

УДК 621.391.8

МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫМИ ШИРОКОПОЛОСНЫМИ СИГНАЛАМИ В УСЛОВИЯХ ПОСТАНОВКИ ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

С. А. Луценко

Военная академия связи имени С.М. Буденного,
194064, г. Санкт-Петербург, Тихорецкий проспект, д. 3

Статья поступила в редакцию 11 сентября 2018 г.

Аннотация. На сегодняшний день в системах военной и гражданской спутниковой радиосвязи находят широкое применение фазоманипулированные широкополосные сигналы (ФМШПС, англ. DSSS - Direct sequence spread spectrum). В данной статье рассмотрена модель функционирования спутниковой системы радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами. В качестве преднамеренной помехи предлагается использование ретранслированной помехи, созданной с применением технологии цифровой радиочастотной памяти. Произведена оценка помехоустойчивости спутниковой системы радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами.

Ключевые слова: ФМШПС, DSSS, расширение спектра, ЦРЧП, ретранслированная помеха.

Abstract. Direct sequence spread spectrum (DSSS) technique has been widely used in both military communications and commercial communications. In this article, the model of the functioning of a satellite radio communication system with DSSS is considered. This paper proposes a design of the repeater jamming based on radio frequency memory (RFM). The jamming effect of repeater jamming on victim receiver's code acquisition is discussed, and the bit error probabilities of the DSSS system interfered by repeater jamming are obtained. The results of simulation show the deduction is right. The repeater jamming proposed in this paper is a kind of correlative jamming types which are more effective than normal jamming types, and

it can be used to enhance distributed networked jamming systems in the field of DSSS communication countermeasures.

Key words: DSSS, spread spectrum, DRFM, repeater jamming.

1. Введение

Проблема обеспечения надежной спутниковой связи в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех, а также многостанционного доступа, при работе в пакетных радиосетях наилучшим образом может быть решена при использовании в средствах радиосвязи сигналов с расширением спектра [1]. На сегодняшний день одним из базовых методов расширения спектра является метод непосредственной модуляции несущей псевдослучайной последовательностью (ПСП), который также имеет название «прямое расширение спектра сигналов с помощью ПСП» (от англ. DSSS - Direct sequence spread spectrum). При данном методе расширение спектра достигается непосредственной модуляцией несущей частоты (двоичной ПСП) или за счет последовательной перестройки рабочей фазы передаваемого сигнала. В последнем случае сигналы называются фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМШПС). Принцип их формирования состоит в умножении сигнала несущей на ПСП с тактовой частотой, намного превышающей ширину полосы частот информационного сигнала. Эффект кратного расширения спектра позволяет добиваться требуемой надёжности передачи информации даже при малых соотношениях сигнал/шум, что обуславливает применение ФМШПС для передачи критичной для пользователя информации (например, команды управления и служебные данные) в сложной помеховой обстановке. Среди основных спутниковых систем, где используется технология ФМШПС, стоит отметить мобильную спутниковую систему связи (МССС) Глобалстар (Globalstar), глобальные навигационные системы (ГНС) Глонасс (Glonass) и GPS, межспутниковые системы ретрансляции данных (МСРД) ТДРСС (TDRSS), ЕДРС (EDRS) и др.

2. Модель системы связи с ФМШПС

На рис. 1 представлена упрощённая модель системы связи с ФМШПС.

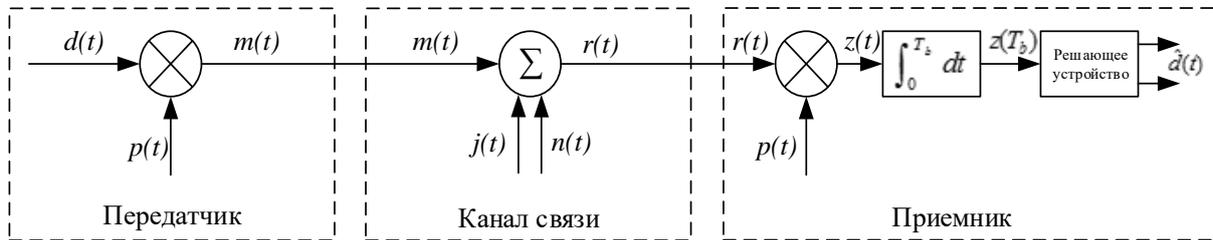


Рис. 1. Упрощённая модель системы связи с ФМШПС

На передающей части информационная последовательность $d(t)$ умножается на двоичную ПСП $p(t)$, и передатчик излучает полезный сигнал $m(t)$ в спутниковый канал связи. При передаче по спутниковым линиям связи полезный сигнал $m(t)$ суммируется как с непреднамеренными $n(t)$, так и с преднамеренными помехами $j(t)$, после чего смешанный сигнал $r(t)$ поступает на вход приемника. На приемной части широкополосный сигнал $r(t)$ умножается на точную копию ПСП $p(t)$, используемой в передатчике. В результате дальнейшей демодуляции сигнала $z(t)$ решающее устройство выдает оценку информационной последовательности $d(t)$.

ФМШПС представляет собой последовательность радиоимпульсов, фаза θ_k которого меняется по заданному закону. Аналитическое выражение ФМШПС (без учета информационной последовательности $d(t)$) можно записать в виде:

$$s(t) = \sum_{k=1}^L U[t - (k-1)\tau_u] \cos(\omega_0 t + \theta_k + \theta_0) \quad (1)$$

где $U(t)$ – функция единичного скачка,

$$U[t - (k-1)\tau_u] = \begin{cases} 1; & (k-1)\tau_u \leq t \leq K\tau_u \\ 0; & t < (k-1)\tau_u, t > K\tau_u, \end{cases} \quad (2)$$

ω_0 - несущая частота, τ_u - длительность элемента ПСП, L – число элементов ПСП на длительности бита информации ($L = T_b / \tau_u$), θ_0 - начальная фаза сигнала ($\theta_0 \in [0, 2\pi]$).

В спутниковых системах радиосвязи (ССРС) чаще всего оценка помехозащищенности производится по критерию средней вероятности ошибки (СВО) на бит информации. Однако в системах с ФМШПС наиболее критичным моментом, помимо вышеуказанного, является процедура синхронизации.

В соответствии с [1] синхронной ССРС называется такая система, в которой для приема дискретного сообщения с неизвестными синхропараметрами применяется оптимальный приемник в совокупности с системой синхронизации, осуществляющей в общем случае оценку неизвестных синхропараметров сигнала и подстройку приемника для достижения наилучшего соответствия между принимаемыми сигналами и алгоритмом работы приемника ССРС. При этом оценка момента начала кодовой последовательности должна определяться с точностью не меньшей, чем длительность двоичного кодового символа (символа ПСП), а центральная частота сигнала с точностью, при которой полезный сигнал после смесителя оказался бы в полосе пропускания фильтра коррелятора (согласованного фильтра).



Рис. 2. Структурная схема системы синхронизации для ССРС с ФМШПС

В зависимости от того, каким образом формируется информация о синхропараметрах сигналов, различают несколько методов, которые можно

использовать для обеспечения синхронной работы передатчика и приемника ССРС с общей псевдослучайной последовательностью. В общем виде структурная схема системы синхронизации для ССРС с ФМШПС имеет вид, представленный на рис. 2.

3. Модель ретранслированной помехи, созданной с применением технологии цифровой радиочастотной памяти

Вопросам мониторинга и постановки преднамеренных помех ССРС в отечественной литературе уделяется достаточное внимание [2–5], однако вопросы непосредственного выбора оптимальных помех для подавления ССРС с ФМШПС освящены недостаточно. Стоит отметить, что использование основных типов помех (заградительной, сосредоточенной по полосе, узкополосной, импульсной) не всегда эффективно при воздействии на ФМШПС с большим коэффициентом расширения спектра (от 20 дБ и выше). В качестве преднамеренной помехи в данной статье предлагается использование ретранслированной помехи, созданной с применением технологии цифровой радиочастотной памяти (ЦРЧП) [6]. Данная технология и устройства нашли широкое применение в системах радиоэлектронной борьбы (РЭБ) с радиолокационными станциями (РЛС), но в целях воздействия на системы радиосвязи ее использование достаточно ограничено. В системе с ЦРЧП нет необходимости формировать помеховый сигнал с нуля. Для этой цели используется принимаемый сигнал, который обрабатывается соответствующим образом. Обратный сигнал, передаваемый системой с ЦРЧП в сторону приемника радиосвязи, воспринимается им не как посторонний мешающий сигнал, а как полезный сигнал, подлежащий обработке.

На рис. 3 представлена структурная схема генератора ретранслированных помех ССРС с ФМШПС, основанного на технологии ЦРЧП.

Как видно из схемы, полезный сигнал поступает на вход приемной антенны генератора ретранслированных помех (ГРП), усиливается, фильтруется и повторно излучается через передающую антенну ГРП. Для

ФМШПС форма ретранслированной помехи представляет собой задержанную копию полезного сигнала. Таким образом, на входе приемника ретранслированная помеха воспринимается как полезный сигнал, что может приводить к ошибкам на выходе решающего устройства.

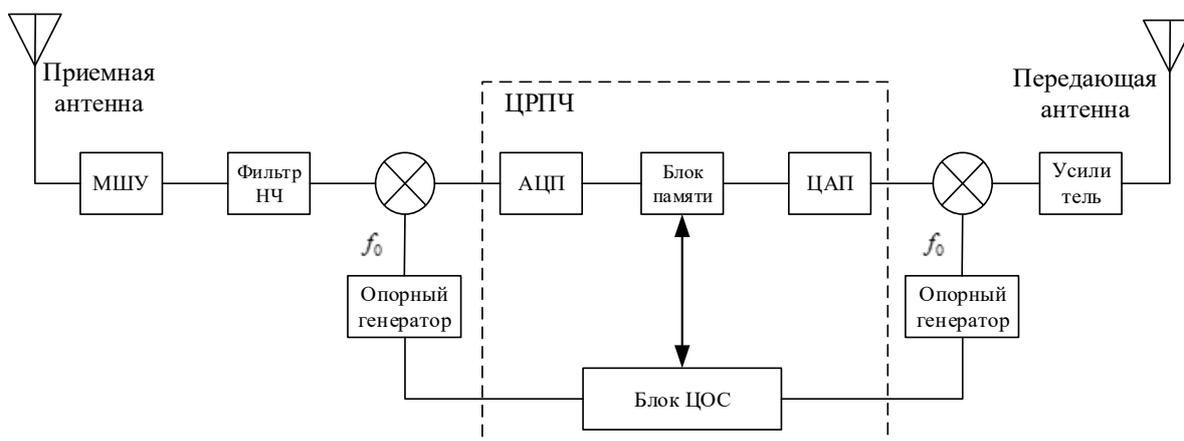


Рис. 3. Структурная схема генератора ретранслированных помех ССРС с ФМШПС, основанного на технологии ЦРПЧ

Предположим, что на вход приемного устройства поступает сумма переданного ССРС полезного сигнала $m(t)$ и шумовой компоненты $n(t)$. В этом случае сигнал имеет вид

$$r(t) = \sqrt{R}m(t - \delta) + n(t), \quad (3)$$

где $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), R – средняя мощность принятого сигнала, δ – временная задержка.

При воздействии ретранслированной помехи сигнал на входе приемного устройства приобретает вид

$$\begin{aligned} r(t) &= \underbrace{\sqrt{R}m(t - \delta) + n_1(t)}_{\text{Перехваченный сигнал}} - \underbrace{\sqrt{P_j}m(t - \delta')}_{\text{Ретрансляционная помеха}} + n_2(t) \\ &= \sqrt{R}m(t - \delta) - \sqrt{P_j}m(t - \delta') + n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

где P_j – средняя мощность ретранслированной помехи, $\delta - \delta'$ – величина задержки между сигналом ретранслированной помехи и полезным сигналом на входе приемника.

В случае преднамеренного воздействия на ССРС с ФМШПС мощность ретранслированной помехи P_j должна быть приближена к мощности полезного сигнала на входе приемного устройства R . При превышении мощности $P_j \gg R$ велика вероятность обнаружения помехи и применения соответствующих способов ее нейтрализации, а при недостаточной мощности $P_j < R$ воздействие может оказаться неэффективным.

Однако на практике добиться равной мощности ретранслированной помехи P_j и полезного сигнала R практически невозможно по следующим причинам.

Во-первых, измеренная мощность полезного ФМШПС на входе ГРП отличается от аналогичной на входе приемного устройства в связи с неоднородностью построения трактов, нестабильностью генераторов, измеряющих устройств и т.п.

Во-вторых, ГРП принимает полезный сигнал и переизлучает ретранслированную помеху на одной и той же частоте. Чтобы избежать нестабильности, вызванной контуром обратной связи, необходима полная изоляция между приемной и передающими антеннами ГРП, что в реальных условиях труднодостижимо.

Учитывая вышесказанное, введем новую переменную в (4). Тогда выражение (4) примет вид

$$r(t) = \sqrt{R}m(t - \delta) - \beta\sqrt{R}m(t - \delta') + n(t), \quad (5)$$

где $\beta = \sqrt{\frac{P_j}{R}}$ - квадратный корень отношения мощности помеха/сигнал,

$n(t) = \frac{1 + \beta^2}{2} N_0$, где N_0 - односторонняя спектральная плотность мощности шума.

Далее произведем оценку влияния ретранслированной помехи на процедуры синхронизации в ССРС с ФМШПС и рассчитаем СВО.

4. Влияние постановки ретранслированной помехи на процедуры синхронизации в ССРС с ФМШПС

В качестве критериев влияния ретранслированной помехи на процедуры синхронизации примем вероятность пропуска сигнала и вероятность ложной тревоги.

Статистика решения на выходе интегратора равна

$$z = \frac{1}{2T_b^2} \left| \int_{T_b} r(t)m(t - \hat{\delta})d(t) \right|^2 = \left| \sqrt{\frac{R}{2}} \cdot (R_{mm}(\delta - \hat{\delta}) - \beta \cdot R_{mm}(\delta' - \hat{\delta})) + \frac{1}{\sqrt{2T_b}} \int_{T_b} n(t)m(t - \hat{\delta})d(t) \right|^2, \quad (6)$$

где T_b – длительность бита данных, $R_{mm}(\tau)$ – автокорреляционная функция $m(t)$.

Если используется М-последовательность с периодом N , то

$$R_{mm}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{N+1}{N} \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N}, & \text{в противном случае} \end{cases}, \quad (7)$$

где T_c – длительность кодового символа. Из уравнения (6) следуют две гипотезы:

$$H_0: z = \left| \frac{1}{\sqrt{2T_b}} \int_{T_b} n(t)m(t - \hat{\delta})d(t) \right|^2 \quad \text{фазы не совпадают} \quad (8)$$

$$H_1: z = \left| \sqrt{\frac{R}{2}} \left(1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c}\right) + \frac{1}{\sqrt{2T_b}} \int_{T_b} n(t)m(t - \hat{\delta})d(t) \right|^2 \quad \text{фазы совпадают}$$

Предполагается, что $T_c \ll T_b$, γ – означает порог принятия решения. Тогда вероятность ложного обнаружения равна

$$P_{fa} = \exp\left(-\frac{\gamma T_b}{(1 + \beta^2)N_0}\right). \quad (9)$$

Обозначим $\tau' = \delta - \delta' < T_c$, тогда вероятность пропуска равна

$$P_m = \int_0^{\sqrt{\gamma T_b}} \frac{\sqrt{N_0}}{u} \exp\left(-\frac{u^2 + 2v'}{2}\right) I_0(\sqrt{2v'}u) du, \quad (10)$$

$$v' = \left(\sqrt{\frac{R}{2}} \left(1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c}\right)\right)^2 T_b / ((1 + \beta^2) N_0)$$

где v' – модифицированное соотношение сигнал/шум, $I_0()$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Уменьшение входного соотношения сигнал/шум на входе энергетического детектора зависит от относительного времени задержки τ и β .

Сравнение рабочих характеристик приемника при воздействии заградительной и ретранслированной помехи представлены на рис. 4. Параметр β установлен в 3 дБ, в то время как τ – 70% от длительности кодового символа.

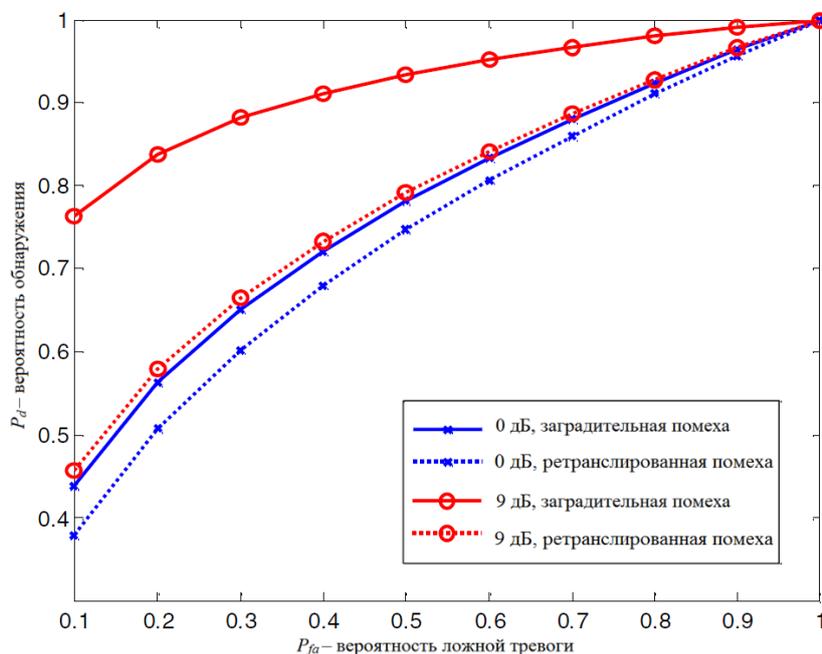


Рис. 4. Сравнение рабочих характеристик приемника при воздействии заградительной и ретранслированной помехи

Как следует из сравнения графиков, изображенных на рис. 4, воздействие ретранслированной помехи на процессы синхронизации в ССРС с ФМШПС

более эффективно, чем применение заградительной помехи. Этот факт можно объяснить высокой степенью корреляции сигнала ретранслированной помехи с полезным ФМШПС.

5. Оценка СВО при постановке ретранслированной помехи в ССРС с ФМШПС

В случае ФМШПС значение показателя СВО на бит информации при воздействии ретранслированной помехи выше вследствие уменьшения соотношения сигнал/шум на входе приемного устройства ССРС.

Из уравнения (10) при условии, что τ и β удовлетворяют условию $1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} \geq 0$, входное соотношение сигнал/шум уменьшается на

$\frac{1}{1 + \beta^2} \left(1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} \right)^2$. Однако, если $1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} < 0$, то ретранслированная

помеха инвертирует полярность полезного сигнала. Таким образом, СВО равна

$$P_e = \begin{cases} Q \left[\sqrt{\frac{2N\nu \left(1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} \right)^2}{1 + \beta^2}} \right] & \text{если } 1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} \geq 0 \\ 1 - Q \left[\sqrt{\frac{2N\nu \left(1 - \beta \frac{T_c - \tau}{T_c} \right)^2}{1 + \beta^2}} \right] & \text{в обратном случае} \end{cases} \quad (11)$$

На рис. 5 – 7 показаны зависимости СВО на бит P_e , как функции отношения сигнал/шум при разных значениях τ и β .

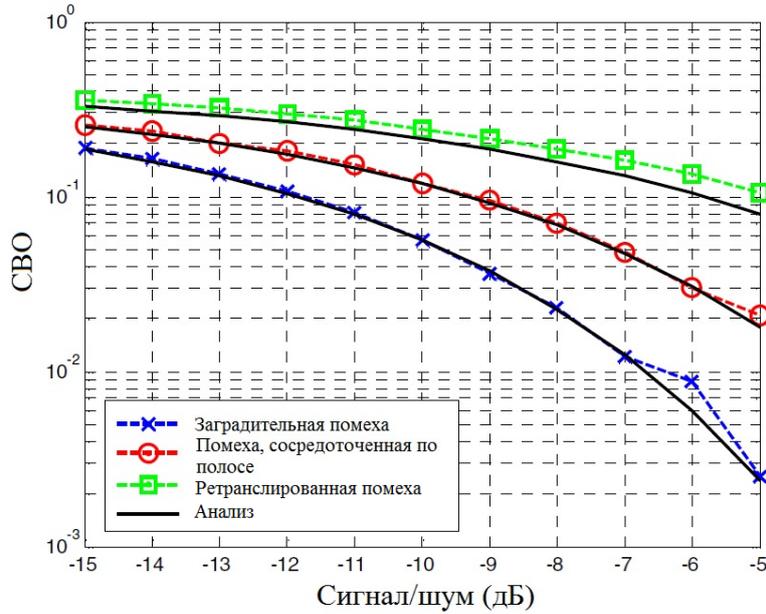


Рис. 5. СВО на бит при постановке заградительной, сосредоточенной по полосе и ретранслированной помехи ($\beta = 3\text{дБ}$ и $\tau = 0.75T_c$). Результаты имитационного моделирования представлены прерывистыми линиями, аналитического – сплошными

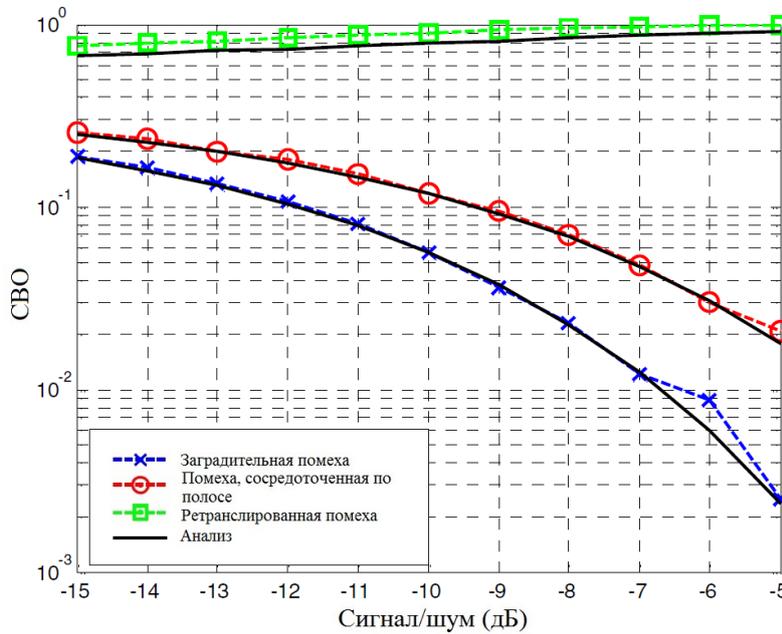


Рис. 6. СВО на бит при постановке заградительной, сосредоточенной по полосе и ретранслированной помехи ($\beta = 3\text{дБ}$, $\tau = 0.25T_c$, без дифференциального кодирования)

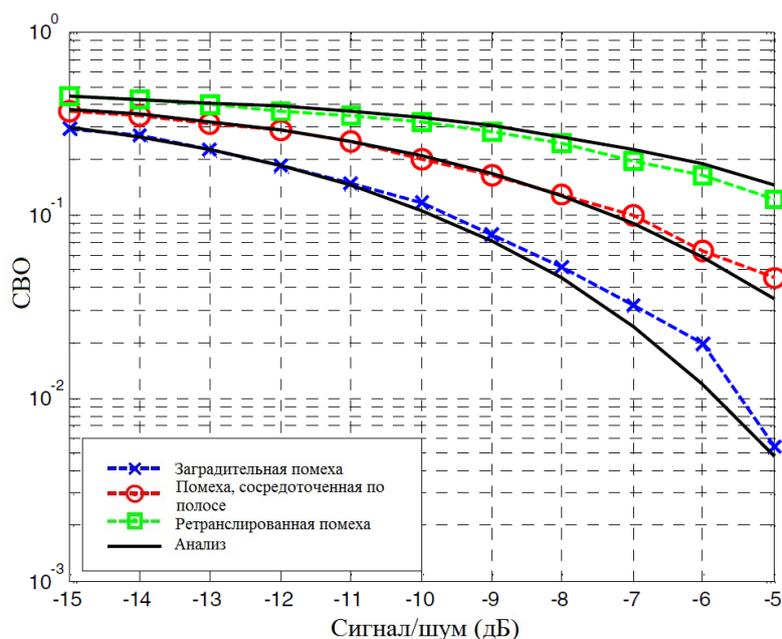


Рис. 7. СВО на бит при постановке заградительной, сосредоточенной по полосе и ретранслированной помехи ($\beta = 3\text{дБ}$, $\tau = 0.37T_c$, с дифференциальным кодированием)

Как следует из графиков на рис. 5 – 7, результаты имитационного моделирования схожи с результатами аналитического, что свидетельствует о корректности представленных математических выражений. Стоит отметить, что СВО может быть выше более чем на 50 процентов в случае инверсии полярности при постановке ретранслированной помехи (рис. 6). Однако данный случай относится к разряду недостижимых вследствие использования дифференциального кодирования для устранения фазовой неоднозначности в ССРС с ФМШПС. На рис. 7 представлены результаты имитационного и аналитического моделирования с учетом применения дифференциального кодирования.

6. Заключение

В данной статье представлена модель функционирования спутниковой системы радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами в условиях постановки преднамеренных помех. Предложен вариант формирования ретранслированных помех, созданных с применением технологии цифровой радиочастотной памяти. Рассмотренная

ретранслированная помеха обладает свойством высокой корреляции с оригинальным ФМШПС, что позволяет эффективно воздействовать на процесс синхронизации и повышать СВО. Результаты моделирования в среде Матлаб подтверждают корректность использованных теоретических выражений. Таким образом, на низких уровнях сигнал/шум применение корреляционных ретранслированных помех имеет большую эффективность по сравнению к известным типам помех. Стоит предположить, что добиться большей эффективности постановки помеховых сигналов СРС с ФМШПС возможно, учитывая его структурно-временные параметры, однако данная гипотеза выходит за рамки статьи и является предметом дальнейших исследований.

Литература

1. В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев, Н.П. Мухин, Г.С. Нахмансон; Под ред. В.И. Борисова. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003. - 640 с.
2. Луценко С.А. Методический аппарат деструктивного воздействия на спутниковые командно-программные радиолинии // Инновационные технологии и технические средства специального назначения. Труды X Общероссийской научно-практической конференции. – СПб.; Военмех, 2017. С. 233–241
3. Агиевич С.Н., Гулидов А.А., Луценко С.А. и др. Способ радиоподавления каналов связи. Патент РФ № 2637799 по заявке № 2017106110 от 22.02.2017
4. Иванов А.А., Козлов С.Ю., Кудрявцев А.М. и др. Способ обработки результатов радиомониторинга. Патент РФ № 2659486 по заявке № 2017128046 от 04.08.2017
5. Гудков А.А., Клецков Д.А., Кузьмин В.В., Удальцов Н.П. Модель распознавания объектов радиомониторинга в иерархических системах управления. // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2018. № 1. С. 283–291

6. Егоров Н.А., Кочемасов В.В. Технология цифровой радиочастотной памяти и ее применение в системах РЭБ. // Электроника: Наука, технология, бизнес. – 2016. – № 10. С. 62–71

Для цитирования:

С. А. Луценко. Модель функционирования спутниковой системы радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами в условиях постановки преднамеренных помех. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 9. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/sep18/14/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.9.14