

Повышение помехоустойчивости систем передачи данных фазоманипулированными шумоподобными сигналами в условиях действия помех с различной спектральной структурой на основе целенаправленной модификации спектра сигнала

Агеев Ф.И.*, Вознюк В.В., Худик М.Ю.

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

**e-mail: fedor_a77@bk.ru*

Статья поступила 01.06.2021

Аннотация

В статье рассмотрен способ повышения помехоустойчивости систем передачи данных фазоманипулированными (ФМн) шумоподобными сигналами (ШПС) в условиях действия помех с различной спектральной структурой, основанный на рациональном выборе структуры псевдослучайной последовательности (ПСП). В качестве таких помех рассматриваются случайные процессы (шумы) с различной мощностью (дисперсией), значением центральной (несущей) частоты и формой (шириной) спектра. Разработанный способ повышения помехоустойчивости указанных систем базируется на целенаправленном выборе такой временной структуры ПСП, используемой для расширения спектра сигнала, которая приводит к максимальным различиям в спектрах сигнала и помехи. Применение данного способа на практике позволит повысить отношение сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра и тем самым снизить вероятность битовой ошибки. На основе полученных теоретических результатов сформулированы выводы и

рекомендации к способам адаптивной (к складывающейся помеховой обстановке) модификации временной структуры ПСП, предлагаемым для использования в современных высоко помехоустойчивых системах связи и передачи информации ФМн ШПС.

Ключевые слова: шум, помехи, помехоустойчивость, сложные сигналы, псевдослучайная последовательность, импульсно-кодовая последовательность, согласованный фильтр, генератор псевдослучайной последовательности.

Введение

Одним из основных способов борьбы с различными по структуре узкополосными помехами является применение систем передачи данных со сложными ШПС, реализованными на основе псевдослучайной перестройки рабочей частоты или фазы несущей [13]. Мощность узкополосных помех может при этом многократно превышать среднюю мощность самих ШПС, но не будет приводить к существенному снижению качества передачи данных. Для обеспечения требуемого уровня помехоустойчивости в условиях действия мощных узкополосных помех целесообразно использовать ШПС с большими или даже сверхбольшими базами (под базой в статье понимается количество импульсов манипуляции в ПСП за время передачи одного бита информации). Однако рост базы сигналов не может быть беспредельным, и, как правило, ограничен возможностью аппаратной реализации генератора расширяющей спектр сигнала ПСП и соответствующему ей согласованному фильтру или жесткими требованиями к занимаемой сигналом полосе частот [14]. Поэтому, с учетом названных ограничений, актуальной является задача

повышения уровня помехоустойчивости систем передачи данных с ШПС к помехе с известной спектральной характеристикой на основе целенаправленного выбора (модификации) временной структуры самой ПСП, а, следовательно и ее спектра, для заданной величины базы сигнала и занимаемой им полосы частот [1-7].

Увеличение уровня помехоустойчивости систем передачи данных с ШПС на основе целенаправленной модификации структуры ПСП основано на следующих доказанных утверждениях [8-10]:

1. Спектральная плотность мощности наиболее опасной шумоподобной помехи (т.е. приводящей к минимизации отношения сигнал/помеха на выходе согласованного фильтра) совпадает по форме со спектральной плотностью мощности полезного сигнала, и наоборот, чем больше различий в форме спектра помехи и сигнала, тем меньшее мешающее воздействие будет оказывать данная помеха на сигнал на выходе согласованного фильтра.

2. Спектральная плотность мощности широкополосного сигнала типа ФМн ШПС, сформированного на основе псевдослучайной перестройки фазы, определяемая как преобразование Фурье от автокорреляционной функции данного сигнала, будет зависеть, в том числе, и от временной структуры ПСП, используемой для расширения спектра этого сигнала.

Учитывая данные утверждения можно сформулировать гипотезу о влиянии временной структуры ПСП на помехоустойчивость систем передачи данных использующих ФМн ШПС в условиях действия произвольных шумовых помех.

Таким образом, целью данного исследования является оценка характера и степени влияния на помехоустойчивость систем передачи данных ФМн ШПС

временной структуры ПСП в условиях воздействия помех с различной спектральной структурой и другими параметрами, а также разработка общих рекомендаций по способам повышения помехоустойчивости таких систем передачи данных на основе выбора рациональной структуры ПСП.

Математическая модель процесса функционирования системы передачи данных фазоманипулированными широкополосными шумоподобными сигналами в условиях действия помех с различной спектральной структурой

Представим математическую модель ФМн ШПС в виде [15]:

$$S(t) = \sqrt{2P_S} \cdot b(t) \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где P_S – мощность сигнала;

$p(t) \in (-1; 1)$ – двоичная импульсно-кодовая последовательность (ИКП) (в частном случае может также называться псевдослучайной импульсной последовательностью (ПСП)) с длительностью импульса – τ_p , используемая для расширения спектра сигнала;

$b(t) \in (-1; 1)$ – информационная импульсная последовательность с длительностью информационного импульса – T_b ;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклическая несущая частота сигнала;

φ_0 – начальная фаза сигнала.

Определим функцию одиночного импульса произвольной длительности τ , как

$$s_\tau(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } t \leq \tau \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (2)$$

Кроме того, определим структуру ПСП, как множество

$$A = \{a_i: i = 1 \dots n\}, a_i \in (-1; 1). \quad (3)$$

Тогда для $t \leq T_b$ математическая модель сигнала может быть представлена в ином виде

$$S_{T_b}(t) = \pm \sqrt{2P_S} \cdot \left(\sum_{i=1}^n a_i \cdot s_{\tau_p}(t - i \cdot \tau_p) \right) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4)$$

где $S_{T_b}(t) = S(t|t \leq T_b)$.

Автокорреляционная функция такого сигнала (4) с учетом (2) и (3) может быть определена в соответствии со следующим выражением:

$$K_S(\tau) = \frac{2P_S}{T_b} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n a_i \cdot a_j \cdot \int_0^{T_b} s_{\tau_p}(t - i \cdot \tau_p) \cdot s_{\tau_p}(t + \tau - j \cdot \tau_p) \times \\ \times \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_0 \tau + \varphi_0) dt. \quad (5)$$

Учитывая, что $\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_0 \tau + \varphi_0) = \frac{1}{2} [\cos(2\omega_0 t + \omega_0 \tau + 2\varphi_0) + \cos(\omega_0 \tau)]$, а также тот факт, что интегралом от высокочастотной составляющей $\cos(2\omega_0 t + \omega_0 \tau + 2\varphi_0)$ можно пренебречь, последнее выражение перепишем в следующем виде:

$$K_S(\tau) \approx \frac{P_S n}{T_b} \cos(\omega_0 \tau) \sum_{k=1}^n A_k \cdot r(\tau - k \cdot \tau_p), \quad (6)$$

где

$$A_k = \frac{1}{n} \sum_{i=k+1}^n a_i \cdot a_{i-k}, \quad (7)$$

$$r(\tau - k \cdot \tau_p) = \int_0^{T_b} s_{\tau_p}(t - k \cdot \tau_p) \cdot s_{\tau_p}(t + \tau - k \cdot \tau_p) dt. \quad (8)$$

Множитель $\cos(\omega_0 \tau)$ в (6) в дальнейших рассуждениях можно не учитывать, так как данная операция соответствует переносу спектра огибающей (9) с нулевой

частоты на несущую частоту – ω_0 . Таким образом, вместо (6) далее будем рассматривать следующее выражение:

$$K_{0s}(\tau) = \frac{P_{Sn}}{T_b} \sum_{k=1}^n A_k \cdot r(\tau + k \cdot \tau_p). \quad (9)$$

Поэтому в дальнейшем проанализируем свойства и характер поведения именно низкочастотной огибающей автокорреляционной функции рассматриваемого сложного сигнала (4).

В соответствии с [16], в частотной области спектральная плотность мощности (далее спектр) огибающей автокорреляционной функции рассматриваемого сигнала (4) можно представить в следующем виде

$$W_s(f) = \frac{P_{Sn}}{2T_b} S_0(f) \cdot \sum_{k=1}^n A_k \cdot e^{-2\pi J(k-1)\tau_p f}, \quad (10)$$

где $S_0(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) e^{-2\pi J\tau f} d\tau = \left[\int_{-\infty}^{\infty} s_{\tau_p}(t) e^{-2\pi Jt f} dt \right]^2$.

Для прямоугольной формы импульса (2)

$$S_0(f) = \tau_p^2 \left(\frac{\sin(\pi\tau_p f)}{\pi\tau_p f} \right)^2. \quad (11)$$

С учетом (11) выражение (10) запишем в окончательном виде, как

$$W_s(f) = \frac{P_S \tau_p^2 n}{2T_b} \left(\frac{\sin(\pi\tau_p f)}{\pi\tau_p f} \right)^2 \cdot \sum_{k=1}^n A_k \cdot e^{-2\pi J(k-1)\tau_p f}. \quad (12)$$

Предположим, что форма импульса (12) не меняется, тогда на (10) будет оказывать существенное влияние множество a_i , однако, меняя последовательность $a_i = \pm 1$ в множестве $A = \{a_i : i = 1 \dots n\}$, без изменения количества элементов в множестве A , также можно изменить спектральную плотность (12). Оценим характер такого влияния для трех разных вариантов формирования ИКП A_1, A_2, A_3 , путем

распределения фиксированного количества - n элементов a_i в множестве A .

Варианты таких ИКП представлены на рис. 1.

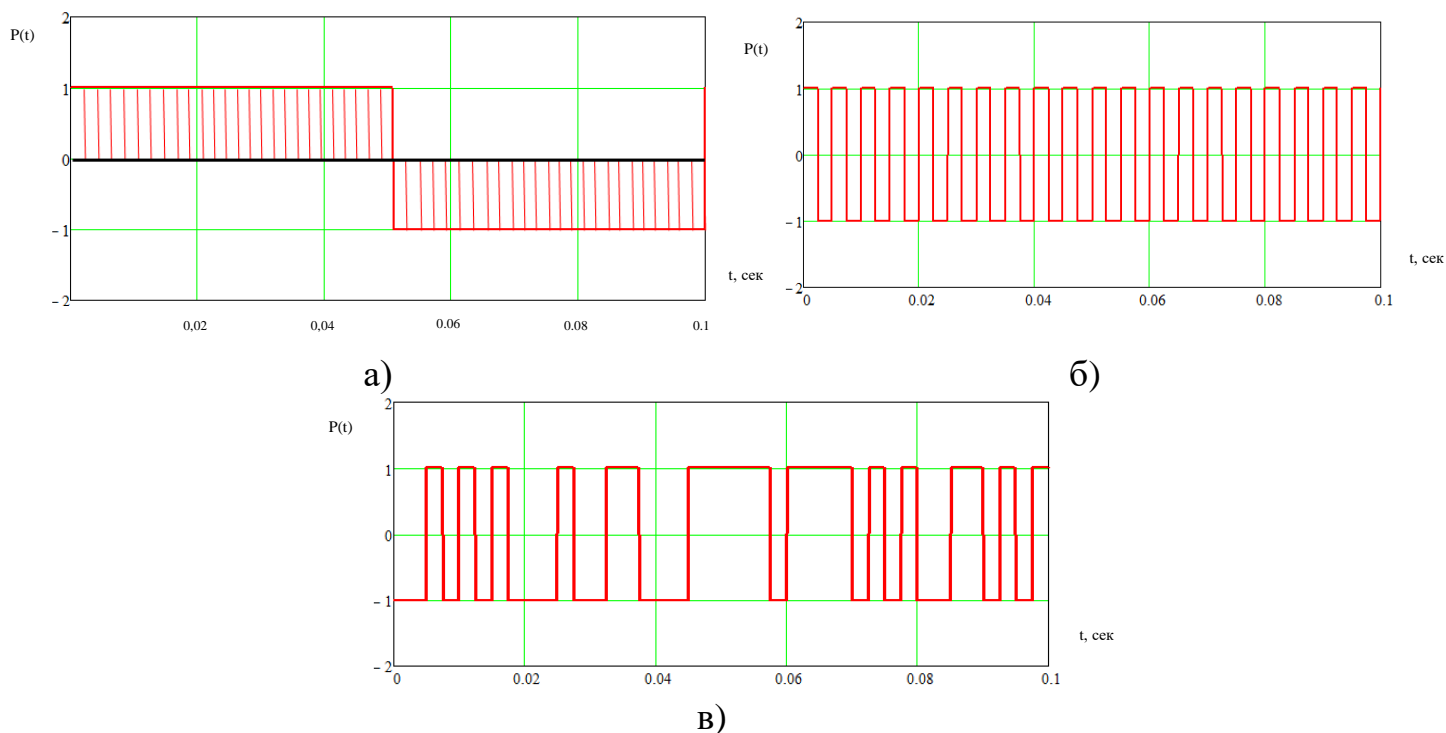


Рис. 1. Варианты импульсно-кодовых последовательностей
а) ИКП № 1; б) ИКП № 2; в) ИКП № 3

Предположим, что для первого варианта первая половина элементов множества A_1 , принимают значения $a_{i1} = +1, i1 \in 0 \dots \frac{n}{2} - 1$, а вторая половина принимают значения $a_{i2} = -1, i2 \in \frac{n}{2} \dots n$, вид такой ИКП №1 представлен на графике рис. 1 (а), здесь стоит отметить, что ИКП №1 является вырожденным случаем, так как при сохранении равенства энергий сигнала, она расширяет его спектр только в два раза, формируя при этом узкополосный сигнал, отстроенный по частоте от помехи.

Для второго варианта задана кодовая последовательность A_2 , в виде регулярной знакопеременной последовательности, где $a_i = (-1)^i, i \in 0 \dots n - 1$, изображение фрагмента соответствующей рассматриваемой кодовой последовательности A_2 ИКП № 2 приведено на рис. 1 (б)

Для третьего варианта задана кодовая последовательность A_3 , в виде знакопеременной M -последовательности длиной в те же n символов. Изображение фрагмента соответствующей ИКП № 3 в виде M -последовательности приведено на рис. 1 (в).

Нормированные автокорреляционные функции ИКП № 1, 2 могут быть записаны следующим образом

$$\mathbf{R}_{p1}(t-s) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} p_1(\tau+t)p_1(\tau+s)d\tau = \begin{cases} \frac{T_b-3|t-s|}{T_b}, & |t-s| < \frac{T_b}{2} \\ \frac{2|t-s|-T_b}{2T_b} - \frac{1}{2}, & \frac{T_b}{2} \leq |t-s| < T_b \\ 0, & |t-s| \geq T_b \end{cases}, \quad (13)$$

$$\mathbf{R}_{p2}(t-s) = \begin{cases} F(u(t-s)) - 2 \frac{F(u(|t-s|+\frac{\tau_n}{2})) + F(u(t-s))}{\tau_n} \text{mod}_{\frac{\tau_n}{2}}(|t-s|), & \text{mod}_{\tau_n}(|t-s|) < \frac{\tau_n}{2} \\ 2 \frac{F(u(|t-s|+\frac{\tau_n}{2})) + F(u(t-s))}{\tau_n} \text{mod}_{\frac{\tau_n}{2}}(|t-s|) - F(u(t-s)), & \frac{\tau_n}{2} \leq \text{mod}_{\tau_n}(|t-s|) < \tau_n \\ 0, & |t-s| \geq T_b \end{cases} \quad (14)$$

где $F(x) = \frac{T_b-|x|}{T_b}$; $u(x) = \left\lfloor \frac{2|x|}{\tau_n} \right\rfloor \cdot \frac{\tau_n}{2}$; $\text{mod}_x(y) = y - \left\lfloor \frac{y}{x} \right\rfloor \cdot x$ – остаток от деления $\frac{y}{x}$;

$\lfloor x \rfloor$ – целая часть x .

Нормированная автокорреляционная функция M -последовательности с числом элементов B , рассмотренная в третьем варианте (ИКП №3), имеет вид [16],

$$\mathbf{R}_{p3}(t-s) = E\{p_3(t)p_3(s)\} = \begin{cases} 1 - \frac{|t-s|(B+1)}{B\tau_n}, & |t-s| < \tau_n \\ -\frac{1}{B}, & |t-s| \geq \tau_n \end{cases} \quad (15)$$

Графики автокорреляционных функций при фиксированных значениях n для трех вариантов ИКП представлены на рис. 2.

Известно, что спектральная плотность мощности огибающей сигнала (4) может быть получена произведением спектральных плотностей рассматриваемых кодовых последовательностей и опорного прямоугольного импульса, формирующего финальную ИКП [11,12].

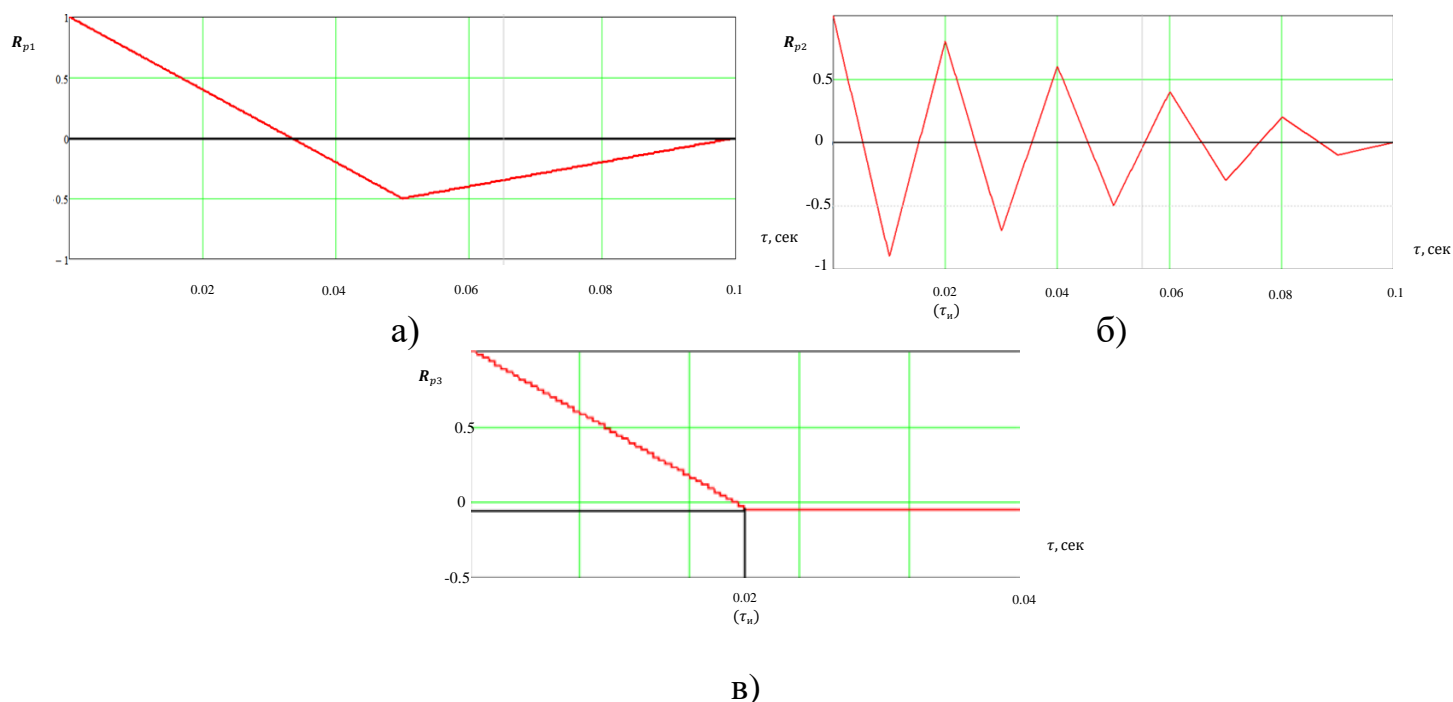


Рис. 2. Графики автокорреляционных функций ИКП
а) ИКП № 1; б) ИКП № 2; в) ИКП № 3

Известно, что спектральная плотность мощности огибающей сигнала (4) может быть получена произведением спектральных плотностей рассматриваемых кодовых последовательностей и опорного прямоугольного импульса, формирующего финальную ИКП [17-20].

Сравнительный анализ спектральных плотностей огибающей ФМн ШПС сформированных на основе ИКП для всех трех рассмотренных вариантов можно сделать с использованием совмещения данных зависимостей в одной координатной плоскости рис. 3. На основании доказанного утверждения 1, приведенного во

введении, следует вывод, что выбирая форму ИКП, и видоизменяя тем самым форму спектра полезного сигнала (без изменения скорости передачи данных и занимаемой полосы частот) можно существенно ослабить действующую узкополосную помеху на выходе согласованного фильтра.

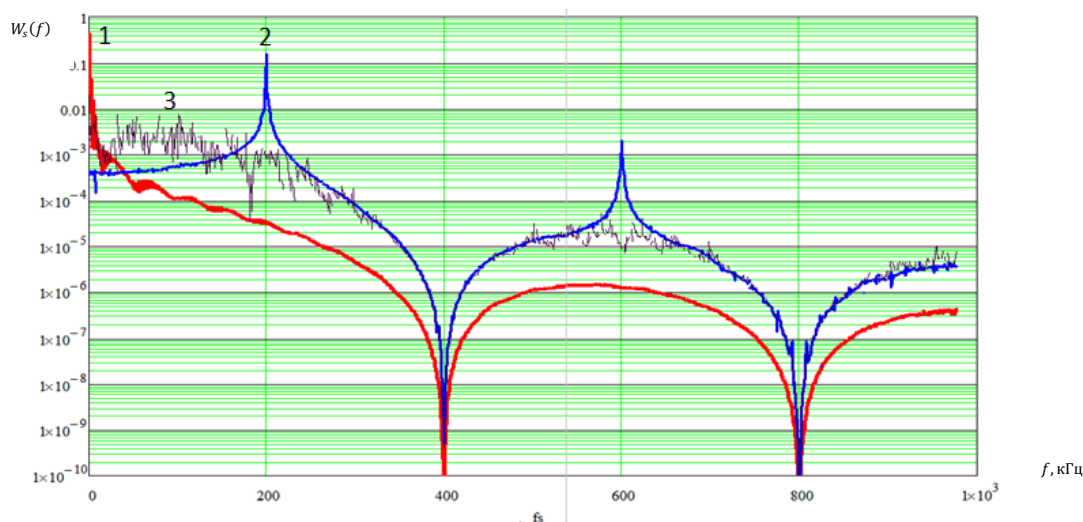


Рис 3. Совместное представление спектральных плотностей огибающих ФМн ШПС для ИКП № 1, 2, 3

Для оценки степени и характера влияния формы спектральной плотности ФМн ШПС на качество передачи данных в условиях действия помех с различной спектральной структурой применим общий методический подход, используемый при оценке средней вероятности ошибки (СВО) на бит информации, разработанный в [15]. При этом рассмотрим следующую модель действующей помехи.

Примем в качестве модели действующей помехи – гауссовую помеху с равномерным ограниченным в пределах заданной полосы частот $\omega \in (\omega_j - \frac{W_j}{2}, \omega_j + \frac{W_j}{2})$ спектром, где ω_j – центральная (несущая) частота данной помехи, а W_j – ширина ее спектра. Варьируя параметром W_j мы можем легко переходить от узкополосной формы помехи (в пределе при $W_j \rightarrow 0$ получим помеху

типа регулярной гармонической несущей на частоте ω_J), к широкополосной нерегулярной помехи в виде гауссового шума (в пределе при $W_J \rightarrow \infty$ помеху типа белый гауссовый шум). Спектральная плотность мощности такой помехи может быть записана в следующем виде:

$$S_J(\omega) = \begin{cases} \frac{2\pi P_J}{W_1}, & |\omega \pm \omega_J| \leq \frac{W_J}{2} \\ 0, & |\omega \pm \omega_J| > \frac{W_J}{2} \end{cases}, \quad (16)$$

Автокорреляционная функция такой помехи может быть получена из (16) путем обратного преобразования Фурье и представлена следующим образом:

$$R_J(t-s) = E\{J(t)J(s)\} = P_J \frac{\sin\left[\frac{W_J}{2}(t-s)\right]}{\left[\frac{W_J}{2}(t-s)\right]} \cos\left(\omega_J \cdot (t-s)\right). \quad (17)$$

Характер нормированной огибающей автокорреляционной функции (17) показан на рис. 4.

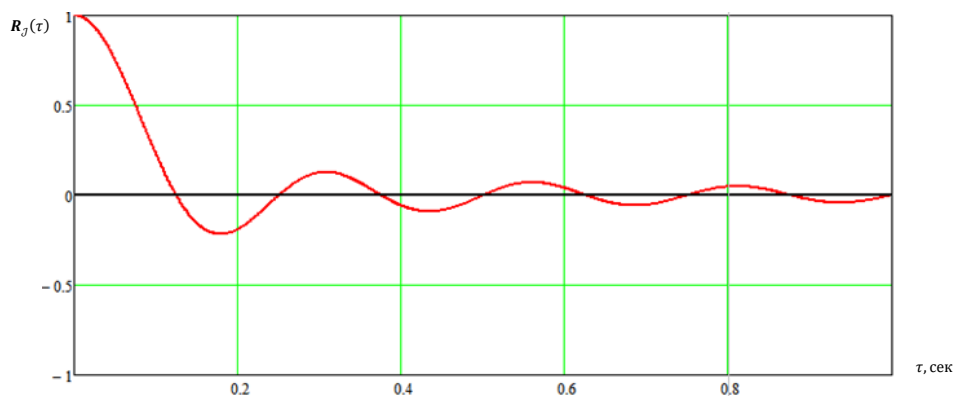


Рис. 4. Вид огибающей автокорреляционной функции гауссовой помехи с равномерным спектром ограниченным в пределах заданной полосы частот

Оценим опасность приведенной выше гауссовой помехи с ограниченным спектром для подавления одного из наиболее помехоустойчивых к традиционным узкополосным шумовым помехам приемников систем передачи данных с ФМн ШПС

при использовании трех типов формирующих сигнал рассмотренных ранее вариантов ИКП № 1, 2, 3 на основании вычисления средней вероятности ошибки (СВО) на бит информации [21-24].

Как показано в [15] оценка СВО на бит информации применительно к рассматриваемым системам передачи данных, может быть получена на основе использования следующего выражения.

$$P_E = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right), \quad (18)$$

где q^2 – отношение сигнал - (шум+помеха), $\operatorname{erfc}(x)$ – дополнительный интеграл ошибок, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$.

Отношение сигнал – (шум+помеха) на выходе согласованного с ФМн ШПС фильтра приемника, как функция от структуры и параметров помехи и сигнала может быть получено на основании следующего выражения [25]

$$q^2(\{P_s, \omega_0, B\}, \{P_j, \omega_j, W_1\}) = \frac{2P_s T_b^2}{N_0 T_b + 2P_j \int_{-T_b}^{T_b} \frac{\sin\left[\frac{W_j}{2}\tau\right]}{\left[\frac{W_j}{2}\tau\right]} \cos(\omega_j \tau) R_{pk}(\tau) [T_b - |\tau|] \cos(\omega_0 \tau) d\tau}, \quad (19)$$

где $R_{pk}(\tau)$ соответствуют полученным ранее выражениям (13), (14), (15).

Пример расчета отношения сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС и вероятности битовой ошибки при воздействии помех с различной спектральной структурой

Проведем анализ зависимости отношения сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС (19) и вероятности битовой ошибки (18) при воздействии помех с различной спектральной структурой под которыми

понимаются гауссовские помехи с различной мощностью и частотными характеристиками, спектр которых имеет равномерное распределение в пределах заданной полосы $(\omega_J - \frac{W_J}{2}; \omega_J + \frac{W_J}{2})$. Прежде всего, нас будет интересовать уровень и характер влияния таких помех на качество принимаемой информации при различных значениях их дисперсий, ширины спектра – W_J и величины расстройки несущих частот помехи и сигнала $\Delta\omega = |\omega_J - \omega_0|$. В ходе вычислений вероятности битовой ошибки и отношения сигнал - (шум+помеха) с использованием выражений (18) и (19), основанных на методах численного интегрирования, фиксировались следующие параметры сигналов и помех: $P_s = P_j$; $\frac{2E}{N_0} = 10$; $T_b = 1$; $\tau_{и} = 0.04$; $B = \frac{T_b}{\tau_{и}} = 25$.

Результаты вычислений для трех различных типов структур импульсно-кодовых последовательностей с автокорреляционными функциями (13), (14) и (15), приведены на рис. 5, 6, 7 и 8.

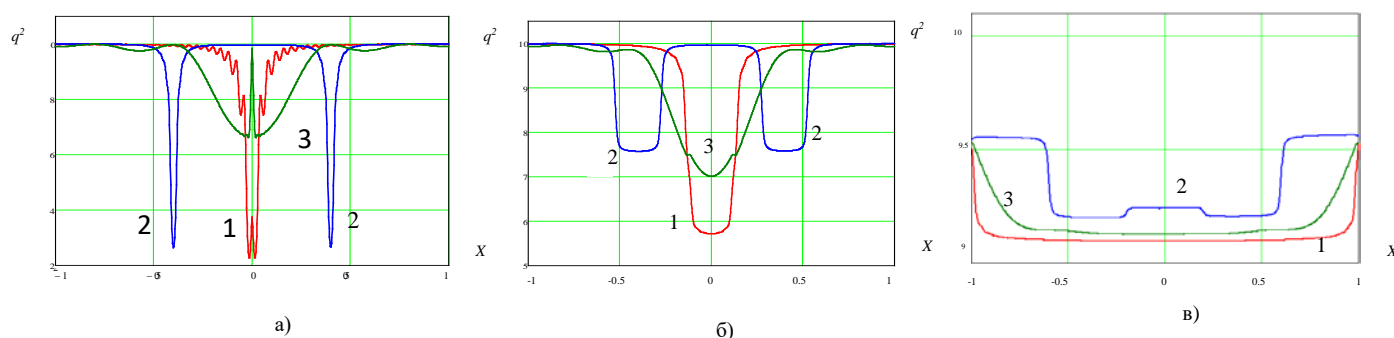


Рис. 5. Отношение сигнал - (шум+помеха) q^2 на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС от величины относительной расстройки $X = \frac{\Delta\omega}{W_s}$ несущих частот помехи и сигнала для разных значений нормированной ширины спектра помехи а) $\frac{W_J}{W_s} = 0$; б) $\frac{W_J}{W_s} = \frac{1}{2}$; в) $\frac{W_J}{W_s} = 2$

Так на рис. 5 показаны зависимости отношения сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС от нормированного, относительно ширины спектра расширенного сигнала $W_s = 2/\tau_n$, значения

$$X = \frac{\Delta\omega}{W_s} - \text{расстройки несущих частот помехи и сигнала для всех трех типов}$$

ИКП, рассмотренных ранее.

На рис. 6 показаны зависимости вероятности битовой ошибки P_E при приеме информации в приемнике ФМн ШПС в условиях действия внутренних шумов и помехи от нормированного значения расстройки несущих частот помехи и сигнала

$$X = \frac{\Delta\omega}{W_s} \text{ для разных значений нормированной ширины спектра помехи } \frac{W_J}{W_s}.$$

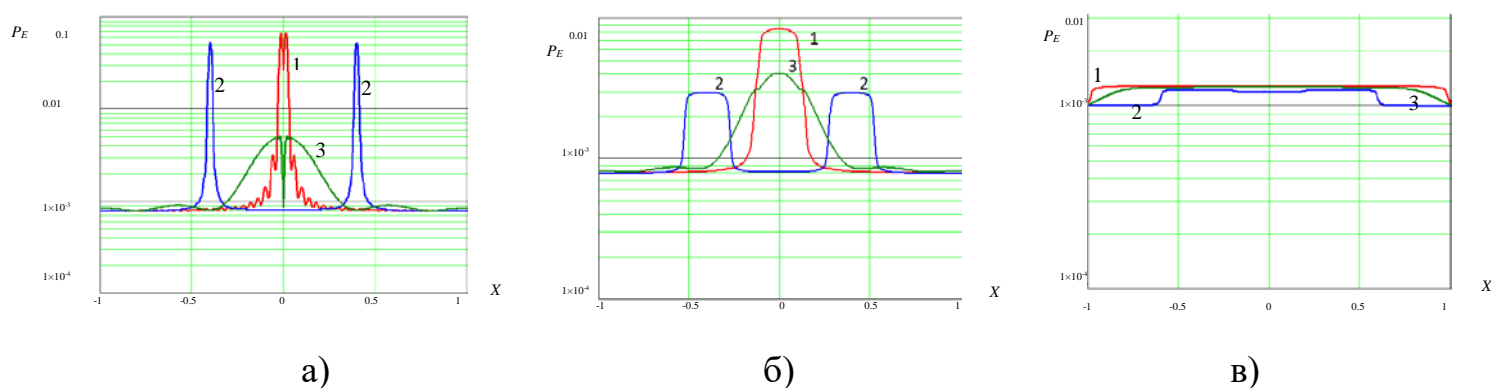


Рис. 6. Вероятность битовой ошибки P_E при приеме информации в приемнике ФМн ШПС от величины относительной расстройки $X = \frac{\Delta\omega}{W_s}$ несущих частот помехи и сигнала для разных значений ширины спектра помехи а) $\frac{W_J}{W_s} = 0$; б) $\frac{W_J}{W_s} = \frac{1}{2}$; в) $\frac{W_J}{W_s} = 2$

На рис. 7 показаны зависимости отношения сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС от величины относительной ширины спектра помехи $Y = \frac{W_J}{W_s}$ при разных значениях нормированной расстройки несущих частот помехи и сигнала $\frac{\Delta\omega}{W_s}$.

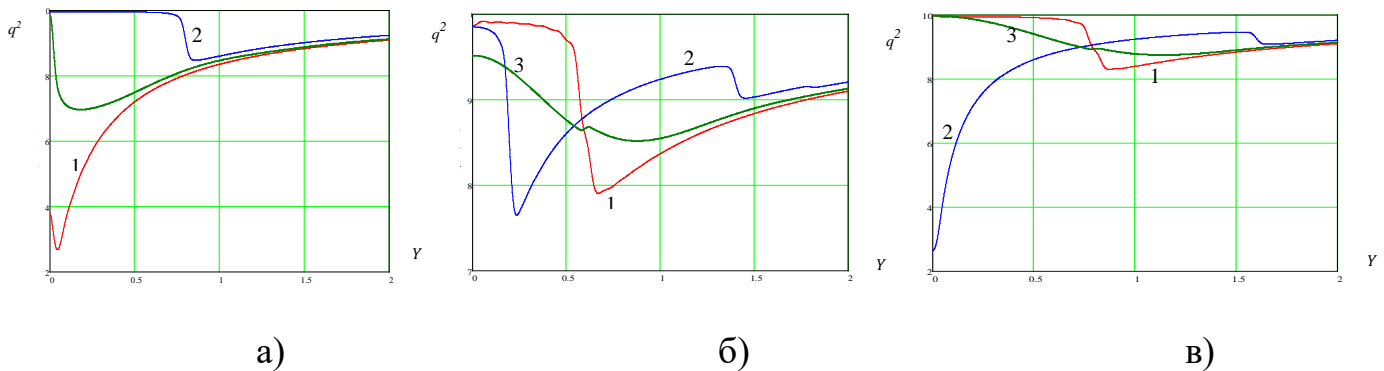


Рис. 7. Отношение сигнал - (шум+помеха) q^2 на выходе согласованного фильтра приемника ФМн ШПС от величины относительной ширины спектра помехи $Y = \frac{3W_J}{W_S}$ при разных значениях расстройки несущих частот помехи и сигнала а) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = 0$; б) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = \frac{1}{2}$; в) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = 2$

На рис. 8 показаны зависимости вероятности битовой ошибки P_E при приеме информации в приемнике ФМн ШПС в условиях действия внутренних шумов и помехи от величины относительной ширины спектра помехи $Y = \frac{W_J}{W_S}$ при разных значениях нормированной расстройки несущих частот помехи и сигнала $\frac{\Delta\omega}{W_S}$.

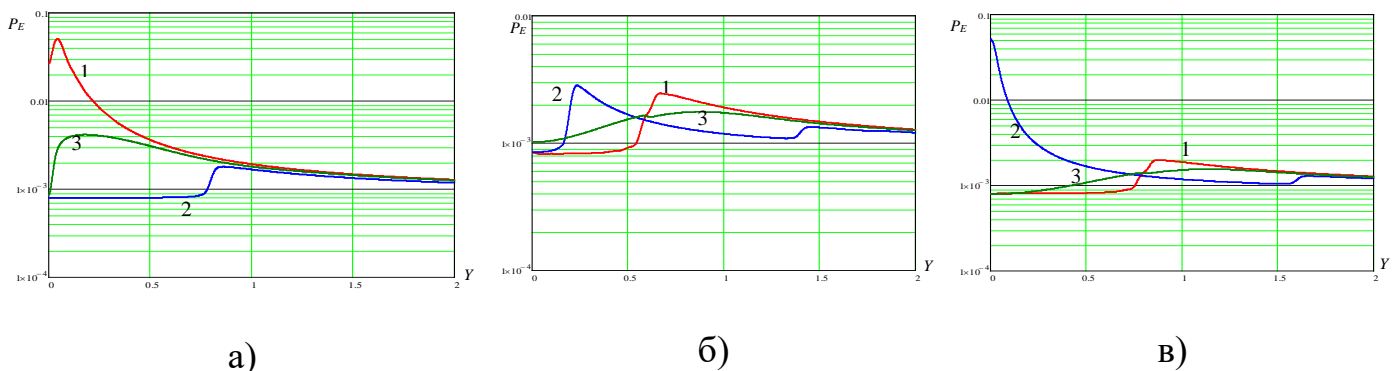


Рис. 8. Вероятность битовой ошибки P_E при приеме информации в приемнике ФМн ШПС от величины относительной ширины спектра помехи $Y = \frac{W_J}{W_S}$ несущих частот помехи и сигнала для разных значений ширины спектра помехи а) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = 0$; б) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = \frac{1}{2}$; в) $\frac{\Delta\omega}{W_S} = 2$

Интерпретации зависимостей представленных на рис.5,6,7,8 должны исходить из того факта, что чем выше значение сигнал - (шум+помеха) на выходе согласованного фильтра приемника, тем выше качество радиосвязи. Исходя из этого,

в случае действия узкополосных и среднеширокополосных помех, качество связи существенно будет зависеть от положения помехи в полосе спектра полезного сигнала и выбранного типа ИКП. Именно это позволяет для каждого конкретного случая выбирать тот тип ИКП, который будет способствовать существенному повышению качества связи и, следовательно, доказывает справедливость утверждения о необходимости своевременной адаптации используемой ИКП применительно к складывающейся сигнально-помеховой обстановке.

Выводы и рекомендации

1. Выбор структуры ПСП (импульсно-кодовой последовательности) при формировании сложного сигнала оказывает значительное влияние на его спектральную характеристику и, следовательно, на уровень помехоустойчивости приемной аппаратуры, построенной на основе использования согласованного фильтра или коррелятора, только при воздействии узкополосных помех (т.е. помех для которых выполняется условие $\left| \frac{W_J}{W_S} \right| < \frac{3}{4}$). При этом по мере возрастания ширины полосы частот (широкополосности) помехи (т.е. величины $\left| \frac{W_J}{W_S} \right| > \frac{3}{4}$) степень влияния, на помехоустойчивость приемника таких сигналов, различий в структуре ПСП уменьшается, а основным фактором становится отношение энергии сигнала к сумме спектральных плотностей мощности внутренних шумов и помех.

2. Наибольшей помехоустойчивостью к воздействию прицельных по несущей частоте сигнала (с допустимой расстройкой $\left| \frac{\Delta\omega}{W_S} \right| \leq \frac{1}{3}$) узкополосных помех

обладает ИКП-2, обеспечивая при этом максимальное превосходство по реализуемому отношению сигнал - (шум+помеха) (для рассматриваемых исходных данных) над ИКП-1 до 4.8 дБ и ИКП-3 до 1.5 дБ (выигрыш по вероятности битовой ошибки до 100 и 6 раз соответственно).

3. Наибольшей помехоустойчивостью к воздействию внеполосных (примыкающим к границам спектра сигнала) узкополосных помех обладает ИКП-1, обеспечивая при этом максимальное превосходство по реализуемому отношению сигнал - (шум+помеха) (для рассматриваемых исходных данных) над ИКП-2 до 4.7 дБ (выигрыш по вероятности битовой ошибки до 60 раз) и над ИКП-3 до 1.9 дБ (выигрыш по вероятности битовой ошибки до 2 раз).

4. Для среднеширокополосных помех (с допустимой широкополосностью $\frac{1}{2} < \left| \frac{W_J}{W_S} \right| \leq \frac{3}{4}$) для разных значений расстройки несущих частот помехи и сигнала $\left| \frac{\Delta\omega}{W_S} \right|$, наиболее помехоустойчивыми являются либо ИКП-1 (для внеполосного подавления) выигрывая у ИКП-2 до 2.2 дБ и до 1 дБ у ИКП-3, либо ИКП-2 (для прицельных по несущей частоте помех) выигрывая у ИКП-1 до 2.3 дБ и до 1.5 дБ у ИКП-3. Сигналы с ИКП-3, применительно к данной ситуации, оказываются всегда хуже по помехоустойчивости, по сравнению с сигналами с другими типами ИКП-1 или -2, при условии правильного выбора между ИКП-1 или ИКП-2.

5. Для широкополосных помех (с широкополосностью $\frac{3}{2} > \left| \frac{W_J}{W_S} \right| > \frac{3}{4}$) для любых значений расстройки несущих частот помехи и сигнала $\left| \frac{\Delta\omega}{W_S} \right|$, наиболее помехоустойчивой является ИКП-2 обеспечивая при этом лишь незначительное преимущество от 0.1 дБ до 0.3 дБ над ИКП-1 и от 0.05 дБ до 0.2 дБ над ИКП-3.

6. В условиях сложной электромагнитной обстановки целесообразно переходить от использования простых режимов передачи данных с фиксированными сигнально-кодowymi конструкциями к режимам с адаптивными протоколами (например протоколы CCSDS – 131). При этом в заголовках протоколов обмена информации в сетях и системах передачи данных необходимо предусмотреть не только сведения о типе и параметрах модуляции и помехоустойчивого кодирования информации, но и о типе и параметрах сигнального кодирования (структуре и параметрах ПСП) для своевременной адаптации каналов передачи данных применительно к действующим помехам с целью снижения их деструктивного влияния.

Библиографический список

1. Вознюк В.В., Куценко Е.В. Помехоустойчивость систем радиосвязи с двоичными фазоманипулированными широкополосными сигналами при воздействии ретранслированных компенсационных помех типа прямой инверсии сигнала // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2018. № 660. С. 44 - 56.
2. Нгуен Ван Зунг. Помехоустойчивость корреляционного приемника сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при наличии ретранслированной помехи // Журнал радиоэлектроники. 2019. № 3. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/4/text.pdf>. DOI: [10.30898/1684-1719.2019.3.4](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.3.4)
3. Агеев Ф.И., Ворона М.С., Звонарев В.В., Попов А.С. Методика расчета помехоустойчивости системы радиосвязи с учетом динамических характеристик случайных замираний сигнала // Радиотехника. 2018. № 5. С. 92 - 99.

4. Харкевич А.А. Борьба с помехами. - М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2009. - 280 с.
5. Куликов Г.В., Нгуен Ван Зунг. Анализ помехоустойчивости приема сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией при воздействии сканирующей помехи // Российский технологический журнал. 2018. Т. 6. № 6. С. 5 - 12. DOI: [10.32362/2500-316X-2018-6-6-5-12](https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-6-5-12)
6. Афонин Г.И., Парамонов И.Ю., Попов А.С. Корректный вывод формул для расчёта помехоустойчивости приёма фазоманипулированного радиосигнала // 21-ая международная конференция «Лазеры. Измерения. Информация-2011»: сборник докладов. - СПб.: СПбГПУ, 2011. Т. 1. С. 209 - 225.
7. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Примеры и задачи по статистической радиотехнике. - М.: Советское радио, 1970. - 600 с.
8. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. - М.: Советское радио, 1970. - 376 с.
9. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
10. Томаси У. Электронные системы связи. - М.: Техносфера, 2007. - 1360 с.
11. Кантора Л.А. Спутниковая связь и вещание: справочник. - М.: Радио и связь, 1988. – 342 с.
12. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Советское радио, 1970. - 728 с.
13. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Советское радио, 1966. - 680 с.

14. Бакеев Д.А. Радиотехнические системы передачи информации. Системы связи. Оценка технической эффективности радиотехнических систем передачи информации и систем связи. - Петропавловск–Камчатский: КамчатГТУ, 2006. - 69 с.
15. Мальцев Г.Н., Травкин В.С. Оптимальный прием сложных фазоманипулированных сигналов в спутниковых радиоканалах в условиях внутрисистемных помех // Информационно-управляющие системы. 2006. № 5. С. 32 - 42.
16. Мальцев Г.Н., Евтеев А.В. Исследование помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации с шумоподобными фазоманипулированными сигналами при наличии ошибок синхронизации по задержке // Информационно-управляющие системы. 2019. № 3. С. 105 - 113. DOI: [10.31799/1684-8853-2019-3-105-113](https://doi.org/10.31799/1684-8853-2019-3-105-113)
17. Маслаков П.А., Паршуткин А.В., Фомин А.В. Модель функционирования канала спутниковой связи при воздействии нестационарных помех // Труды Военно-космической академии им. А.Ф. Можайского. 2016. № 651. С. 78 - 83.
18. Агиевич С.Н., Луценко С.А. Оценка помехоустойчивости спутниковых систем радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами // Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические вопросы противодействия терроризму. 2018. № 9-10 (123-124). С. 132 - 137.
19. Звонарев В.В., Попов А.С., Худик М.Ю. Методика расчета вероятности ошибки посимвольного приема дискретных сообщений при наличии помех // Труды МАИ. 2019. № 105. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=104213>

20. Звонарев В.В., Мороз А.В., Шерстюк А.В. Методика оценивания характеристик диаграммы направленности ультразвукового локатора в режиме синтеза апертуры антенны // Труды МАИ. 2019. № 106. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=105683>
21. Звонарев В.В., Пименов В.Ф., Попов А.С. Моделирование влияния взаимно коррелированных помех на качество селекции сигнала в антенной решетке, оптимальной по критерию минимума среднеквадратического отклонения // Труды МАИ. 2020. № 111. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=115129>. DOI: [10.34759/trd-2020-111-8](https://doi.org/10.34759/trd-2020-111-8)
22. Миронов А.Н., Цветков К.Ю., Ковальский А.А., Пальгунов В.Ю. Методика обоснования возможности и условий продления назначенных показателей срока службы антенных систем наземных станций измерительного комплекса космодрома // Труды МАИ. 2018. № 99. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=91968>
23. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопапов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. – М.: Радиософт, 2011. – 548 с.
24. Борисов В.И. Зинчук В.М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. - М.: РадиоСофт, 2008. - 260 с.
25. Бучинский Д.И., Вознюк В.В. Помехоустойчивость когерентного демодулятора двоичных фазоманипулированных сигналов с расширенным спектром при воздействии гауссовской помехи с ограниченным по полосе равномерным спектром // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2020. № 675. С. 69 - 76.

Technique of increase of noise stability of data transmission systems with binary phase-shifted noise-type signals in the conditions of action of noises with different spectral structure

Ageev F.I., Voznuk V.V., Hudik M.YU.

*Military Space Academy named after A.F. Mozhaisky,
13, Zhdanovskaya str., Saint Petersburg, 197198, Russia*

**e-mail: fedor_a77@bk.ru*

Abstract

Relevance of this work decides by need of increase of level of noise stability of data transmission systems on phase-shift noise-type signals to noises with different spectral structure on the basis of purposeful modification of time structure of the pseudorandom sequence used when forming such signals.

The purpose of article consists in assessment of character and extent of influence on noise stability of data transmission systems with phase-shift noise-type signals of time structure of pseudorandom sequence in the conditions of influence of noises of different type, and also development of the general recommendations about ways of increase of noise stability of such data transmission systems on the basis of purposeful modification of structure of PSP of the used signals.

As object of research in article data transmission systems with phase-shift noise-type signals in the conditions of action of noises with different spectral structure are considered.

Subject in article is the technique of assessment of character and extent of influence on noise stability of data transmission systems with phase-shift noise-type signals of time structure of pseudorandom sequence in the conditions of influence of noises of different type, and also the recommendation about increase of noise stability of data transmission systems on the basis of purposeful modification of time structure of PSP.

The practical importance of article is that on the basis of the developed technique of assessment of extent of influence on noise stability of data transmission systems with phase-shift noise-type signals of time structure of pseudorandom sequence in the conditions of influence of noises of different type, recommendations about purposeful modification of time structure of this PSP which results in the maximum distinctions in ranges of signal and noise which finally leads to essential increase of the relation signal / (noise + noise) on output of the coordinated filter, and according to and to decrease in probability of bit error in the accepted signal are developed.

It is reasonable to use the offered technique at solution of problems of justification of technical requirements to data communication equipment with phase-shift noise-type signals, capable steadily to function in the conditions of difficult interfering situation.

Keywords: noise, noise stability, aggregate signals, pseudorandom sequence, the coordinated filter, the PSP generator.

References

1. Voznyuk V.V., Kutsenko E.V. *Trudy Voenno-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*, 2018, no. 660, pp. 44 - 56.

2. Nguen Van Zung. *Zhurnal radioelektroniki*, 2019, no. 3. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar19/4/text.pdf>. DOI: [10.30898/1684-1719.2019.3.4](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.3.4)
3. Ageev F.I., Vorona M.S., Zvonarev V.V., Popov A.S. *Radiotekhnika*, 2018, no. 5, pp. 92 - 99.
4. Kharkevich A.A. *Bor'ba s pomekhami (Anti-Jamming)*, Moscow, Knizhnyi dom «LIBROKOM», 2009, 280 p.
5. Kulikov G.V., Nguen Van Zung. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal*, 2018, vol. 6, no. 6, pp. 5 - 12. DOI: [10.32362/2500-316X-2018-6-6-5-12](https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-6-5-12)
6. Afonin G.I., Paramonov I.Yu., Popov A.S. *21-aya mezhdunarodnaya konferentsiya «Lazery. Izmereniya. Informatsiya-2011»: sbornik dokladov*, Saint Petersburg, SPbGPU, 2011, vol. 1, pp. 209 - 225.
7. Goryainov V.T., Zhuravlev A.G., Tikhonov V.I. *Primery i zadachi po statisticheskoi radiotekhnike (Examples and tasks of statistical radio engineering)*, Moscow, Sovetskoe radio, 1970, 600 p.
8. Varakin L.E. *Teoriya slo zhnykh signalov (Theory of aggregate signals)*, Moscow, Sovetskoe radio, 1970, 376 p.
9. Varakin L.E. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami (Communication systems with noise-type signals)*, Moscow, Radio i svyaz', 1985, 384 p.
10. Tomasi U. *Elektronnye sistemy svyazi (Electronic communication systems)*, Moscow, Tekhnosfera, 2007, 1360 p.
11. Kantora L.A. *Sputnikovaya svyaz' i veshchanie: spravochnik (Satellite communication and broadcasting)*, Moscow, Radio i svyaz', 1988, 342 p.

12. Fink L.M. *Teoriya peredachi diskretnykh soobshchenii* (Theory of Translation of Discrete Messages), Moscow, Sovetskoe radio, 1970, 728 p.
13. Tikhonov V.I. *Statisticheskaya radiotekhnika* (Statistical radio engineering), Moscow, Sovetskoe radio, 1966, 680 p.
14. Bakeev D.A. *Radiotekhnicheskie sistemy peredachi informatsii. Sistemy svyazi. Otsenka tekhnicheskoi effektivnosti radiotekhnicheskikh sistem peredachi informatsii i sistem svyazi* (Radio engineering systems of information transfer. Communication systems. Assessment of technical efficiency of radio engineering systems of information transfer and communication systems), Petropavlovsk-Kamchatskii, KamchatGTU, 2006, 69 p.
15. Mal'tsev G.N., Travkin V.S. *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy*, 2006, no. 5, pp. 32 - 42.
16. Mal'tsev G.N., Evteev A.V. *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy*, 2019, no. 3, pp. 105 - 113. DOI: [10.31799/1684-8853-2019-3-105-113](https://doi.org/10.31799/1684-8853-2019-3-105-113)
17. Maslakov P.A., Parshutkin A.V., Fomin A.V. *Trudy Voенно-kosmicheskoi akademii im. A.F. Mozhaiskogo*, 2016, no. 651, pp. 78 - 83.
18. Agievich S.N., Lutsenko S.A. *Voprosy oboronnoi tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskie voprosy protivodeisvtiya terrorizmu*, 2018, no. 9-10 (123-124), pp. 132 - 137.
19. Zvonarev V.V., Popov A.S., Khudik M.Yu. *Trudy MAI*, 2019, no. 105. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=104213>
20. Zvonarev V.V., Moroz A.V., Sherstyuk A.V. *Trudy MAI*, 2019, no. 106. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=105683>
21. Zvonarev V.V., Pimenov V.F., Popov A.S. *Trudy MAI*, 2020, no. 111. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=115129>. DOI: [10.34759/trd-2020-111-8](https://doi.org/10.34759/trd-2020-111-8)

22. Mironov A.N., Tsvetkov K.Yu., Koval'skii A.A., Pal'gunov V.Yu. *Trudy MAI*, 2018, no. 99. URL: <http://trudymai.ru/eng/published.php?ID=91968>
23. Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Shestopalov V.I. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosvyazi s rasshireniem spektra pryamoi modulyatsiei psevdosluchainoi posledovatel'nost'yu* (Noise immunity of systems of a radio communication with expansion of a range with direct modulation by pseudorandom sequence), Moscow, Radiosoft, 2011, 548 p.
24. Borisov V.I. Zinchuk V.M. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosvyazi. Veroyatnostno-vremennoi podkhod* (Noise immunity of systems of a radio communication. Probabilistic and time approach), Moscow, RadioSoft, 2008, 260 p.
25. Buchinskii D.I., Voznyuk V.V. *Trudy Voенно-kosmicheskoi akademii imeni A.F. Mozhaiskogo*, 2020, no. 675, pp. 69 - 76.