

УДК 621.396.96

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

И.И. СКИБ, А.В. МАРТИНОВИЧ, Е.Л. КРЕЙДИК, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П.Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 22 марта 2012

Рассмотрены типовые структурные схемы систем передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Приведены синтез алгоритма и устройство обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в каналах с замираниями. Дана сравнительная оценка помехоустойчивости приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

Ключевые слова: прямой синтез частот, трансверсальный фильтр, фазоманипулированный сигнал, квадратурный прием и обработка, помехоустойчивость.

Введение

В системах передачи информации (СПИ) одним из методов повышения помехоустойчивости является расширение спектра сигнала. При действии организованных сосредоточенных помех расширение спектра достигается псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ).

Применение различных подходов при формировании сигналов с ППРЧ позволяет обеспечить когерентные и некогерентные методы демодуляции. Так, при использовании синтезаторов частот на основе косвенного метода [1], применяют частотно-манипулированные сигналы и их некогерентный прием и обработку. При формировании сигналов с ППРЧ на основе прямого метода синтеза частот [2,3] может применяться когерентный прием и обработка сигналов с ППРЧ и цифровыми видами частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции.

Цель статьи состоит в получении и сравнительном анализе характеристик помехоустойчивости систем передачи информации (СПИ) с ППРЧ на основе имитационного моделирования в среде *Simulink* математического пакета *Matlab*.

В статье даны обоснования алгоритма и структурная схема квадратурного демодулятора ФМ сигнала с ППРЧ в каналах с замираниями.

Структуры систем передачи информации с ППРЧ

Типовые структурные схемы систем передачи информации с ППРЧ и однотоновой модуляцией показаны на рис. 1, а, б.

Основными элементами структурных схем передатчика и приемника систем на основе косвенного синтеза являются: источник информации (ИИ), модулятор (М), генератор сигнала (ГС), синтезатор частот (СЧ), управляемый генератором псевдослучайного кода (ГПСК), преобразователь частоты (ПрЧ), широкополосный фильтр (ШФ), демодулятор (Д). В такой СПИ используются, как правило, частотная манипуляция и некогерентный прием.

С развитием цифровой техники использование метода формирования сигналов на основе прямого цифрового синтеза позволило формировать рабочую сетку частот за счет применения N частотных генераторов (ГЧ), коммутируемых по псевдослучайному закону, что дало возможность применять ФМ сигналы с когерентным приемом. При этом с целью компенсации изменений фазы, вносимых нестабильностью генераторов и средой распространения сигналов, в момент перестройки рабочей частоты можно осуществлять обнуление начальной фазы опорных генераторов на передающей и приемной стороне.

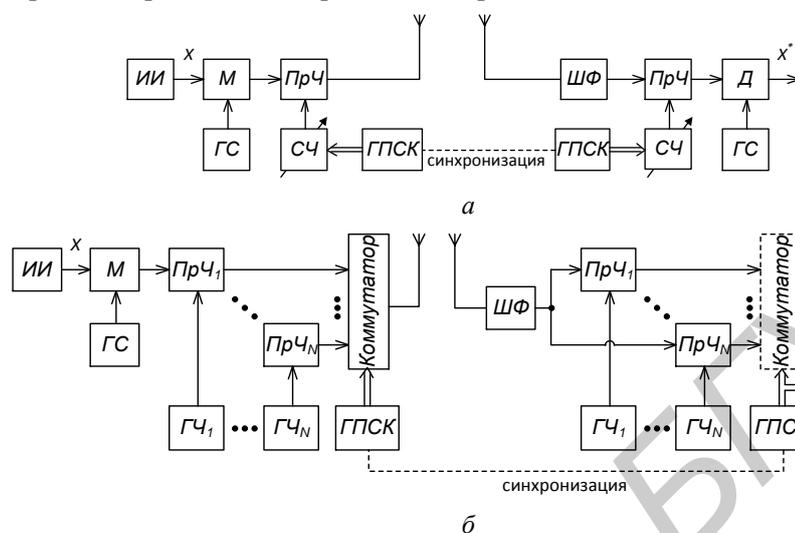


Рис. 1. Типовые структурные схемы некогерентных (а) и когерентных (б) СПИ с ППРЧ

Обработка сигналов с ППРЧ в каналах с замираниями

Замирания представляют собой явление, характерное для большинства радиоканалов. В таких каналах амплитуда сигнала, приходящего к приемнику, значительно изменяется. Природа данного явления различная. В работе [4] приводятся каналы с быстрыми замираниями, в которых амплитуда сигнала подвержена сильным флуктуациям.

Рассмотрим прием ФМ сигнала с ППРЧ в канале с быстрыми замираниями [4] и аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Принимаемый сигнал запишем в следующем виде:

$$r(t) = B(t) \cdot s(t, X, \beta) + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум.

Множитель $B(t)$ представляет собой переменный коэффициент передачи, который существенно изменяется на протяжении длительности T информационного элемента X сигнала $s(t, X, \beta)$. Если спектральная плотность аддитивной помехи $n(t)$ значительно меньше энергии сигнала $s(t, X, \beta)$ за время интервала корреляции замираний, то для оценки X в сигнал вводится гармоническая пилот-составляющая, не зависящая от передаваемой информации [4]:

$$s(t, X, \beta, B) = B(t) \left[X(t) \cos(\omega_j t + \beta_j) + \sin(\omega_j t + \beta_j) \right], \quad j = \overline{1, M}. \quad (2)$$

Представим $s(t, X, \beta, B)$ в виде:

$$s(t, X, \beta, B) = B_X \left[a_{cj} \cos(\omega_j t) + a_{sj} \sin(\omega_j t) \right] + B \left[a_{sj} \cos(\omega_j t) + a_{cj} \sin(\omega_j t) \right]. \quad (3)$$

где $X = \frac{B_X}{B}$, $a_{cj} = \cos(\beta_j)$, $a_{sj} = \sin(\beta_j)$.

С учетом представления (3) вектор наблюдения с группированием на интервале $\Delta \ll T$ имеет вид:

$$J_k(B_X, B, a_c, a_s) = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) s(t, B_X, B, a_c, a_s) dt = B_X [a_c J_{ck} - a_s J_{sk}] + B [a_s J_{ck} + a_c J_{sk}],$$

$$\text{где } J_{ck} = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) \cos(\omega t) dt, \quad J_{sk} = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) \sin(\omega t) dt.$$

Оценки максимального правдоподобия определяются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \left(a_c^* J_{ck} - a_s^* J_{sk} \right) \Big|_{B_X^*} = 0; \\ \left(a_s^* J_{ck} + a_c^* J_{sk} \right) \Big|_{B^*} = 0; \end{cases} \quad (4)$$

$$a_c^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k (X_T^* J_{ck} + J_{sk});$$

$$a_s^* = \frac{1}{N} \sum_{k=N}^k (J_{ck} - X_T^* J_{sk}).$$

Соответствующая уравнениям (4) функциональная схема устройства обработки сигнала $r(t)$ представлена на рис. 2. На схеме обозначены: ГСЧ – генератор сетки частот, Инт – интегратор со сбросом, МФВ – многоканальный фазовращатель, К – коммутатор, Σ_n – сумматор-накопитель, КТФ – коммутируемые трансверсальные фильтры, РУ – решающее устройство, ОСР – обратная связь по решению.

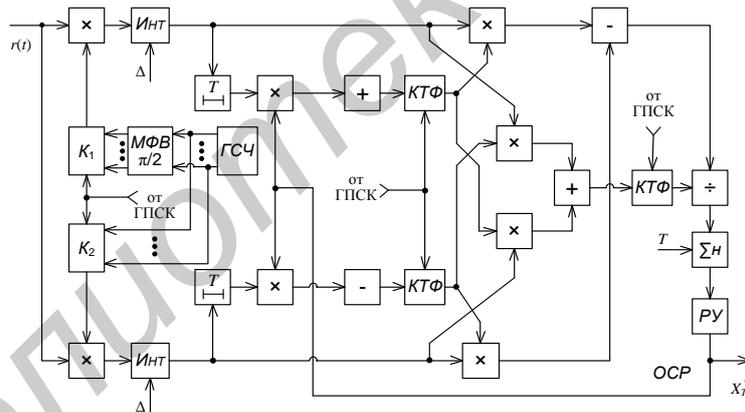


Рис. 2. Квадратурный демодулятор сигнала $r(t)$ в каналах с замираниями

Постоянство оцениваемых параметров a_{cj} и a_{sj} позволяет обеспечить их усреднение за время действия сигнала $s(t, X, \beta, B)$ на рабочей частоте ω_j . В качестве усреднителей в схеме используются коммутируемые трансверсальные фильтры [3].

Характеристики помехоустойчивости СПИ с ППРЧ

Для представленных типовых структурных схем СПИ с ППРЧ приведем характеристики помехоустойчивости. В качестве модели канала выбран канал с АБГШ.

Для оценки помехоустойчивости СПИ в условиях действия помех построим зависимость вероятности ошибки на бит (ВОБ) P_e информации от заданного отношения сигнал-шум (ОСШ) q . Для сравнительного анализа эффективности систем используем зависимость, характеризующую потенциальную помехоустойчивость СПИ с ППРЧ для фазоманипулированных сигналов. Вероятность ошибки на бит P_e для данного случая определяется по формуле [5]

$$P_e(q) = 1 - \Phi(\sqrt{2q}), \quad (5)$$

где интеграл вероятности $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$.

На рис. 3 приведены зависимости ВОБ P_e от ОСШ q для фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов с ППРЧ. Зависимость 1 построена по выражению (5), здесь (рис. 3) и далее показана прерывистой линией. Зависимости 2 и 3 получены для фазоманипулированных сигналов с ППРЧ при наличии и отсутствии учета состояния фазы принимаемого сигнала, соответственно. Зависимости 4 и 5 показывают эффективность СПИ с ППРЧ при использовании частотно-манипулированных сигналов и их когерентной (график 4) и некогерентной (график 5) обработке.

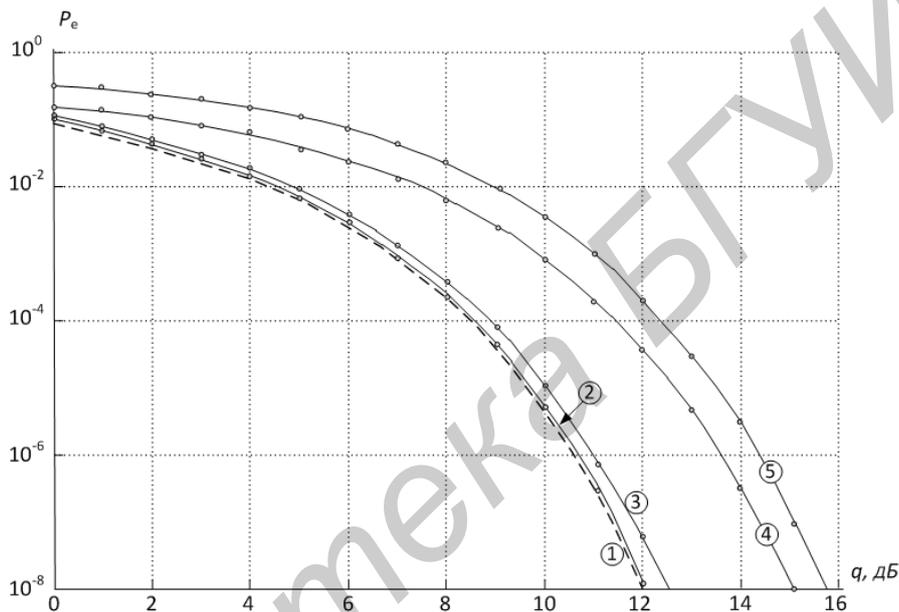


Рис. 3. Графики зависимости ВОБ P_e от ОСШ q для ФМ и ЧМ сигналов с ППРЧ

Из рисунка видно, что построение СПИ с ППРЧ на основе генераторов сигналов прямого синтеза позволяет применять когерентные методы обработки таких сигналов и обеспечивает энергетический выигрыш более 3 дБ, по сравнению с ЧМ сигналами с ППРЧ.

На рис. 4 приведены зависимости ВОБ P_e от ОСШ q в канале с АБГШ и замираниями.

Результаты моделирования представлены для ФМ сигналов с ППРЧ при случайном изменении коэффициента $B(t)$ (1) с равномерной плотностью распределения за время длительности T информационного символа X . Зависимости 1 и 2 получены для случая изменения коэффициента $B(t)$ от 0,01 до 1, зависимости 3 и 4 при изменении $B(t)$ от 0,1 до 1, зависимости 5 и 6 – $B(t)$ изменяется от 0,5 до 1. Кривые, показанные пунктирной линией, получены при использовании демодулятора (рис. 2) с компенсацией влияния коэффициента $B(t)$, сплошной – без компенсации [3].

Для оптимальной демодуляции сигналов в приемных устройствах должна обеспечиваться тактовая (символьная) синхронизация. Тактовая синхронизация осуществляется несколькими способами, которые подробно рассмотрены в работах [5,6] и не раскрываются в данной статье. Однако с целью оценки влияния ошибок тактовой синхронизации построены вероятностные характеристики СПИ с ППРЧ для ФМ сигналов. На рис. 5 приведены зависимости ВОБ P_e от ОСШ q для ФМ сигналов при наличии ошибок тактовой синхронизации на 5% (кривые 1, 2), 15% (кривые 3, 4) и 30% (кривые 5, 6). Зависимости 1, 3, 5 получены при наличии учета фазы принимаемого сигнала за счет применения коммутируемых трансверсальных фильтров [3], зависимости 2, 4, 6 – при отсутствии учета фазы принимаемого сигнала.

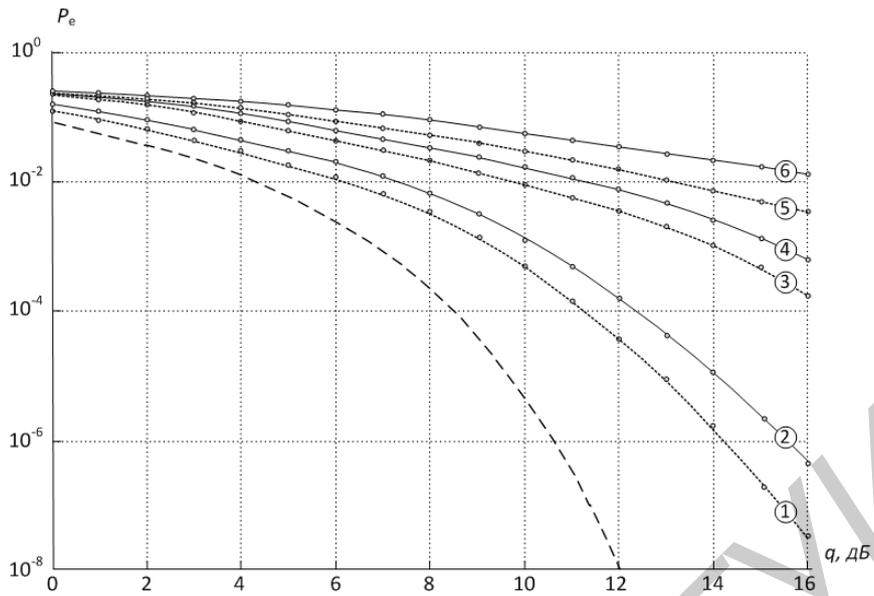


Рис. 4. Зависимости ВОБ P_e от ОСШ q для ФМ сигналов с ППРЧ в канале с замираниями

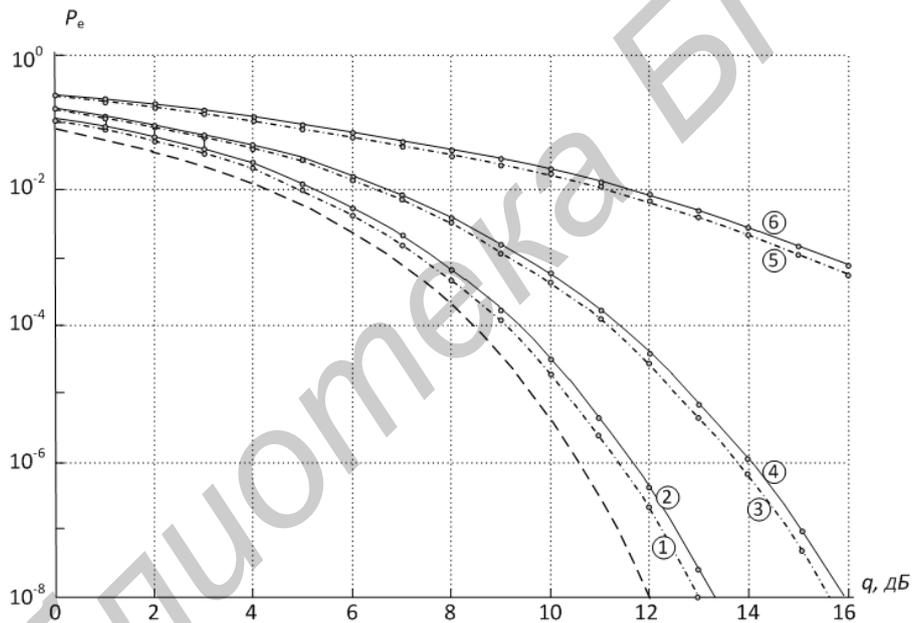


Рис. 5. Графики зависимости ВОБ P_e от ОСШ q при наличии ошибок синхронизации

На рис. 6 приведены вероятностные характеристики СПИ с ППРЧ для ФМ сигналов при медленном изменении фазы. «Уход» фазы принимаемого сигнала может происходить в результате влияния канала распространения радиосигнала или за счет движения приемного и/или передающего устройств. Зависимости 1 и 2 получены при изменении фазы сигнала за время работы передатчика на других рабочих частотах на величину $\Delta\beta = \pi/10$. Зависимости 3 и 4 получены для $\Delta\beta = \pi/4$. Графики 1 и 3 получены при использовании коммутируемых трансверсальных фильтров, 2 и 4 – без использования.

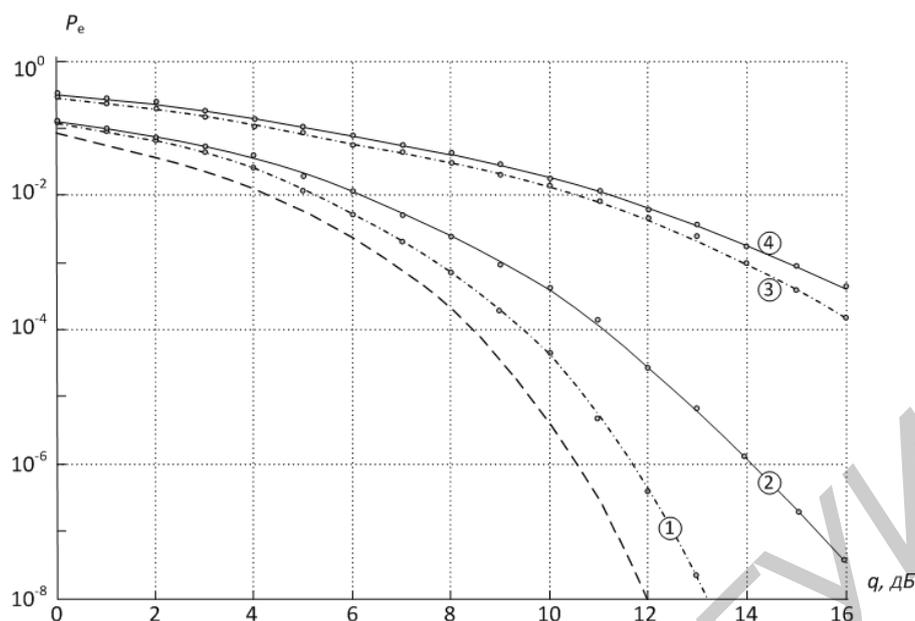


Рис. 6. Графики зависимости ВОБ P_e от ОСШ q для ФМ сигналов с ППРЧ при медленном изменении фазы принимаемого сигнала

Заключение

Рассмотрены алгоритмы формирования и обработки сигналов с ППРЧ в каналах с замираниями. Приведены характеристики помехоустойчивости СПИ для ФМ и ЧМ сигналов с ППРЧ. Энергетический выигрыш составляет от 0,5 дБ при наличии коммутируемых трансверсальных фильтров, учитывающих фазу принимаемого сигнала для каждой рабочей частоты, и более 3 дБ при использовании методов прямого синтеза сетки рабочих частот за счет применения ФМ сигналов с ППРЧ. Изменение фазы принимаемого ФМ сигнала с ППРЧ значительно ухудшает помехоустойчивость СПИ и приводит к необходимости применения ЧМ сигналов и некогерентных методов обработки.

CHARACTERISTICS OF THE NOISE STABILITY OF RADIO COMMUNICATION SYSTEMS WITH FREQUENCY HOPPING

I.I. SKIB, A.V.MARTSINOVICH, E.L. KREIDIK, V.A. CHERDYNTSEV

Abstract

Typical block diagrams of communication systems with frequency hopping are considered. Synthesis of algorithm and the processing device of signals with frequency hopping in fading channels are resulted. The comparative evaluation of noise stability of receiving signals with frequency hopping is given.

Список литературы

1. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: основы теории и принципы реализации. М., 2009.
2. Пат. РФ № 1823, МПК Н 04L 25/40. Система передачи дискретной информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты при фазовой информационной манипуляции сигнала
3. А.В. Мартинович, И.И. Скиб, В.А. Чердынцев // Докл. БГУИР. 2012, №1 (63). С. 10–16.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М., 1970
5. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М., 2003.
6. John G. Proakis, Masoud Salehi. Digital communications. McGraw-Hill, 2008.