^{T_b} \hat{\Theta}(t) p(t) dt.
 \end{aligned} \tag{9}$$

Решающее устройство принимает решения в пользу символа $d(t) = +1$ при $Z(T_b) \geq 0$ и $d(t) = -1$ при $Z(T_b) < 0$. Решение будет принято с ошибкой, если $Z(T_b) < 0$, когда передавался символ $d(t) = +1$, и наоборот. Как известно [1], средняя вероятность ошибки на бит информации в условиях гауссовских помех может быть определена из выражения

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right), \tag{10}$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ - дополнительный интеграл ошибок, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$; q^2 - отношение сигнал-шум (средней мощности сигнала к средней мощности шума), $q^2 = \frac{E^2 \{ Z(T_b) \}}{D \{ Z(T_b) \}}$, здесь $E \{ Z(T_b) \}$ и $D \{ Z(T_b) \}$ - математическое ожидание и дисперсия решающей статистики.

Примем далее, что $\hat{\Theta}(t)$ – стационарный случайный процесс с нулевым средним значением, статистически независимый от $n(t)$, $p(t)$, $\varphi_{\mathcal{J}}$ и φ_1 . В этом случае математическое ожидание статистики решения $Z(T_b)$:

$$E\{Z(T_b)\} = \pm\sqrt{2P_s}T_b\left[1 - aR_p(\Delta)\cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})\right]. \quad (11)$$

Дисперсия статистики решения $Z(T_b)$ на основе (9) и условия статистической независимости $\hat{\Theta}(t)$, $n(t)$, $p(t)$ равна сумме дисперсий

$$D\{Z(T_b)\} = D\{z_{11}\} + D\{z_{12}\}, \quad (12)$$

$$\text{где } z_{11} = 2\sqrt{2}\int_0^{T_b} n(t)p(t)\cos(\omega_0t + \varphi_1)dt, \quad z_{12} = \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})\int_0^{T_b} \hat{\Theta}(t)p(t)dt.$$

Определим дисперсию z_{11} . Для этого необходимо напомнить, что собственные шумы приемника $n(t)$ аппроксимируются белым гауссовским шумом со средним значением, равным нулю и автокорреляционной функцией $R_n(t,s) = E\{n(t)n(s)\} = \frac{N_0}{2}\delta(t-s)$, где N_0 – спектральная плотность мощности шума $n(t)$. Тогда для z_{11} будет справедлива следующая запись:

$$D\{z_{11}\} = 8\iint_0^{T_b} E\{n(t)n(s)\}E\{p(t)p(s)\}\cos(\omega_0t + \varphi_1)\cos(\omega_0s + \varphi_1)dtds. \quad (13)$$

Расширяющую спектр сигнала функцию $p(t)$ для больших значений коэффициента сжатия $B \gg 1$ можно аппроксимировать на интервале $[0, T_b]$ случайной бинарной последовательностью, принимающей значения ± 1 через интервал времени $\tau_{\text{и}} = \frac{T_b}{B}$. Так, в частности, автокорреляционная функция

M -последовательности с числом элементов B имеет вид [3]

$$\mathbf{R}_p(t-s) = E\{p(t)p(s)\} = \begin{cases} 1 - \frac{|t-s|(B-1)}{B\tau_{\text{и}}}, & |t-s| < \tau_{\text{и}}; \\ \frac{1}{B}, & |t-s| \geq \tau_{\text{и}}. \end{cases} \quad (14)$$

Учитывая данные особенности и проведя преобразования, перепишем (13) в следующем виде

$$D\{z_{11}\} = 2N_0 \mathbf{R}_p(0) \int_0^{T_b} [1 + \cos(2\omega_0 s + 2\varphi_1)] ds \approx 2N_0 T_b. \quad (15)$$

Осталось определить величину $D\{z_{12}\}$. Применяя тот же подход к определению дисперсии случайной величины под знаком интегрирования, что и в (13), а также учитывая что $\hat{\Theta}(t)$ является полосовым гауссовским шумом с дисперсией σ_1^2 , полоса частот которого согласована с полосой частот W_1 функции $p(t)$, модулирующей подавляемый сигнал на интервале времени $(0, T_b)$, можно записать

$$\begin{aligned} D\{z_{12}\} &= \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2 \iint_0^{T_b} E\{\hat{\Theta}(t)\hat{\Theta}(s)\} E\{p(t)p(s)\} dt ds = \\ &= \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2 \iint_0^{T_b} \mathbf{R}_{\hat{\Theta}(t)}(t-s) \mathbf{R}_p(t-s) dt ds, \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$\mathbf{R}_{\hat{\Theta}(t)}(t-s) = E\{\hat{\Theta}(t)\hat{\Theta}(s)\} = \sigma_1^2 \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}(t-s)\right]}{\left[\frac{W_1}{2}(t-s)\right]}. \quad (17)$$

Тогда с учетом (14) и (17) перепишем выражение (16) в следующем виде

$$\begin{aligned} D\{z_{12}\} &= \sigma_1^2 \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2 \int_{-T_b}^{T_b} [T_b - |\tau|] \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]} \left\{ \begin{array}{l} 1 - \frac{|\tau|(B-1)}{B\tau_u}, |\tau| < \tau_u \\ \frac{1}{B}, |\tau| \geq \tau_u \end{array} \right. d\tau \approx \\ &\approx \sigma_1^2 T_b \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2 \left(\int_{-\tau_u}^{\tau_u} \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]} \left[1 - \frac{|\tau|(B-1)}{B\tau_u}\right] d\tau + \frac{2}{B} \int_0^{\tau_u} \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]} d\tau \right), \end{aligned}$$

$$\text{где } \int_{-\tau_{\text{и}}}^{\tau_{\text{и}}} \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]} \left[1 - \frac{|\tau|(B-1)}{B\tau_u}\right] d\tau \approx \frac{1}{W_1} \left(2\pi - \frac{4}{\pi} + \frac{8}{B\pi}\right) \approx \frac{5}{W_1} + \frac{8}{\pi BW_1},$$

$$\frac{2}{B} \int_0^{T_b} \frac{\sin\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_1}{2}\tau\right]} d\tau \approx \frac{4}{BW_1} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\cos\left(\frac{W_1}{2}T_b\right)}{\frac{W_1}{2}T_b} \right] = \frac{4}{BW_1} \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\cos(\pi B)}{\pi B} \right] \approx \frac{2\pi}{BW_1}.$$

Окончательно имеем

$$D\{z_{12}\} \approx \frac{\sigma_1^2 T_b}{W_1} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2 \left(5 + \frac{8}{\pi B} + \frac{2\pi}{B}\right), \quad (18)$$

а, следовательно, для $B \gg 1$,

$$D\{Z(T_b)\} \approx 2N_0 T_b + \frac{5\sigma_1^2 T_b}{W_1} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2. \quad (19)$$

Очевидно, что выражение (19) имеет максимальное значение при условии

$$\varphi_{\mathcal{J}} = \omega_0 \Delta + \varphi_1. \quad (20)$$

3. Оценка средней вероятности ошибки на бит передаваемой информации

Теперь перейдем к определению выражения для средней вероятности ошибки на бит информации P_E , выражение для расчета которой (10) получено ранее.

С учетом (11) и (20) найдем

$$q = \frac{\sqrt{P_S B} \left| 1 - aR_p(\Delta) \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}}) \right|}{\sqrt{P_{\text{ш}} + 0.4P_{\text{п}} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2}},$$

где $P_{\text{ш}} = N_0 W_1$ – средняя мощность шума; $P_{\text{п}} = \sigma_1^2$ – средняя мощность формирующего шума, используемого при формировании помехи.

$$P_E(a, \Delta, \varphi_{\mathcal{J}}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{BP_S} \left| 1 - aR_p(\Delta) \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}}) \right|}{\sqrt{2P_{\text{ш}} + 0.8P_{\text{п}} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_{\mathcal{J}})^2}} \right). \quad (21)$$

Характер зависимости (21) от параметра Δ показан на рис. 2. Также на этом рисунке подстроена зависимость (21) при условии (20).

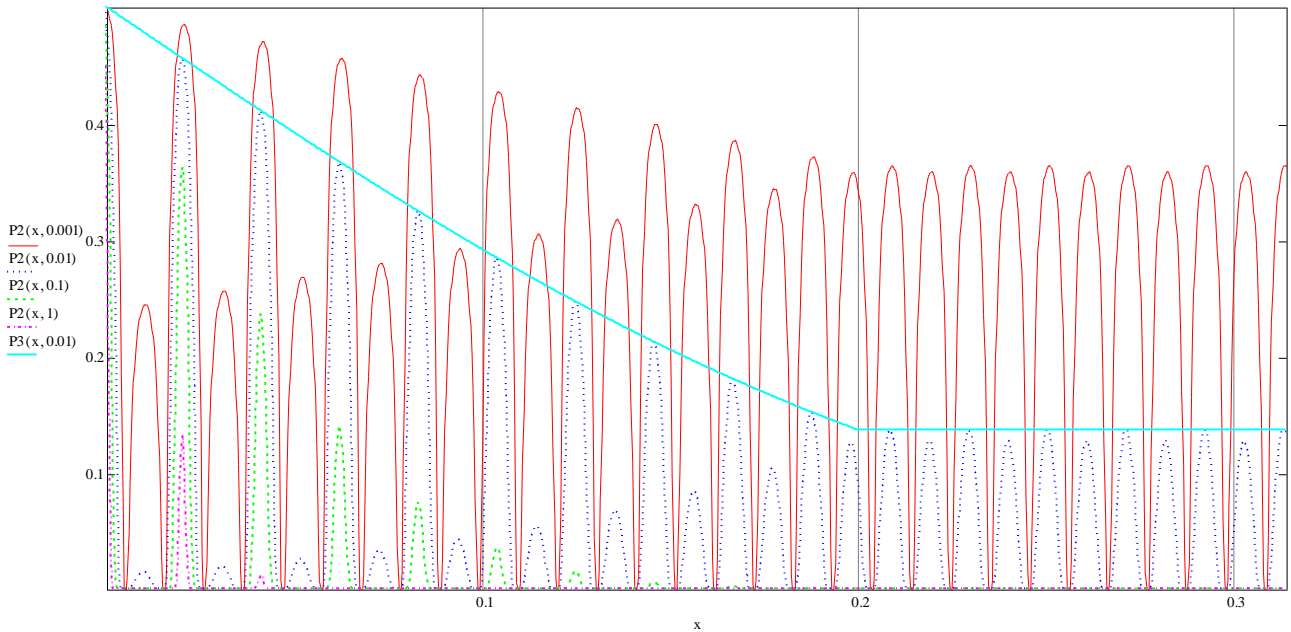


Рис. 2. Зависимость средней вероятности ошибки на бит передаваемой информации для ретранслированной помехи типа инверсии огибающей сигнала от параметра Δ для $\omega_0 = 300, W_1 = 62, a = 1, B = 100$ и разных отношений сигнал-помеха 0.001, 0.01, 0.1, 1.

Примечание. Зависимость $P_2(x, 0,001)$ – вероятность битовой ошибки при отношении сигнал-помеха 0,001. Зависимость $P_2(x, 0,01)$ – вероятность битовой ошибки при отношении сигнал-помеха 0,01. Зависимость $P_2(x, 0,1)$ – вероятность битовой ошибки при отношении сигнал-помеха 0,1. Зависимость $P_2(x, 1)$ – вероятность битовой ошибки при отношении сигнал-помеха 1. Зависимость $P_3(x, 0, 01)$ – вероятность битовой ошибки при отношении сигнал-помеха 0,01 и условии полной компенсации набега фазы φ_J .

Анализ выражений (21) для расчета СВО на бит передаваемой информации в канале связи с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами при воздействии ретранслированных помех рассматриваемого типа указывает на возможность добиваться высокой результативности подавления на основе выбора необходимых значений параметров a, Δ, φ_J .

Так, в частности, для рассматриваемого вида помехи необходимо предъявить следующие требования к параметрам a, Δ . Исходя из необходимости выполнения следующего условия при отсутствии смещения частоты формирующего шума относительно несущей сигнала

$$\sqrt{\frac{P_S B [1 - a R_p(\Delta) \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_J)]^2}{2(P_{\text{ш}} + 0.8 P_{\text{ш}} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_J)^2)}} \leq \gamma_1,$$

где γ_1 – пороговая величина, соответствующая требуемой СВО на бит

передаваемой информации в канале связи с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами при воздействии помех

$$\text{т.е. } \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\gamma_1) = P_{\text{Етр}}.$$

Результат решения данного неравенства можно представить в следующем виде:

$$\left| 1 - aR_p(\Delta) \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J) \right| \leq \frac{\gamma_1}{\rho_{\text{сп}}(\varphi_J)},$$

$$\text{где } \rho_{\text{сп}}(\varphi_J) = \sqrt{\frac{P_S B}{2 \left(P_{\text{ш}} + 0.8 P_{\text{п}} \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J)^2 \right)}}.$$

Решив данное неравенство, получим

$$\frac{1}{R_p(\Delta) \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J) \left(1 - \frac{\gamma_1}{\rho_{\text{сп}}(\varphi_J)} \right)} \leq a \leq \frac{1}{R_p(\Delta) \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J) \left(1 + \frac{\gamma_1}{\rho_{\text{сп}}(\varphi_J)} \right)}.$$

Введем замену $\Psi(\Delta) = \frac{1}{R_p(\Delta) \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J)}$, тогда

$$\Psi(\Delta) \left(1 - \frac{\gamma_1}{\rho_{\text{сп}}(\varphi_J)} \right) \leq a \leq \Psi(\Delta) \left(1 + \frac{\gamma_1}{\rho_{\text{сп}}(\varphi_J)} \right).$$

Для некоторого идеального случая закон управления амплитудой помехи можно принять в виде $a^* = \Psi(\Delta)$ – что соответствует середине данного интервала, где на основании (14)

$$\Psi(\Delta) = \begin{cases} \frac{-B}{\left(\frac{|\Delta|}{\tau_{\text{н}}} (B-1) - B \right) \cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J)}, & |\Delta| < \tau_{\text{н}}; \\ \frac{B}{\cos(\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J)}, & |\Delta| \geq \tau_{\text{н}}; \end{cases} \quad (22)$$

при условии $\omega_0\Delta + \varphi_1 - \varphi_J \neq \frac{\pi}{2} + k\pi, k = 0, 1, 2, \dots$

Таким образом, модель ретранслированной компенсационной помехи типа инверсии огибающей сигнала (2) представим с учетом (22):

$$\mathcal{J}(t) = \left[\hat{\Theta}(t) - \sqrt{2P_S} \Psi(\Delta) \cdot d(t-\Delta) \cdot p(t-\Delta) \right] \cos(\omega(t-\Delta) + \varphi_1 - \varphi_J). \quad (23)$$

Выражение (22) представляет искомый закон управления коэффициентом усиления ретранслятора a^* . Характер зависимости (22) при условии (20) показан на рис. 3.

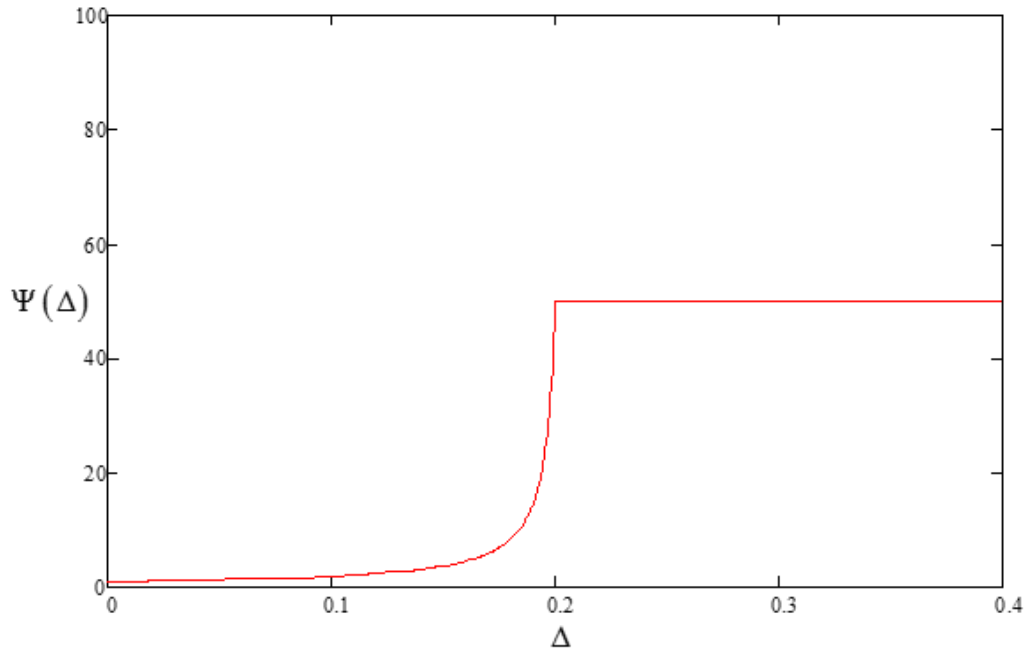


Рис. 3. График функции $\Psi(\Delta)$ для $B = 50$ и $\tau_{и} = 0.2$ с

В силу того, что параметр a является фактически коэффициентом усиления ретранслируемого сигнала и, следовательно, влияет на энергетические затраты при создании помех, диапазон выбора значений параметра a также должен ограничиваться значением максимальной или средней мощности передатчика ретранслятора $P_{прд\text{ ср}}$.

С учетом (22) выражение (21) преобразуется к следующему виду:

$$P_E(\Delta, \varphi_J) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{BP_S} |1 - \Psi(\Delta) R_p(\Delta) \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_J)|}{\sqrt{2P_{ш} + 0.8P_{п} \cos(\omega_0 \Delta + \varphi_1 - \varphi_J)}} \right). \quad (24)$$

4. Анализ достигнутого уровня

Семейство графиков зависимости (24) для отношения сигнал-помеха $P_S / P_{п} = 0.01$ и различных значений Δ и φ_J представлено на рис.4.

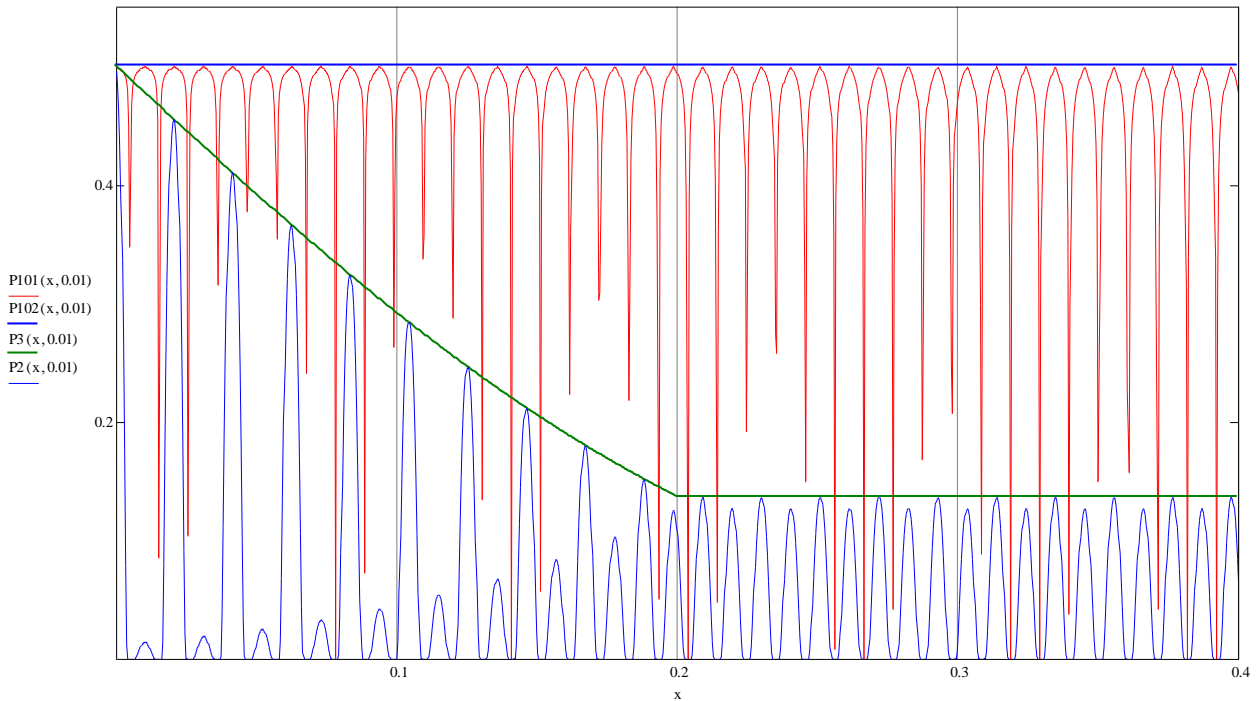


Рис. 4. График функции $P_E(\Delta, \varphi_J)$ для отношения сигнал помеха $P_S / P_{\Pi} = 0.01$
 Примечание. Зависимость $P101(x, 0,01)$ – вероятность битовой ошибки при полной компенсации набега фазы φ_J и амплитуды для известного значения задержки Δ . Зависимость $P102(x, 0,01)$ – вероятность битовой ошибки при полной компенсации амплитуды (без компенсации фазы) с помощью выбора оптимального значения задержки Δ . Зависимость $P3(x, 0,01)$ – вероятность битовой ошибки при полной компенсации набега фазы (без компенсации амплитуды) φ_J . Зависимость $P2(x, 0,01)$ – вероятность битовой ошибки при не скомпенсированном набеге фазы φ_J и амплитуды помехи с аналогичными параметрами сигнала.

Анализ выражения (24) и графиков, представленных на рис.4, позволяет сделать вывод о высоком потенциальном уровне опасности помехи рассматриваемого типа с учетом возможности управления коэффициентом усиления и набега фазы по показателю средней вероятности битовой ошибки. Причем компенсация амплитуды ретранслированной помехи вносит наибольший вклад в образование битовой ошибки для рассматриваемого типа сигнала.

5. Заключение

На основании проведенного анализа негативного влияния ретранслированных помех компенсационного типа в виде инверсии огибающей сигнала на высокопомехоустойчивые СРС с бинарными ФМ ШПС

подтверждена потенциально высокая результативность таких помех даже в тех случаях, когда отношение сигнал-помеха становится существенно (в 5–10 раз) ниже значения базы широкополосного сигнала, что не характерно для традиционных широкополосных и узкополосных шумовых помех. Найдены верхние границы вероятности битовой ошибки.

Вместе с тем, достигаемая высокая результативность рассматриваемых помех существенно зависит от времени задержки помехи относительно подавляемого сигнала, а следовательно, и от расположения ретранслятора на трассе распространения сигнала. При этом преимущественное размещение ретранслятора-формирователя помех должно выбираться исходя из необходимости минимизации указанного параметра, одновременно удовлетворяя следующим условиям: задержка помехи относительно подавляемого сигнала должна быть кратна периоду несущего колебания сигнала и не превышать длительность импульса ПСП $\tau_{\text{и}}$.

Расстройка частотных параметров шумовой составляющей рассматриваемой помехи и подавляемого сигнала не имеет существенного влияния на снижение вероятности битовой ошибки.

Рассматриваемые помехи могут быть существенно улучшены, если использовать управляемый коэффициент ретрансляции $\Psi(\Delta)$ (усиления ретранслятора), значения которого должны выбираться исходя из правила обратных значений огибающей автокорреляционной функции псевдослучайной последовательности, используемой при формировании подавляемого сигнала, а также возможности регулировки набега фазы $\varphi_{\mathcal{J}}$ в ретрансляторе. При этом компенсация амплитуды ретранслированной помехи более предпочтительна с точки зрения подавления рассматриваемого типа сигнала, чем компенсация набега фазы.

Наряду с использованием метода формирования ретранслированных компенсационных помех в виде инверсии огибающей сигнала, следует рассмотреть метод формирования ретранслированных компенсационных помех типа прямой инверсии сигнала.

Очевидными способами борьбы с рассматриваемыми помехами является повышение, с одной стороны, базы B фазоманипулированного шумоподобного сигнала, а с другой – повышение значения его несущей частоты ω_0 . Первая мера приведет к снижению вредоносного влияния шумовой составляющей ретранслированных помех, вторая мера существенно сократит количество энергетически выгодных пространственных позиций размещения ретранслятора-постановщика помех.

Литература

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопапов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / под. ред. В.И. Борисова, изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: РадиоСофт, 2011. – 550 с.
2. Вознюк В.В., Богаченков К.Н., Маслаков П.А. Особенности создания помех компенсационного типа для решения задач защиты информации от утечки по техническим каналам // Труды ВКА имени А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2015. – Вып. 646, С. 83–92.
3. Винокуров В.И., Ваккер Р.А. Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах. М.: Советское радио, 1972. – 216 с.

Для цитирования:

В. В. Вознюк, Е. В. Куценко. Помехоустойчивость систем радиосвязи с бинарными фазоманипулированными шумоподобными сигналами при воздействии ретранслированных компенсационных помех типа инверсии огибающей сигнала. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb18/1/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.2.1