

РАДИОТЕХНИКА, СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

УДК 621.372.061.2(075.8)

В.И. Есипенко, Л. Ю. Богомолова

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ДЧМ ПРИ НАЛИЧИИ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ПОМЕХИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Приводится теоретическая и экспериментальная оценка помехоустойчивости системы связи с дискретной частотной манипуляцией (ДЧМ) при наличии в канале связи белого шума и сосредоточенной по спектру помехи. Развита методика оценки помехоустойчивости, которая будет использована в следующих работах, посвящённых новому методу повышения помехоустойчивости на основе дополнительной нелинейной обработки рассматриваемой смеси сигнала и помех.

Ключевые слова: частотная манипуляция, приём, гауссовский шум, сосредоточенная по спектру помеха, узкополосная фильтрация, оценка помехоустойчивости.

Стремительный рост числа радиосредств в настоящее время выдвигает ряд чрезвычайно трудных проблем. Одна из них состоит в необходимости обеспечить эффективную работу систем связи в условиях «перенаселенности» эфира. Это в свою очередь требует ответа на вопрос, как обеспечить уменьшение взаимных помех между радиосредствами, работающими совместно как в пространстве, так и во времени [1].

В данной работе выполнена оценка помехоустойчивости приёма сигналов с двоичной частотной манипуляцией (ДЧМ) при некогерентном приёме без умножения частоты при наличии на входе гауссовского шума и сосредоточенной по спектру помехи в одном из его подканалов [2, 3]. Структурная схема приёмника приведена на рис. 1.

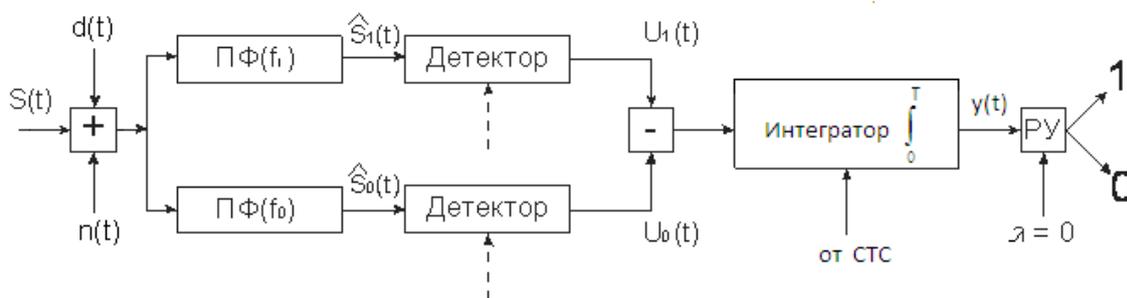


Рис. 1. Схема демодулятора сигнала ДЧМ

На вход поступает аддитивная смесь ДЧМ сигнала, узкополосной помехи (в одном из подканалов) и гауссовского шума. Полосовые фильтры настроены соответственно на частоты f_1 и f_0 с полосами пропускания, равными ширине спектра сигнала. Детекторы выделяют огибающие $U_1(t)$ и $U_0(t)$ соответствующих входных высокочастотных сигналов, а вычита-

ющее устройство и интегратор формируют низкочастотный сигнал $y(t)$ на входе решающего устройства (РУ).

Можно показать, что решающее устройство имеет равный нулю пороговый уровень. Оценим помехоустойчивость приёма сигнала, имеющего следующие параметры:

P_A, B^2	α, c^{-1}	Способ передачи	Частота, МГц		Способ приема	Функция корреляции сообщения $B_A(\tau)$
			f_0	f_1		
4,4	20	ЧМ	2,9	3,2	НП	* $P_A \cdot e^{-\beta \cdot \tau } \cdot \cos \omega_a \tau, \beta = \alpha \cdot 10^3,$ $\omega_a = \pi\beta / 3$

* $P_A = \sigma_A^2$ – мощность (дисперсия) сообщения; β – показатель затухания функции корреляции.

Энергетический спектр и функция корреляции связаны между собой парой преобразований Винера-Хинчина. Спектральная плотность мощности сообщения определяется выражением

$$G_A(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_A(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = P_A \beta \left(\frac{1}{\beta^2 + (\omega_a + \omega)^2} + \frac{1}{\beta^2 + (\omega - \omega_a)^2} \right). \quad (1)$$

С учётом (1) начальная энергетическая ширина спектра сообщения

$$\Delta\omega_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_A(\omega) d\omega}{G_{\max}} = 52995,8 \text{ рад/с}. \quad (2)$$

Считая, что исходное сообщение воздействует на идеальный фильтр нижних частот (ИФНЧ) с единичным коэффициентом передачи и полосой пропускания, равной начальной энергетической ширине спектра сообщения, и, полагая, что для передачи сигнала с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) по непрерывному каналу связи (НКС) используется гармонический переносчик, рассчитаем спектр модулированного сигнала и его начальную ширину.

Из (1) и (2) следует, что интервал временной дискретизации отклика ИФНЧ и частота его временной дискретизации определяются так:

$$\Delta t = \frac{\pi}{\Delta\omega_0} \Rightarrow \Delta t = 5,996 \cdot 10^{-5} \text{ с}, \quad (3)$$

$$f_\delta = \frac{1}{\Delta t} \Rightarrow f_\delta = 16676,66 \text{ Гц}. \quad (4)$$

На интервале дискретизации Δt при блочном безызбыточном кодировании должно уместиться l элементарных кодовых символов, где $l = \log_2 L$ ($L=16$ число уровней квантования) [4,5]. Следовательно, длительность кодового символа должна быть равна $\tau_u = \Delta t / L = \Delta t / \log_2 L$. Так как ширина спектра элементарного прямоугольного импульса обратно пропорциональна τ_u , то с учетом (1) – (4) ширина спектра сигнала с ИКМ определяется следующим образом:

$$\Delta f_{\text{ИКМ}} = f_\delta k_1 \log_2 L, \text{ где } k_1 = 1.667 \Rightarrow \Delta f_{\text{ИКМ}} = 111200 \text{ Гц}. \quad (5)$$

Модель сигнала ДЧМ можно записать так:

$$b_1 = 1, \dots S_{\text{дчм}}(t) = \begin{cases} s_1(t) = U_m \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1), \dots 0 \leq t \leq T, \\ s_0(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \dots T \leq t \leq 2T, \end{cases} \quad (6)$$

где φ_0 и φ_1 – случайные фазы с равномерным распределением в интервале $(0, 2\pi)$, но постоянные для каждого интервала T ; их влияние при данном рассмотрении несущественно, поэтому в дальнейшем мы их опускаем.

Учитывая (5) и (6), для ширины спектра сигнала ДЧМ получим [3]

$$\Delta f_s = \Delta f_{\text{дчм}} = f_1 - f_0 + 2\Delta f_{\text{укм}} = 0,5224 \text{ МГц.} \quad (7)$$

Полагая, что на интервале $(0, T)$ передаётся сигнал $s_1(t)$ (см. (6) и (7)), сосредоточенная по спектру помеха $d_1(t)$ имеет место в подканале с центральной частотой $\omega_1 = 2\pi f_1$ и отстроена от частоты ω_1 на величину $\Delta\omega$, т.е. $\omega_n = \omega_1 + \Delta\omega$, а узкополосный гауссовский шум $n_i(t) = V(t)\cos(\omega_i t + \varphi_i)$ имеет место в каждом из подканалов. Запишем результирующий случайный процесс $x_1(t)$ в виде [3]

$$\begin{aligned} x_1(t) &= s_1(t) + n_1(t) + d_1(t) = U_m \cos(\omega_1 t) + V(t) \cos(\omega_1 t + \varphi_{u,1}) + D \cos(\omega_n t) = \\ &= U_m \cos \omega_1 t + V(t) \cos \varphi_{u,1} \cos \omega_1 t - V(t) \sin \varphi_{u,1} \sin \omega_1 t + D \cos \Delta\omega t \cos \omega_1 t - \\ &- D \sin \Delta\omega t \sin \omega_1 t = [U_m + A(t) + D \cos \Delta\omega t] \cos \omega_1 t - [B(t) + D \sin \Delta\omega t] \sin \omega_1 t \end{aligned} \quad (8)$$

где $U_m, V(t) \in D$ – амплитуды полезного сигнала $s_1(t)$, гауссовского шума и сосредоточенной помехи соответственно; $A(t) = V(t) \cos \varphi_{u,i}$ и $B(t) = V(t) \sin \varphi_{u,i}$ – гауссовские огибающие квадратурных компонент узкополосного гауссовского шума с параметрами $m_A = m_B = 0$ и $\sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_n^2$, $i = \overline{0,1}$.

Огибающая $U_1(t)$ суммарного процесса $x_1(t)$ в (8) определится так:

$$U_1(t) = \sqrt{(U_m + A(t) + D \cdot \cos \Delta\omega t)^2 + (B(t) + D \cdot \sin \Delta\omega t)^2}. \quad (9)$$

Найдём плотность распределения огибающей (ПРВ) $U_1(t)$ в (9). Введём следующие обозначения и определим соответствующие ПРВ [3]:

$X_1(t) = U_m = \text{const}$, соответствующая ПРВ

$$p(X_1) = \delta(X_1 - U_m), \quad (10)$$

$X_2(t) = A(t)$ – гауссовская величина, соответствующая ПРВ

$$p(X_2) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{X_2^2}{2\sigma^2}\right), \quad (11)$$

$X_3(t) = D \cos(\Delta\omega t)$, соответствующая ПРВ $p(X_3) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{D^2 - X_3^2}}, & |X_3| \leq D, \\ 0, & |X_3| > D \end{cases}$, (12)

$X_4(t) = B(t)$ – гауссовская величина, соответствующая ПРВ $p(X_4) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{X_4^2}{2\sigma_n^2}\right)$, (13)

$X_5(t) = D \sin(\Delta\omega t)$, соответствующая ПРВ $p(X_5) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{D^2 - X_5^2}}, & |X_5| \leq D, \\ 0, & |X_5| > D \end{cases}$, (14)

$\mu(t) = X_1 + X_2$, соответствующая ПРВ $W_1(\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} p(X_1)p(\mu - X_1)dX_1 =$
 $= \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(X_1 - U_m) \cdot \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-\frac{(\mu - X_1)^2}{2\sigma_n^2}\right] dX_1 = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\mu - U_m)^2}{2\sigma_n^2}\right], \quad (15)$

$\mu_1(t) = \mu(t) + X_3$, соответствующая ПРВ

$$\begin{aligned} W_1(\mu_1) &= \int_{-\infty}^{+\infty} W_1(\mu) \cdot p(\mu_1 - \mu) d\mu = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\mu - U_m)^2}{2\sigma_x^2}\right] \cdot \frac{1}{\pi \sqrt{D^2 - (\mu_1 - \mu)^2}} d\mu = \\ &= \int_{-D}^{+D} \frac{1}{\pi \sqrt{D^2 - X_3^2}} \cdot \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{[(\mu_1 - X_1) - U_m]^2}{2\sigma_x^2}\right\} dX_3 = \\ &= \int_{-D}^{+D} \frac{1}{\pi \sqrt{D^2 - X_3^2}} \cdot \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{[X_3 - (\mu_1 - U_m)]^2}{2\sigma_x^2}\right\} dX_3. \end{aligned} \tag{16}$$

$\mu_2(t) = X_4 + X_5 = B(t) + D \cdot \sin \Delta\omega t$, соответствующая ПРВ находится аналогично

$$W_1(\mu_2) = \int_{-D}^{+D} \frac{1}{\pi \sqrt{D^2 - X_5^2}} \cdot \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{[\mu_2 - X_5]^2}{2\sigma_x^2}\right\} dX_5. \tag{17}$$

Для вычисления ПРВ огибающей $U_1(t)$ необходимо найти ПРВ квадратов следующих процессов ((10)–(17)): $H(t) = (U_m + A(t) + D \cdot \cos \Delta\omega t)^2 = [\mu_1(t)]^2$,

$$G(t) = (B(t) + D \cdot \sin \Delta\omega t)^2 = [\mu_2(t)]^2. \tag{18}$$

Воспользовавшись в (18) функциональным преобразованием случайных величин [3], получим соответствующие ПРВ $W_1(H)_H$ и $W_1(G)_G$:

$$W_1(H)_H = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{H}} [W(\sqrt{H})_{\mu_1} + W(-\sqrt{H})_{\mu_1}] & , H \geq 0 \\ 0 & , H < 0 \end{cases}, \tag{19}$$

$$W_1(G)_G = \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{G}} [W(\sqrt{G})_{\mu_2} + W(-\sqrt{G})_{\mu_2}] & , G \geq 0 \\ 0 & , G < 0 \end{cases}, \tag{20}$$

Из (9) и (18) следует, что

$$U_1^2(t) = H(t) + G(t) = X(t), \quad U(t) \geq 0; \quad X(t) \geq 0. \tag{21}$$

Тогда [1], согласно (19) и (20), имеем

$$W_1(X) = W_1(U_1^2) = \int_{-\infty}^{\infty} W_1(H)_H W_1(U_1^2 - H)_G dH = \int_{-\infty}^{\infty} W_1(H)_H W_1(X - H)_G dH. \tag{22}$$

Из (21) для огибающей имеем

$$U_1(t) = \sqrt{X(t)}. \tag{23}$$

Обратная функция $X(t) = U_1^2(t)$. Якобиан преобразования

$$\frac{dX}{dU_1} = 2U_1. \quad (24)$$

Искомая ПРВ огибающей $U_1(t)$ определится выражением

$$W_1(U_1)_{cn\Sigma} = W_1(X = U_1^2)2U_1 = 2U_1 \int_{-\infty}^{\infty} W_1(H)_H W_1(U_1^2 - H)_G dH. \quad (25)$$

В подканале без сигнала имеет место только шум и огибающая распределена по закону Рэлея [7]

$$W_1(U_n) = \frac{U_n}{\sigma_x^2} \exp\left(-\frac{U_n^2}{2\sigma_x^2}\right), U_n \geq 0. \quad (26)$$

С учётом изложенного вероятность ошибочного приёма при передаче «1» определится так [3, 7, 8]:

$$P(0/1) = \int_0^{\infty} W_1(U_1)_{cn\Sigma} \left[\int_{U_1}^{\infty} W_1(U_n) dU_n \right] dU_1. \quad (27)$$

При передаче «0» вероятность ошибочного приёма определится так:

$$P(1/0) = \int_0^{\infty} W_1(U_{cn}) \left[\int_{U_{cn}}^{\infty} W_1(U_{n\Sigma}) dU_{n\Sigma} \right] dU_{cn}, \quad (28)$$

где $W_1(U_{cn}) = \frac{U_{cn}}{\sigma_x^2} \exp\left[-\frac{U_m^2 + U_{cn}^2}{2\sigma_x^2}\right] I_0\left(\frac{U_m U_{cn}}{\sigma_x^2}\right)$ – ПРВ Райса; U_{cn} – огибающая суммы сигнала и шума; $W_1(U_{n\Sigma}) = W_1(U_1)_{cn\Sigma/U_m=0}$ – ПРВ суммы узкополосного шума и сосредоточенной по спектру помехи в подканале центральной частотой ω_1 .

Оптимальный порог λ для детектирования определен в [1] исходя из того, что он обеспечивает минимальную вероятность ошибки при действии только шумовой помехи, т.е.

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{ош}}(\lambda) = p(1) \cdot p(0/1, \lambda) + p(0) \cdot p(1/0, \lambda) = \min P_{\text{ош}}(\lambda), \quad (29)$$

где $P_{\text{ош}}(\lambda)$ – полная вероятность принятия ошибочного решения; $p(1)$ – вероятность передачи символа «1»; $p(0)$ – вероятность передачи символа «0»; $p(0/1, \lambda)$ – вероятность ошибочного принятия решения о передаче 0, если передавалась «1»; $p(1/0, \lambda)$ – вероятность ошибочного принятия решения о передаче 1, если передавался «0».

Будем считать, что априорные вероятности передаваемых символов равны $p(1) = p(0) = 0,5$, тогда, согласно [1] $\lambda_{\text{opt}} = 0$, полную вероятность ошибочного приёма находим для каждого значения h^2 , учитывая, что амплитуда полезного сигнала является постоянной и равна, например, 1 В.

Найдём численные значения вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ [8, 9, 10] при различных отношениях мощностей сигнала и шума (h^2), а также различных значениях амплитуды узкополосной помехи (D). Полученные результаты подтвердим функциональным моделированием. При этом вероятности ошибок $P(0/1)$ и $P(1/0)$ оцениваются при статистических испытаниях.

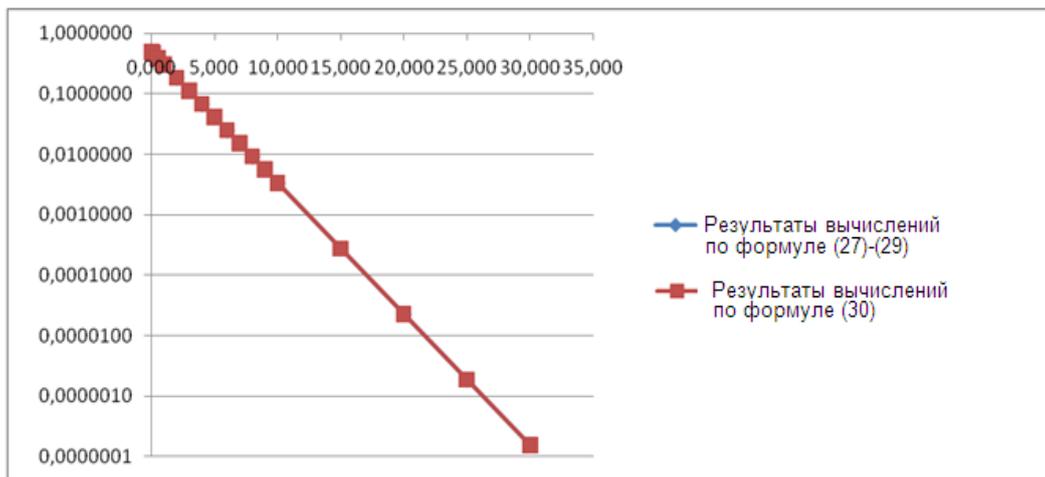
Р_{ош} находится при (22) – (28) из формулы (29).

Отстройку частоты узкополосной помехи от частоты полезного сигнала (для передачи символа «1») будем также рассматривать при различных значениях:

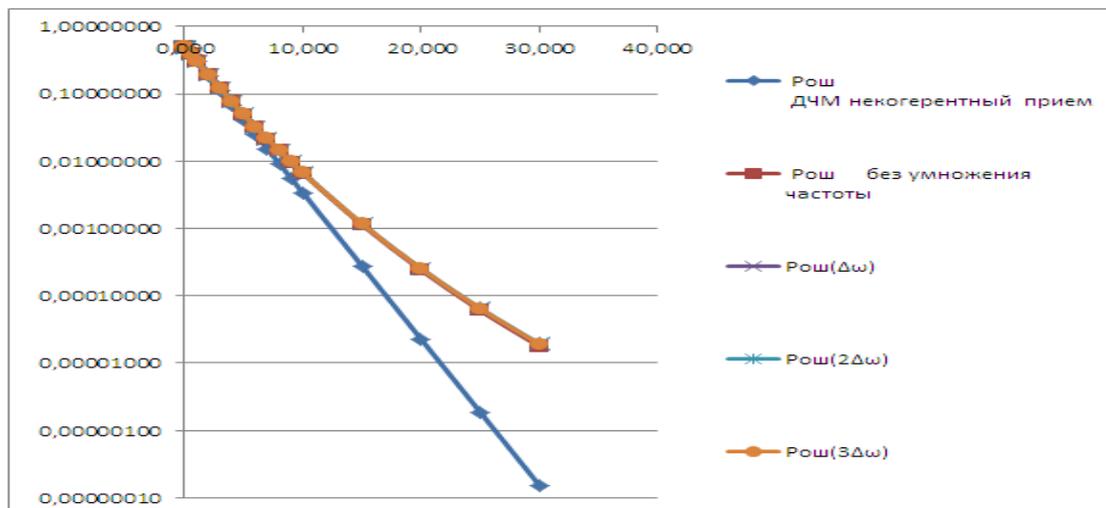
- $P_{ош}(\Delta\omega)$ – значение ошибки приема двоичных символов при $\Delta f = \frac{111200}{3}$ Гц;
- $P_{ош}(2\Delta\omega)$ – значение ошибки приема двоичных символов при $\Delta f = \frac{2 \cdot 111200}{3}$ Гц;
- $P_{ош}(3\Delta\omega)$ – значение ошибки приема двоичных символов при $\Delta f = \frac{3 \cdot 111200}{3}$ Гц).

При принятых условиях вероятность ошибки при отсутствии сосредоточенной помехи ($D = 0$) определяется следующим образом [8, 10]:

$$P_{ош} = 0,5 \exp(-0,5h^2). \tag{30}$$



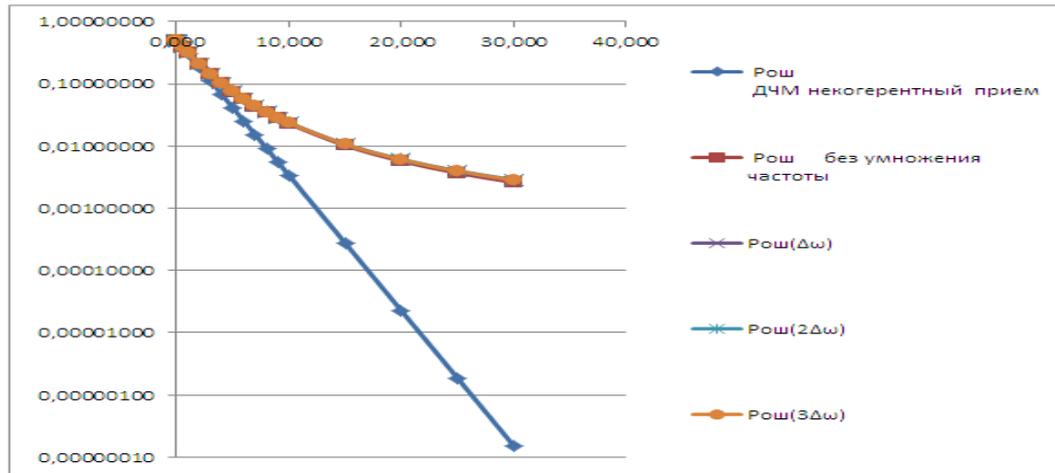
а)



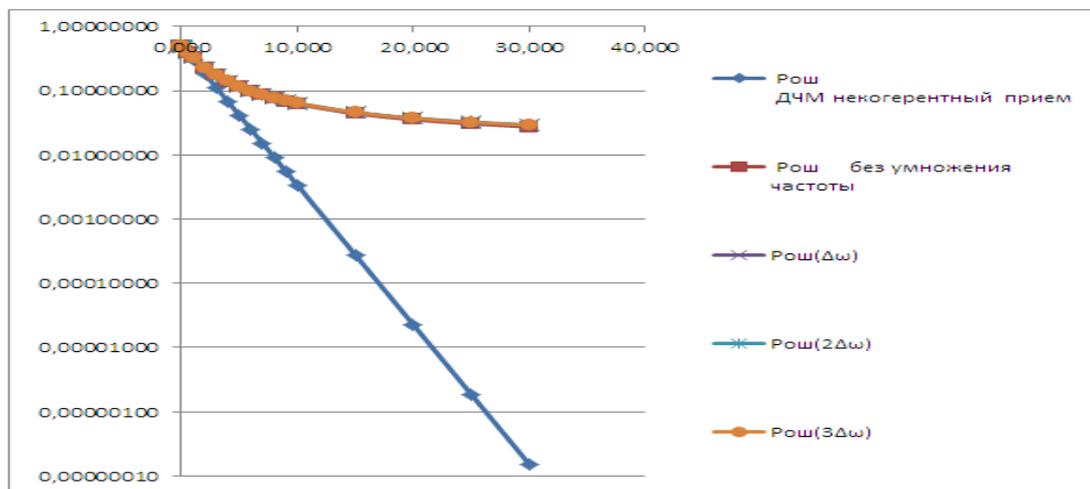
б)

Рис. 2. Зависимость вероятности ошибочного приема $P_{ош}$ передаваемых битов от отношения мощностей полезного сигнала и шума (h^2) при постоянном значении амплитуды узкополосной помехи:

a – ($D=0,0$ В, $\Delta\omega = 0$); *б* – ($D=0,2$ В); *в* – ($D=0,4$ В); *г* – ($D=0,6$ В)



в)



г)

Рис. 2. (Окончание)

Для подтверждения правильности полученных результатов сравним значения вероятности ошибок, полученных из (22)–(24) и (25). Результаты вычислений, полученные по (27)–(29) и (30), отображены графически на рис. 2. Там же отображены результаты эксперимента.

Выводы

1. Развита методика оценки помехоустойчивости системы связи с ДЧМ при наличии в канале связи сосредоточенной по спектру помехи.
2. В работе рассмотрен наиболее худший случай, когда при равенстве частот посылки полезного сигнала и сосредоточенной по спектру помехи они противофазны.
3. Экспериментально показано, что с увеличением амплитуды сосредоточенной помехи помехоустойчивость приёма полезного сигнала существенно снижается.

Библиографический список

1. **Теплов, Н.Л.** Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н.Л. Теплов. – М.: Связь, 1964. – 159 с.
2. **Стейн, С.** Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений / С. Стейн, Дж. Джонс. – М.: Связь. – 376 с.
3. **Левин, Б.Р.** Статистическая радиотехника / Б.Р. Левин. – М.: Сов. радио, 1962. – 250 с.

4. **Гоноровский, И.С.** Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М.: Сов. радио, 1971. – 672 с.
5. **Шварцман, В.О.** Теория передачи дискретной информации / В.О. Шварцман, Г.А. Емельянов. – М.: Связь, 1979. – 424 с.
6. **Тихонов, В.И.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И.Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
7. **Баскаков, С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы / С.И. Баскаков. – М.: Высш. шк., 2001. – 448 с.
8. **Коржик, В.И.** Расчёт помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справочник / В.И. Коржик, Л.М. Финк, К.Н. Щелкунов. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
9. **Градштейн, И.С.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Наука, 1971. – 1001 с.
10. Теория электрической связи / А.Г. Зюко [и др.]. – М.: Радио и связь, 1998. – 432 с.

*Дата поступления
в редакцию 05.02.2015*

V. I. Esipenko, L. Y. Bogomolova

**EVALUATION OF THE IMMUNITY OF THE COMMUNICATION SYSTEM
DFM IN THE PRESENCE OF CONCENTRATED INTERFERENCE
IN THE COMMUNICATION CHANNEL**

Nizhny Novgorod state technical university n.a. R.E. Alexeev

Purpose: Theoretically and experimentally to assess the immunity of the communication system DFM in the presence of concentrated on the spectrum of interference in the communication channel.

Design/methodology/approach: Developed methodology for evaluating noise immunity.

Findings: Interpretation of study results. Shown significant reduction in noise with increasing amplitude compact spectrum interference.

Research limitations/implications: The results will be used in subsequent works.

Originality/value: Will be developed a new method to improve noise immunity on the basis of additional non-linear processing of the mixture signal, noise and concentrated interference.

Key words: communication system, communication channel, shown significant reduction, compact spectrum, non-linear processing, mixture signal.