

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Радиотехнический факультет (РТФ)

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

Рогожников Е.В. Вершинин А.С.

ТЕОРИЯ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Учебно-методическое пособие
для практических занятий и самостоятельной работы

2012

Теория построения инфокоммуникационных систем и сетей :Учебно–методическое пособие к для практических занятий и самостоятельной работы / Е.В.Рогожников., Вершинин А.С. ТУСУР.-2012. 22 с.

Учебно-методическое пособие предназначено для студентов дневной формы обучения, обучающихся по программе магистерской подготовки. Цель пособия – оказать помощь преподавателям и студентам в вопросах проведения практических занятий и организации самостоятельной работы при изучении дисциплины «Теория построения инфокоммуникационных систем и сетей». Методическое пособие предназначено для студентов, магистрантов направления 210700.68 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», специализирующихся в области математического моделирования инфокоммуникационных систем.

Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиозлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

1 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1	4
Бюджет линии радиосвязи.....	4
2 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2	7
Расчет зон покрытия по модели Окамура-Хата	7
3 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №3	10
Согласованная фильтрация	10
4 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4	12
Корреляционная обработка	12
5 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5	19
Цифровые виды модуляции. DQPSK модуляция	19
6 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6	22
Цифровые виды модуляции	22
OFDM	22
7 ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №7	24
Радиорелейные линии связи	24
8 САМОСТОЯТЕЛЬНАЯ РАБОТА	28
9 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ	32
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	38

1 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 канала (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.

2 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) 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 более, а некоторые можно отнести к «небоскреbam»):

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

где f – частота радиосигнала, МГц;

h_{bc} — высота антенны базовой станции, м;

h_{mc} — высота антенны мобильной станции, м;

r – расстояние между антеннами, м;

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

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

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

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

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

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

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

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

Для «открытой местности» (открытые участки местности с возможным наличием отдельно стоящих деревьев)

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

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:

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

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

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

$$+[44,9 - 6,55lg(h_{oc})]lg(r).$$

Для сельской местности:

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

Для открытой местности

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

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.

3 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 $\Phi(f) = \frac{1}{2} N_0 (Bm/\Gamma u)$.

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:

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

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 $g_1(t) = h(t)$ и $g_2(t) = r(T-t)$, 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.

4 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 $\text{mod } 2$, 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 $\text{mod } 2$ изображена на рис.4.1

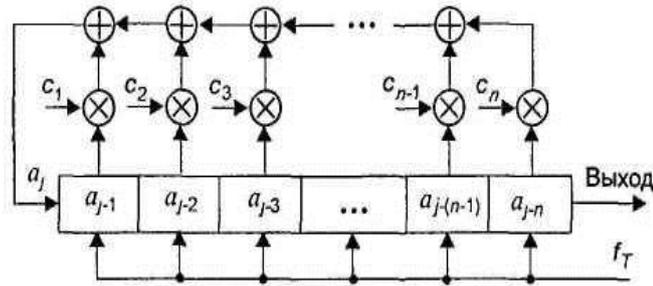


Рис. 4.1 Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС)

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 рис.4.2, 4.3.

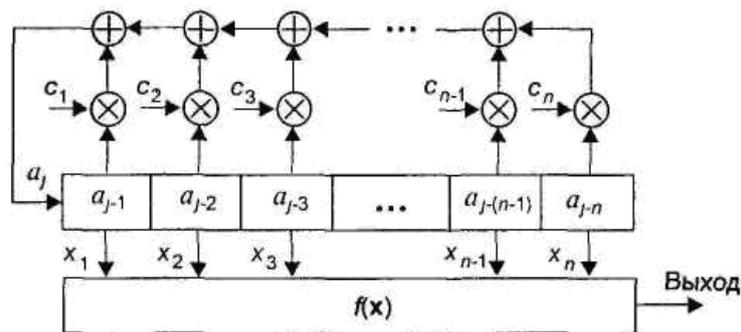


Рис.4.2. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

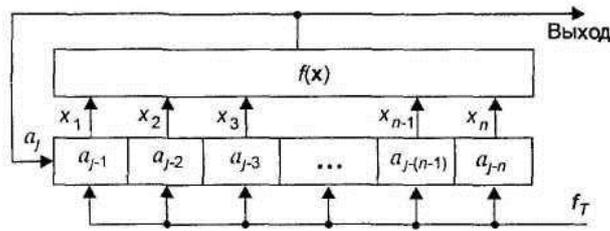


Рис.4.3. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией

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 :

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

где $\Phi_p(L)$ - функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ; p_i - сомножители чисел $2^n - 1$, т.е. $2^n - 1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}$, n_i - 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 $a_j = a_{j-2} \oplus a_{j-3}$.

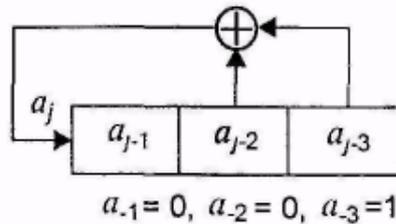


Рис. 4.4. Схема генератора m - последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью.

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.

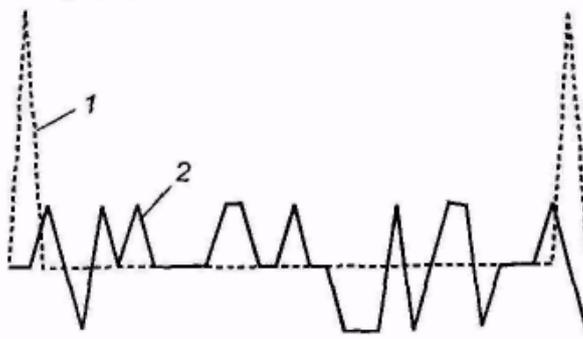


Рис. 4.5. Корреляционные функции m -последовательностей

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

Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{ПСП}(t)$, 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.

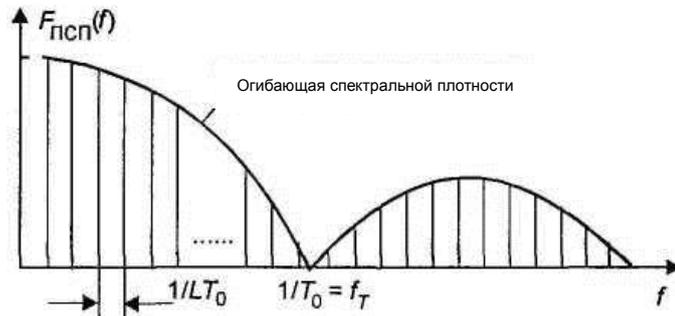


Рис.4.6. Спектральная плотность двухуровневого псевдослучайного сигнала

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 $\text{НОД}(L, q)=1$. 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

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{n+1/2} & \text{if } n \text{ is odd} \\ 1 + 2^{n+2/2} & \text{if } n \text{ is even} \end{cases}$$

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.

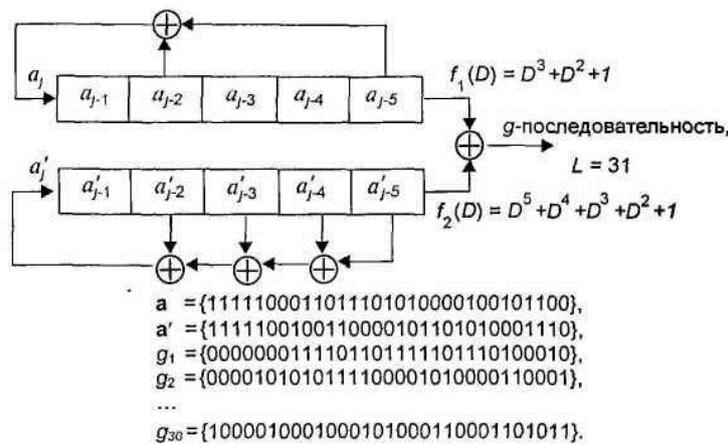


Рис. 4.7. Структурная схема генератора d-последовательностей

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;
2. Определите количество элементов в коде Голда;
3. Какое количество кодов Голда можно сформировать ?
4. Приведите вид периодической автокорреляционной функции кодов Голда.

5 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.

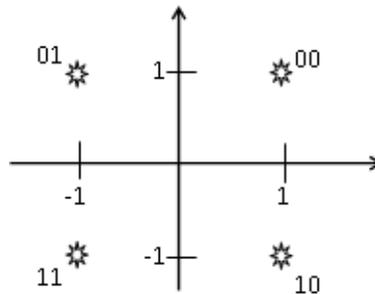


Рисунок 5.1 — Созвездие QPSK

Структурная схема передатчика QPSK изображена на рисунке 5.2.

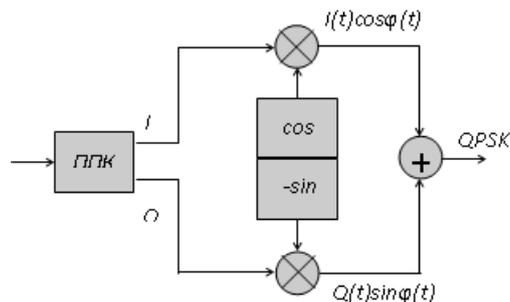


Рисунок 5.2 — Структурная схема QPSK модулятора

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.

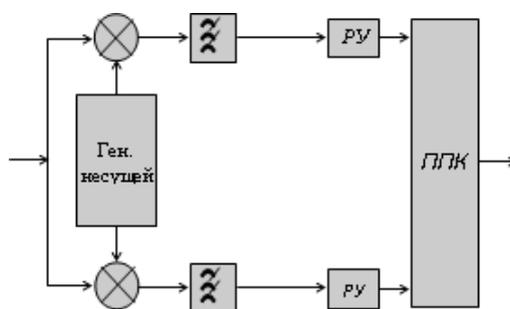


Рисунок 5.3 — Структурная схема демодулятора QPSK

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.

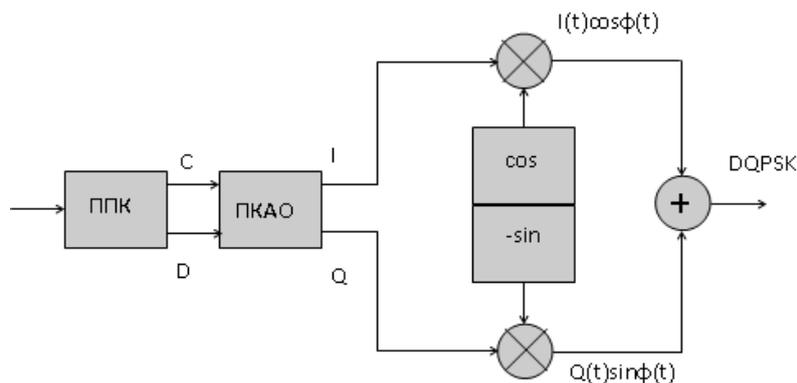


Рисунок 5.4 — Структурная схема модулятора DQPSK

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.

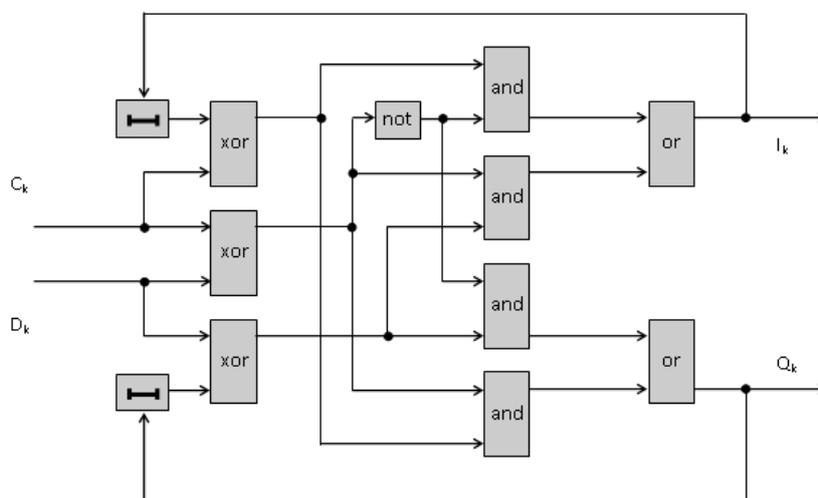


Рисунок 5.5 - Схема преобразователя кода «абсолютный-относительный» (ПКАО).

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)

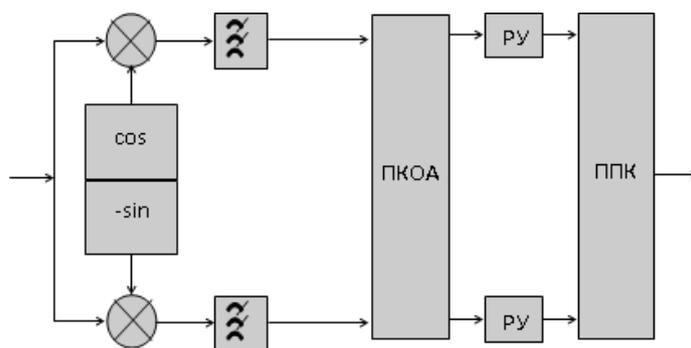


Рисунок 5.6 — Структурная схема демодулятора DQPSK

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.

6 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.

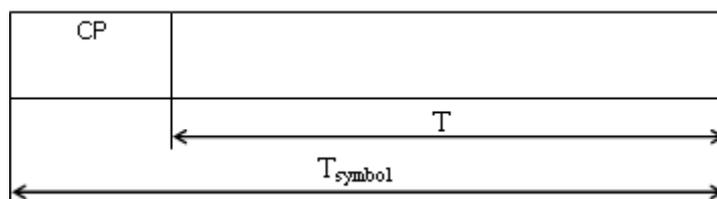


Рисунок 6.1 — Структура OFDM символа

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

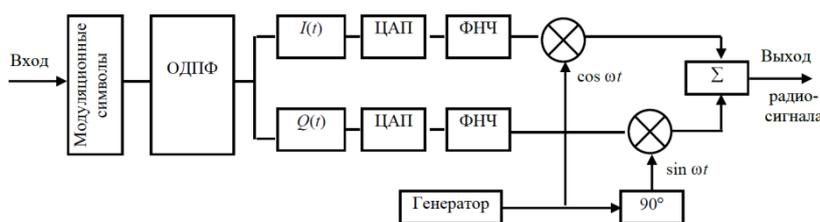


Рисунок 6.2 — Структурная схема модулятора OFDM символа

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 $3/4$.

7 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:

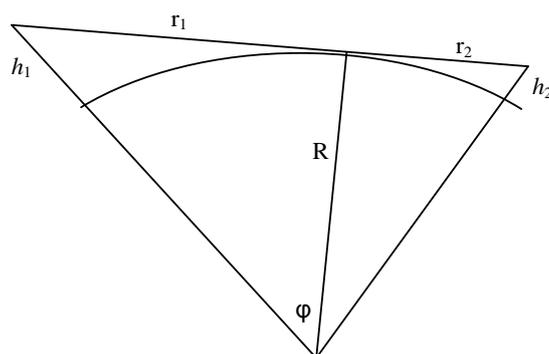
- РРЛ прямой видимости;
- тропосферные РРЛ;
- радиорелейные системы связи с использованием ретрансляторов на стратосферных платформах и летно-подъемных средствах.

• 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:

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

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

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

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

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

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

где $R = 6378$ 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:

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

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:

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

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 .

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

где $K_{тр}$ - относительная координата наивысшей точки профиля пролета.

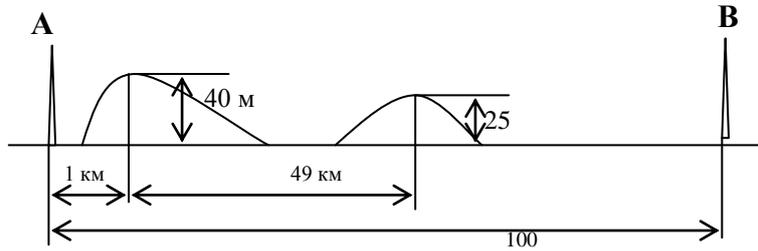
Задача №1

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

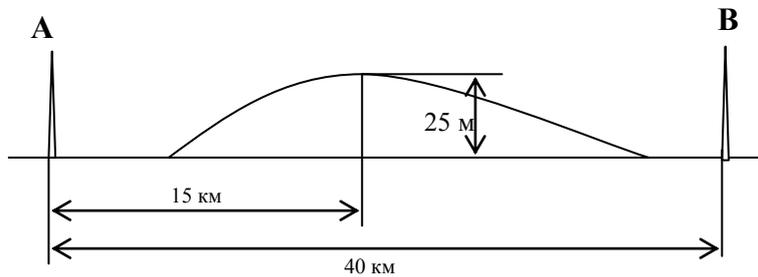
Для пролета радиорелейной линии, показанного на рисунке, определите минимальную высоту подвеса антенн при условиях:

Длина волны $\lambda = 5$ см.

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

Высоту антенн в точках А и В принять равными.

Поясните методику расчета.



8 САМОСТОЯТЕЛЬНАЯ РАБОТА

В самостоятельной работе внимание уделяется вопросам количественной оценке сигналов, спектральному анализу, амплитудно-частотным и фазо-частотным характеристикам, модуляции и детектированию, а также помехоустойчивому кодированию.

Каждый студент выполняет 4 задачи из таблицы 8.1. Студент выбирает номера задач по последней цифре шифра (номера зачетной книжки).

Таблица 8.1.

Последняя цифра шифра Номер задач	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1-задача	9	2	9	1	9	2	1	9	2	1
2-задача	7	4	7	3	8	4	4	8	3	3
3-задача	5	6	6	6	5	5	6	5	6	5
4-задача	3	8	4	8	3	7	7	3	8	7

Задача 1

Задан источник сообщений $A = \{a_i\}$ ($i = 1, 2, 3, 4, 5$) с вероятностями, представленными в табл. 2 в зависимости от последней цифры шифра.

Таблица 8.2.

Последняя цифра шифра Номер задач	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$P(a_1)$	0,2	0,3	0,15	0,25	0,15	0,2	0,25	0,4	0,2	0,1
$P(a_2)$	0,3	0,2	0,35	0,2	0,2	0,35	0,2	0,2	0,3	0,2
$P(a_3)$	0,25	0,15	0,3	0,1	0,3	0,25	0,3	0,3	0,4	0,3
$P(a_4)$	0,15	0,1	0,1	0,15	0,1	0,5	0,1	0,2	0,3	0,4
$P(a_5)$	0,1	0,25	0,2	0,1	0,2	0,1	0,15	0,1	0,2	0,3

1. Найти количество информации, содержащейся в каждом из символов источника при их независимом выборе.

Вычислить энтропию и избыточность заданного источника.

2. Показать, что при равных объемах алфавитов N , энтропия $H(A)$ имеет максимальное значение $H_{max}(A) = \log_2 N$ при равновероятных символах.

3. Описать физические характеристики дискретных каналов и сигналов, а также процесс преобразования дискретных сообщений в электрические сигналы.

Задача 2

Задан канал связи с полосой частот F_k , время использования T_k . В канале действует шум с равномерной спектральной плотностью мощности $G_{ш}$, физический объем канала V_k

Таблица 8.3.

Параметры	Последняя цифра шифра									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$F_k, \text{кГц}$	10	10	20	10	1	10	5	7	10	5
$T_k, \text{с}$	10	5	10	1	10	5	2	7	10	1
$G_{ш}, \text{МВт/Гц}$	10^{-4}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-3}
V_k	10^6	10^6	10^7	10^5	10^6	10^6	10^5	10^6	10^4	10^5

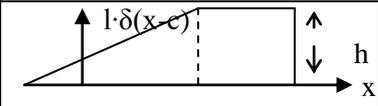
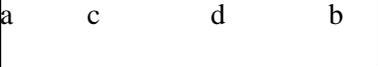
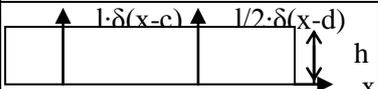
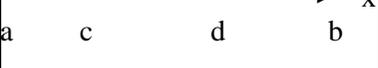
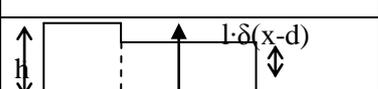
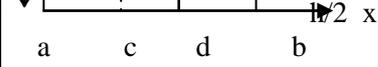
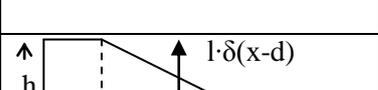
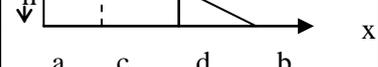
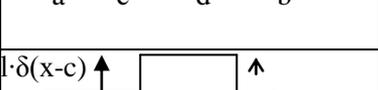
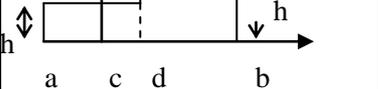
1. Найти предельную мощность сигнала, который может быть передан по данному каналу.

- Представить структурную схему системы передачи информации
- Привести классификацию и дать описание помех возникающих в канале связи.

Задача 3

Задан стационарный случайный процесс $x(t)$ который имеет одномерную функцию плотности вероятности (ФПВ) мгновенных значений $W(x)$. График и параметры сигнала приведены в табл. 8.4.

Таблица 8.4.

послед. цифра шифра	ФПВ $W(x)$	a	b	c	d	e	послед. цифра шифра
0		-3	3	-1	2	0,1	0
1		2	6	3	4	0,2	1
2		0	5	2	3	0,15	2
3		-2	3	0	1	0,3	3
4		1	5	3	4	0,5	4
5		0	7	2	5	0,35	5
6		3	10	5	7	0,1	6
7		2	8	3	6	0,3	7
8		1	6	2	4	0,2	8
9		4	9	6	8	0,15	9

- Определить параметры h ФПВ
- Построить ФПВ случайного процесса
- Определить первый и второй (m_1 и m_2) начальные моменты, а также дисперсию $D(x)$ случайного процесса.

Задача 4

Задан энергетический спектр нормального (Гауссовского) стационарного случайного процесса $X(t)$, $G(\omega)$. Среднее значение случайного процесса равно $m_1 = m_2 = M\{x(t)\}$.

Таблица 8.5.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$G(\omega)$	$G(\omega) = G_0 \cdot \omega / \alpha$ при $0 < \omega < \alpha$ $G(\omega) = 0$ при $\omega > \alpha$	$G(\omega) = G_0 [1 - \omega / \alpha]$ при $0 < \omega < \alpha$ $G(\omega) = 0$ при $\omega > \alpha$	$G(\omega) = \alpha^2 G_0 / \omega^2$	$G(\omega) = G_0 \cdot \alpha^2 \cdot \sin^2 \omega / \alpha / \omega^2$	$G(\omega) = G_0 \cdot \omega - \omega_0 / \alpha$ при $ \omega - \omega_0 \leq \alpha$ $G(\omega) = 0$ при $ \omega - \omega_0 > \alpha$	$G(\omega) = G_0 [1 - \omega - \omega_0 / \alpha]$ при $ \omega - \omega_0 \leq \alpha$ $G(\omega) = 0$ при $ \omega - \omega_0 > \alpha$	$G(\omega) = G_0 \cdot \alpha^2 / \omega^2 + \omega - \omega_0 ^2$	$G(\omega) = G_{01} - \omega - \omega_0 ^2 / \alpha^2$	$G(\omega) = G_0 \cdot \alpha^2 \cdot \sin \omega - \omega_0 / \alpha^2 / \omega - \omega_0 ^2$	$G(\omega) = G_{01} - \omega^2 / \alpha^2$
$G_0, \frac{b^2 C}{Pag}$	$2 \cdot 10$	10^{-3}	$2 \cdot 10$	10^{-3}	$4 \cdot 10$	$3 \cdot 10$	$4 \cdot 10$	$3 \cdot 10$	$4 \cdot 10$	$2 \cdot 10^{-3}$
$\alpha, \frac{Pag}{C}$	100	700	200	500	150	300	250	400	350	600
m_x, b	0	1	2	3	4	-1	-2	-3	-4	0
a, b	-2	0	1	0	1	-3	-4	-5	-7	-3
b, B	2	3	4	5	7	2	1	0,5	-1	3
c, B	-1	-2	0	1	2	-2	-3	-4	-5	-2
d, B	3	2	3	4	5	1	-0,5	-1,5	-2	1,5

1. Определить корреляционную функцию $B(\tau)$ случайного процесса
2. Построить графики $G(\omega)$ и $B(\tau)$
3. Записать выражение для функции плотности вероятности $W(x)$ случайного процесса и построить ее график.

Задача 5

Задана вольт-амперная характеристика биполярного транзистора амплитудного модулятора аппроксимированного выражением

$$i_k = \begin{cases} S(U\sigma - U_0) & \text{при } U\sigma \geq U_0 \\ 0 & \text{при } U\sigma < U_0 \end{cases}$$

где, i_k - ток коллектора транзистора;
 $U\sigma$ - напряжение на базе транзистора;
 S - крутизна характеристики
 U_0 - напряжение отсечки

Таблица 8.6.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$S, \text{mA/V}$	100	95	110	85	120	75	115	90	105	80
U_0, V	0,35	0,45	0,55	0,65	0,75	0,40	0,50	0,6	0,70	0,8
U_m, V	0,40	0,50	0,45	0,60	0,80	0,45	0,35	0,5	0,55	0,6
								0		5

1. Объяснить назначение и виды модуляции.
2. Изобразить схему транзисторного амплитудного модулятора, пояснить принцип ее работы.
3. Дать понятие статистической модуляционной характеристики (СМХ). Рассчитать и построить (СМХ) при заданных S , U_0 и значения амплитуды высокочастотного напряжения U_m .

- С помощью СМХ определить оптимальное смещение E_0 и допустимую величины амплитуды U_{Ω} модулирующего напряжения $U_{\Omega} \cos \Omega t$, соответствующие неискаженной модуляции.
- Рассчитать коэффициент модуляции m_{am} для выбранного режима. Построить спектр и временную диаграмму ам сигнала.

Задача 6

Задана вольт-амперная характеристика диода амплитудного детектора аппроксимированная отрезками прямых

$$i = \begin{cases} SU & \text{при } u \geq 0 \\ 0 & \text{при } u < 0 \end{cases}$$

На вход детектора воздействует амплитудно-модулированное колебание

$$U_{am}(t) = Um (1 + m_{am} \cos 2\pi Ft) \cos 2f_{\sigma} t$$

Таблица 8.7.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
S, мА/В	30	35	40	45	50	55	60	67	70	75
m_{am}	0,8	0,8 5	0,9	0,7	0,6	0,5	0,7	0,6	0,5	0,8
K_g	0,9	0,7	0,8	0,6	0,7	0,8	0,7	0,6	0,9	0,7
Um, В	1	1,2	1,4	1,6	1,8	1,7	1,6	1,5	1,4	1,2
F_0 , кГц	300	35 0	400	450	500	55 0	60 0	65 0	70 0	75 0
F, кГц	4	5	6	4	5	6	7	5	4	6

- Объяснить назначение, изобразить схему и описать принцип работы детектора.
- Рассчитать необходимое значение сопротивления нагрузки детектора R_H для получения значения коэффициента передачи детектора K_g
- Выбрать значение емкости нагрузки детектора C_H при заданных f_0 и F
- Рассчитать и построить спектры напряжений на входе и выходе детектора.

Задача 7

- рассчитать и построить амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную (ФЧХ) характеристики спектральной плотности одиночного импульса. Амплитуды U, длительность τ_u . Определить эффективную ширину спектра импульса Δf .

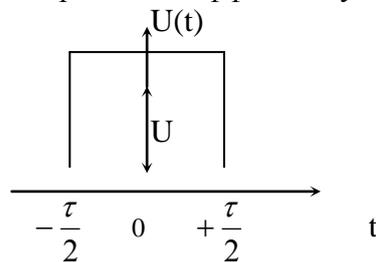


Таблица 8.8.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U, В	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
τ_u , МКС	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,1	1,0

- Рассчитать и построить спектральные плотности пачек видеоимпульсов, взяв за единицу масштаба по оси у спектральную плотность одиночного импульса. Количество импульсов N в пачке и скважность Q

Таблица 8.9.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
N	5	8	4	6	3	5	10	6	3	8
Q	3	5	4	8	3	6	5	8	4	10

Задача 8

Рассчитать спектры фазомодулированных (ФМК) и частотно-модулированных (ЧМК) колебаний при одинаковых несущих частотах f и уровнях напряжений U . Для ФМК заданы индекс модуляции β и частота модуляции F_1 , а для ЧМК – девиация частоты f_d и частота модуляции F_2 . Построить спектры ФМК и ЧМК по результатам расчетов.

Таблица 8.10

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
U, В	60	50	45	40	35	30	25	20	15	10
F, МГц	60	95	90	80	70	80	90	95	60	70
F ₁ , кГц	3	6	10	8	4	7	5	9	4	3
F _d , кГц	70	30	50	40	60	45	75	35	50	60
F ₂ , кГц	7	3	4	5	6	7	6	5	4	3
β	5	5	5	5	5	5	5	5	5	5

Задача 9

1. Дать общую характеристику и классификацию корректирующих кодов.
2. Изложить принцип построения кодов, обнаруживающих и исправляющих ошибки.
3. Изложить функциональную схему кодирующего устройства кода Хэмминга
4. Построить код Хэмминга, взяв в качестве исходной кодовой комбинации двоичное число, полученное из двух последних цифр шифра студента. Определить вероятность ошибочного приема полученной кодовой комбинации кода Хэмминга и вероятность появления необнаруживаемой ошибки.

9 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧ

Методические указания к решению задачи 1

Количество информации $I(a_i)$, содержащееся в символе a_i выбирается из ансамбля (a_i) , $(i=1,2,3,\dots,N)$, где N - объем алфавита, с вероятностью $P(a_i)$

$$I(a_i) = -\log_2 P(a_i)$$

Информация измеряется в двоичных единицах (битах). Одна двоичная единица информации – это количества информации, содержащееся в одном и двух выбираемых с равной вероятностью символов.

Среднее количество информации $H(A)$, приходящееся на один символ выдаваемых дискретным источником независимых сообщений с объемом алфавита N , можно найти как математическое ожидание дискретной случайной величины $I(a_i)$ определяющей количество информации, содержащейся в одном случайно выбранном символе (знаке) a_i .

$$H(A) = M \{I(a_i)\} = - \sum_{i=1}^N P(a_i) \log_2 P(a_i)$$

Эта величина называется энтропией источника независимых сообщений.

Одной из информационных характеристик дискретного источника является избыточность

$$P_u = 1 - \frac{H(A)}{H_{\max}(A)} = 1 - \frac{H(A)}{\log_2 N}$$

Избыточность источника зависит как от протяженности статистических связей между последовательно выбираемым символами, так и от степени неравномерности отдельных символов.

Если источник без памяти, т.е. последовательно передаваемые символы независимы, все символы равновероятны $P(a_i) = 1/N$, то $H(A) = H_{\max}(A)$ и избыточность $P_u = 0$

Если в единицу времени источник выдает в среднем v_u символов (скорость источника v_u), то среднее количество информации, создаваемой источником в единицу времени

$$H'(A) = v_u H(A) = \frac{1}{T_{cp}} H(A)$$

где, T_{cp} – средняя длительность одного символа

Характеристику $H'(A)$ называют производительностью дискретного источника.

Методические указания к решению задачи 2

Физическим объемом сигнала V_c называют произведение трех его физических характеристик: длительность сигнала T_c , ширины спектра F_c и динамического диапазона уровней сигнала D_c :

$$V_c = T_c F_c D_c$$

$$D_c = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}}$$

где P_{\max} и P_{\min} – максимальное и минимальное значение мощностей;

При наличии шумов в канале допустимый минимальный уровень мощности P_{\min} обычно определяется средней мощностью шумов в канале. Поэтому можно записать:

$$D_c = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_u}$$

Минимальную мощность P_{\min} иногда выражает через усредненную за достаточно большой интервал времени мощность сигнала P_c . В этом случае

$$D_c = 10 \lg \frac{\pi^2 P_c}{P_u}$$

Где, $\pi^2 = \frac{P_{\max}}{P_{\min}}$ - пикфактор сигнала по мощности.

Аналогично физическому объему сигнала можно ввести характеристику, называемую физическим объемом канала

$$V_k = T_k F_k D_k$$

Для передачи сигнала, имеющего объем V_c с достаточно высоким качеством необходимо выполнение неравенства $V_c \leq V_k$, $T_c \leq T_k$, $F_c \leq F_k$, $D_c \leq D_k$

Методические указания к решению задачи 3

Исходя из рис. $W(x)$ записать значения $W(x)$ для различных участков x (a, c, d, b)

$W(x)$ вне интервала $[a, b]$ равна нулю.

$\delta(x - x_0)$ дельта функция. При $x = x_0$, $\delta(0) = \infty$ при $x \neq x_0$, $\delta(x - x_0) = 0$

По условию нормировки $\int_{-\infty}^{\infty} W(x)dx = 1$

Учитывая условие нормировки дельта функция $\int_{x_0-\varepsilon}^{x_0+\varepsilon} \delta(x-x_0)dx = 1$

Фильтрующее свойства дельта функции $\int_{x_0-\varepsilon}^{x_0+\varepsilon} f(x)\delta(x-x_0)dx = f(x_0)$

Известно, что $m_1 = \bar{x} = \int_{-\infty}^{\infty} xW(x)dx$, $m_2 = \overline{x^2} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2W(x)dx$,

$$D(x) = \delta_x^2 = \overline{(x-\bar{x})^2} = m_2 - m_1^2$$

Методические указания к решению задачи 4

При определении $B(\tau)$ в формулы Винера - Хинчина следует сделать замену переменной $\omega = \omega_0 + \Omega$, и интегрирование следует производить по переменной Ω на интервале от 0 до ∞

$$\begin{aligned} B(\delta) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} G(\omega - \omega_0) \cos \omega \tau d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{-\omega_0}^{\infty} G(\Omega) \cos(\omega_0 + \Omega)\tau \cdot d\Omega = \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\omega_0}^{\infty} G(\Omega) \cos \Omega \tau d\Omega \right] \cos \omega_0 \tau - \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\omega_0}^{\infty} G(\Omega) \sin \Omega \tau d\Omega \right] \sin \omega_0 \tau \end{aligned}$$

Учитывая, что $\omega_0 \gg \alpha$

$$B(\tau) = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\infty} G(\Omega) \cos \Omega \tau d\Omega \right] \cos \omega_0 \tau$$

Функция плотности вероятности нормального (Гауссовского) стационарного случайного процесса

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\delta} \cdot l^{-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\delta^2}} \quad \text{где } \delta^2 = B(\delta)$$

Методические указания к решению задачи 5

Статистическую модуляционную характеристику следует построить для семи - десяти значений E на интервале от $U_0 - Um$ до $U_0 + Um$. Для выбранного значения E и заданных U_0 и

Um определить угол отсечки θ . $\cos \theta = \frac{U_0 - E\delta}{Um}$, $\theta = \arccos \frac{U_0 - E\delta}{Um}$

Амплитуда первой гармоники тока коллектора J_{k1}

$$J_{k1} = SUmY_1(\theta) = \frac{SUM}{\pi} (\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta)$$

Методические указания к решению задачи 6

Для нормальной работы детектора необходимо следующие условия: $SR_H \gg 1$

$$\frac{1}{\omega_0 c} \leq R_H \ll \frac{1}{\Omega c}, \frac{1}{2\pi f_0 c} \ll R_H \ll \frac{1}{2\pi FC}$$

Чтобы подавлять высокочастотную составляющую коэффициент детектирования диодного детектора

$$Kg = \frac{Um_{\text{вых}}}{m_{\text{ам}} Um} = \cos \theta \quad \text{и} \quad \operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR_H}$$

где θ угол отсечки в радианах.

Отсюда $\theta = \arccos Kg$

Входное напряжение

$$U_m(t) = U_m(1 + m_{am} \cos 2\pi Ft) \cos 2\pi f_0 t$$

$$U_{вых}(t) = S \cdot R_H (1 + m_{am} \cos 2\pi Ft) \cdot U_m Y(\theta) = SR_H \cdot U_m \cdot \frac{1}{\pi} (1 + m_{am} \cos 2\pi Ft) (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

Методические указания к решению задачи 7

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) спектральной плотности прямоугольного импульса

$$U(\omega) = \frac{2U}{\omega} \text{Sinc} \frac{\omega \tau_u}{2} = u \cdot \tau_u \cdot \text{sin} c\left(\frac{\omega \tau_u}{2}\right)$$

передачи частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Здесь через $\text{sin} c\left(\frac{\omega \tau_u}{2}\right)$ обозначена функция $\text{sin} c(x) = \text{sin}(x)/x$

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ)

$$\theta(\omega) = \pi \cdot n \quad \text{где } n = 0, 1, 2, \dots$$

$$\text{или } \varphi(f) = \theta(f) = -\pi n, \quad n \cdot 10^3 \leq f < (n+1) \cdot 10^3$$

Эффективная ширина спектра импульса

$$\Delta f = \frac{2}{\tau}$$

При расчете спектральной плотности пачек видеоимпульсов спектральную плотность первого импульса в пачке обозначают $S_1(\omega)$, тогда для второго импульса, сдвинутого относительно первого на период T (в сторону запаздывания), $S_2(\omega) = S_1(\omega) e^{-i\omega T}$, для третьего – $S_3(\omega) = S_1(\omega) e^{-i2\omega T}$.

Для группы из N импульсов

$$S_N(\omega) = S_1(\omega) [1 + e^{-i\omega T} + e^{-i2\omega T} + \dots + e^{-i(N-1)\omega T}]$$

На частотах, отвечающих условию $\omega = K \cdot \frac{2\pi}{T}$, где K – целое число,

$S_N(\omega) = S_N\left(K \cdot \frac{2\pi}{T}\right) = NS_1\left(K \cdot \frac{2\pi}{T}\right)$ т.е. модуль пачки в N раз больше модуля спектра одиночного импульса. Это объясняется тем, что спектральные составляющие различных импульсов с частотами $K \cdot \frac{2\pi}{T}$ складываются с фазовыми сдвигами, кратными 2π . При

частотах $\omega = \left(\frac{1}{N}\right) \cdot \frac{2\pi}{T}$. Сумма векторов e^{-ikT} обращается в ноль, и суммарная спектральная плотность равна нулю.

При промежуточных значениях частот модуль $S(\omega)$ определяется как геометрическая сумма спектральных плотностей отдельных импульсов.

Методические указания к решению задачи 8

Практическая ширина спектра частот при фазовой и частотной модуляции определяется числом N гармонических составляющих, равным $N = 2(\beta + 1) + 1$

Амплитуда каждой составляющей спектра определяется как

$$U_n = U \cdot J_n(\beta)$$

Где $J_n(\beta)$ – функция Бесселя, значения которой даны в табл. 11 для $\beta = 5$

Таблица 9.1

n	0	1	2	3	4	5	6
$J_n(\beta)$	-0,18	-0,33	0,047	0,37	0,39	0,26	0,13

Для частотно-модулированного колебания индекс модуляции находят как $\beta = \frac{f_D}{f_2}$. Значения $J_n(\beta)$ для $\beta=10$ приведены в табл. 9.2.

Таблица 9.2.

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$J_n(\beta)$	-	0,04	0,26	0,06	-	-	-	0,22	0,32	0,29	0,21	0,12
	0,25	4			0,22	0,23	0,014					

Методические указания к решению задачи 9

Любой корректирующий код содержит n элементов, которых m информационных и k проверочных. Тогда $n=m+k$. Длину кодовой комбинации n кода Хэмминга. При заданном числе информационных элементов m можно определить из неравенства

$$2^m \leq \frac{2n}{n+1}$$

Покажем принцип построения кодовой комбинации кода Хэмминга, если шифр студента 01-МТС-7.

Учитывая, что в шифре содержится только одна цифра 7 к ней необходимо добавить цифры 1 и 0 тогда цифра получится 107. В двоичной системе счисления путем последовательного деления числа 107 на 2:

$\frac{107}{2} = 53 + \frac{1}{2}$; $\frac{53}{2} = 26 + \frac{1}{2}$; $\frac{26}{2} = 13 + \frac{0}{2}$; $\frac{13}{2} = 6 + \frac{1}{2}$; $\frac{6}{2} = 3 + \frac{0}{2}$; $\frac{3}{2} = 1 + \frac{1}{2}$; $\frac{1}{2} = 0 + \frac{1}{2}$;
(1101011). Следовательно, исходная кодовая комбинация будет иметь семь элементов ($m=7$)

Определим число проверочных элементов из неравенства $2^7 \leq \frac{2n}{n+1}$

Отсюда $n=11$, $k=4$. Следовательно, кодовая комбинация будет содержать 11 элементов из которых 7 информационных и 4 проверочных.

Определим позиции проверочных элементов в кодовой комбинации. Для этого запишем номера позиций кодовой комбинации в двоичной системе счисления – табл. 5.3.

Таблица 9.3.

№ позиции	Двоичное число			
	4	3	2	1
1				1
2			1	0
3			1	1
4		1	0	0
5		1	0	1
6		1	1	0
7		1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1

Из табл. 9.3. Находим, что единицу в первом разряде имеют все нечетные номера позиций кодовой комбинации.

Следовательно, первая проверка по модулю два должна охватывать все нечетные номера позиции:

$$C_1 = a_1 \oplus a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus a_{11}$$

проверочным элементом является первая позиция кодовой комбинации, а ее значение можно определить из выражения.

$$a_1 = a_3 \oplus a_5 \oplus a_7 \oplus a_9 \oplus a_{11}$$

результат второй проверки определяет второй разряд двоичного числа. Из табл. 5.3 находим все номера позиции, имеющие единицу во втором разряде.

$$C_2 = a_2 \oplus a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus a_{11}$$

проверочным элементом является вторая позиция.

$$a_2 = a_3 \oplus a_6 \oplus a_7 \oplus a_{10} \oplus a_{11}$$

рассуждая аналогично, найдем номера позиций третьей и четвертой проверок, а также проверочные элементы.

$$C_3 = a_4 \oplus a_5 \oplus a_6 \oplus a_7 \qquad a_4 = a_5 \oplus a_6 \oplus a_7$$

$$C_4 = a_8 \oplus a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11} \qquad a_8 = a_9 \oplus a_{10} \oplus a_{11}$$

Следовательно, проверочными элементами являются 1-я, 2-я, 4-я, 8-я позиции, а остальные – информационными. Тогда информационные элементы будут иметь значения $a_3 = 1$, $a_5 = 1$,

$$a_6 = 0, a_7 = 1, a_9 = 0, a_{10} = 1, a_{11} = 1,$$

Определим значения проверочных элементов

$$a_1 = 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \qquad a_2 = 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

$$a_4 = 1 \oplus 0 \oplus 1 = 0 \qquad a_8 = 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0$$

В результате получим комбинацию кода Хэмминга 00101010011 , которая будет передана в канал связи.

Функциональная схема должна состоять из входного регистра с семью ячейками для семи информационных позиций, четырех сумматоров для четырех проверочных позиций и из выходного регистра с 11 ячейками (четыре проверочных и семь информационных).

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

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