

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

«Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники»

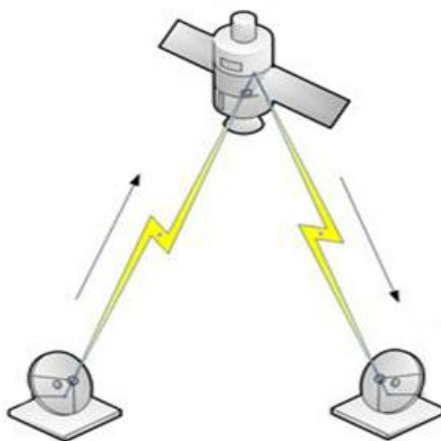
Радиотехнический факультет

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники

Долгих Д.А. Вершинин А.С.

Космические и наземные системы радиосвязи и телевещания

Учебно-методическое пособие для практических занятий и
самостоятельной работе



Томск 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

«Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники»

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой ТОР
_____ Ворошилин Е.П.
«__» _____ 2012 г.

**Космические и наземные системы радиосвязи и
телевещания**

Учебно-методическое пособие для практических занятий и
самостоятельной работе

Разработчики:
доцент каф. ТОР
_____ Долгих Д.А.
ассистент каф. ТОР
_____ Вершинин А.С.

Оглавление

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1	4
Бюджет линии радиосвязи	4
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2	8
Расчет зон покрытия по модели Окамура-Хата.....	8
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №3	12
Согласованная фильтрация	12
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4	15
Корреляционная обработка.....	15
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5	23
Цифровые виды модуляции. DQPSK модуляция	23
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6	28
Цифровые виды модуляции	28
OFDM	28
ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №7	30
Радиорелейные линии связи	30
Литература.....	35

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1

Бюджет линии радиосвязи

В теории связи важным понятием является канала связи. Обычно под каналом связи понимают ту часть системы связи, которая включает источник информации, устройство кодирования и модуляции, передающее устройство, физический канал (среду распространения сигнала), приемник с устройствами обработки информации и получатель информации. Анализ канал связи включает **бюджет канала** — расчет потерь энергии сигнала, связанных с физическими процессами, протекающими в устройствах с среде распространения. Бюджет — этот метод оценки, позволяющий определить достоверность передачи информации. Среда распространения или электромагнитный тракт связи, соединяющий передающее и приемное устройства называется каналом связи.

Антенны

Антенна является одним из основных элементов системы беспроводной связи. В качестве простейшей модели передающей антенны, используемой при анализе радиоканала, рассматривается изотропный излучатель — идеальная антенна, излучающая электромагнитные волны во всех направлениях равномерно. Для изотропного излучателя плотность потока мощности на расстоянии r от антенны определяется формулой

$$S(r) = \frac{P_{\Sigma}}{4\pi r^2},$$

где P_{Σ} - излучаемая мощность.

Для реальных антенн характерно неравномерное распределение излучаемой мощности в пространстве, определяемое диаграммой направленности.

В качестве численной характеристики направленных свойств антенны вводится коэффициент направленного действия — это число, которое показывает во сколько раз мощность антенны в данном направлении больше мощности излучения гипотетической изотропной антенны, отнесенной к единице телесного угла при условии равенства мощностей излучения обеих антенн.

Кроме того антенны характеризуются:

Коэффициент полезного действия — отношение мощности излучения антенны к мощности, подводимой к антенне;

Эффективная площадь антенны

$$A = \frac{\lambda^2}{4\pi} G,$$

где G — коэффициент усиления антенны.

Обычно излучаемая мощность сравнивается либо с мощностью изотропного излучателя (Effective Isotropic Radiated Power), либо с мощностью, излучаемой полуволновым диполем (Effective Radiated Power).

В первом случае — $EIRP = P \cdot G$;

Во втором случае — $ERP = P \cdot G / 1,64$;

Следовательно $ERP(dBd) = EIRP(dBi) - 2,15$ дБ.

Бюджет канала связи

Достоверность передачи информации определяется несколькими факторами, среди которых можно выделить отношение Сигнал/Шум, а также искажения сигнала, вызванные межсимвольной интерференцией. В цифровой связи вероятность ошибки зависит от нормированного отношения E_b/N_0 , где E_b - энергия одного бита, N_0 - спектральная плотность мощности шума.

Уменьшение отношения Сигнал/Шум может быть вызвано снижением мощности сигнала, повышением мощности шума или мощности сигналов, интерферирующих с полезным сигналом. Эти механизмы называются, соответственно, потерями (ослаблением) и шумом (интерференцией).

Ослабление может происходить в результате поглощения энергии сигнала, отражения части энергии сигнала или рассеяния. Существуют несколько источников шумов и интерференции — тепловой шум, галактический шум, атмосферные и промышленные помехи, перекрестные и интерферирующие сигналы от других источников.

Перечислим некоторые причины потерь:

1. Потери, связанные с ограничением полосы канала.

2. Межсимвольная интерференция.
3. Модуляционные потери.
4. Интермодуляционные потери.
5. Поляризационные потери.
6. Пространственные потери.
7. Помехи соседнего канала.
8. Атмосферные и галактические шумы.
9. Собственные шумы приемника
10. Потери в антенно-фидерном тракте.

При анализе радиоканала часто используются модель свободного пространства. В рамках этой модели предполагается, что в канале отсутствуют такие процессы, как отражение, преломление, поглощение, рассеяние и дифракция радиоволн. Если рассматривается распространение радиоволн в атмосфере, то она предполагается однородной и удовлетворяющей указанным выше условиям. Предполагается, что земная поверхность находится достаточно далеко от радио трассы, так что ее влиянием можно пренебречь. Модель свободного пространства является эталонной при анализе распространения радиоволн на различных трассах. В рамках этой модели энергия сигнала зависит только от расстояния между передатчиком и приемником и убывает обратно пропорционально квадрату расстояния.

Анализ бюджета канала начинается, как правило, с дистанционного уравнения, связывающего мощность на выходе приемного устройства с излучаемой передатчиком мощностью. На первом этапе рассматривается ненаправленная антенна, равномерно излучающая в телесном углу 4π стерадиан — изотропный излучатель.

Принимаемая мощность может быть записана в виде:

$$P_{\text{прием}} = S(r) \cdot A_{\text{прием}} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot A_{\text{прием}}}{4\pi r^2},$$

где $A_{\text{прием}}$ - эффективная площадь приемной антенны, $P_{\text{прием}}$ - мощность на входе приемника, $P_{\text{пер}}$ - мощность передатчика, r – расстояние между передатчиком и приемником.

Вышеприведенное уравнение иногда называется дистанционным уравнением.

Для изотропных антенн дистанционное уравнение может быть записано:

$$P_{\text{прием}} = \frac{P_{\text{пер}}}{(4\pi/\lambda)^2} = \frac{P_{\text{пер}}}{L},$$

где L - суммарные потери в свободном пространстве, определяемы формулой

$$L = (4\pi/\lambda)^2.$$

Если для передачи и приема сигнала используются направленные антенны, то можно записать:

$$P_{\text{прием}} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пер}} \cdot G_{\text{прием}}}{L},$$

где $P_{\text{пер}}$ - мощность, подводимая к передающей антенне, а $G_{\text{пер}}$, $G_{\text{прием}}$ - коэффициенты усиления передающей и приемной антенн.

Таким образом мощность на входе приемника можем записать:

$$P_{\text{прием}} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot G_{\text{пер}} \cdot G_{\text{прием}} \cdot \lambda^2}{(4\pi r)^2},$$

Обычно величину потерь в свободном пространстве измеряют в децибелах:

$$L(\text{дБ}) = 10 \lg \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{прием}}};$$

$$L(\text{дБ}) = 20 \lg(4\pi \cdot r/\lambda) = 20 \lg(f) + 20 \lg(r) - 147,56.$$

ЗАДАЧА №1

Рассчитать максимальную дальность радиосвязи для системы радиосвязи. Если мощность излучения передатчика составляет 20 дБм, минимально допустимая мощность приемника -90 дБм, запас на замирания 30 дБ, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн 20 дБ.

ЗАДАЧА №2

Для обеспечения вероятности битовой ошибки $BER = 10^{-6}$ приемнику BPSK требуется отношение $E_b/N_0 = 6\text{дБ}$, мощность теплового шума равна -93 дБм . Расстояние между передатчиком и приемником составляет 10 км . Коэффициенты усиления передающей и приемной антенн составляют 10 дБ . Необходимо определить минимальную мощность передатчика для обеспечения требуемого BER.

Домашнее задание

1. Проработать материал, касающийся распространения радиоволн в свободном пространстве.
2. Рассчитать дальность радиосвязи, если в задаче №1 изменить коэффициент усиления приёмной антенны с 20 до 30 дБ .
3. Рассчитать минимальную мощность передатчика если в задаче №2 используется QAM-16.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2

Расчет зон покрытия по модели Окамура-Хата

Модель Окамура-Хата предназначена для предсказания уровня сигнала в больших сотах систем мобильной связи. Модель Окамуры основана на экспериментальных результатах, полученных при следующих условиях: высота подвеса антенны БС над средним уровнем квазигладкой местности 200 м . Хата обобщил результаты многочисленных экспериментальных измерений Окамуры и получил эмпирические формулы для расчета средних потерь сигнала $L_p(r, f, h_{bc}, h_{mc})$.

Мощность на входе приемника с помощью данной модели выражается

$$P_M(r, f, h_{bc}, h_{mc}) = P_{bc} + G_{bc} + G_{mc} - [L_p(r, f, h_{bc}, h_{mc}) + \eta_{bc} + \eta_{mc}].$$

Результаты расчета по модели Хата совпадают с результатами Окамуры с точностью 1 дБ в пределах так называемой «основной области», которая характеризуется диапазоном частот $(150..1500)\text{ МГц}$,

протяженностью трассы (1..20) км, высотой антенны БС (30..200)м, высотой антенны МС (1..10)м.

При $200 \text{ МГц} \leq f \leq 400 \text{ МГц}$ для «большого» города («большой город») характеризуются плотной застройкой зданиями, не менее 50% которых имеют 5 этажей и боле, а некоторые можно отнести к «небоскребам»):

$$L_p = 70,65 - 13,82 \cdot \lg(h_{\text{бс}}) + 26,16 \lg(f) - 8,29[\lg(1,54 \cdot h_{\text{мс}})]^2 + \\ + [44,9 - 6,55 \cdot \lg(h_{\text{бс}})] \lg(r),$$

где f – частота радиосигнала, МГц;

$h_{\text{бс}}$ — высота антенны базовой станции, м;

$h_{\text{мс}}$ — высота антенны мобильной станции, м;

r – расстояние между антеннами, м;

При $400 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц}$ для «большого» города:

$$L_p = 74,52 - 13,82 \cdot \lg(h_{\text{бс}}) + 26,16 \lg(f) - 3,2[\lg(11,75 h_{\text{мс}})]^2 + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{бс}})] \lg(r).$$

Для «среднего и малого» города («средний и малый город») характеризуется плотной застройкой зданиями, более 50% которых имеют 4-5 этажей)

$$L_p = 68,75 - 13,82 \cdot \lg(h_{\text{бс}}) + 27,72 \lg(f) - [1,11 \lg(f) - 0,7] h_{\text{мс}} + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{бс}})] \lg(r).$$

Для «пригорода» («пригород») - крупный населенный пункт с низкой плотностью застройки жилых домов и хозяйственных построек высотой 3-4 этажа):

$$L_p = 63,35 - 13,82 \cdot \lg(h_{\text{бс}}) + 27,72 \lg(f) - 2[\lg(f/28)]^2 + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{бс}})] \lg(r) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{мс}}.$$

Для «сельской местности» («сельская местность») характеризуется наличием открытых участков длиной не менее 300 м, чередующихся с 1-2 этажными домами):

$$L_p = 27,81 - 13,82 \cdot \lg(h_{\text{бс}}) + 46,05 \lg(f) - 4,78[\lg(f)]^2 + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{бс}})] \lg(r) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{\text{мс}}.$$

Для «открытой местности» (открытые участки местности с

возможным наличием отдельно стоящих деревьев)

$$L_p = 27,81 - 13,82 \cdot \lg(h_{6c}) + 46,05 \lg(f) - 4,78 [\lg(f)]^2 + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{6c})] \lg(r) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{mc}$$

С несколько большей погрешностью приведенную модель Хаты можно использовать для «расширенной области», которая характеризуется диапазоном частота (150..1800) МГц, протяженностью трассы (1..80) км, высотой подвеса мобильной станции (1..10) м.

Появление сотовых систем мобильной связи, работающих на частотах около 2 ГГц, стимулировало появление модели COST 231 Хата, которая применяется в диапазоне (1500..2000) МГц при протяженности трассы (1..20) км, высоте антенны базовой станции (30..200) м, высоте антенны мобильной станции (1..10) м.

Для столичного города:

$$L_p = 48,5 - 13,82 \cdot \lg(h_{6c}) + 34,41 \lg(f) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{mc} + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{6c})] \lg(r).$$

Для среднего города и пригородного центра с умеренной плотностью посадки деревьев:

$$L_p = 48,5 - 13,82 \cdot \lg(h_{6c}) + 34,41 \lg(f) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{mc} + \\ + [44,9 - 6,55 \lg(h_{6c})] \lg(r).$$

Для сельской местности:

$$L_p = 9,56 - 13,82 \cdot \lg(h_{6c}) + 53,73 \lg(f) - \\ - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{mc} - 4,78 [\lg(f)]^2 + [44,9 - 6,55 \lg(h_{6c})] \lg(r)$$

Для открытой местности

$$L_p = 4,56 - 13,82 \cdot \lg(h_{6c}) + 53,73 \lg(f) - [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{mc} - \\ - 4,78 [\lg(f)]^2 + [44,9 - 6,55 \lg(h_{6c})] \lg(r)$$

Модели Хата не учитывают характера местности (наклон трассы, трасса земля-вода, трасса с холмами и горами). Однако этот учет может быть проведен с использованием результатов Окамуры.

Особенности коротких трасс

В горизонтальной плоскости антенны БС имеют либо круговую диаграмму направленности, либо секторную. В вертикальной плоскости для получения наибольшего коэффициента усиления у антенны БС формируется узкая диаграмма направленности.

В модели Окамуры и Хата наименьшая длина трассы выбрана равной 1 км. Это обусловлено тем, что на более коротких трассах возможно попадание МС в зону тени из-за особенностей диаграммы направленности антенны БС в вертикальной плоскости.

ЗАДАЧА №1

С использованием модели Окамуры-Хата рассчитать усредненную медианную мощность сигнала от базовой станции системы сотовой телефонии NMT на расстояниях 1 км, 3 км, 5 км, 10 км, 20 км, 30 км для «среднего» города, если высота антенны базовой станции 50 м, высота антенны мобильной станции 1.5 м. Мощность передатчика БС 4 Вт, коэффициенты усиления антенны БС 6 дБ, МС 6 дБ, потеря в фидерах для базовой и мобильной станций 1 и 0 дБ. Частота сигнала 460 МГц.

ЗАДАЧА №2

Определить зону уверенного приема сигнала от базовой станции с мощностью излучения 20 дБм, коэффициентом усиления антенны 10 дБ и высотой подвеса антенны 20 м. Потери в фидере базовой станции составляют 3 дБ. Мобильная станция имеет порог чувствительности -85 дБм. Коэффициент усиления антенны 3 дБ, потерь в фидере нету. Антенна мобильной станции находится на высоте 1.5 м. В канале возможны замирания глубиной до 30 дБ.

Домашнее задание

1. Проработать материал, касающийся модели распространения радиоволн в Окамуры-Хата.
2. Сравнить результаты расчетов задачи №1 практического занятия №1 для модели распространения радиоволн в свободном пространстве и согласно модели Окамуры-Хата.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №3

Согласованная фильтрация

Согласованная фильтрация в радиосвязи используется как для детектирования сигнала так и для его обнаружения.

Согласованный фильтр представляет собой фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$ при $0 \leq t \leq T$. Вне этого $h(t) = 0$. Тогда выход согласованного фильтра можно записать:

$$y(t) = \int_0^T r(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau.$$

Предположим, что импульсная характеристика фильтра равна $h(t) = r(T - t)$.

В таком случае отклик согласованного фильтра будет равен

$$y(t) = \int_0^t r(\tau) \cdot r(T - t + \tau) d\tau,$$

что по определению является временной автокорреляционной функцией $r(t)$.

Важным свойством согласованного фильтра состоит в том, что если сигнал подвергается воздействию аддитивного белого Гауссова шума, то фильтр согласованный с сигналом максимизирует на выходе отношение сигнал/шум.

Предположим, что принимаемый сигнал $s(t)$ состоит из сигнала $r(t)$ и шума $n(t)$ с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $\Phi(f) = \frac{1}{2} N_0$ (Вт/Гц).

Предположим, что сигнал $s(t)$ прошел через фильтра с импульсной характеристикой $h(t)$ $0 \leq t \leq T$ и берется отчет на выходе в точке $t=T$.

$$y(t) = \int_0^t s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_0^t r(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau + \int_0^t n(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau.$$

В точке $t=T$:

$$y(T) = y_r(T) + y_n(T).$$

То есть сигнал на выходе согласованного фильтра состоит из сигнальной компоненты и шумовой компоненты.

Задача состоит в выборе $h(t)$ такой что бы следующее выражение было максимальным:

$$\text{ОСШ} = \frac{y_r^2(T)}{E[y_n^2(T)]}.$$

Знаменатель определяет дисперсию шумовой компоненты на выходе фильтра

$$\begin{aligned} E[y_n^2(T)] &= \iint_{00}^{TT} E[n(\tau) \cdot n(t)] h(T - \tau) h(t - \tau) dt d\tau = \\ &= \frac{1}{2} N_0 \iint_{00}^{TT} \delta(t - \tau) h(T - \tau) h(t - \tau) dt d\tau = \\ &= \frac{1}{2} N_0 \int_0^T h^2(T - t) dt \end{aligned}$$

$\frac{1}{2} N_0 \delta(t - \tau)$ - автокорреляционная функция белого шума.

Заметим, что дисперсия зависит от спектральной плотности шума на входе фильтра и энергии импульсной характеристики $h(t)$.

$$\text{ОСШ} = \frac{\left(\int_0^T h(\tau) \cdot r(T - \tau) d\tau \right)^2}{\frac{1}{2} N_0 \int_0^T h^2(T - t) dt},$$

т. к. знаменатель зависит от энергии $h(t)$, максимум ОСШ по $h(t)$ можно получить максимизацией числителя в предположении, что знаменатель фиксирован.

Максимизация числителя выполняется легко, если воспользоваться неравенством Коши-Шварца. Оно гласит, что если $g_1(t)$, $g_2(t)$ сигналы с ограниченной энергией, то

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) \cdot g_2(t) dt \right]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} g_1^2(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g_2^2(t) dt,$$

Неравенство превращается в равенство когда $g_1(t) = C g_2(t)$, где C

– константа.

Положим $g_I(t)=h(t)$ и $g_I(t)=r(T-t)$, то ясно, что ОСШ максимизируется, если $h(t) = Cr(T-t)$ т. е. $h(t)$ согласовано с сигналом. Константа C^2 не входит в ОСШ т. к. Она присутствует и в числителе и знаменателе.

Выходное ОСШ на фильтре:

$$\text{ОСШ} = \frac{2}{N_0} \int_0^T r^2(t) dt = 2 \frac{E}{N_0},$$

где E – энергия сигнала, т. е. ОСШ не зависит от формы сигнала.

ЗАДАЧА №1

Рассчитать отклик согласованного фильтра для сигнала содержащего в себе неискаженный и искаженный 13 элементный код Баркера. Суммарный сигнал выглядит $r = [\text{PSP R PSP}]$, где $\text{PSP} = [+1 -1 +1 -1 +1 -1 +1]$. $R = [+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1]$ – код Баркера.

Для искаженного кода Баркера изменить полярность 2-х чипов кода Баркера.

ЗАДАЧА №2

Сформировать последовательность кода Голда. Нарисовать структурную схему генератора кода Голда. Построить автокорреляционную функцию полученной последовательности.

Домашнее задание

1. Проработать материал по согласованной фильтрации.
2. Проработать материал по фильтрации с помощью фильтров Найквиста. Материал взять из литературы [2].

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4

Корреляционная обработка

В общем случае к ПСП, используемым для расширения спектра сигналов, предъявляются следующие требования:

- большой объем ансамбля последовательностей, формируемых с помощью единого алгоритма;
- «хорошие» авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- сбалансированность структуры;
- максимальный период для заданной длины регистра сдвига, формирующего последовательность;
- непредсказуемость структуры последовательности по ее неискаженному сегменту ограниченной длины.

В соответствии с алгоритмами формирования различные ПСП можно классифицировать на линейные, нелинейные, комбинированные и каскадные.

Закон формирования линейных ПСП определяется линейным рекуррентным соотношением:

$$a_j = \sum_{i=1}^n c_i a_{j-i} = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n.$$

где умножение и сложение производятся по *mod 2*, а коэффициенты c_i принимают значения 0 или 1 и определяются характеристическим многочленом:

$$f(x) = x^n + c_{n-1}x^{n-1} + \dots + c_1x + 1.$$

Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с обратной связью через сумматоры по *mod 2* изображена на рис.4.1

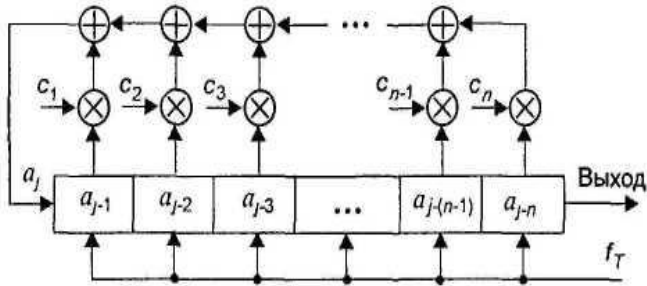


Рисунок 4.1 Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС)

Для формирования нелинейных ПСП имеются следующие возможности:

-использование внешней нелинейной логической функции для комбинирования элементов ПСП с периодом $L=2^n-1$, получаемой с помощью РСЛОС;

-использование регистров сдвига (РС) с нелинейной логической функцией в цепи обратной связи (внутренней логической функцией), позволяющей получать ПСП с периодом $L=2^n$ (последовательности де Брейна).

Структурные схемы генераторов с внешней и внутренней логическими функциями изображены на рисунках .4.2, 4.3.

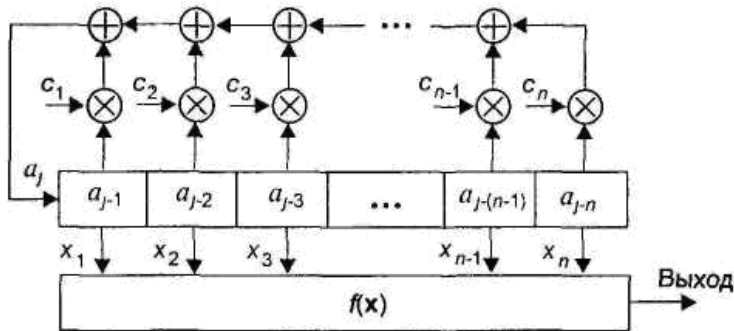


Рисунок 4.2. - Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

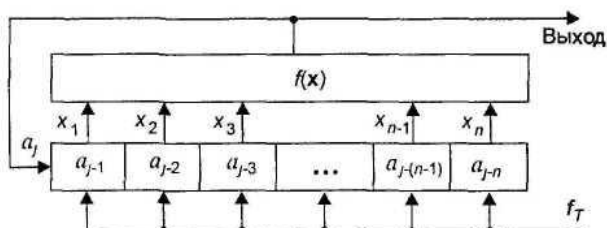


Рисунок 4.3. - Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией

Комбинированные последовательности представляют собой результат объединения по определенному правилу двух или нескольких линейных ПСП.

ЛИНЕЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДЛИНЫ (m-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Последовательностями максимальной длины, (m -последовательностями) называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L=2^n-1$, n - длина регистра. Наиболее важная особенность m -последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L=2^n-1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства m -последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи.

Необходимым условием получения m -последовательности с помощью характеристического многочлена $f(x)$ является его неприводимость. Многочлен $f(x)$ степени n называется неприводимым, если он не может быть разложен на многочлены-сомножители меньшей степени. Примитивность многочлена $f(x)$ является необходимым и достаточным условием получения m -последовательности. Примитивные многочлены существуют для всех $n>1$. Их количество определяется следующим выражением :

$$N_p(n) = \frac{\Phi_p(L)}{n} = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1) p_i^{n_i - 1}$$

где $\Phi_p(L)$ - функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ; p_i - сомножители чисел

$$2^n - 1, \text{ т.е. } 2^n - 1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}, \quad n_i - \text{целые числа.}$$

Например, при $n=6$ имеем $L=63$. Это число может быть представлено в виде произведения $3 \cdot 3 \cdot 7 = 63$, причем $p_1=3$; $n_1=2$, $p_2=7$, $n_2=1$ Поэтому количество примитивных многочленов $N_p(n) = (1/6)[(3^{2-1}-1)(3-1)][(7^{1-1})(7-1)]=6$.

На рис. 4.4 приведена структурная схема генератора m -последовательности, соответствующего характеристическому многочлену $f(x)=x^3+x^2+1$, которому соответствует рекуррентное соотношение $a_j = a_{j-2} \oplus a_{j-3}$.

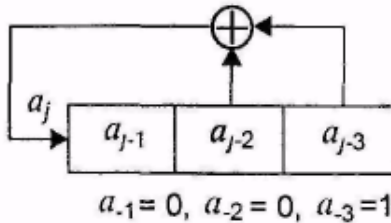


Рисунок 4.4. - Схема генератора m - последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью.

Номера отводов регистра для цепи обратной связи соответствуют ненулевым коэффициентам m -последовательности многочлена. При начальных условиях $a_{-3}=1$, $a_{-2}=1$, $a_{-1}=0$ формируется последовательность $a=\{1011100, 1011100, 101\dots\}$ с периодом $L=7$.

Перечислим некоторые из важнейших свойств m -последовательностей :

-Балансное свойство. Каждая m -последовательность содержит 2^{n-1} символов 1 и $2^{n-1}-1$ символов 0.

-Свойство полноты состояний. Состояние разрядов регистра сдвига, формирующего m - последовательность, можно представить полным набором n -разрядных двоичных чисел за исключением числа, содержащего нули во всех разрядах. Состояние «все нули» является запрещенным.

Свойство серий. В периоде m -последовательности половина

серий имеет длину 1, одна четверть-длину 2, одна восьмая -длину 3 и так до тех пор, пока это продолжение имеет смысл. Под серией здесь понимается набор следующих друг за другом одинаковых символов 0 или 1.

Свойство циклического сдвига при сложении. Сложение по mod 2 m -последовательности и некоторого ее циклического сдвига дает в результате другой циклический сдвиг той же самой последовательности.

Свойство децимации. Последовательность, образованная из взятых через один символов исходной m -последовательности, по структуре совпадает с исходной, но имеет в два раза ниже тактовую частоту.

Корреляционные свойства. Если m -последовательность поэлементно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом в течение периода, то количество совпадений отличается от количества несовпадений не более, чем на единицу. Из этого следует, что автокорреляционная функция m -последовательности, определяемая как:

$$r(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \bmod L, \\ -1/L, & j \neq 0 \bmod L \end{cases}$$

Для систем CDMA представляют интерес не только авто-, но и взаимно-корреляционные свойства m -последовательностей. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей a и b одинаковой при произвольном сдвиге j определяется выражением:

$$r_{ab}(j) = [L - 2d_{ab}(j)] / L$$

где $d_{ab}(j) = \sum_{k=1}^L a(k) \oplus b(k+j)$ - количество совпадений.

На рис. 4.5 приведены авто- и взаимно-корреляционные функции m -последовательностей.

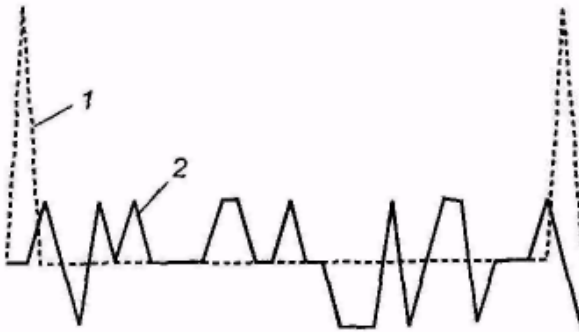


Рис. 4.5. Корреляционные функции m -последовательностей

- 1 - автокорреляционная функция m -последовательности
- 2 - взаимно-корреляционная функция m -последовательностей.

Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{\text{ПСП}}(t)$, образованного из импульсов прямоугольной формы, определяемая как преобразование Фурье корреляционной функции $r(\tau)$.

Спектр биполярного псевдослучайного сигнала содержит постоянную и дискретные спектральные составляющие, следующие через интервал:

$$\Delta f = \frac{1}{LT_0}$$

Огибающая дискретных спектральных составляющих определяется функцией $\sin^2(x)$, поэтому амплитуда спектральных составляющих равна нулю на частотах $f=k/T_0$ (рис. 4.6). Путем увеличения периода m -последовательности можно уменьшить интервал между спектральными составляющими, сделав спектр практически сплошным. При этом спектральная плотность в пределах полосы частот, равной $2/T_0$, становится почти равномерной. Эти свойства спектральной плотности псевдослучайного сигнала позволяют его широко использовать в системах связи в качестве тестового и для получения аналогового шумового процесса с характеристиками, близкими к гауссовскому шуму.

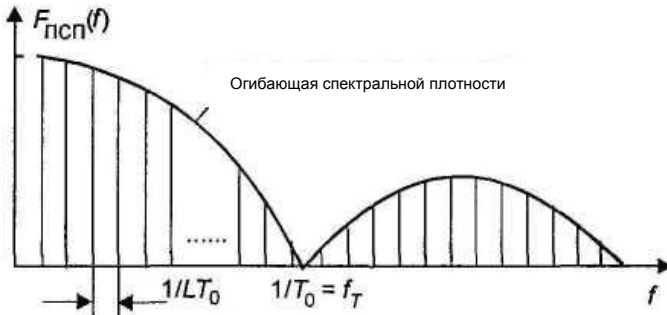


Рис.4.6. Спектральная плотность двухуровневого псевдослучайного сигнала

Криптостойкость. Структура m -последовательности легко может быть раскрыта по ее неискаженному сегменту.

Последовательности Голда, (g -последовательности)

Результаты анализа взаимно-корреляционных свойств m -последовательностей показали, что только небольшое количество из всего ансамбля m -последовательностей с заданным периодом обладает удовлетворительными корреляционными свойствами. Конечно, это не может удовлетворить потребности систем CDMA, когда речь идет об использовании порядка тридцати последовательностей и более [13].

Попытки найти ансамбли последовательностей с периодом $L=2^n-1$ большого объема, которые имели бы приемлемые максимальные значения взаимно-корреляционных функций, привели к появлению важного класса периодических псевдослучайных последовательностей, так называемых последовательностей Голда или g -последовательностей.

Рассмотрим алгоритмы формирования d -последовательностей. Пусть имеется m -последовательность a с периодом L и последовательность a' , полученная путем децимации последовательности a с индексом g , $a'=a[q]$. Это означает, что для получения последовательности a' берется каждый g -й символ последовательности a . Последовательность a' имеет период L , если НОД $(L, q)=1$. НОД-это наибольший общий делитель. Любая пара m -последовательностей с периодом L может быть связана соотношением $a'=a[q]$ при некотором q .

Взаимно-корреляционная функция предпочтительной пары m -последовательностей имеет три значения: $-t(n)$, -1 , $t(n)-2$, причем

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{n+1/2} \ddot{a}\ddot{y} \dot{a}\dot{a}, \dot{\delta} \dot{a} \dot{a} \ddot{a} & n \\ 1 + 2^{n+2/2} \ddot{a}\ddot{y} \ddot{a}, \dot{\delta} \dot{a} \dot{a} \ddot{a} & n \end{cases}$$

Для построения ансамбля g-последовательностей необходимо знать предпочтительные пары m-последовательностей. Пусть a и a' есть предпочтительная пара m-последовательностей, тогда множество последовательностей: $\{a, a', a \oplus a', a \oplus Da', a \oplus D^2 a', \dots, a \oplus D^{L-1} a'\}$

образуют ансамбль g-последовательностей. Любая пара g-последовательностей, входящих в ансамбль объемом L+1, как и предпочтительная пара, обладает трехуровневой взаимно-корреляционной функцией. За исключением последовательностей a и a' g-последовательности не являются последовательностями максимальной длины, поэтому их автокорреляционные функции являются не двухуровневыми, а трехуровневыми, такими же, как и взаимно-корреляционные функции. Максимальные значения боковых выбросов взаимно-корреляционных функций g-последовательностей для больших L при нечетном n в $\sqrt{2}$, а при четном n в 2 раза превышают границу.

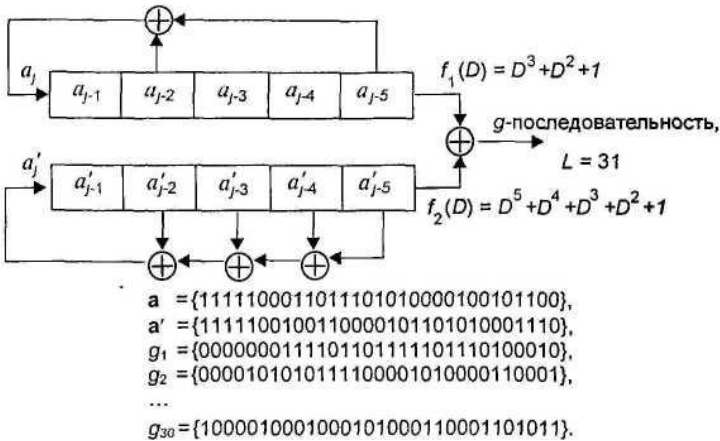


Рис. 4.7. Структурная схема генератора d-последовательностей

На рис. 4.7 показана структура генератора g-последовательностей с периодом L=31, построенная в виде двух регистров сдвига с линейной обратной связью и позволяющая формировать ансамбль g-последовательностей объемом M=32.

ЗАДАЧА №1

M-последовательность имеет образующий полином:

$$P(x) = x^7 + x^3 + 1.$$

1. Приведите итерационный алгоритм формирования M-последовательности;
2. Приведите одну из возможных схем генерирования M-последовательности;
3. Определите количество элементов последовательности;
4. Приведите вид периодической автокорреляционной функции данной последовательности.

ЗАДАЧА №2

Код Голда может быть образован на основе двух предпочтительных M-последовательностей с образующими полиномами:

$$P_1(x) = x^7 + x^3 + 1,$$

$$P_2(x) = x^7 + x + 1, \text{ соответственно.}$$

1. Приведите одну из возможных схем генерирования кода Голда; Определите количество элементов в коде Голда; Какое количество кодов Голда можно сформировать? Приведите вид периодической автокорреляционной функции кодов Голда.

Домашнее задание

1. Проработать материал относительно генераторов псевдослучайных последовательностей [2].
2. Проработать материал относительно кодов Баркера.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5**Цифровые виды модуляции. DQPSK модуляция**

QPSK – 4-х позиционная фазовая модуляция.

QPSK созвездие содержит в себе 4 точки равномерно отстоящие друг от друга (Рисунок 5.1) и может переносить в каждом символе модуляции 2 бита информации.

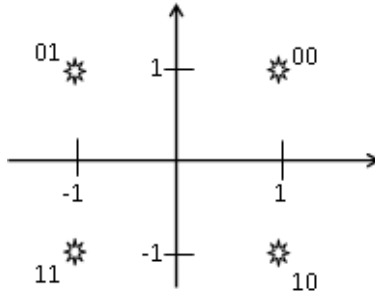


Рисунок 5.1 — Созвездие QPSK

Структурная схема передатчика QPSK изображена на рисунке 5.2.

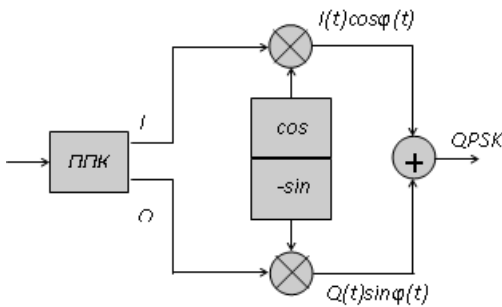


Рисунок 5.2 — Структурная схема QPSK модулятора

На рисунке 5.2 блок ППК — последовательно параллельный конвертер.

На вход ППК поступает информационный поток со скоростью V . На выходах I и Q ППК в таком случае имеются два потока со скоростями $V/2$. Кроме разделения исходного потока на два с меньшими скоростями ППК производит преобразование уровней. Так если на входе информационный поток представляется в двоичном коде (0 либо 1), то на выходе сигнал представляется двумя другими уровнями -1 и 1.

Далее полученные I и Q компоненты подаются на квадратурный модулятор. На выходе квадратурного модулятора получаем QPSK сигнал.

На приемной стороне необходимо выполнить обратное преобразование. На рисунке 5.3 приведена схема QPSK демодулятора без систем синхронизации.

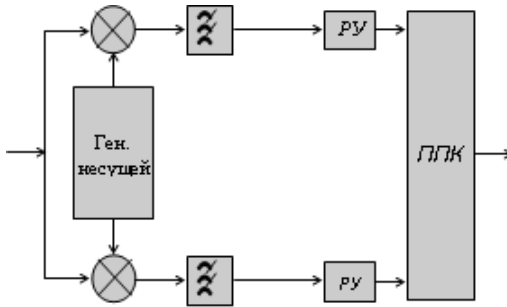


Рисунок 5.3 — Структурная схема демодулятора QPSK

На рисунке 5.3 РУ- решающее устройство, ППК — параллельно-последовательный конвертер.

Для обеспечения правильной работы демодулятора необходимо, что бы генератор несущей был подстроен по частоте и фазе под генератор в модуляторе. Если отсутствует точная подстройка по частоте, то созвездие на приемной стороне начнет вращаться, что приводит к появлению ошибок при передаче информации.

При не точной фазовой синхронизации созвездие также будет повернуто на определенный угол, что также как и в предыдущем случае будет приводить к ошибкам при передаче информации.

Для того что бы облегчить требования к частотной синхронизации и исключить из приемника фазовую синхронизацию используют дифференциальную QPSK (DQPSK). При такой модуляции каждая следующая точка созвездия кодируется относительно предыдущей. То есть информация содержится в разности фаз текущей и предыдущей точек. На рисунке 5.4 изображен модулятор DQPSK.

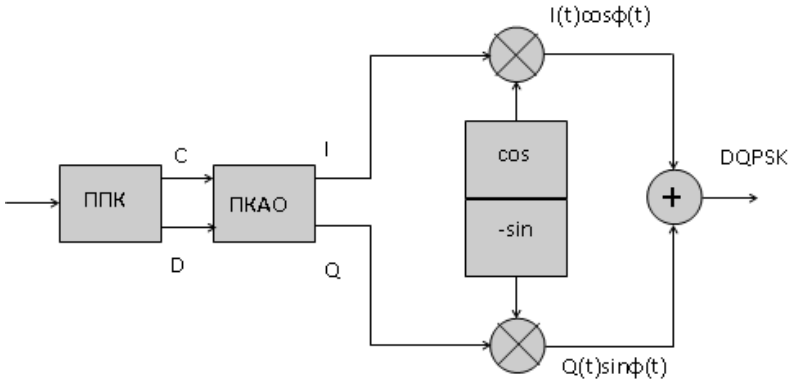


Рисунок 5.4 — Структурная схема модулятора DQPSK

На рисунке 5.4 ПКАО – преобразователь кода абсолютный-относительный. Данный блок преобразует коэффициенты C и D в коэффициенты I и Q в двоичном представлении, а затем преобразует уровни сигналов.

Преобразование коэффициентов C и D в коэффициенты I и Q происходит согласно следующим выражениям:

$$I_k = (C_k \text{ xor } D_k) \cdot (C_k \text{ xor } I_{k-1}) + (C_k \text{ xor } D_k) \cdot (D_k \text{ xor } Q_{k-1})$$

$$Q_k = (C_k \text{ xor } D_k) \cdot (D_k \text{ xor } Q_{k-1}) + (C_k \text{ xor } D_k) \cdot (C_k \text{ xor } I_{k-1})$$

Вышеприведенное выражение записано для двоичной арифметики.

На рисунке 5.5. приведена структурная схема преобразователя абсолютный – относительный.

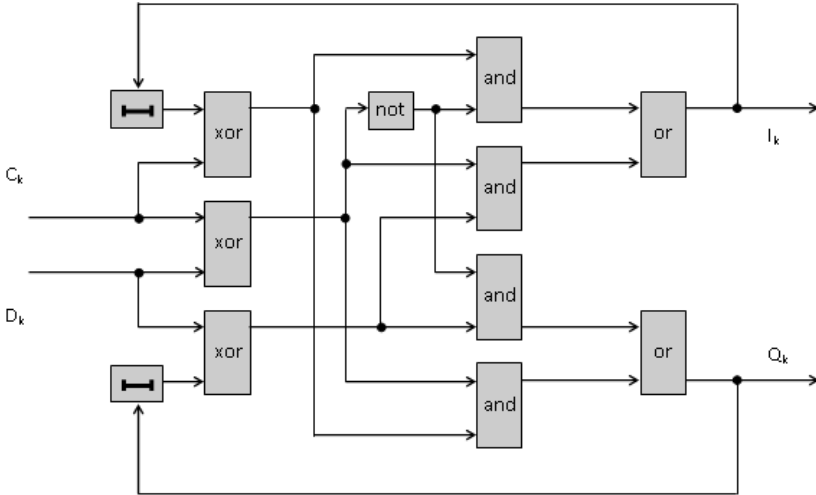


Рисунок 5.5 - Схема преобразователя кода «абсолютный-относительный» (ПКАО).

На приемной стороне демодулятор должен ориентироваться на разность фаз текущей и предыдущей точек. Таким образом в схему изображенную на рисунке 5.3 необходимо добавить преобразователь кода относительный-абсолютный (Рисунок 5.6)

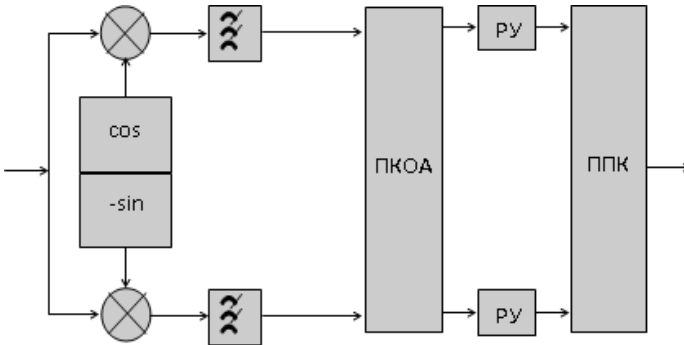


Рисунок 5.6 — Структурная схема демодулятора DQPSK

Поскольку на стороне демодулятора сигнал приходит искаженный, то пользоваться двоичной арифметикой в преобразователе кода относительный-абсолютный не представляется возможным. Поэтому приходится использовать следующие выражения для определения метрик на решающие устройства.

$$\sin(\Delta\varphi_k) = \frac{I_k Q_{k-1} - I_{k-1} Q_k}{\sqrt{(I_k^2 + Q_k^2)(I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2)}}$$

$$\cos(\Delta\varphi_k) = \frac{Q_{k-1} Q_k + I_k I_{k-1}}{\sqrt{(I_k^2 + Q_k^2)(I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2)}}$$

Поскольку знаменатель обоих выражений одинаков, то зачастую его не учитывают при выдаче метрик на решающие устройства.

ЗАДАЧА №1

Рассчитать значения I и Q если C и D следующие(см. таблицу). Начальные значения I и Q принять равным нулю.

C	0	0	0	1	1	0	1	1	0
D	0	1	0	1	0	1	1	0	0

ЗАДАЧА №2

Доказать равенства на основе которых выдаются метрики на РУ. Предложить алгоритм работы РУ.

Домашнее задание

1. На основе данных из таблицы к задаче №1 рассчитать выход QPSK модулятора.
2. Ознакомится с основными схемами синхронизации в QPSK системах: схема Гарднера, схема Костаса.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6

Цифровые виды модуляции

OFDM

OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) модуляция с множеством несущих.

OFDM сигнал представляет собой суперпозицию совокупности поднесущих. На расположение поднесущих накладываются следующие

ограничения.

В аналитическом виде OFDM сигнал представляет собой сумму сигналов различных частот с различными начальными фазами и амплитудами.

В системах связи длительность OFDM сигнала равна длительности одного OFDM символа, которая определяется расстоянием между поднесущими и записывается в виде:

$$T = \frac{1}{\Delta f},$$

где Δf - расстояние между поднесущими в OFDM сигнале.

Выражение, описывающее OFDM символ при идеальных условиях, примет вид:

$$p(t) = \text{rect}(t) \sum_{m=0}^{M-1} A_m \exp(j\varphi_m) \exp(j2\pi m\Delta f t),$$

где

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

A_m – амплитуда сигнала с частотой f_m , φ_m – начальная фаза сигнала с частотой f_m , M – количество поднесущих используемых в OFDM сигнале.

Для уменьшения влияния межсимвольной интерференции в канале связи OFDM символ во временной области (то есть после преобразования Фурье) дополняется циклическим префиксом (рисунок 6.1). Данный префикс позволяет сохранить ортогональность между поднесущими при условии наличия двух и более путей распространения сигнала и разности задержек распространения между этими путями не более длины циклического префикса.

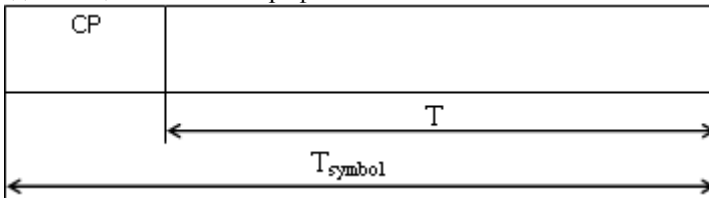


Рисунок 6.1 — Структура OFDM символа

Таким образом структурная схема модулятора OFDM будет выглядеть (Рисунок 6.2)

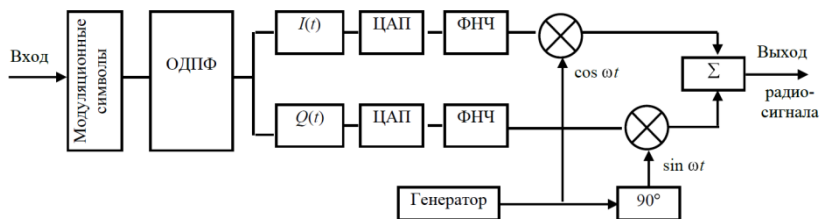


Рисунок 6.1 — Структурная схема модулятора OFDM символа

ЗАДАЧА №1

Рассчитать максимальную зону покрытия базовой станции работающей с OFDM сигналом. Если известно, что система синхронизации станции способна подстроится под сигнал, если его задержка в канале связи составляет не более чем длина циклического префикса OFDM сигнала. Сам сигнал с которым работает базовая станция имеет $T=25$ мкс. И длину префикса $1/4$.

ЗАДАЧА №2

Рассчитать пропускную способность канала связи на основе OFDM сигнала если известно.

Полоса сигнала 10 МГц. Всего поднесущих 256, активных 200, 8 пилотных. Модуляция на поднесущих QAM-16. Длина циклического префикса $1/32$. Скорость кодирования $3/4$.

Домашнее задание

1. Проработать материал относительно многочастотных типов модуляции [2].
2. Проработать материал относительно динамического перераспределения мощности на поднесущих [2].

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №7

Радиорелейные линии связи

Радиорелейные системы связи предназначены для создания наземных

высокоскоростных линий и сетей связи на базе стационарных наземных радиорелейных линий (РРЛ).

По архитектуре (структуре) построения радиорелейные системы связи разделяются на следующие группы:

- РРЛ связи «точка - точка»;
- радиорелейные сети связи;
- радиорелейные системы «последней мили» типа «точка - многоточка».

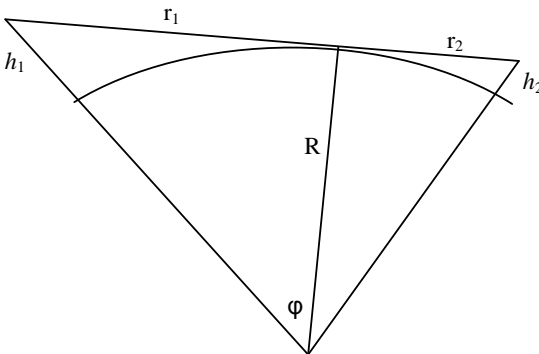
По условиям распространения радиосигналов радиорелейные системы связи классифицируются как:

- РРЛ прямой видимости;
- тропосферные РРЛ;
- радиорелейные системы связи с использованием ретрансляторов на стратосферных платформах и летно-подъемных средствах.

РРЛ связи «точка - точка» дополняют системы с ВОЛС. В настоящее время до скорости передачи 155Мбит/с РРЛ дешевле ВОЛС. РРЛ широко используются для создания магистральных линий связи, а также высокоскоростных линий связи в городах, горных и труднодоступных местностях.

РРЛ со скоростями передачи информации в стволе до 10 Мбит/с относятся к системам малой емкости. РРЛ со скоростями передачи информации в стволе от 10 до 100 Мбит/с относятся к системам средней емкости, а со скоростью более 100 Мбит/с – к системам большой емкости.

Расстояние прямой видимости



Выведем зависимость расстояния прямой видимости без учета рефракции:

$$\cos\varphi = \frac{R}{R+h_1} \sim 1 - h_1/R;$$

$$\cos\varphi \sim 1 - \varphi^2/2 \quad \text{и } \delta\varphi \ll 1;$$

$$r_1 = \varphi R = \sqrt{2h_1 R};$$

$$r_2 = \sqrt{2h_2 R};$$

$$r = r_1 + r_2 = \sqrt{2R}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2});$$

$$r = 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2});$$

где $R = 6378\text{км}$; h_1, h_2 в метрах.

В зависимости от величины просвета интервалы подразделяются на следующие:

Открытые, для которых $H > H_0$, где H_0 , м, соответствует радиусу минимальной зоны Френеля:

$$H_0 = \sqrt{\frac{1 \cdot \lambda \cdot R_1 \cdot (R - R_1)}{3R}} = \sqrt{\frac{1}{3} \lambda \cdot R \cdot K_{\text{тр}}(1 - K_{\text{тр}})}.$$

Полуоткрытые, для которых $H_0 \geq H > 0$;

Закрытые, для которых $H < 0$.

Определяют относительный просвет на трассе:

$$p(g) = H(g)/H_0$$

Основным критерием для расчета высоты подвеса антенн на пролете является условие отсутствия экранировки препятствиями минимальной зоны Френеля при субрефракции радиоволн. Известно, что основная часть энергии передатчика распространяется в сторону приемной антенны внутри минимальной зоны Френеля, представляющий эллипсоид вращения с фокусами в точках передающей и приемной антенн.

Построение и анализ профиля радиорелейного интервала производят в порядке указанном ниже в соответствии с [1].

Рассчитывается эквивалентный радиус Земли a_3 , м,

$$a_3 = \frac{6370000}{1 - 3185000 \cdot g}, \quad (4.1)$$

где g - значение эффективного вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха, 1/м.

Рассчитывается линию условного нулевого уровня на интервале длиной:

$$y = \frac{R^2}{2 \cdot a_3} \cdot K_1(1 - K_1), \quad (4.2)$$

где $K_i = R_i/R$ – относительная координата текущей i -ой точки;

R_i – расстояние до текущей точки, м.

Используя множество значений из таблицы, наносятся высотные отметки рельефа местности относительно условного нулевого уровня. Соединяя высотные отметки отрезками линий, строится профиль рельефа местности.

В соответствии с заданными высотами антенн h_1 , h_2 , ставятся на точках 0 и R соответствующие высоты антенн относительно профиля местности и соединяются прямой линией.

Определяется просвет трассы $H(g)$, как минимальная разность высот между профилем радиорелейного интервала и прямой, соединяющей центры левой и правой антенн, с высотами h_1 , h_2 соответственно [3]:

$$H(g) = H(0) + \Delta H(g), \quad (4.3)$$

где $H(0)$ – значение просвета при отсутствии рефракции, определяемое из профиля местности;

$\Delta H(g)$ – приращение просвета при изменении g .

$$\Delta H(g) = -\frac{R^2}{4} \cdot g \cdot K_{\text{тр}} \cdot (1 - K_{\text{тр}}), \quad (4.4)$$

где $K_{\text{тр}}$ – относительная координата наивысшей точки профиля пролета.

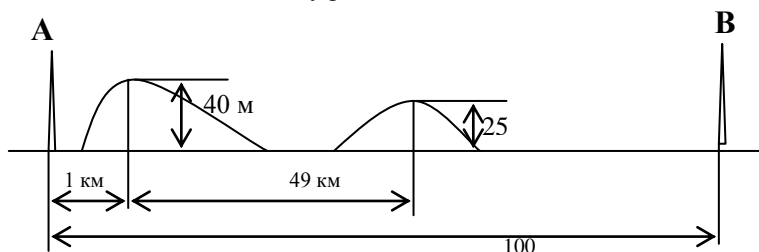
ЗАДАЧА №1

Для пролета радиорелейной линии, показанного на рисунке, без учета рефракции радиоволн в атмосфере определите минимальную высоту подвеса антенн при условиях:

Длина волны $\lambda = 10$ см.

Высоту антенн в точках А и В принять равными.

Поясните методику расчета.



ЗАДАЧА №2

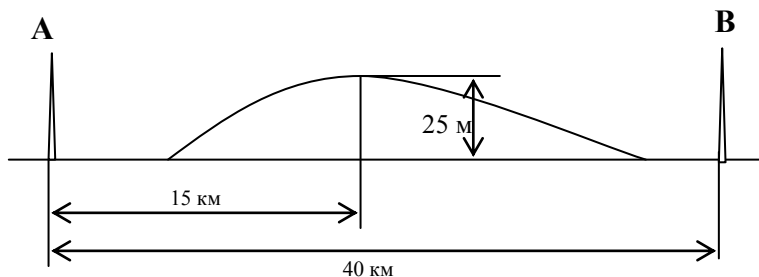
Для пролета радиорелейной линии, показанного на рисунке, определите минимальную высоту подвеса антенн при условиях:

Длина волны $\lambda = 5$ см.

Вертикальный градиент диэлектрической проницаемости $g = -8.0 \cdot 10^{-8}$ 1/м.

Высоты антенн в точках А и В принять равными.

Поясните методику расчета.



Домашнее задание

1. Проработать материал относительно расчета трасс радиорелейной связи [5].
2. Произвести расчеты в задаче №1 для длины волны 5 см.

Литература

3. ГОСТ Р.53363-2009. Цифровые радиорелейные линии. Показатели качества. Методы расчета. – М. Стандартинформ, 2010.
4. Прокис Дж. Цифровая связь. –М. :Радио и связь, 2000 -797 с.
5. Василенко Г.О., Милютин Е.Р. Расчет показателей качества и готовности цифровых радиорелейных линий связи. – СПб.: Издательство «Линк», 2007.
6. Волков Л.Н. и др. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учебное пособие. М.: Эко – Трендз, 2005.
7. Fundamentals of WiMax: understanding broadband wireless networking/ Jffrey G. Andrews, Arunabha Ghosh, Ria MuyaMed. 2007, 449 p.