Федеральное государственное автономное

образовательное учреждение высшего образования

«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

**РАДИОнавигационные СИСТЕМЫ**

**Методические указания**

**по выполнению расчётно-графического задания**

**Красноярск**

**2021**

**Перечень сокращений**

АКФ – автокорреляционная функция

АМ – амплитудная модуляция

МЧМ – минимальная частотная манипуляция;

ОФМ – относительная фазовая модуляция

ПСП – псевдослучайная последовательность;

РТС ПИ – радиотехническая система передачи информации;

СКО – среднеквадратическое отклонение;

СПМ – спектральная плотность мощности

ФМ – фазовая манипуляция (модуляция);

ЧМ – частотная модуляция

ШПС – шумоподобный сигнал.

BPSK - binary phase shift keying (бинарная фазовая модуляция);

BOC – binary offset carrier (бинарная офсетная модуляция);

MSK – minimal shift keying (минимальная частотная модуляция);

QPSK - quadrature phase shift keying (квадратурная фазовая модуляция);

### 

**Общие указания**

**Цель расчётно-графического задания** – овладеть методикой анализа, выбора и расчёта основных параметров радионавигационной системы (РНС) с шумоподобным сигналом.

Каждый студент выполняет индивидуальное расчётно-графическое задание. Пояснительная записка оформляется в соответствии с требованиями СТП. Конечные результаты расчётов приводят с указанием единиц измерения, используя стандартные сокращения. Например, герц – Гц, мегагерц – МГц, децибел – дБ и пр. Графический материал (функциональная схема) выполняется на листе формата А1.

В конце пояснительной записки необходимо привести список литературы, которую использовал студент при выполнении расчётно-графического задания.

**Расчётно-графическое задание**

Для варианта шумоподобного сигнала (ШПС), заданного табл.1, выполнить:

1. Сформировать ШПС (один период ПСП).
2. Рассчитать и построить график зависимости внутриполосной мощности от полосы частот.
3. Определить эффективную ширину спектра и эквивалентные энергетические потери из-за ограничения спектра.
4. Выбрать длительность элемента ШПС.
5. Рассчитать и построить графики энергетического спектра и АКФ.
6. Рассчитать и построить графики зависимостей СКО ошибок кодовой и фазовой синхронизации от отношения сигнал/шум.

Таблица1

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
|  |  |  |  |  |
| № вар-та | Вид  модуляции | Внутриполосная мощность *P*c(*f*в)/*P*c | Отношение сигнал/шум  *q*, дБ | СКО ошибки  , нс |
| 1 | *MSK* | 0.9 | 10 | 20 |
| 2 | 0.99 | 8 | 22 |
| 3 | 0.999 | 5 | 24 |
| 4 | *QPSK* | 0.9 | 10 | 25 |
| 5 | 0.99 | 8 | 22 |
| 6 | 0.999 | 5 | 20 |
| 7 | *BPSK* | 0.9 | 7 | 30 |
| 8 | 0.99 | 6 | 25 |
| 9 | 0.999 | 9 | 40 |
| 10 | *MSK-BOC*(2) | 0.9 | 10 | 20 |
| 11 | 0.99 | 8 | 22 |
| 12 | 0.999 | 5 | 24 |
| 13 | *MSK-BOC*(3) | 0.9 | 10 | 25 |
| 14 | 0.99 | 8 | 22 |
| 15 | 0.999 | 5 | 25 |
| 16 | *BOC*(2) | 0.9 | 7 | 22 |
| 17 | 0.92 | 6 | 22 |
| 18 | 0.95 | 9 | 20 |
| 19 | *BOC*(3) | 0.9 | 5 | 30 |
| 20 | 0.92 | 7 | 25 |
| 21 | 0.95 | 6 | 40 |

**Методические указания по выполнению расчётно-графического задания**

**Первый пункт** задания посвящён формированию шумоподобного сигнала с заданным видом модуляции (см. табл. 1). Для его выполнения используют Приложения 1–3 данного учебного пособия, литературу [2, 11], а также приведённые ниже выражения, описывающие ШПС с различными видами модуляции.

***BPSK* (двоичная ФМ или ФМ-2).** На интервале символа с номером *n* сигнал имеет вид:

 (1)

где – двоичный информационный символ;

 – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП)  с элементами ;

– функция, описывающая форму элемента (чипа) сигнала (прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности *T*);

*N* – длина кодовой ПСП, определяющая длительность ШПС *T*с = *NT* (*T* – длительность элемента ШПС).

*TB* = *T*с – длительностьбита, равная длительности ШПС.

В соответствии с формулой (1) фаза сигнала может принимать только два значения: 0 (при *Dn*=1) и 180 градусов (при *Dn*=–1).

***QPSK* (квадратурная ФМ или ФМ-4)**. На интервале символа с номером *n* сигнал имеет вид:



 (2)

где – двоичные информационные символы в квадратурных каналах;

– функция, описывающая форму элемента (чипа) сигнала (прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности *T*);

*N* – длина каждой из двух кодовых ПСП  и  с элементами и ;

*T*с = *NT* – длительность квадратурных ШПС, равная длительности канального символа и удвоенной длительности бита *TB*.

Для различных сочетаний информационных символов и элементов кодовых ПСП  начальная фаза элементов ШПС может принимать значения 45, 135, 225 и 315. Посылки сигнала имеют прямоугольную огибающую, фаза сигнала может иметь на границах посылок скачки, равные 0, ±90 и 180 градусов. При *QPSK* модулирующий сигнал представляет собой последовательность четырёхпозиционных символов, выбираемых из алфавита с четырьмя двухразрядными двоичными словами (00, 01, 10, 11), которые определяют фазу модулированного колебания. Для формирования таких символов входной последовательный поток битов надо распределить, или демультиплексировать на два субпотока, в каждом из которых тактовая частота будет в два раза меньше, чем на входе.

***BOC*-модуляция (бинарная офсетная модуляция).** Как и при традиционной бинарной ФМ на интервале символа с номером *n* сигнал имеет вид:

 (3)

где – двоичный информационный символ;

 – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП)  с элементами ;

*N* – длина кодовой ПСП, определяющая длительность ШПС *T*с = *NT* (*T* – длительность элемента ШПС).

*TB* = *T*с – длительностьбита, равная длительности ШПС.

В отличие от *BPSK* функция, описывающая форму элемента (чипа) сигнала, имеет вид

,

где  – функция, описывающая меандровое колебание частоты .

 *BPSK*



+1





0



*t*

*в*)

*б*)

*а*)

0

-1

+1

0

-1

+1











*t*

*t*

 *BOC*(2)

= 2



 *BOC*(3)

= 3



Рис. 1. – Форма чипов *BOC*-сигналов

Для *BOC*-модуляции используют аббревиатуру *BOC*(*l*), где число *l* определяют число знакопеременнных меандровых чипов длительности *T*м =*T/l* в элементах кодовой последовательности (рис. 1). Форма чипа на рис.1, *a* соответствует *BPSK*сигналу (*l*=1).

### ***MSK*** -**модуляция (минимальная частотная модуляция).** На интервале символа с номером *n* сигнал имеет вид:



 (4)

где – двоичный информационный символдлительности *TB* = *T*с;

– функция, описывающая форму элемента (чипа) сигнала (импульс единичной амплитуды формы *полуволны косинуса* и длительности *T*).

*N* – длина каждой из двух кодовых ПСП  и  с элементами и .

Выражение (4) соответствует представлениюМЧМ-сигнала как квадратурной ФМ со сдвигом(*OQPSK*): элементы видеосигнала *Q*(*t*) запаздывают на *T/2* относительно элементов *I*(*t*) с тем же порядковым номером. В отличие от традиционной *OQPSK* элементы квадратурных компонент *I*(*t*) и *Q*(*t*) представляют собой импульсы в виде полуволны синуса, манипулированные кодами {*ak*} и {*bk*}.

В результате сложения квадратурных компонент несущей частоты образуется частотно-манипулированный ШПС с непрерывной фазой, который можно описать следующим выражением:

 (5)

где  – функция, определяющая закон угловой модуляции (изменения во времени начального фазового угла несущей);  – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности  с элементами .

Элементы кода {*dk*}, определяющего закон частотной манипуляции, связаны с элементами {*ak*} и {*bk*} квадратурных кодовых ПСП соотношениями:

, ,  . (6)

Значения  и –1 определяют значения символьных частот соответственно *f*1 = *f*0 + 1/2*T*  («верхняя») и *f*2 = *f*0 – 1/2*T* («нижняя»). Разность частот Δ*f* = *f*1 – *f*2 = 1/*T* называют девиацией, определяющей индекс частотной манипуляции *mf* = Δ*fT* = 0.5 .

### ***MSK-BOC* модуляция (модифицированная минимальная частотная модуляция).** На интервале символа с номером *n* сигнал имеет вид:



 (7)

где – двоичный информационный символдлительности *TB* = *T*с;

– функция, описывающая форму элемента (чипа) сигнала (*l* знакопеременных импульсов единичной амплитуды формы полуволны синуса и длительности *T/l* каждый).

*N* – длина каждой из двух кодовых ПСП  и  с элементами и .

В отличие от традиционной *MSK* элементы (чипы) квадратурных компонент *I*(*t*) и *Q*(*t*) сигнала имеют вид *l* знакопеременных импульсов единичной амплитуды формы полуволны синуса и длительности *T*s=*T/l*, а сдвиг квадратурных компонент *I*(*t*) и *Q*(*t*) составляет *T/*2*l* (рис.2).

 *MSK*







+1



0

*t*

*а*)

 *MSK-BOC*(2)

= 2



+1



0

-1



*t*

*б*)

 *MSK-BOC*(3)

= 3





+1

0

-1



*t*

*в*)

Рис. 2. – Форма чипов *MSK-BOC*-сигналов

При выполнении первого пункта задания следует использовать одну из формул (1) – (7), соответствующую заданному сигналу, и выбрать:

а) тактовую частоту ПСП – 

б) несущую частоту – (для *BPSK* и *MSK* – *l*=1);

в) частоту дискретизации ;

г) длину кодовой ПСП – *N*=31 для *BPSK* и *BOC*,

*N*=15 (две разные ПСП) для *MSK, QPSK* и *MSK-BOC-*сигналов);

д) значение информационного символалюбое (1 или –1).

В пояснительной записке привести две временные диаграммы сформированного сигнала: одну на интервале периода ШПС, другую – на интервале, соответствующем нескольким изменениям (не менее двух) фазы или частоты сигнала.

Во **втором разделе** задания требуется рассчитать и построить график зависимости мощности сигнала от полосы частот.

Мощность сигнала в полосе частот *F*в определяется формулой:

|  |
| --- |
| , (8) |

где – энергетический спектр комплексной огибающей сигнала (см. приложение 1, а также литературу [1, 2, 3,]).

Энергетические спектры сигналовмощностью *P*с=1 Вти с тактовой частотойописываются следующими выражениями.

При *BPSK* и *QPSK*:

 (9)

При*BOC* (*l*)

 (10)

При*MSK*

 (11)

При*MSK-BOC* (*l*)

 

(12)

 .

При *l*=1 формулы (10) для *BOC* (*l*) и (12) для *MSK-BOC* (*l*) совпадают с формулами (9) и (11) соответственно для *BPSK* и *MSK*.

Используя (8) и соответствующую формулу (9)–(12) для энергетического спектра, рассчитывают зависимость внутриполосной мощности *P*c(*F*в)от нормированной полосы *F*в/*f*т  частот. Из графика находят значение нормированной полосы *v*=*F*в/*f*т , соответствующее заданной мощности *P*(*F*в) =*P*c (; 0.99; 0.999 – см. табл.1). Поскольку полная мощность *P*c=1Вт, то заданная мощность *P*(*F*в) = Вт.

В формулах (9)–(12) для спектров следует использовать нормированную частоту *f*/*f*т, приняв для этого *f*т =1 МГц. Тогда значение *F*в, соответствующее заданной мощности *P*(*F*в), также нормировано по тактовой частоте *f*т.

В **третьем разделе** задания определяют эффективную ширину спектра и эквивалентные энергетические потери из-за ограничения спектра ШПС (см. Приложение 1, а также литературу [1, 2, 4, 7]).

Эффективная (среднеквадратическая) ширина спектра, определяется по формуле

|  |  |
| --- | --- |
|  | (13) |

где *F*в – ширина спектра сигнала, определяемая из условия обеспечения заданной мощности *P*(*F*в) =, ; 0.99; 0.999 (см. предыдущий пункт).

В формулах (9)–(12) для спектров следует использовать нормированную частоту *f*/*f*т, приняв для этого *f*т =1 МГц. При этом значение, вычисленное по формуле (13), также нормировано по тактовой частоте *f*т.

Определение эквивалентных энергетических потерь из-за ограничения спектра (в децибелах) производят по формуле

|  |
| --- |
| , (14) |

где  – потенциально достижимая эффективная ширина спектра при ;  – эффективная ширина спектра при конечном значении *F*в (см. предыдущий пункт). Физический смысл параметра  заключается в том, что для компенсации потерь в точности кодовой синхронизации из-за ограничения спектра требуется увеличить энергию сигнала на дБ.

Для вычисления потенциально достижимой эффективной ширины спектра  по формуле (13) следует использовать достаточно большое (но конечное) значение *F*в, соответствующее  0.999 для *BOC*- сигналов и 0.9999 – для других сигналов (см. второй раздел). Как и в предыдущих пунктах, в формулах (9)–(12) для спектров следует использовать нормированную частоту *f*/*f*т , приняв для этого *f*т =1 МГц.

Для выполнения **четвёртого** **раздела** задания рекомендуется литература [1, 2, 7].

СКО ошибки измерения времени  запаздывания сигнала определяют по формуле

|  |  |
| --- | --- |
|  | (15) |

где  – отношение сигнал/шум;  – энергия сигнала длительности ;  – односторонняя спектральная плотность мощности (СПМ) белого шума;  – эффективная ширина спектра при заданном значении ; 0.99; 0.999 (см. третий раздел).

СКО ошибки измерения фазового сдвига  сигнала определяют по формуле

|  |  |
| --- | --- |
|  | (16) |

Используя формулу (15) и данные таблицы 1 для заданного варианта, находят требуемую эффективную ширину спектра

|  |
| --- |
| (17) |

Формула (17) определяет значение  в МГц. Для этого нужно подставить в (17) требуемое значение в микросекундах (мкс). Заданное в табл. 1 отношение сигнал/шум *q* в децибелах следует перевести в разы по формуле.

Затем, используя полученное значение , а также значение нормированной эффективной ширины спектра , найденное в п.3, находят требуемую тактовую частоту *f*т = в МГц и длительность элемента ШПС  в мкс. Оба значения округляют до сотых долей.

В **пятом разделе** задания требуется построить графики энергетического спектра и АКФ ШПС, используя соответствующую формулу (9)–(12) и найденное в предыдущем пункте значение тактовой частоты *f*т.

Расчёт энергетического спектра ШПС (в децибелах) проводят по формуле

|  |
| --- |
| . (18) |

Масштаб по обеим осям выбирают линейным. По оси ординат масштаб выбирают равным 10 дБ в диапазоне от 0 до минус 60 дБ (для всех сигналов, кроме *MSK*) и от 10 до минус 60 дБ - для *MSK*-сигнала. Диапазон изменения частоты *f* выбирают от 0 до 10 *f*т. Значения частоты *f* и тактовой частоты *f*т  задают в МГц.

Расчёт АКФ ШПС проводят по формуле

 . (19)

Значение частоты  в МГц, определяющее верхний предел в интеграле формулы (19), находят, используя значения нормированной частоты , найденное в п.2, и тактовой частоты *f*т (см. п.4).

В формуле для энергетического спектра ШПС (соответствующая формула (9)–(12)) также используют найденное в п.4 значение тактовой частоты *f*т в МГц.

Диапазон изменения временного сдвига  выбирают от – 1,5*T* до 1,5*T* с шагом 0,1*T*, используя значение длительности элемента ШПС, найденное в п.4 . Значения временного сдвига  задают в мкс.

Для выполнения данного разделазадания следует использовать Приложение 1, а также литературу [2, 4, 7]. Примеры энергетических спектров ШПС, а также АКФ ШПС приводятся в [2].

В **шестом** **разделе** задания рассчитывают и строят графики зависимостей СКО ошибок кодовой  и фазовой синхронизации от отношения сигнал/шум *q*.

Для расчёта СКО ошибки кодовой синхронизации используют формулу (15) и результаты вычисления требуемой эффективной ширины спектра (см. п.4).

Отношение сигнал/шум *q* на графике определяют в децибелах в диапазоне от 0 до 20дБ с шагом 1дБ, а в формуле (15) используют значение .

СКО ошибки  определяют в микросекундах, для чего эффективную ширину спектра *F*э задают в МГц (см. п. 4).

Расчёт СКО ошибки фазовой синхронизации  проводят с использованием формулы (16) (определяет СКО  в радианах). Отношение сигнал/шум *q* на графике определяют в децибелах в диапазоне от 0 до 20дБ с шагом 1дБ, а в формуле (16) используют значение .

Для выполнения данного раздела рекомендуется литература [1, 2, 4].

Б**иблиографический список**

1. Бондаренко, В. Н. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин. – Новосибирск: Наука, 2011. – 260 с.
2. Бондаренко, В.Н. Помехоустойчивость приёма спектрально-эффективных шумоподобных сигналов/ В.Н. Бондаренко – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2015. – 160 с.
3. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук и др. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.
4. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
5. Журавлев, В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи / В. И. Журавлев. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров и др.; Под ред. И. Б. Федорова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 768 с.: ил.
7. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / В. П. Ипатов // пер. с англ. – М.: Техносфера, 2007.
8. Макаров, С. Б. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С. Б. Макаров, И. А. Цикин. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
9. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
10. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000.
11. Радиосистемы передачи информации: Учебное пособие для вузов / В. А. Васин, и др.; Под ред. И. Б. Федорова и В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия - Телеком, 2005. – 472 с.: ил.
12. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: «Вильямс», 2003.
13. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под. ред. Г. И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985.
14. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
15. Фомин, А. И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации / А. И. Фомин – М.: Сайнс-Пресс, 2008. – 80 с.: ил.
16. Цифровые системы фазовой синхронизации / М. И. Жодзишский, С. Ю. Сила-Новицкий, В. А. Прасолов и др. – М.: Сов. радио, 1980. – 208 с.

**Приложение 1**

**Основные характеристики сигналов и помех**

1. Описание сигнала

,

где  и  – функции, описывающие законы АМ и ФМ; *f*0 – несущая частота; – начальная фаза.

2. Аналитический сигнал

 ,

где  – преобразование Гильберта сигнала,

 – комплексная огибающая сигнала.

3. Мощность сигнала (средняя)

,

где  – энергия сигнала длительностью .

Пик-фактор



где  – максимальная мощность.

4. Спектр сигнала



Энергетический спектр сигнала (спектральная плотность мощности)

******.

где ****** – амплитудный спектр сигнала.

5. Ширина спектра сигнала

Мощность сигнала в полосе частот *F*с



*F*с – односторонняя ширина спектра по критерию 90, 99 или 99,9% мощности сигнала.

6. Эффективная ширина спектра сигнала



7. База сигнала

.

При – простой сигнал,

при – сложный (шумоподобный, широкополосный, псевдослучайный) сигнал.

8. Автокорреляционная функция (АКФ) сигнала





9. Нормальный белый шум

Энергетический спектр (спектральная плотность мощности)

******

Корреляционная функция



Плотность вероятности



– дисперсия квазибелого шума (в полосе *F*с).

**Приложение 2**

**Краткие сведения о перспективных видах шумоподобных сигналов**

**Фазоманипулированный шумоподобный сигнал (ФМ**-**ШПС)**

ФМ шумоподобный сигнал представляет непрерывный периодический сигнал, полученный путем фазовой манипуляции стабильного когерентного колебания псевдослучайной кодовой последовательностью символов ±1.

Сигналы такого вида широко используются в радионавигации (ГНСС, системы траекторных измерений и пр.), в радиосвязи (многоадресные системы с кодовым разделением), в радиолокации (непрерывные РЛС бокового обзора).

Перспективность ФМ шумоподобных сигналов обусловлена их преимуществами (высокая точность измерения дальности и скорости, высокая разрешающая способность, помехоустойчивость и пр.) по сравнению с простыми ФМ (или ОФМ) сигналами, а также широкими возможностями для использования средств цифровой техники в устройствах их формирования и обработки. Указанные преимущества достигаются ценой усложнения аппаратуры (прежде всего обработки сигналов), так как для снятия широкополосной, кодовой модуляции требуется сформировать опорную кодовую последовательность синхронную с принятым сигналом. Задачу кодовой синхронизации решает система слежения за задержкой сигнала. Кроме того, как и при использовании простого ФМ сигнала (без кодовой модуляции), для фазовой синхронизации демодулятора требуется система ФАПЧ, способная отслеживать сигнал с подавленной несущей (например, система *Костаса*). Широкая полоса приемного тракта (до схемы снятия кодовой модуляции), достигающая значений в несколько десятков МГц, высокие требования к стабильности частоты опорного генератора (относительная нестабильность может достигать значений 10–12), высокие требования к точности систем ФАПЧ и ССЗ – вот основные факторы, определяющие сложность приемной аппаратуры РТС с псевдослучайными сигналами.

**ФМ**-**ШПС с относительной фазовой манипуляцией.** ОФМ сигналы широко используются в системах передачи информации (радиосвязь, телеметрия, передача данных и пр.). Сигнал такого вида представляет непрерывный ФМ-сигнал, фаза которого изменяется дискретно со скоростью определяемой скоростью передачи информации (двоичных сообщений 1 и 0). В отличив от обычной ФМ, при которой символу 1 соответствует одна фаза (например, 0), а символу 0 – противоположная, при ОФМ используется другой алгоритм фазового кодирования: символу 1 соответствует изменение фазы на π в смежных посылках сигнала, а при передаче символа 0 фаза не меняется. Это позволяет устранить нежелательное явление, которое может возникать при приеме ФМ сигналов. Оно заключается в том, что изменение фазы опорного колебания демодулятора на π (такая возможность обусловлена особенностями работы системы ФАПЧ) приводит к тому, что будут приняты противоположные символы вместо переданных (эффект *обратной работы*). В случае ОФМ информация заключена не в самой фазе, а в ее изменениях, поэтому сбой опорного генератора демодулятора не приводит к ошибочному приему двоичных сообщений.

Сигналы с ФМ или ОФМ (при изменении фазы на π) не имеют спектральной составляющей, за которой могла бы следить обычная система ФАПЧ (несущая подавлена в силу того, что число символов 1 и 0 в передаваемом сообщении приблизительно одинаково). Поэтому для слежения за такими сигналами используются специальные схемы фазовой синхронизации (система *Костаса*, система с удвоением частоты и др.), работа которых основана на восстановлении несущей в спектре сигнала.

**Шумоподобный сигнал с минимальной частотной манипуляцией**

**(МЧМ-ШПС).** МЧМ шумоподобный сигнал представляет непрерывный периодический сигнал, полученный путем частотной манипуляции стабильного когерентного колебания псевдослучайной кодовой последовательностью символов ±1. В отличие от традиционных сигналов с частотной манипуляцией сигналы с МЧМ не имеют разрывов фазы, благодаря чему достигается их высокая спектральная эффективность. Так, если в основном лепестке спектра ФМ псевдослучайного сигнала заключено около 90% мощности сигнала, то в случае МЧМ сигнала практически вся мощность сосредоточена в основном лепестке спектра.

Сигналы такого вида благодаря высокой спектральной эффективности используются в радионавигации (широкополосные РНС средневолнового и длинноволнового диапазонов), в радиосвязи (сотовые телекоммуникационные системы, многоадресные системы с кодовым разделением).

Перспективность МЧМ псевдослучайных сигналов обусловлена их преимуществами (высокая точность измерения дальности и скорости, высокая разрешающая способность, помехоустойчивость и пр.) по сравнению с простыми ФМ или МЧМ сигналами. Указанные преимущества достигаются ценой усложнения аппаратуры приема и обработки сигналов, так как для снятия широкополосной кодовой модуляции требуется сформировать опорную кодовую последовательность, синхронную с принятым сигналом. Как и для псевдослучайных ФМ сигналов задачу кодовой синхронизации решает система слежения за задержкой сигнала, а фазовой синхронизации - система ФАПЧ, способная отслеживать сигнал с подавленной несущей (например, система *Костаса*).

Основные факторы, определяющие сложность приемной аппаратуры РТС с псевдослучайными МЧМ сигналами те же, что и для ФМ сигналов: широкая полоса приемного тракта (до схемы снятия кодовой модуляции), достигающая значений в несколько десятков МГц, высокие требования к стабильности частоты опорного генератора (относительная нестабильность может достигать значений 10–12), высокие требования к точности систем ФАПЧ и ССЗ.

**Меандровые шумоподобные сигналы (*BOC-*сигналы)**. Перспективным способом модуляции сигналов в широкополосных радиосистемах является бинарная офсетная модуляция. Благодаря широкому спектру используемых сигналов, которые принято называть *меандровыми шумоподобными сигналами* или *BOC-*сигналами, обеспечиваются высокие тактические показатели систем (точность измерения кодовой задержки, устойчивость к помехам многолучёвости и др.).

Данный способ широкополосной модуляции принято обозначать как *BOC*(*m*, *n*), где *m* и *n* – целые числа, определяющие кратность частоты меандровой последовательности и тактовой частоты дальномерного кода некоторой опорной частоте:, .

Основные характеристики *BOC*-сигнала определяются соотношением частот  и кратно 0.5), а также значением тактовой частоты. С ростом *l* возрастает число локальных максимумов автокорреляционной функции сигнала (число разнополярных пиков равно ). Эта особенность *BOC*-сигнала должна учитываться при разработке алгоритмов поиска и кодовой синхронизации. Решение проблемы поиска *BOC*-сигналов требует заметных усилий, особенно при малом *энергопотенциале*, поскольку различие основного и боковых пиков АКФ не превышает 3 дБ (при).

Недостатком шумоподобных сигналов с *BOC*-модуляцией при большой кратности частот *f*м/*f*т является неоднозначность измерения задержки, обусловленная многопиковой формой АКФ, следствием чего является ухудшение точности и разрешающей способности по времени.

Многопиковый вид АКФ создаёт известные трудности при разработке дискриминатора системы кодовой синхронизации, связанные с устранением неоднозначности и уменьшением до приемлемых значений риска захвата по «ложным» нулям дискриминационной характеристики.

**Шумоподобные сигналы с модифицированной минимальной частотной модуляцией (*MSK-BOC-*сигналы).** Широкому использованию *BOC*-сигналов в наземных широкополосных радиосистемах препятствует присущая данным системам ограниченность спектрального ресурса. Однако сочетание *BOC* с минимальной частотной модуляцией позволяет существенно ослабить негативное влияние ограничения спектра ШПС на основные тактические показатели широкополосных систем.

Для комбинированного способа модуляции, основанного на применении дополнительной *BOC*-модуляции в сочетании с традиционным видом широкополосной кодовой модуляции *MSK*, используют аббревиатуру *MSK-BOC*(*m*, *n*), где числа *m* и *n* имеют тот же смысл, что и для *BOC*-сигнала.

Для сигналов *MSK-BOC* часто используют обозначение *MSK-BOC* (*l*). Цифры в скобках определяют число чипов в виде *полуволн косинуса* в элементах квадратурных кодовых последовательностей.

Сигнал *МSK-BOC*(*l*) отличается от ШПС с традиционной модуляцией *МSK* видом элементов (чипов) квадратурных видеосигналов, представляющих собой  *l* знакопеременных импульсов в форме полуволны косинуса.

Как показывает практика, спектрально-эффективная модуляция *MSK* в сочетании с *BOC*-модуляцией является весьма привлекательным видом модуляции для применения в условиях ограниченного спектрального ресурса, обеспечивая значительные преимущества в точности измерения задержки по сравнению с традиционными способами модуляции *BPSK* и *MSK*. В то же время выбор вида модуляции и параметров новых спектрально-эффективная сигналов требует всестороннего анализа различных альтернативных вариантов как с учётом возможностей улучшения точностных и других характеристик широкополосных систем, так и технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки новых сигналов.

**Приложение 3**

**Пример программы для исследования характеристик ШПС**

**с использованием среды *MatLab***

close all

clear

clc

gamma = 0.9; %Внутриполосная мощность

q = 7; %Отношение сигнал/шум, дБ

sigma\_tau = 0.03; %СКО ошибки

n=1;

N = 31; %Длина кодовой ПСП

ft = 1\*10^6; %Тактовая частота

Fe = 1/(2\*pi\*sigma\_tau\*sqrt(gamma)\*10^(q/20)); %Эффективная ширина спектра,

%где exp(q/20) q в разах

l = Fe/ft; %Значение нормированной эффективной ширины спектра

f0 = 20\*l\*ft; %Несущая частота

fd = 10\*f0; %Частота дискретизации

T = 1/ft; %Длительность элемента ШПС

Tc = N\*T; %Определяющая длительность ШПС

A = 1;

t1 = 0:1/fd:T;

t = 0:1/fd:N\*T;

f11 = 1/T;

phi = 0;

%% Формирование ПСП длины N=31

a = ones(1, 5);

N = 31;

f\_prs = ones(1, N);

for i=1:N

if a(5) == 0

f\_prs(i) = -1;

end

b0 = xor(a(5), a(4));

b1 = xor(a(3), b0);

b = xor(a(1),b1);

a = circshift(a, [1, 1]);

a(1) = b;

end

F = 100;

w = 2\*pi;

t = 0:1/F:N;

f\_bpsk = ones(1, length(t));

for i = 1:N

for j = F\*(i-1)+1:F\*i

if f\_prs(i) == -1

f\_bpsk(j) = -1;

end

end

end

S\_cos\_t = sin(w\*t);

% S\_cos\_t = 1;

bpsk = S\_cos\_t.\*f\_bpsk;

figure

plot(t, bpsk);

grid on

figure

plot((1:length(t))/100, f\_bpsk, 'Linewidth', 2);

grid on

%% 2.Расчёт внутриполосной мощности сигнала

Fv = zeros(1,101);

Fv(1) = 1;

P\_F = zeros(1,101);

f = 0.01:0.1:100;

ft1 = 1;

G\_f = 1/ft1\*(sin(pi\*f/ft1)./(pi\*f/ft1)).^2; %Энергетический спектр сигнала

P\_F = cumtrapz(f,G\_f);

P\_F\_full = trapz(f,G\_f);

P\_F\_otn=P\_F./P\_F\_full;

figure

plot(f(1:100),G\_f(1:100))

grid on;

figure

plot(f(1:100),P\_F\_otn(1:100))

Fv\_vector=find(P\_F\_otn>0.9);

Fv2=f(Fv\_vector(1));

grid on;

xlabel 'f/f\_т'

ylabel 'P(F\_в)/P\_c'

%% 3.Определение эффективной ширины спектра

f = 0.1:0.1:0.91;

G\_f = 1/ft1\*(sin(pi\*f/ft1)./(pi\*f/ft1)).^2;

l = (trapz(f,f.\*f.\*G\_f)/trapz(f,G\_f))^(1/2);

%% 4.Определение эквивалентных энергетических потерь из-за ограничения спектра

% по предыдущим расчетам определена Fв(при гамма в квадрате, равной 0.99)=5.31

f = 0.1:0.1:5.31;

G\_f=1/ft1\*(sin(pi\*f/ft1)./(pi\*f/ft1)).^2;

Fe\_0\_99=(trapz(f,f.\*f.\*G\_f)/trapz(f,G\_f))^(1/2);

Lose\_energy = 20\*log10(Fe\_0\_99/l);

%% 5.Выбор длительности элемента ШПС

Fe\_trebuemaya = 1/(2\*pi\*sigma\_tau\*sqrt(gamma)\*10^(q/20));

ft=Fe\_trebuemaya/l;

T = 1/(ft);

%% 6.Построение графика энергетического спектра

f = 0.1:0.1:10\*ft;

G\_f = 1/ft\*(sin(pi\*f/ft)./(pi\*f/ft)).^2;

Cdb=10\*log(G\_f);

figure;

plot(f, Cdb);

xlabel 'f/f\_т'

ylabel 'G(f)'

grid on;

%% 7. Расчёт АКФ сигнала

v=Fv2; %значение нормированной частоты п.2

Fv = v\*ft;

f = 0.01:0.01:Fv;

G\_f = 1/ft\*(sin(pi\*f/ft)./(pi\*f/ft)).^2;

tau = -1.5\*T:0.1\*T:1.5\*T;

R = zeros(1,length(tau));

for i=1:length(tau)

R(i)=2\*trapz(f,G\_f.\*cos(2\*pi\*f\*tau(i)));

end

figure;

plot(tau, R)

ylabel 'R(\tau)'

xlabel '\tau, мкс'

grid on;

%% 8. Построение графика зависимости СКО ошибки от отношения сигнал/шум

q\_7 = 0:20;

qr=10.^(q\_7./20);

sigma\_tau = 1./(2\*pi\*Fe\_trebuemaya\*sqrt(gamma)\*qr);

figure;

plot(q\_7, sigma\_tau);

ylabel '\sigma\_{\tau}, мкс'

xlabel 'q, дБ'

grid on;

%% 9.Построение графика зависимости СКО ошибки от отношения сигнал/шум

sigma\_phi = 1./(sqrt(gamma)\*qr);

figure;

plot(q\_7, sigma\_phi);

ylabel '\sigma\_{\phi}'

xlabel 'q, дБ'

grid on;

%% 10. Расчёт вероятности ошибки на бит

q15=0:15;

q\_dB = sqrt(gamma)\*10.^(q15./20);

phi1 = zeros(1, length(q\_dB));

tau1 = zeros(1, length(q\_dB));

R\_10 = zeros(1, length(q\_dB));

P\_b = zeros(length(q\_dB), 4);

for j = 1:4

phi = 1./(sqrt(gamma)\*q\_dB);

tau = 1./(2\*pi\*Fe\_trebuemaya\*sqrt(gamma)\*q\_dB);

if j == 1

phi = phi1;

tau = tau1;

end

if j == 2

phi = phi1;

end

if j == 3

tau = tau1;

end

for i = 1:length(q\_dB)

R\_10(i) = 2\*trapz(f,G\_f.\*cos(2\*pi\*f\*tau(i)));

x = -10:0.1:q\_dB(i)\*R\_10(i)\*cos(phi(i));

P\_b(i,j) = 1-1/sqrt(2\*pi)\*trapz(x,exp(-x.\*x/2));

end

end

figure;

semilogy((0:15), P\_b(:,1),'--');

hold on

semilogy((0:15), P\_b(:,2),'-.');

semilogy((0:15), P\_b(:,3),':','Linewidth',2);

semilogy((0:15), P\_b(:,4));

legend('\sigma\_{\tau} = \sigma\_{\phi} = 0','\sigma\_{\phi} = 0','\sigma\_{\tau} = 0','\sigma\_{\tau} и \sigma\_{\phi} не 0')

ylabel 'P\_b'

xlabel 'q\_b, дБ'

grid on;