

СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ

Г. С. Нахмансон, С. В. Козлов

Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 14.09.2012 г.

Аннотация. Рассматривается прием фазоманипулированного широкополосного сигнала (ФМШПС) корреляционным приемником в системах радиосвязи (СРС) в условиях взаимных помех, обусловленных многостанционным доступом, в общем случае, когда начальные фазы полезного и помеховых сигналов случайны, а амплитуды содержат регулярные и флуктуирующие составляющие. Синтезированы алгоритмы формирования выходных эффектов приемника, с использованием которых проведено статистическое моделирование приема ФМШПС в условиях взаимных помех и шумов аппаратуры. Получены оценки вероятности правильного обнаружения для различных априорных данных о параметрах принимаемых сигналов.

Ключевые слова: ФМШПС, взаимные помехи, широкополосные сигналы.

Abstract. Receiving of direct-sequence spread spectrum (DSSS) signal in communication systems in case of multiple-access interference has been considered. Phases of receiving signal and jams have uniform distribution and amplitudes have both regular and fluctuating components. Algorithms of modeling receiver's output effects have been developed and statistical modeling of receiving DSSS signal in case of multiple-access interference and internal noise has been performed. Assessed values of hits different priority data about the receiving signals parameters have been obtained.

Keywords. DSSS, multiple-access interference, wideband signals.

ВВЕДЕНИЕ

Анализу эффективности обнаружения фазоманипулированных широкополосных сигналов (ФМШПС) в системах радиосвязи (СРС) в условиях помех посвящено большое количество работ: [1, 2 и др.]. Однако на практике часто встречаются случаи, когда проведение аналитического анализа затруднено из-за математических сложностей, а проведение экспериментальных исследований и испытаний требует больших финансовых и временных затрат. К таким задачам относится анализ приема ФМШПС в СРС в условиях взаимных помех. Одним из эффективных путей по преодолению этих трудностей является использование методов статистического моделирования на ЭВМ. Поэтому исследование эффективности обнаружения ФМШПС корреляционным приемником в условиях взаимных помех представляет практический интерес.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Выражение для ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией в СРС, работающих в усло-

виях многостанционного доступа, на входе приемника можно записать как [1, 2]

$$x(t) = s(t) + s_{\text{вз}}(t) + n(t), \quad (1)$$

где

$$s(t) = ad_0 U(t) p^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

— полезный сигнал с огибающей информационного символа, соответствующего одному биту информации, прямоугольной формы

$$U(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T, \\ 0, & t < 0, t > T. \end{cases}$$

Информационные символы d_0 принимают значения $\{-1, 1\}$, которые подлежат оценке в процессе приема. φ_0 и a — случайная начальная фаза и амплитуда, содержащая в общем случае как регулярную, так и флуктуирующую составляющие, удовлетворяющие априорному распределению [3]

$$W(a, \varphi_0) = \frac{a}{2\pi\sigma_a^2} \exp\left(-\frac{a^2 + a_0^2 - 2aa_0 \cos \varphi_0}{2\sigma_a^2}\right) \quad (2)$$

$$a > 0, -\pi < \varphi_0 < \pi,$$

где a_0 — величина регулярной составляющей амплитуды, σ_a^2 — дисперсия флуктуирующей составляющей амплитуды.

$p^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^L p_k^{(0)} \text{rect}[t - (k-1)\tau_n]$ — функция, расширяющая спектр информационного сигнала с элементарными прямоугольными импульсами, отличными от нуля на временном интервале $(k-1)\tau_n < t < k\tau_n$. $\{p_k^{(0)}\}$, $k = 1, \dots, L$ — совокупность коэффициентов, представляющих псевдослучайную последовательность (ПСП), принимающих значения $\{-1, 1\}$, сохраняющих их в пределах соответствующих элементарных импульсов и определяющих закон фазовой модуляции принимаемого сигнала, $\omega_0 = 2\pi f_0$, где f_0 — несущая частота сигнала.

$$s_{\text{вз}}(t) = \sum_{i=1}^K a_i d_i p^{(i)}(t - \tau_i) U(t - \tau_i) \cos(\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_i) \quad (3)$$

— совокупность сигналов от мешающих СРС, представляющих взаимные помехи. Здесь a_i и φ_i — амплитуда и начальная фаза i -го мешающего сигнала, подчиняющиеся распределению (2) с регулярной составляющей a_{0i} и дисперсией флуктуационной составляющей s_{ai}^2 ; $p^{(i)}(t)$ — функция, расширяющая спектр i -го помехового сигнала и отличающаяся от $p^{(0)}(t)$ коэффициентами ПСП $\{p_k^{(i)}\}$; d_i — двоичный информационный символ i -го помехового сигнала; τ_i — время задержки i -го помехового сигнала относительно $s(t)$ ($\tau_i < T$); K — число помеховых сигналов. $n(t)$ — шумы аппаратуры, аппроксимируемые аддитивным белым гауссовским шумом с нулевым средним значением и функцией корреляции

$$\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2).$$

В дальнейшем полагается, что длительность информационных символов $T = L\tau_n$ и, следовательно, ширина спектра ФМШПС в L раз больше ширины спектра информационных сигналов.

Обнаружение ФМШПС со случайной начальной фазой осуществляется корреляционным квадратурным приемником, структурная схема которого представлена на рис. 1.

Приемник формирует выходной эффект, пропорциональный

$$M(T) = \left[\int_0^T x(t)s_{\text{onc}}(t)dt \right]^2 + \left[\int_0^T x(t)s_{\text{ons}}(t)dt \right]^2, \quad (4)$$

где $s_{\text{onc}}(t) = p^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t)$, $s_{\text{ons}}(t) = p^{(0)}(t) \sin(\omega_0 t)$ — опорные сигналы в квадратурных каналах. Выходной эффект сравнивается в решающем устройстве с «порогом» $M_{\text{пор}}$. При $M \geq M_{\text{пор}}$ выносится решение о наличии на входе приемника полезного сигнала, в противном случае ($M < M_{\text{пор}}$) выносится решение об его отсутствии. Для исследования характеристик обнаружения ФМШПС выражение (4) можно представить следующим образом

$$M(T) = (A \cos \varphi_0 + J_c + N_c)^2 + (A \sin \varphi_0 + J_s - N_s)^2. \quad (5)$$

В (5) $A = aT/2$ — максимальное значение информационной составляющей на входе квадратурных каналов обработки, $J_c = 0.5 \sum_{i=1}^K a_i v_i R_i(\tau_i) \cos \varphi_i$ и $J_s = 0.5 \sum_{i=1}^K a_i v_i R_i(\tau_i) \sin \varphi_i$ — помеховые составляющие на входе квадратурных каналов обработки, обусловленные взаимными помехами. $v_i = d_i/d_0$ в нашем случае можно рассматривать как случайные величины, принимающие значения -1 и 1 с вероятностями $p_1 = p_{-1} = 0.5$.

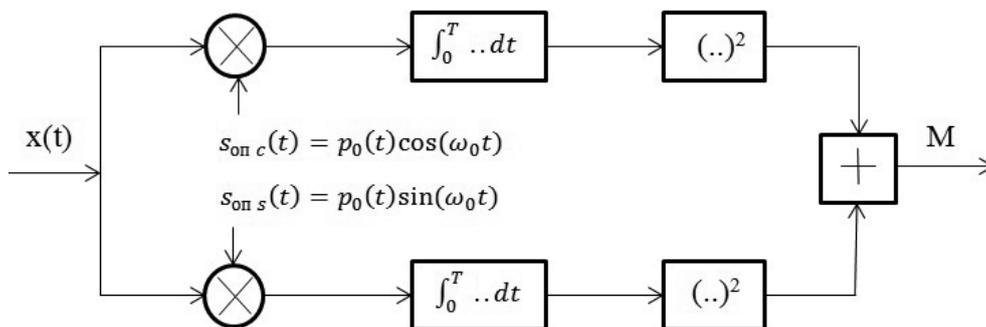


Рис. 1 Структурная схема корреляционного квадратурного приемника

$R_i(\tau_i) = \int_0^T p^{(0)}(t)p^{(i)}(t - \tau_i)dt$ — взаимно-корреляционная функция (ВКФ) ПСП полезного и i -го мешающего сигналов. В дальнейшем будем полагать, что имеет место наиболее интересный для практики случай, когда имеются только фазовые искажения, а $\tau_i = 0$. В этом случае ВКФ для ПСП типа М-последовательностей, широко использующихся при формировании ФМШПС, можно положить равной $R_i = T / \sqrt{L}$ [1].

$N_c = \int_0^T p^{(0)}(t)n(t) \cos(\omega_0 t)dt$ и $N_s = \int_0^T p^{(0)}(t)n(t) \times \sin(\omega_0 t)dt$ — шумовые составляющие на выходе квадратурных каналов, представляющие некоррелированные между собой нормальные случайные величины с нулевыми средними значениями и дисперсиями $\sigma_{ш}^2 = N_0 T / 4$.

2. АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим подробнее выражение для выходного эффекта приемника обнаружения (5). Проводя нормировку выходного эффекта на корень из дисперсии шумовых составляющих $\sigma_{ш}^2 = N_0 T / 4$, нетрудно получить выражение, определяющее алгоритм формирования выходного эффекта

$$\hat{M}(T) = \frac{M(T)}{\sqrt{N_0 T / 4}} = \left(x \sqrt{Q_{\phi_0}} \cos \varphi_0 + \right. \\ \left. + (1 / \sqrt{L}) \sum_{i=1}^K v_i x_i \sqrt{Q_{\phi_i}} \cos \varphi_i + \hat{N}_c \right)^2 + \\ + \left(x \sqrt{Q_{\phi_0}} \sin \varphi_0 + (1 / \sqrt{L}) \sum_{i=1}^K v_i x_i \sqrt{Q_{\phi_i}} \times \right. \\ \left. \times \sin \varphi_i - \hat{N}_s \right)^2. \quad (6)$$

В (6) \hat{N}_c и \hat{N}_s некоррелированные между собой нормированные случайные величины с нормальным законом распределения, нулевым средним и единичной дисперсией. $x = a / \sigma_a$ и $x_i = a_i / \sigma_{ai}$ — нормированные на среднеквадратические отклонения флуктуационных составляющих значения амплитуд полезного и i -го мешающего сигналов; $Q_{\phi_0} = \sigma_{a_0}^2 T / N$ и $Q_{\phi_i} = \sigma_{ai}^2 T / N_0$ — отношения сигнал-шум и помеха-шум для флуктуирующих составляющих полезного и i -го мешающего сигналов.

В соответствии с (2) плотность распределения величин x , φ_0 и x_i , φ_i принимает вид

$$W(\vec{x}, \vec{\varphi}) = \frac{x}{2\pi} \exp \left(- \frac{x^2 + \gamma^2 - 2xy \cos \varphi_0}{2} \right) \times \\ \times \prod_{i=1}^K \frac{x_i}{2\pi} \exp \left(- \frac{x_i^2 + \gamma_i^2 - 2x_i y_i \cos \varphi_i}{2} \right), \quad (7)$$

где $\vec{x} = \{x, x_1, \dots, x_K\}$, $\vec{\varphi} = \{\varphi, \varphi_1, \dots, \varphi_K\}$, $\gamma = a_0 / \sigma_a$, $\gamma_i = a_{0i} / \sigma_{ai}$ — коэффициенты, характеризующие отношения регулярных составляющих амплитуд к среднеквадратичным отклонениям их флуктуирующих составляющих для полезного и i -го помехового сигналов.

3. СХЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ

В соответствии с выражением (7) обобщенная блок-схема алгоритма моделирования квадратурного корреляционного обнаружителя ФМШПС, работающего в условиях взаимных помех и шумов аппаратуры, представлена на рис. 2.

Исходными данными, задаваемыми в блоке ввода данных, являются база сигнала L , количество воздействующих помех K , отношения сигнал-шум и помеха-шум для флуктуирующих составляющих амплитуд сигналов Q_{ϕ_0} и Q_{ϕ_i} , $i = 1, \dots, K$, величины отношений регулярных составляющих амплитуд к среднеквадратическим отклонениям их флуктуационных составляющих для полезного сигнала $\gamma = a_0 / \sigma_a$ и для помеховых сигналов $\gamma_i = a_{0i} / \sigma_{ai}$, $i = 1, \dots, K$ соответственно.

При формировании нормированных шумовых составляющих \hat{N}_c и \hat{N}_s на выходе квадратурных каналов используются генераторы случайных чисел (ГСЧ), формирующие числа, распределенные по нормальному закону с нулевыми средними значениями и единичными дисперсиями. При формировании помеховых составляющих в квадратурных каналах, определяемых вторыми слагаемыми

в скобках (6) $X = (1 / \sqrt{L}) \sum_{i=1}^K v_i x_i \sqrt{Q_{\phi_i}} \cos \varphi_i$

и $Y = (1 / \sqrt{L}) \sum_{i=1}^K v_i x_i \sqrt{Q_{\phi_i}} \sin \varphi_i$, используют

генераторы пар случайных чисел $\{x_i, \varphi_i\}$, $i = 1, \dots, K$, определяющих совместное распределение амплитуд и фаз для каждого помехового сигнала

$$W(x_i, \varphi_i) = \frac{x_i}{2\pi} \exp \left(- \frac{x_i^2 + \gamma_i^2 - 2x_i y_i \cos \varphi_i}{2} \right), \quad (8) \\ i = 1, \dots, K.$$

При построении генератора пар случайных чисел $\{x_i, \varphi_i\}$ использовался метод ступенчатой аппроксимации [4], при котором область изменения переменных $0 \leq x_i < \infty$, $0 \leq \varphi_i \leq 2\pi$ заменялась на $0 \leq x_i \leq x_{i\max}$, $0 \leq \varphi_i \leq 2\pi$, где $x_{i\max}$ определяется из условия

$$\int_{x_{i\max}}^{\infty} x_i e^{-\frac{x_i^2 + \gamma_i^2}{2}} I_0(x_i \gamma_i) dx_i \leq \Delta p_i. \quad (9)$$

$\Delta p_i = p(x_i > x_{i\max})$ — вероятность того, что x_i принимает значения большие $x_{i\max}$, является малой величиной определяемой заранее. В дальнейшем полагается $\Delta p_i = 10^{-6}$.

Поверхность $W(x_i, \varphi_i)$ заменяется совокупностью параллелепипедов с высотами $h_i^{(n,m)} = W(x_i^{(n)}, \varphi_i^{(m)})$, определяемыми в точках $x_i^{(n)} = n\Delta x_i$, $\varphi_i^{(m)} = m\Delta \varphi_i$, где n и m — целые числа, изменяющиеся в пределах $0 \leq n \leq N$, $0 \leq m \leq M$, $N = x_{i\max} / \Delta x_i$ — число точек вдоль оси x_i , равностоящих друг относительно друга на интервал Δx_i , а $M = 2\pi / \Delta \varphi_i$ — число точек вдоль оси φ_i , равностоящих друг относительно друга на интервал $\Delta \varphi_i$.

Сигнальные составляющие $S_c = x\sqrt{Q_{\varphi_0}} \cos \varphi_0$ и $S_s = x\sqrt{Q_{\varphi_0}} \sin \varphi_0$ формируются с помощью генератора пар случайных чисел $\{x, \varphi_0\}$, область изменения которых $0 \leq x \leq x_{\max}$, $0 \leq \varphi_0 \leq 2\pi$ определяется из условия, аналогичного (9) заданием вероятности $\Delta p = p(x > x_{\max})$.

При моделировании с использованием формируемого выходного эффекта (6) и сравнением его с порогом $\hat{M}_{\varphi} = -2 \ln F$, зависящим от вероятности ложной тревоги F и уровня внутренних шумов аппаратуры, проводится обработка результатов и оценка вероятностей правильного обнаружения.

4. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При проведении численного эксперимента по приему ФМШПС в условиях взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры в каждой параметрической точке проводилось 100 серий по 10000 измерений, на основании которых оценивались вероятности правильного обнаружения: их средние значения [5]

$$\langle D \rangle = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_i \quad (10)$$

и дисперсии

$$\sigma_D^2 = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_i^2 \right) - \langle D \rangle^2. \quad (11)$$

В (10) и (11) D_i — оценка вероятности правильного обнаружения ФМШПС, проведенная на основании измерений одной серии.

При проведении моделирования предполагалось, что отношения помеха-шум и отноше-

ния регулярных составляющих амплитуд к среднеквадратичным отклонениям их флуктуирующих составляющих для помеховых сигналов одинаковы, то есть $Q_{\varphi_1} = \dots = Q_{\varphi_K} = Q_{\varphi_n}$ и $\gamma_1 = \dots = \gamma_K = \gamma_n$.

База сигнала полагалась равной $L = 127$. На рис. 3—5 представлены зависимости среднего значения оценки вероятности правильного обнаружения $\langle D \rangle$, как функции отношения сигнал-шум для флуктуирующей составляющей амплитуды сигнала Q_{φ_0} при различных значениях коэффициентов $\gamma = a_0 / \sigma_a$ для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-4}$. Кривые, приведенные на рис. 3 получены при отсутствии помех, то есть при $K = 0$, на рис. 4 — при $K = 3$ и на рис. 5 — при $K = 10$. На рис. 6 приведены результаты зависимостей $\langle D \rangle$ от Q_{φ_0} при различных γ для вероятности ложной тревоги $F = 10^{-2}$. На всех рисунках кривые 1 (штрих-пунктир) соответствуют $\gamma = 0$, кривые 2 (точечные) — $\gamma = 0.5$, кривые 3 (пунктир) — $\gamma = 3$ и кривые 4 (сплошные) — $\gamma = 5$.

Как следует из хода кривых, вероятность правильного обнаружения $\langle D \rangle$ возрастает с увеличением регулярной составляющей полезного сигнала (с увеличением γ) при неизменных остальных параметрах, так как увеличение регулярной составляющей приводит к увеличению отношения сигнал-шум. Действительно,

$$Q = \frac{a_0^2 + \sigma_a^2}{N_0} T = (\gamma^2 + 1) Q_{\varphi_0} \approx \begin{cases} Q_{\varphi_0}, & \gamma \ll 1; \\ \gamma^2 Q_{\varphi_0}, & \gamma \gg 1. \end{cases}$$

Увеличение количества воздействующих взаимных помех приводит к уменьшению отношения сигнал-(помеха + шум) по сравнению с отношением сигнал-шум при отсутствии помех, что и вызывает уменьшение вероятности правильного обнаружения.

Сравнение зависимостей, приведенных на рис. 4 и 6 показывает, что уменьшение $\langle D \rangle$ наблюдается также с уменьшением вероятности ложной тревоги F . Действительно, уменьшение F требует увеличения величины «порога».

Относительная погрешность оценки вероятности правильного обнаружения $\sigma_D / \langle D \rangle$ не превышает значения $3 \cdot 10^{-3}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны алгоритмы функционирования квадратурного корреляционного приемника

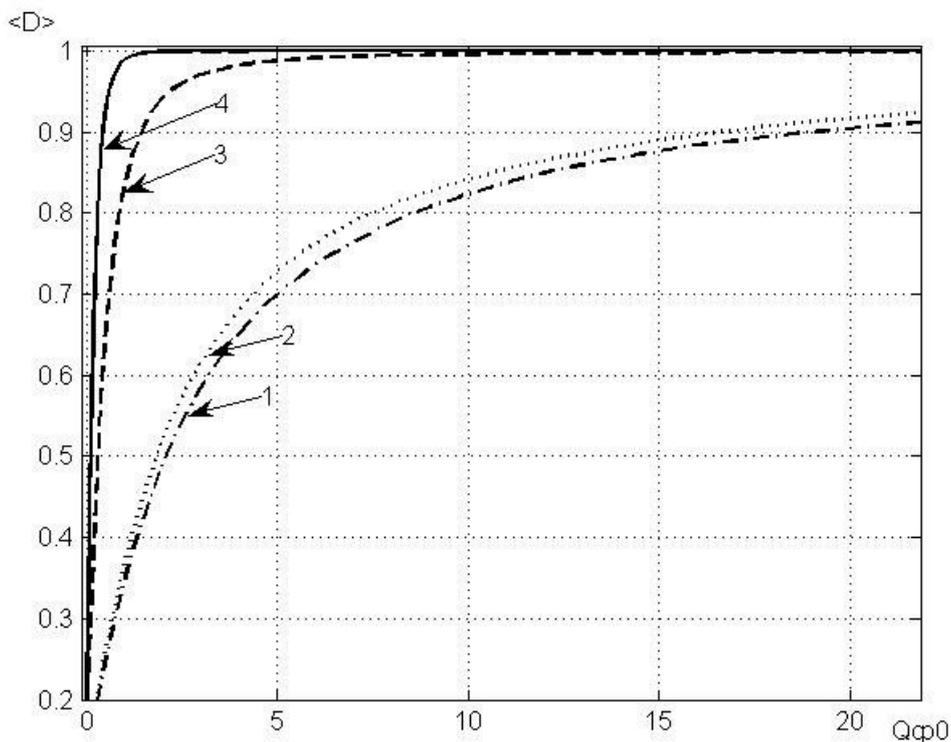


Рис. 3. Зависимость $\langle D \rangle$ сигнала от отношения сигнал-шум $Q_{\phi 0}$ для флуктуационной составляющей амплитуды без воздействия помех при $F = 10^{-4}$

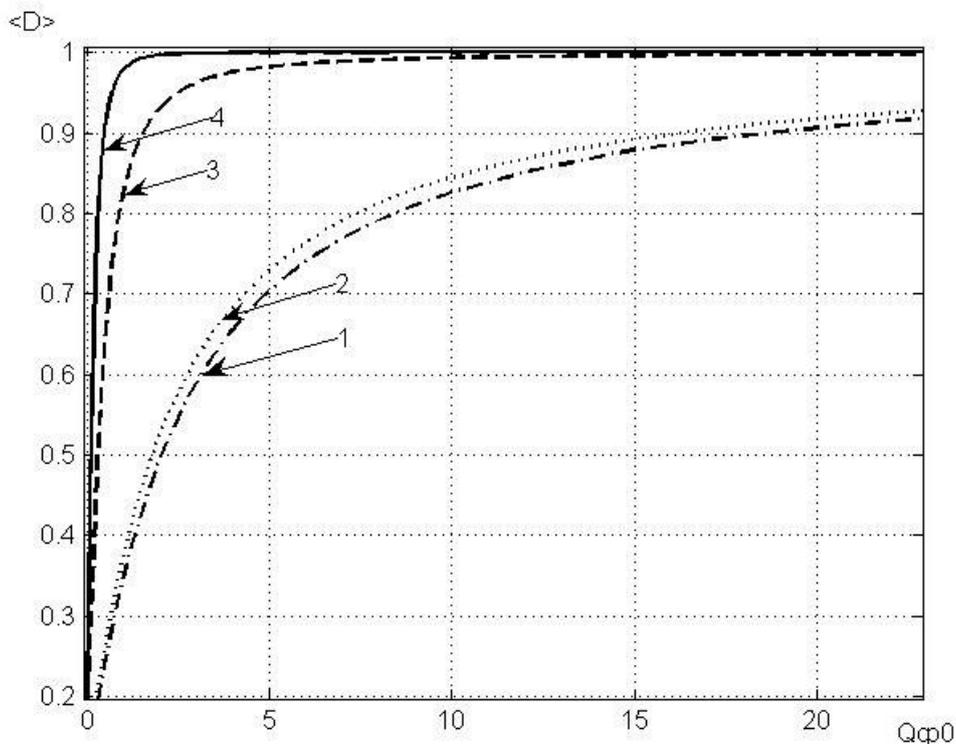


Рис. 4. Зависимость $\langle D \rangle$ сигнала от отношения сигнал-шум $Q_{\phi 0}$ для флуктуационной составляющей амплитуды при воздействии трех помех при $F = 10^{-4}$

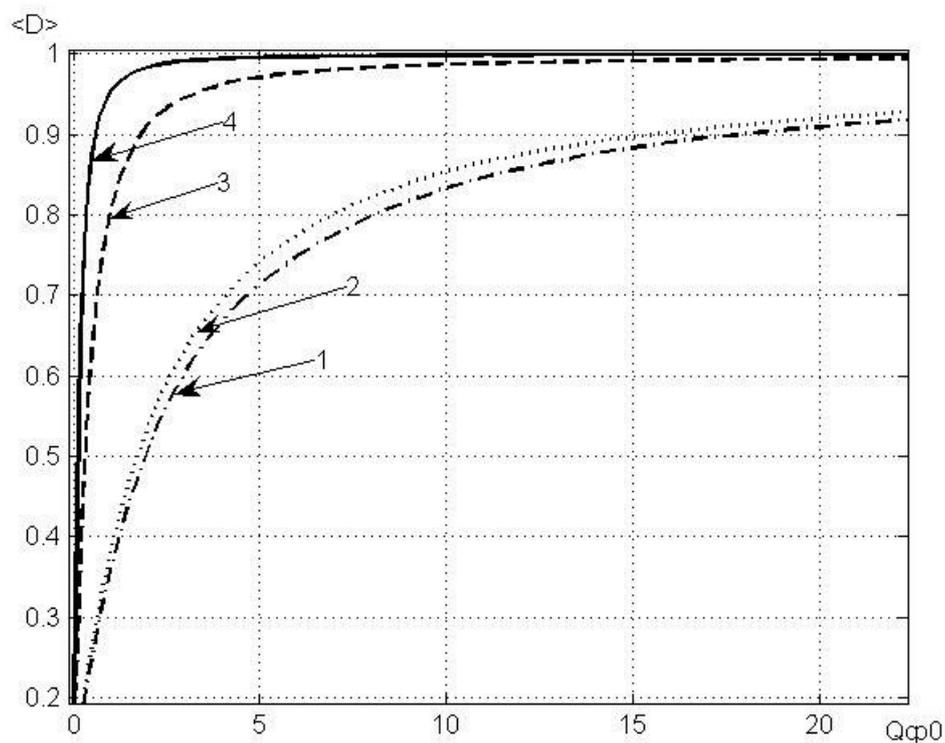


Рис. 5. Зависимость $\langle D \rangle$ сигнала от отношения сигнал-шум $Q_{\phi 0}$ для флуктуационной составляющей амплитуды при воздействии 10 помех при $F = 10^{-4}$

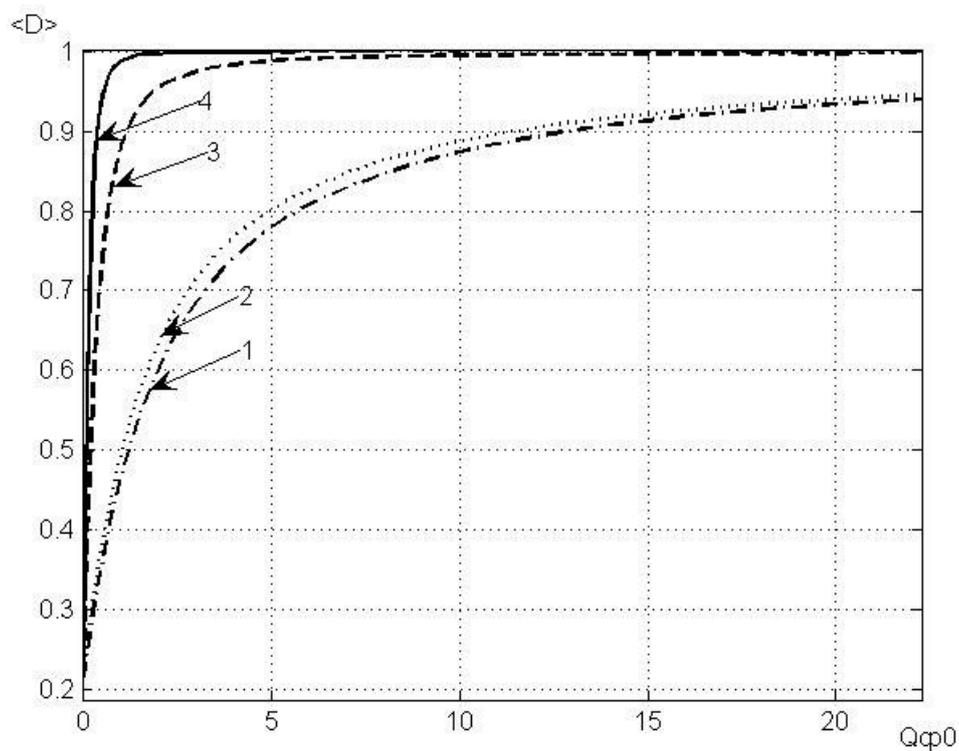


Рис. 6. Зависимость $\langle D \rangle$ сигнала от отношения сигнал-шум $Q_{\phi 0}$ для флуктуационной составляющей амплитуды при воздействии трех помех при $F = 10^{-2}$

при обнаружении ФМШПС на фоне взаимных помех и внутренних шумов аппаратуры, на основании которых методом статистического моделирования получены оценки вероятности правильного обнаружения ФМШПС при различных априорных сведениях и параметрах полезного и помеховых сигналов.

Полученные результаты показывают, что предложенные алгоритмы позволяют оценивать эффективность приема ФМШПС для необходимых практически важных ситуаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев,

Нахмансон Г. С., доктор технических наук, профессор кафедры электроники Воронежского государственного университета

Тел. 8 (4732) 264483

E-mail: kig28@mail.ru

Козлов С. В., магистрант кафедры электроники Воронежского государственного университета

Тел. 8(980)5429701

E-mail: serg_master_x@mail.ru

Н. П. Мухин, Г. С. Нахмансон; Под ред. Борисова. — М.: Радио и связь, 2003. — 640 с.

2. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин — М.: Радио и связь — 1985. — 384 с.

3. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов — М.: Советское радио, 1966. — 679 с.

4. Быков В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков — М.: Советское радио, 1971. — 328 с.

5. Нахмансон Г. С., Стародубцева Е. А. Моделирование приема фазоманипулированного широкополосного сигнала корреляционным приемником в информационном канале систем радиосвязи в условиях взаимных помех / Г. С. Нахмансон, Е. А. Стародубцева // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2008, № 1.

Nakhmanson G. S., doctor of technical sciences, Professor, Department of Electronics, Voronezh state university

Tel. 8 (4732) 264483

E-mail: kig28@mail.ru

Kozlov S. V., undergraduate student, Department of Electronics, Voronezh state university

Tel. 8(980)5429701

E-mail: serg_master_x@mail.ru