

СПЕКТРАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ И НЕПРЕРЫВНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ФАЗЫ

К.А. Спорышев, А.М. Ткачев, С.В. Осиевский
(Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба)

Получено аналитическое выражение для расчета спектра сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и непрерывной модуляцией фазы. Исследуются спектральные свойства сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и непрерывной модуляцией фазы.

спектр сигналов, псевдослучайная перестройка, рабочая частота, непрерывная модуляция фазы

Постановка задачи. В настоящее время увеличение объема обрабатываемой информации в развитых странах пропорционально квадрату роста промышленного потенциала этих стран [1]. Необходимость в передаче на большие расстояния все возрастающих потоков информации способствует прогрессу в развитии систем спутниковой связи. Несмотря на ряд преимуществ присущих спутниковой связи существуют и недостатки, связанные в первую очередь с ограничением пропускной способности и скорости передачи данных при высоких показателях помехозащищенности. Специалисты стран НАТО рассматривают сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты как эффективный метод обеспечения противодействия подавлению системы связи [1]. В настоящей статье получено аналитическое выражение для расчета спектра сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты и непрерывной модуляцией фазы (ППРЧ-НФ).

Анализ литературы. В настоящее время в существующей литературе широко освещены вопросы формирования широкополосных сигналов (ШПС), в частности ППРЧ сигналов, использования ШПС в системах связи [1], представлены расчеты вероятности ошибки на бит [2, 3]. В литературе не рассматриваются сравнительные характеристики ШПС при разных способах их формирования, не проводится анализ спектральных характеристик.

Основной материал. Принцип работы устройств ШПС состоит в "размазывании" радиосигнала в широкой полосе частот с использованием некоторого алгоритма распределения. Размазывание осуществляется

при помощи псевдослучайной последовательности (Pseudorandom Number, PN), задающей алгоритм распределения. Каждое приемное устройство для декодирования сообщения должно знать кодирующую последовательность. Устройства, имеющие различные PN, фактически не "слышат" друг друга. Поскольку мощность сигнала распределяется по широкой полосе, он оказывается "спрятанным" в шумах и по своим спектральным характеристикам также напоминает шум в радиоканале. Это обстоятельство и дало название методу – шумоподобные сигналы.

В настоящее время используются два наиболее популярных способа формирования ШПС: метод со скачками по частоте (frequency hopping, FH SST) и метод прямой последовательности (direct sequence, DS SST).

В методе со скачками по частоте приемник и передатчик каждые несколько миллисекунд синхронно перестраиваются на различные несущие частоты в соответствии с алгоритмом, задаваемым псевдослучайной последовательностью. Лишь приемник, использующий ту же самую последовательность, может принять сообщение. При этом предполагается, что другие системы, работающие в том же частотном диапазоне, используют иную последовательность и поэтому практически не мешают друг другу. Для тех случаев, когда два передатчика пытаются использовать ту же самую частоту одновременно, предусмотрен протокол разрешения столкновений, по которому передатчик делает попытку повторно послать данные на следующей в последовательности частоте.

В методе с прямой последовательностью в передаваемом в радиоканале сигнал вносится значительная избыточность путем передачи каждого бита информации одновременно в нескольких (порядка 10) частотных каналах. Обратное сжатие в приемнике осуществляется при помощи коррелятора, использующего ту же самую кодовую последовательность. После коррелятора сигнал может быть подвергнут дополнительной узкополосной фильтрации, улучшающей отстройку от мешающих передатчиков. С повышением избыточности кодирования увеличивается соотношение сигнал-шум.

Сравнивая эти два метода, можно видеть, что вариант со скачками по частоте в общем случае обеспечивает лучшую избирательность по соседнему каналу. Однако существующие правила требуют использования большого числа каналов псевдослучайным образом для обеспечения равномерной загрузки частотного диапазона. Селективное использование избранных каналов в методе FH запрещено. Пользователи систем DS, напротив, имеют определенную свободу в выборе каналов, что может улучшить надежность при работе в сильно загруженных диапазонах. DS-сигнал имеет меньшую мощность на заданной частоте, чем FH-сигнал. Потенциально более низкое соотношение сигнал-шум в методе DS ком-

пенсруется высоким усилением в канале обработки сигнала. Системы с прямой последовательностью в состоянии принимать и осуществлять корреляционную обработку сигнала с мощностью ниже среднего уровня шумов в канале. Сигнал, сформированный на основе FH метода имеет большую структурную скрытность, чем в DS, что и определяет его выбор при использовании в помехозащищенных системах связи.

Методом FH формируются сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Для исследования спектральных свойств ППРЧ-НФ сигналов воспользуемся комплексным представлением ППРЧ-НФ сигнала.

В аналитической форме такой сигнал может быть представлен в виде [3]:

$$S(t) = S_0 \cdot \sum_{l=1}^Q \cos \left\{ \omega_0 t + \frac{a_1 \pi \cdot D \cdot [t - (l-1)]}{\tau_3} + \sum_{i=1}^{l-1} a_i \cdot \pi \cdot D + \varphi_0 \right\}. \quad (1)$$

Комплексный спектр ППРЧ-НФ найдем, используя преобразование Фурье [2]

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot e^{-j\omega t} dt, \quad (2)$$

причем, будем рассматривать сигнал на длительности одного элемента τ_3 , т.е. введем некоторую функцию:

$$\text{rect} \left(\frac{t - (k-1) \cdot \tau_3}{\tau_3} \right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq \frac{t - (k-1) \cdot \tau_3}{\tau_3} \leq 1; \\ 0, & \text{при других значениях } t. \end{cases}$$

Для ППРЧ-НФ сигнала выражение (1) согласно [3] имеет вид:

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_0 \sum_{l=1}^Q \text{rect} \left(\frac{t - (l-1) \cdot \tau_3}{\tau_3} \right) \cdot \exp(\omega_0(t - (l-1)\tau_3) + \frac{a_1 \cdot \pi \cdot D(t - (l-1) \cdot \tau_3)}{\tau_3} + \pi \cdot D \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D + \varphi_0) \cdot \exp(-j\omega t) dt. \quad (3)$$

Учитывая область существования функции выражение (3) принимает вид

$$S(j\omega) = S_0 \sum_{l=1}^Q \int_{(l-1)\tau_3}^{\tau_3} \exp \left(j \left((\omega_0 - \omega)t - \omega_0(l-1)\tau_3 + a_1 \cdot \pi \cdot Dt - a_1 \cdot \pi \cdot D(l-1) \cdot \tau_3 + \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D + \varphi_0 \right) \right) dt =$$

$$= S_0 \sum_{l=1}^Q \exp \left(-j \left((\omega_0 + a_1 \cdot \pi \cdot D)(l-1)\tau_3 - \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D - \varphi_0 \right) \right) \times \\ \times \int_{(l-1)\tau_3}^{\tau_3} \exp(j((\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D)t)) dt.$$

Введем

$$A = S_0 \sum_{l=1}^Q \exp \left(-j \left((\omega_0 + a_1 \cdot \pi \cdot D)(l-1)\tau_3 - \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D - \varphi_0 \right) \right); \quad (4)$$

$$S(j\omega) = A \int_{(l-1)\tau_3}^{\tau_3} \exp(j((\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D)t)) dt = \frac{A(-j)}{\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D} \times \\ \times \exp(j((\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D)t)) \Big|_{(l-1)\tau_3}^{\tau_3} = \frac{A}{\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D} \times \\ \times ((\cos(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \cdot l\tau_3 + j \sin(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \cdot (l-1)\tau_3)); \\ S(\omega) = S_0 \sum_{l=1}^Q \frac{1}{\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D} \cdot \cos((\omega_0 + a_1 \cdot \pi \cdot D) \cdot (l-1)\tau_3 - \\ - \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D - \varphi_0) \left(\cos(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \cdot l\tau_3 - (\cos(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \times \right. \\ \left. \times (l-1)\tau_3) + S_0 \sum_{l=1}^Q \frac{1}{\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D} \cdot \sin((\omega_0 + a_1 \cdot \pi \cdot D - \omega) \cdot (l-1)\tau_3 - \right. \\ \left. - \sum_{i=1}^l a_i \cdot \pi \cdot D - \varphi_0) \right) (\sin(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \cdot l\tau_3 + (\sin(\omega_0 - \omega + a_1 \cdot \pi \cdot D) \times \\ \times (l-1)\tau_3)). \quad (5)$$

При цифровой обработке сигналов необходимо учитывать погрешности, возникающие в результате наличия относительно больших боковых лепестков спектральной функции, округления результатов арифметических действий, конечной точности вычисления поворачивающих множителей, а также погрешности за счет эффекта дискретизации. Уменьшение боковых лепестков может быть выполнено на основе «разбавления» последовательности отсчетов нулями, например, $x_1, 0, x_2, \dots, x_{N-1}, 0$, а погрешность дискретизации посредством увеличения частоты дискретизации, т.е. уменьшения шага дискретизации.

На рис. 1 – 3 в качестве примеров приведены амплитудные спектры ШПС сигналов.

Из анализа следует, что ППРЧ-НФ сигнал обладает более сосредоточенным спектром (99,9% в основном лепестке) по сравнению с ШПС ОФМ со скачкообразным изменением фазы (92%). Уровень боковых лепестков ППРЧ-НФ сигнала на 13 дБ ниже ФМ, что согласуется с известными результатами [1, 4].

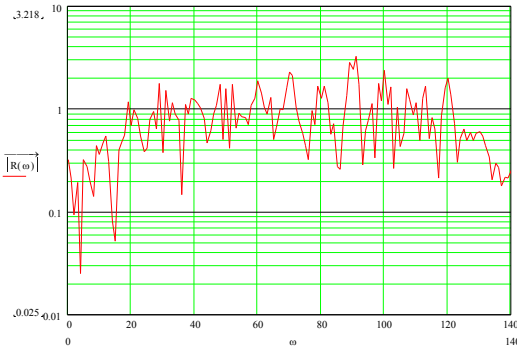


Рис. 1. Амплитудный спектр ППРЧ-ФМ при $L = 10$

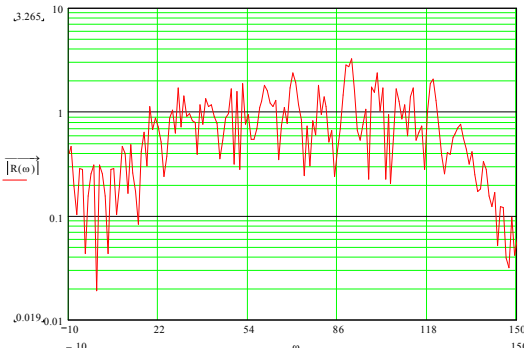


Рис. 2. Амплитудный спектр ППРЧ НФ при $L = 10$

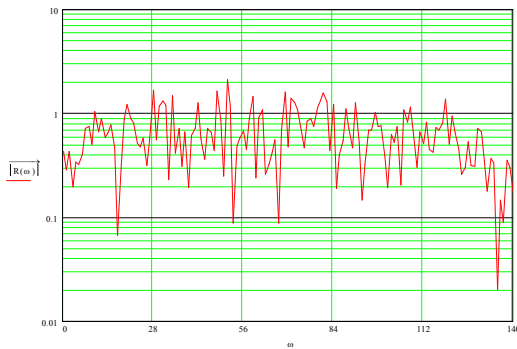


Рис. 3. Амплитудный спектр ШПС ОФМ со скачкообразным изменением фазы

Таким образом, сигналы с ППРЧ-НФ обладают существенными преимуществами по сравнению с ОФМ ШПС, заключающиеся в высокой степени использования спектра. Из анализа занимаемой полосы пропускания следует, что оптимальным индексом модуляции является $D = 0,5$.

На рис. 4, 5 в качестве примеров приведены амплитудные спектры многочастотного сигнала и ФМ-4. Первые нулевые значения спектра расположены на расстоянии $0,5T$ от несущей.

Максимум первого бокового лепестка спектра ФМ-4 на 13 дБ меньше максимума первого бокового лепестка спектра ММС (модуляция минимального частотного сдвига).

Главный лепесток спектра ФМ-4 содержит 92,5% всей мощности сигнала. Главный лепесток спектра сигнала с ММС шире, чем при ФМ-4, вместе с тем он содержит 99,5% всей мощности сигнала, следовательно, ис-

пользуя модуляцию минимального сдвига для ППРЧ сигналов, мощность сигнала возрастает на 7%.

Выводы. Сравнивая полученные результаты с известными, можно сделать вывод о том, что непрерывная модуляция фазы для сигналов с ППРЧ позволяет получать более компактный спектр по сравнению с ОФМ со скачкообразным изменением фазы. Это приводит к увеличению числа частотных каналов в системе связи и как следствие этого увеличение пропускной способности, при тех же показателях помехозащищенности и скорости передачи данных.

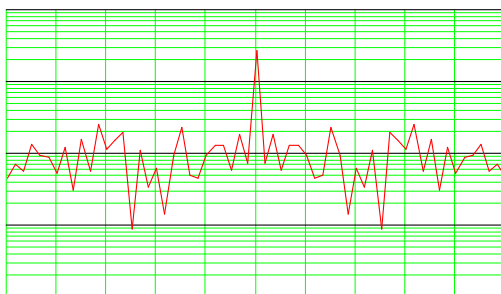


Рис. 4. Амплитудный спектр многочастотного сигнала (число частот – 30)

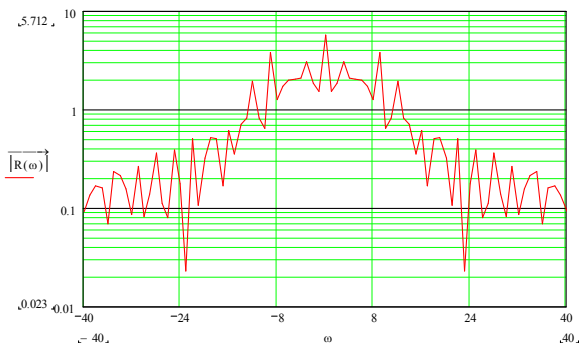


Рис. 5. Амплитудный спектр ФМ-4

ЛИТЕРАТУРА

1. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом ППРЧ / В.И. Борисов, И.В. Зинчук и др. – М.: Мир, 2000. – 283 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: пер. с англ. – М. Связь, 1979. – 591 с.
4. Torrieri D.J. Principles of Secure Communication System. Dedham, MA. : Artech house, Inc. 1985. – 286 с.

Поступила 2.02.2006

Рецензент: доктор технических наук, профессор Ю.В. Стасев,
Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба.