

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Локтионова Оксана Геннадьевна

Должность: проректор по учебной работе

Дата подписания: 10.09.2024 00:03:52

Уникальный программный ключ:

0b817ca911e66688e1c7a570241b5b1c1ea007e4d407481cda6a09

МИНОБРНАУКИ РОССИИ
Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Юго–Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра космического приборостроения и систем связи

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
[Подпись]
О.Г. Локтионова
2024 г.



ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Методические указания
по выполнению практических работ
по курсу «Теоретические основы СМС»
для студентов направления подготовки 11.03.02

Курск, 2024

УДК 621.3.095

Составители: И.Г. Бабанин, Е.Ю. Бабанина

Рецензент

Доктор технических наук, старший научный сотрудник,
заведующий кафедрой *В.Г. Андронов*

Теоретические основы сотовой связи: методические указания по выполнению практических работ по курсу «Теоретические основы СМС» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост. И.Г. Бабанин, Е.Ю. Бабанина. – Курск, 2024. – 22 с.

Содержат методические указания по выполнению практических работ «Способ деления территории на соты» по курсу «Теоретические основы технологий беспроводной связи».

Методические указания соответствуют требованиям типовой программы, утвержденной УМО по направлению подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», рабочей программы дисциплины «Теоретические основы СМС».

Предназначены для студентов направления подготовки 11.03.02 заочной формы обучения.

Текст печатается в авторской редакции

Подписано печать *9.08* Формат 60x84/16.
Усл. печ. л. 1,29. Уч.-изд. л.1,16. Тираж 100 экз. Заказ *004*. Бесплатно
Юго-Западный государственный университет.
305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94

Введение

Методические указания разработаны с целью освоения студентами способов деления обслуживаемой территории на соты в сетях сотовой связи

Методические указания помогут студентам в приобретении навыков решения задач деления территории на соты.

Регулярно поделить поверхность можно несколькими способами.

В качестве элемента разбиения можно использовать треугольник, квадрат, шестиугольник. Шестиугольная структура наиболее близко соответствует реальному распределению поля изотропной антенны, создающей равное излучение по окружности.

1. Способы деления обслуживаемой территории на соты в сетях сотовой связи

Деление обслуживаемой области на отдельные фрагменты – соты позволило существенно увеличить число пользователей в сети. Появляется возможность на некотором расстоянии в соте использовать частоту повторно.

Гексагональная схема установки базовых станций нашла наибольшее распространение в сетях сотовой связи. Повторяющийся фрагмент частотного деления называется кластер (рис. 1.1).

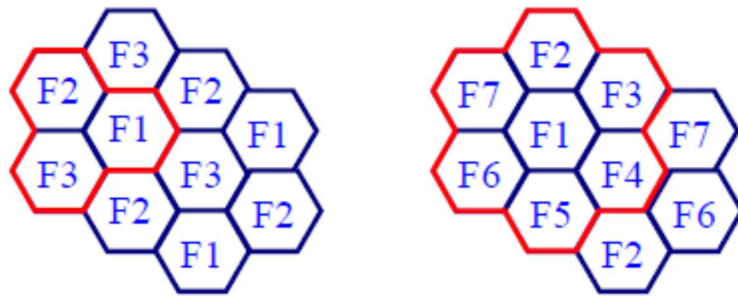


Рис. 1.1- Кластеры в гексагональной структуре сот

В гексагональной структуре ячеек образовать кластер можно только из определенного числа сот. Это число должно удовлетворять уравнению $N=i^2+ij+j^2$

Где i и j – неотрицательные целые числа.

Расстояние между антеннами базовых станций, работающих на одной частоте, называется защитный интервал. На рис. 1.2 это расстояние обозначено буквой D

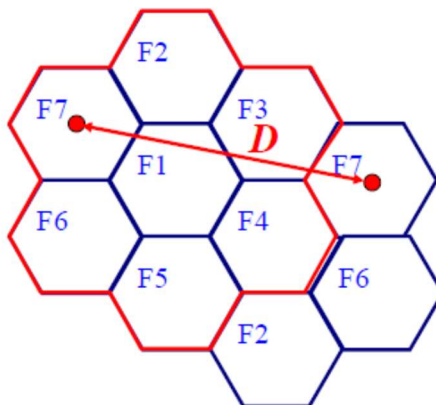


Рис. 1.2- Защитный интервал

Если базовая станция работает на m частотных каналах, то общая полоса частот, занимаемая этой станцией

$$B_{BS} = V_c m, \quad (1.1)$$

где V_c – полоса частот одного канала. V_c

Если кластер состоит из C базовых станций, то общая полоса частот в этом кластере

$$B_t = V_c m C. \quad (1.2)$$

Шестиугольная ячейка позволяет оптимально выбрать соотношение между величинами C и D . Радиус ячейки и, соответственно, защитный интервал зависят от условий распространения радиоволн, эффективной излучаемой мощности и уровня взаимных помех. При уменьшении радиуса ячейки увеличивается суммарное число пользователей в сети и уровень излучаемой мощности.

Увеличить число пользователей в кластере можно за счет использования направленных (секторных) антенн. В этом случае за счет направленных свойств антенны можно увеличить развязку между станциями, работающими на одной частоте.

Задача 1 Система сотовой связи занимает полосу частот 33 МГц. Каждый канал трафика или управления имеет полосу 25 кГц. Определить число доступных каналов в ячейке, если используются кластеры по:

- а) 4 ячейки;
- б) 7 ячеек;
- в) 12 ячеек.

Если полоса 500 кГц выделяется только под каналы управления, каким будет число доступных каналов в каждой ячейке для рассмотренных трех схем построения сети?

Задача 2 Приемник расположен на расстоянии 10 км от 50-ваттного передатчика, несущая частота $f = 900$ МГц. Считать, что обе антенны расположены в свободном пространстве и имеют коэффициенты усиления $G_r = 1$, $G_t = 2$. Найти:

- а) мощность на выходе приемной антенны P_r ;
- б) амплитуду электрического поля вблизи приемной антенны;

в) напряжение сигнала, приложенное на входе приемника, если выходное сопротивление антенны 50 Ом и она согласована с приемником.

Задача 3 Мобильный приемник расположен на расстоянии 5 км от базовой станции и использует в качестве антенны четвертьволновый диполь. На расстоянии 1 км амплитуда электрического поля составила 10-3 В/м. Частота 900 МГц. Найти:

а) длину и усиление приемной антенны;

б) мощность на выходе приемной антенны P_r , если используется 2-лучевая модель распространения радиоволн.

Высота подвеса излучающей антенны 50 м, приемной - 1.5 м.

Задача 4 Для нормальной работы прямого канала системы сотовой связи уровень интерференционного сигнала мешающих станций должен быть 15 дБ. Каким должен быть коэффициент вторичного использования ячейки для максимальной ее емкости, если коэффициент ослабления сигнала равен а) $n=4$, б) $n=3$. Считать, что все мешающие станции находятся примерно на равном удалении их число равно 6. Использовать удобную аппроксимацию.

Задача 5 Найти интермодуляционные частоты передатчика базовой станции, если он излучает две несущих: 1930 и 1932 МГц и работает в режиме с отсечкой. Найти интермодуляционные частоты, попавшие в канал связи, если его ширина лежит в полосе 1920 – 1940 МГц.

Задача 6 Ширина полного спектра системы связи составляет 12,5 МГц. Защитный частотный интервал 10 кГц. Полоса частот одного канала равна 30 кГц. Определить число доступных каналов

Задача 7 В стандарте GSM используется многостанционный доступ FDMA/FDD. Полоса частот прямого канала 25 МГц. Он поделен на радиоканалы по 200 кГц. Сколько абонентов одновременно могут пользоваться телефоном, если задействовано 8 речевых каналов в каждом радиоканале? Защитным частотным интервалом пренебречь.

Задача 8 В стандарте GSM кадр состоит из 8 рабочих временных интервалов, каждый из которых соответствует 156,25 битам. Данные в канале передаются со скоростью 270,833 кб/с. Найти: а) время передачи одного бита б) длительность одного рабочего интервала в) время передачи одного кадра г) Определить время между двумя соседними включениями передатчика пользователя

Задача 9 В стандарте GSM один рабочий временной интервал состоит из 6 концевых битов, 26 битов обучающей последовательности, 2 контрольных битов, двух последовательностей по 57 информационных битов и 8,25 бита защитного временного интервала. Определить TDMA эффективность кадра.

Задача 10 Имеется 4 стандарта сотовой связи с полосой рабочих частот B_c и минимально допустимым значением соотношения сигнал/шум $(P_s/P_N)_{\min}$

а) $B_c = 30$ кГц, $(P_s/P_N)_{\min} = 18$ дБ;

б) $B_c = 25$ кГц, $(P_s/P_N)_{\min} = 14$ дБ;

в) $B_c = 12,5$ кГц, $(P_s/P_N)_{\min} = 12$ дБ;

г) $B_c = 6,25$ кГц, $(P_s/P_N)_{\min} = 9$ дБ;

Задача 11 Сравнить спектральную эффективность систем связи FDMA и TDMA, если в системе с частотным разделением каналов полоса рабочих частот канала равна 10 кГц и таких каналов 3. Скорость передачи каждого канала 10 кб/с. Система TDMA имеет полосу рабочих частот 30 кГц и имеет скорость передачи 30 кб/с. Каждый кадр состоит из 3 рабочих интервалов.

Задача 12

Для передачи речевого сигнала по каналу связи используется полосный вокодер.

Вокодер на передаче состоит из 10 параллельных фильтров с полосой каждого фильтра 300 Гц, которые перекрывают всю полосу частот речевого сигнала от 300 Гц до 3300 Гц. На выходе каждого фильтра стоит амплитудный детектор и фильтр нижних частот с полосой порядка 30 Гц (время интегрирования фильтра

нижних частот порядка 30 мс равно длительности слота речевого сигнала).

Таким образом, на передающем конце канала связи каждые 30 мс формируются коэффициенты Фурье амплитудного спектра речевого сигнала (фазы спектральных составляющих спектра речи не измеряются, поскольку фазовые искажения речевого сигнала не пеняют на разборчивость речи).

По каналу связи вместо речевого сигнала передается каждые 30 мс коэффициенты Фурье спектра речевого сигнала.

Требуется:

- Изобразить функциональную схему восстановления речевого сигнала на приемном конце канала связи при передаче звонких звуков, имеющих квазидискретный спектр.

- При оцифровке амплитуд на выходах фильтров нижних частот на передающем конце канала связи с помощью трехразрядного АЦП определить скорость передачи речевого сигнала по каналу связи с помощью вокодера. Определить во сколько раз скорость передачи речевого вокодерного сигнала меньше стандартной скорости передачи телефонного сигнала 64кбит/с при ИКМ.

На передающем конце канала связи скорость передачи в битах в секунду определяется выражением $R = F_{\text{симв}} \log_2 M$ бит/с, где $F_{\text{симв}}$ — частота следования канальных символов в Герцах, M — число возможных значений одного символа.

В одном направлении в полосе телефонного канала связи от 300 Гц до 3400 Гц на поднесущей (тональной) частоте 1800 Гц (полоса канала связи 3100 Гц) обеспечивается скорость передачи 2400 бит/с при использовании фазовой манипуляции сигнала на 180° (ФМ-2), т.е. $F_{\text{симв}} = 2400$ Гц, $M=2$, Без расширения полосы частот передаваемых символов можно использовать большее число возможных значений фаз и амплитуд передаваемых символов $M > 2$, увеличив скорость передачи по каналу связи

Задача 13

Найти скорость передачи R бит/с в канале тональной частоты для четырехфазной ФМ (ФМ-4) и восьмифазной ФМ (ФМ-8).

Заполнить таблицу:

Вид фазовой манипуляции	ФМ-2	ФМ-4	ФМ-8
F симв. Гц	2400	2400	2400
R, бит/с	2400		

Задача 14

При квадратурной амплитудно-фазовой модуляции (КАМ) используются 4 градации фазы сигнала, так что образуются два независимых канала связи, синфазный и квадратурный, в каждом из которых используется L амплитудных значений сигнала ($L/2$ положительной полярности и $L/2$ отрицательной полярности), итого $M=L^2$. При $L = 2$ получаем известную ФМ-4.

Требуется определить скорость передачи в канале тональной частоты в соответствии с предлагаемой таблицей для модуляции сигнала методом КАМ.

Число Амплитудных уровней (L) сигнала КАМ	2	4	8	16	32	64	128
F симв. Гц	2400	2400	2400	2400	2400	2400	2400
Число бит на один символ, $\log_2 M$							
R, бит/с							

Задача 15

При наличии в канале связи белого гауссовского шума возможна ли передача цифровых сообщений без ошибок? Если да, то с какой скоростью передачи информации?

2. Помехоустойчивость передачи двоичных сигналов по каналу с гауссовским шумом

Пусть по каналу связи передаются импульсы прямоугольной формы с амплитудой U_c и длительностью τ . При передаче символа «1» передается импульс положительной полярности, при передаче символа «0» — импульс отрицательной полярности. В канале связи действует белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 . Примем, что на вход приемника сигналы и шумы приходят без искажений. Приемник состоит из согласованного фильтра и решающего устройства. Решающее устройство в момент времени, соответствующему максимуму сигнала на выходе согласованного фильтра, принимает решение: если мгновенное напряжение сигнал плюс шум имеет положительную полярность, то формируется символ «1», если мгновенное напряжение сигнал плюс шум имеет отрицательную полярность, то приемник формирует символ «0». Ошибка при приеме возникает, когда передавался символ «1», а мгновенное напряжение сигнал плюс шум имеет отрицательную полярность или если передавался символ «0», а мгновенное напряжение сигнал плюс шум на входе решающего устройства имеет положительную полярность.

Согласованный фильтр имеет амплитудно-частотную характеристику, повторяющую форму спектра прямоугольного импульса амплитудой U_c и длительностью τ .

Напряжение сигнала на выходе согласованного фильтра в момент окончания импульса сигнала равно $U_c(t_0) = U_c$ и мощность на единичном сопротивлении $P_c = U_c^2$. Мощность белого шума, прошедшего согласованный фильтр, определяется выражением

$$\sigma^2 = N_0/2\tau = N_0\Delta F$$

где $1/2\tau = \Delta F$ есть ширина полосы согласованного фильтра.

Отношение мощностей сигнал - шум на выходе согласованного фильтра есть

$$P_c/\sigma^2 = 2 P_c\tau / N_0 = 2E_c / N_0 = 2h^2$$

где энергия импульса $E_6 = P_c \tau$ и $h^2 = 2E_6 / N_0$ есть отношение энергии бита к спектральной плотности шумов на входе приемника (согласованного фильтра).

Реальный канал связи характеризуется помехоустойчивостью, которая определяется величиной ошибки на бит p а функции величины h^2 , и пропускной способностью канала связи. Максимально-достижимая скорость передачи информации без ошибок при белом гауссовском шуме при некотором идеальном помехоустойчивом кодировании передаваемых сообщений определяется выражением Шеннона. $R = \Delta F \log_2(1 + P_c/P_{ш})$, где ΔF – полоса канала связи, $P_{ш}$ — мощность шума в полосе частот ΔF .

Для безизбыточного кодирования, когда по двоичному каналу связи передаются прямоугольные импульсы сигнала длительностью τ , при большом отношении сигнал-шум, когда вероятностью ошибки на бит можно пренебречь, скорость передачи информации $R = 1/\tau = 2\Delta F$, что существенно отличается от выражения Шеннона для пропускной способности канала связи при идеальных методах кодирования сигналов.

Задача 16. Если сигнал передается по каналу связи с шумами, то возможна ли передача сообщений по этому каналу связи без ошибок? Если да, то какие параметры передачи ограничивают шумы канала связи.

Задача 17. Пользуясь выражением Шеннона для пропускной способности канала связи $R = \Delta F \log_2(1 + P_c/P_{ш})$ выразите отношение $P_c/P_{ш}$ через отношение $h^2 = 2E_6/N_0$ и найдите выражение для h^2 как функцию отношения $R/\Delta F$.

Найдите минимально-возможное достижимое значение величины h^2 для канала связи. Выразите эту величину h^2 в дБ и сравните ее с величиной $h^2 = 10,5$ дБ требуемой для получения вероятности ошибки на бит $p = 10^{-6}$ при передаче информации противоположными сигналами без избыточности. Какие заключения можно сделать в результате этого сравнения о возможностях помехоустойчивого кодирования в каналах связи?

2 Многолучевые каналы связи и характеристики замираний сигнала

Многолучевой сигнал, проходящий в точку приема, характеризуется функциями рассеяния по задержке, доплеровским

частотам и углам прихода, которые представляют собой спектры мощности по соответствующим координатам. Преобразование Фурье этих спектров мощности дает корреляционную функцию, аргумент которой имеет размерность обратно пропорциональную размерности аргумента функции рассеяния (свойство преобразования Фурье).

Ширина корреляционной функции определяет необходимый интервал разнесения сигналов соответственно по частоте, времени и пространству для организации разнесенного приема с целью существенного уменьшения влияния замираний сигнала на помехоустойчивость приема сигналов.

Теория устанавливает следующие интервалы корреляции:

- если $\Delta\tau$ - интервал разброса задержек многолучевого сигнала, то интервал корреляции многолучевого сигнала по частоте - $\Delta F_{\text{корр}} = 1/\Delta\tau$. Спектральные компоненты сигнала, отстающие друг от друга на величину $1/\Delta\tau$ замирают независимо;

- если $\Delta F_{\text{доп}}$ - доплеровское рассеяние принимаемого сигнала ($\pm\Delta F_{\text{доп}}/2$) то, временной интервал корреляции сигнала - $\Delta\tau_{\text{корр}} = 1/\Delta F_{\text{доп}}$. Значения огибающей сигнала, отстающие по времени друг от друга на величину $1/\Delta F_{\text{доп}}$ замирают независимо;

- если $\Theta_{\text{расс}}$ есть сектор углов, под которыми в точку приема приходят отраженные сигналы, то интервал пространственной корреляции сигнала (необходимый пространственный разнос разнесенных антенн) равен :

$$d_{\text{корр}} = \lambda/2 \sin(\Theta_{\text{расс}}/2) \text{ и при } \Theta_{\text{расс}}/2 \ll 1 \quad d_{\text{корр}} = \lambda/\Theta_{\text{расс}}$$

В инженерной практике также часто используется двухлучевая модель многолучевого канала связи, анализ характеристик которой имеет ясный физический смысл. Принимаемый сигнал с некоторой шириной спектра Δf , состоящий из двух одинаковых по амплитуде лучей с задержкой τ одного луча относительно другого, можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} U \sin(2\pi f_0 t) + U \sin[2\pi f_0 (t + \tau)] &= U \sin(2\pi f_0 t) + \\ U \sin(2\pi f_0 t + \varphi) &= 2U \cos(\varphi/2) * \sin(2\pi f_0 t + \varphi/2), \end{aligned}$$

Где $\varphi = 2\pi f_0 \tau$.

Последнее равенство следует из векторной диаграммы сложения двух лучей, показанной на рис. 1.

Для **этих** же двух лучей на частоте спектра сигнала $f=f_0+\Delta F$, где $\Delta F \leq \Delta F/2$, и ΔF есть ширина спектра радиосигнала, аналогично запишем

$$U \sin(2\pi f t) + U \sin[2\pi f(t + \tau)] = U \sin(2\pi f_0 t) + U \sin(2\pi f t) + U \sin(2\pi f t + 2\pi f_0 \tau + 2\pi \Delta F \tau) = 2U \cos\left(\frac{\varphi + \Delta\varphi}{2}\right) * \sin\left(2\pi f t + \frac{\varphi + \Delta\varphi}{2}\right),$$

Где $\varphi = 2\pi f_0 \tau$, $\Delta\varphi = 2\pi \Delta F \tau$.

Для удобства без потери общности положим $\varphi = 0$. Тогда принимаемый сигнал есть

$$U \sin(2\pi f t) + U \sin(2\pi f t + \Delta\varphi) = U_0 \cos \frac{\Delta\varphi}{2} \sin(2\pi f t + \Delta\varphi/2),$$

где $U_0 = 2U$

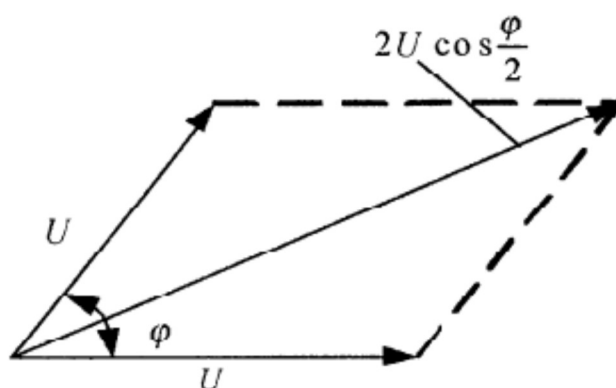


Рис. 1 Векторное сложение двух лучей

Таким образом поведение огибающей двух лучей одинаковой амплитуды описывается простым выражением $U_0 \cos \Delta\varphi/2$, где $\Delta\varphi = 2\pi \Delta F \tau$. Область корреляции огибающей $U_0 \cos \Delta\varphi/2$ по частотной координате ΔF можно определить как те значения $\pm \Delta F$, которые лежат в пределах изменения $\Delta\varphi$ от $-\pi$ до $+\pi$.

Таким образом $\pm \Delta F = 1/2\tau$ или $\Delta F_{\text{корр}} = 2\Delta F = 1/\tau$

Задача 18. Для двухлучевой модели канала связи для времени запаздывания одного луча по отношению к другому $\tau_{\text{зап}}$ определить необходимый разнос частот между n несущими частотами, передаваемых одновременно для получения n -кратного разнесенного по частоте приема

Задача 19. Для двухлучевой модели канала связи, когда в точку приема приходят два луча, отличающиеся по частоте за счет разного доплеровского сдвига на величину $\Delta F_{\text{доп}}$ изобразить графически поведение огибающей принимаемого двухлучевого сигнала во времени (кривая биений) и по кривой огибающей биений определить необходимый интервал разноса по времени повторения передаваемых символов сообщения для организации разнесенного по времени приема сигналов.

При длительности передаваемого информационного двоичного символа τ и интервалу временной корреляции замираний 4τ нарисовать структуру кодовых слов для организации сдвоенного временного разнесения принимаемых сигналов за счет повторения символов кодового слова и их перемежения.

Задача 20. В городской сотовой сети мобильной связи интервал рассеяния по задержке принимаемого многолучевого сигнала равен 3 мкс. Для борьбы с замираниями сигнала каждый символ кодового слова с исправлением ошибок последовательно передается на своей отдельной частоте так, чтобы символы кодового слова замирали независимо. Определить минимальный необходимый разнос между частотами.

Задача 21. В городской сотовой сети мобильной связи, работающей в диапазоне частот $f = 2$ ГГц (длина волны $\lambda = 15$ см) мобильный терминал принимает отраженные от окружающих предметов сигналы базовой станции в угловом секторе по азимуту 180°

Определить:

- 1) пространственный разнос между двумя антеннами мобильного терминала в горизонтальной плоскости для обеспечения двукратного пространственно-разнесенного приема;
- 2) какой путь должен пройти мобильный терминал, чтобы принимаемый сигнал изменился от некоторой максимальной амплитуды до минимальной;
- 3) при скорости движения мобильного терминала $V = 60$ км/ч определить интервал временной когерентности принимаемого сигнала как интервал времени, в котором огибающая сигнала сохраняет свою полярность относительно среднего значения замирающего сигнала;

4) для сравнения определить интервал временной когерентности сигнала через интервал доплеровского рассеяния сигнала за счет движения мобильного терминала со скоростью $V = 60$ км/ч.

3 Межсимвольные помехи в радиоканале связи с многолучевым распространением радиосигналов

Межсимвольные помехи резко ограничивают скорость передачи информации в канале связи. Для повышения скорости передачи информации приходится организовывать передачу информации по нескольким или даже многим параллельным каналам связи.

На рис. 2 показано взаимное положение сигналов нескольких лучей примерно равной мощности (прямой луч отсутствует) на входе приемника при поочередной передаче символов «1» и «0». Рассеяние лучей по задержке равно $\Delta\tau$.

Наиболее физически наглядно понять вредное воздействие межсимвольной помехи можно при передаче двоичных символов методом частотной манипуляции. Пусть при передаче символа «0» на частоте f_0 на выходе частотного детектора приемника создается напряжение положительной полярности, а при передаче символа «1»

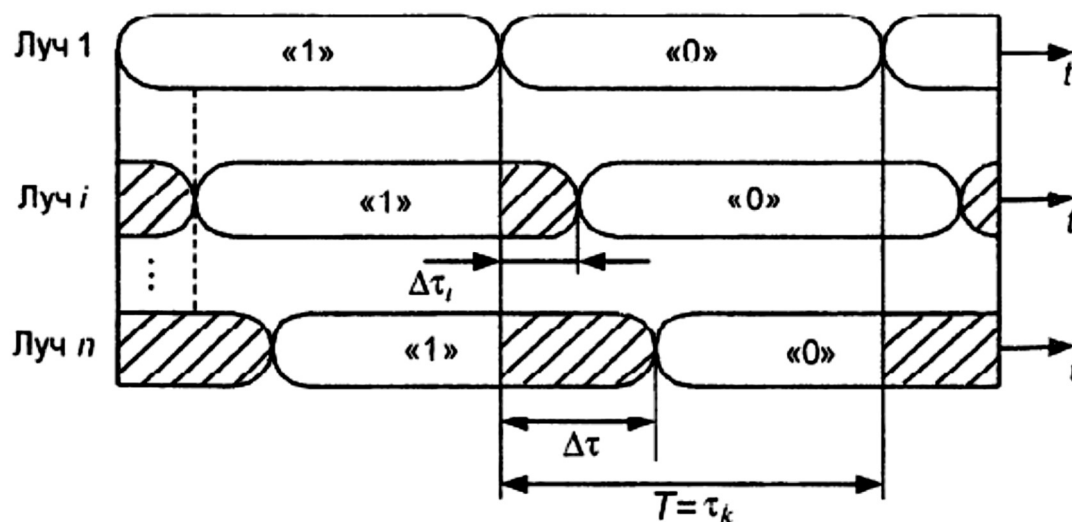


Рис. 2 Взаимное положение запаздывающих лучей

на частоте f_1 - напряжение отрицательной полярности. На интервале времени $T = \tau_k$ (рис. 2) при передаче символа «0» заштрихованные части лучей будут создавать отрицательное напряжение на выходе частотного детектора (межсимвольную помеху). Например, при наличии всего двух лучей равной интенсивности и $\Delta\tau \rightarrow \tau_k$ наглядно видно, что прием сообщений становится невозможным.

Рассмотрим передачу сигналов с фазовой манипуляцией на 180° - с длительностью канальных символов τ_k . На интервале времени T заштрихованные участки сигналов каждого луча длительностью $\Delta\tau_i$ имеют фазу противоположную фазе последующего участка сигнала длительностью $T - \Delta\tau_i$. На выходе узкополосного фильтра

(с полосой $\Delta f \approx 1/\tau_k$) перед демодулятором отрезки сигнала каждого луча длиной $\Delta\tau_i$, (заштрихованная часть на рис. 12) будут компенсировать сигнал на последующем интервале времени $\Delta\tau_i$, имеющего противоположную фазу радиосигнала.

В результате энергия канального импульса в луче уменьшится по сравнению со случаем $\Delta\tau_i \ll \tau_k$ на величину пропорциональную $2\Delta\tau_i$. Можно принять, что среднее значение интервала $\Delta\tau_i$ есть $\Delta\tau/2$ и энергии многолучевого сигнала за счет межсимвольной помехи уменьшится и станет равной $P_c(\tau_k - \Delta\tau)$, где P_c — мощность многолучевого сигнала.

Отношение принятой энергии символа на интервале времени T к спектральной плотности шумов N_0 будет равно

$$\frac{P_c(\tau_k - \Delta\tau)}{N_0} = \frac{P_c\tau_k(1 - \Delta\tau/\tau_k)}{N_0}$$

Потери в энергетике радиолинии по отношению к случаю отсутствия межсимвольных помех ($\Delta\tau = 0$) составляют величину

$$L_{\text{меж}} = \frac{1}{1 - \Delta\tau/\tau_k}$$

Задача 22. Для многолучевого сигнала с рассеянием по задержке $\Delta\tau$ и длительностью канального символа τ_k :

1. Построить кривую потерь в энергетике радиолинии за счет межсимвольной помехи $L_{\text{меж}}$ в дБ в зависимости от отношения $\Delta\tau/\tau_k$.
2. Оценить влияние межсимвольной помехи и найти $L_{\text{меж}}$ для случая, когда на передаче длительность излучения канального символа уменьшается на величину $\Delta\tau$ т.е. передатчик выключается на время $\Delta\tau$ перед излучением каждого следующего канального символа. Сравнить с ситуацией по п. 1 задачи с учетом статистики передаваемых последовательностей символов «1» и «0»..
3. С учетом поведения кривой потерь $L_{\text{меж}}$ по п.1 задачи определить максимально-возможную скорость передачи канальных символов

$R_k=1/\tau_k$ и скорость передачи информации R бит/с в одном канале для случаев:

- ФМ-2 ($R = R_k$), - ФМ-8,
- ФМ-4; - КАМ-16,

если рассматривается сотовая сеть мобильной связи в городе с величиной рассеяния по задержке $\Delta\tau=3$ мкс и допустимая величина $L_{\text{меж}} = 1$ дБ.

4. Укажите возможные методы передачи сигналов, позволяющих на порядок и более увеличить скорость передачи информации в многолучевом канале с межсимвольными помехами.

4 Влияние эффекта Доплера на помехоустойчивость приема сигналов с ортогональным частотным разделением каналов (ОЧРК)

Для устранения влияния межсимвольных помех в условиях многолучевого распространения сигнала используется синхронная параллельная передача информации по многим частотным каналам с уменьшением скорости

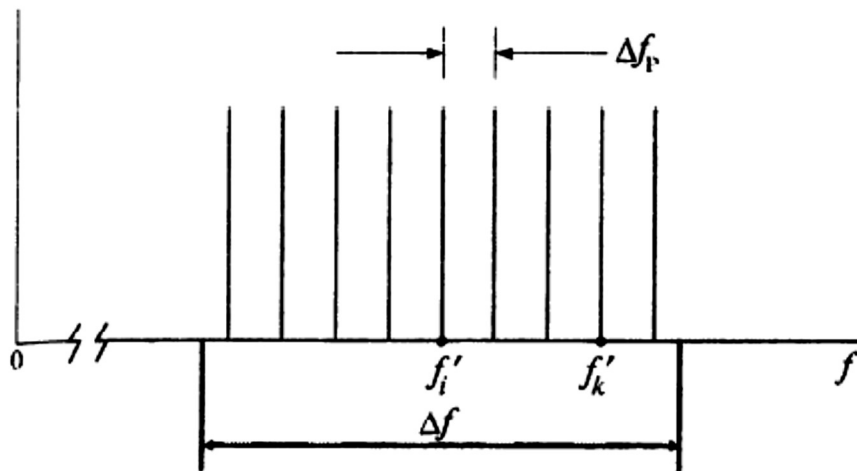


Рис. 3. Центральные частоты частотных каналов при ОЧРК на передаче (Δf_p есть частотный разнос соседних частотных каналов; Δf — полоса частот, занимаемая сигналом с ОЧРК в радиоканале)

передачи информации в каждом частотном канале, так чтобы длительность канального символа в одном частотном канале была значительно больше интервала рассеяния сигнала по задержке.

На рис. 3 показаны центральные частоты парциальных каналов при ОЧРК при разносе соседних частот ΔF_p в радиоканале.

Величина ΔF_p выбирается равной величине обратно пропорциональной длительности канального символа τ_k в парциальном канале, т.е. $\Delta F_p = 1/\tau_k$.

В этом случае сигналы в отдельных частотных каналах выделяются в приемнике без взаимных помех.

Однако, при использовании метода ОЧРК в мобильных сетях связи за счет доплеровского смещения частоты, разного для разных каналов, ортогональность принимаемых сигналов нарушается и возникают взаимные помехи между каналами, величину которых необходимо оценить.

Уровень межканальных помех целесообразно определить для идеального приемного устройства, состоящего из n параллельных синхронных демодуляторов, где n — число частотных каналов при ОЧРК. на выходе каждого из которых стоит интегратор с синхронным разрядом — согласованный фильтр для прямоугольных импульсов на выходе синхронного демодулятора.

Функциональная схема приемного устройства показана на рис.4.

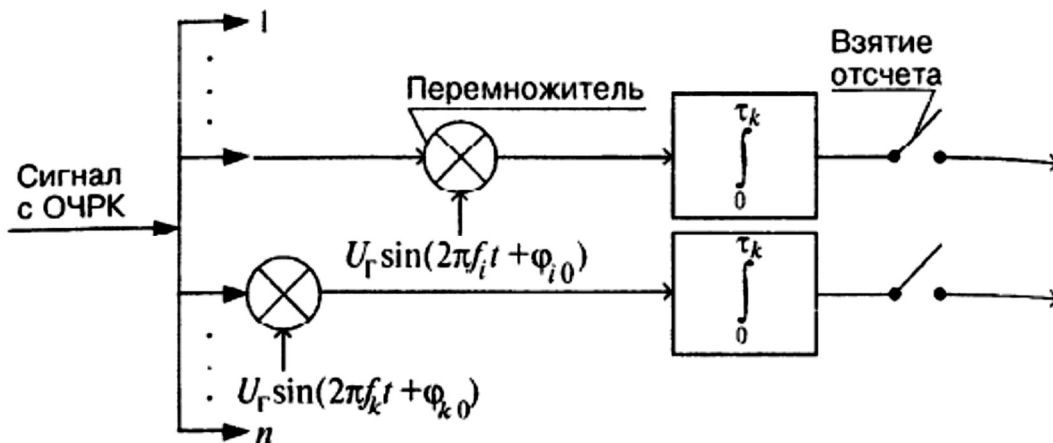


Рис. 4 n -канальный синхронный демодулятор

Рассмотрим выделение и демодуляцию сигнала в одном частотном канале без учета влияния остальных каналов.

Принимаем, что в каждом частотном канале используется фазовая манипуляция радиосигнала на 180° (ФМ-2). На входе многоканального синхронного демодулятора действует сигнал

$$U_{\text{вх}}(t) = \sum_{k=1}^n U_c \sin(2\pi f_k t + \varphi_k),$$

где $f_k = f_k^! + \Delta F_{\text{дк}}$, где $\Delta F_{\text{дк}}$ — доплеровский сдвиг передаваемой частоты $f_k^!$, $\varphi_k = \varphi_k(t) + \varphi_{k0}$, где $\varphi_k(t)$ принимает значение 0 или π при манипуляции радиосигнала, φ_{k0} — начальная фаза радиосигнала в k -ом частотном канале.

Напряжения опорных когерентных генераторов в приемнике $U_T \sin(2\pi f_k t + \varphi_{k0})$ подстраиваются по частоте и фазе по приходящему в приемник радиосигналу. Аналогично генераторы тактовой частоты следования символов $\Delta F_\tau = 1/\tau_k$ в каждом канале подстраиваются по частоте и фазе по принимаемому сигналу.

Интегратор с синхронным разрядом производит интегрирование входного колебания с шумами за интервал времени τ_k . В момент окончания символа с помощью узкого тактового импульса схемы тактовой синхронизации производится взятие отсчета для дальнейшей обработки принимаемых символов и их декодирования, и разряд выходного напряжения интегратора до нуля.

Интегратор с синхронным разрядом является согласованным фильтром для прямоугольного импульса сигнала. Прямоугольный видеоимпульс сигнала с амплитудой U_c и длительностью τ имеет спектр

$$U(F) = U_c \tau \frac{\sin(\pi F \tau)}{\pi F \tau}.$$

Покажем, что амплитудно-частотная характеристика интегратора с синхронным разрядом также имеет форму типа $U(F)$, т.е. является согласованным фильтром. Подадим на вход интегратора σ -импульс т.е. импульс бесконечно-короткий по длительности с площадью равной единице, так что интеграл от σ -импульса за бесконечно-короткий промежуток времени равен единице. Входной и выходной сигнал интегратора с синхронным разрядом показан на рис. 55.

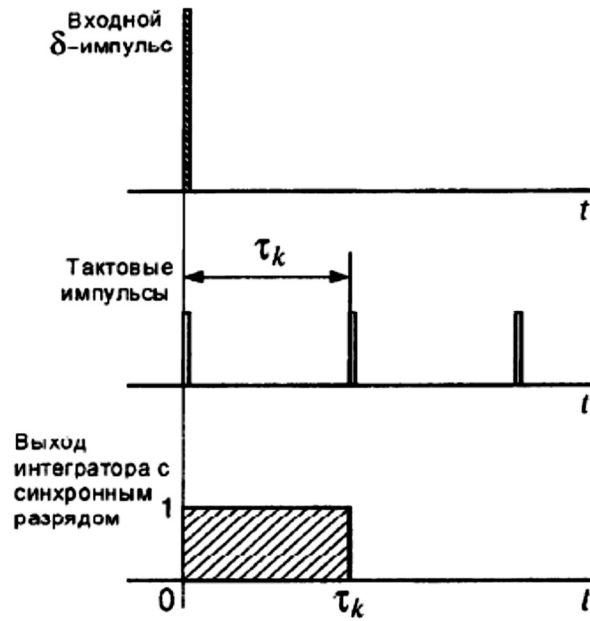


Рис. 55. Напряжения на входе и выходе интегратора с синхронным разрядом

Так как спектр σ -импульса равномерен в бесконечно-широкой полосе частот, то спектр отклика интегратора с синхронным разрядом повторяет форму его АЧХ. Спектр выходного импульса единичной амплитуды длительностью τ_k . (АЧХ интегратора с синхронным разрядом) есть

$$U(F) = |K(jF)| = 1 * \tau_k \frac{\sin(\pi F \tau_k)}{\pi F \tau_k}$$

Для анализа прохождения шумов через интегратор с синхронным разрядом удобно использовать, нормированную форму его АЧХ.

Положив $|K(jF)| = \frac{\sin(\pi F \tau_k)}{\pi F \tau_k}$ получим, что во временной области выходной сигнал интегратора с синхронным разрядом определяется как

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{1}{\tau_k} \int_0^{\tau_k} U_{\text{ВХ}}(t) dt$$

Теперь можно определить, например, сигнал частотного канала f_i в точках схемы рис. 14 на входе и выходе интегратора с синхронным разрядом.

Для компоненты входного сигнала с ОЧРК на частоте f_i получим

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ.перем}} &= U_c \sin[2\pi f_i t + \varphi(t) + \varphi_{i0}] U_r \sin(2\pi f_i t + \varphi_{i0}) \\ &= \frac{U_r}{2} U_c \{ \cos[\varphi(t)] - \cos[4\pi f_i t + \varphi(t) + 2\varphi_{i0}] \} \end{aligned}$$

Поскольку $f_i \gg \Delta f$, то второй член, содержащий колебание удвоенной частоты, будет отфильтрован (подавлен) интегратором с синхронным разрядом и может быть опущен для дальнейшего анализа. Также для удобства положим $U_c/2 = 1$. Тогда с учетом сказанного для дальнейшего анализа запишем

$$U_{\text{вых.перем}} = U_c \cos[\varphi(t)]$$

где $\varphi(t) = \begin{cases} 0 & \text{при передаче "1"} \\ \pi & \text{при передаче "0"} \end{cases}$

и $\cos[\varphi(t)] = \begin{cases} 1 & \text{при передаче "1"} \\ -1 & \text{при передаче "0"} \end{cases}$

На выходе интегратора с синхронным разрядом будем иметь:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{\tau_k} \int_0^{\tau_k} U_c \cos[\varphi(t)] dt = \begin{cases} U_c & \text{при } \varphi(t) = 0 \\ -U_c & \text{при } \varphi(t) = \pi \end{cases}$$

Задача 23 На входе схемы рис. 14 в полосе частот Δf действует шум с равномерной спектральной плотностью N_0

1. Покажите, что на входе интегратора с синхронным разрядом (например, для канала частоты f_i) при $U_c/2 = 1$ спектральная плотность шумов в видеополосе будет равна $2 N_0$. Нарисуйте график спектральной плотности шума на входе интегратора с синхронным разрядом.
2. Определите полосу пропускания интегратора с синхронным разрядом для длительности канальных импульсов τ_k и найдите отношение мощностей сигнал-шум на выходе интегратора с синхронным разрядом через отношение энергии входного бита $P_c \tau_k$, ($P_c = U_c^2/2$, U_c - амплитуда входного для схемы рис. 14 радиосигнала на частоте f_i), к спектральной плотности шумов N_0 на входе схемы рис, 14

Задача 24. При наличии эффекта Доплера при отсутствии нестабильности частот поднесущих ОЧРК определить эффективное значение и мощность перекрестных помех на выходе интегратора с синхронным разрядом частотного канала с центральной частотой f_i от всех остальных ($n - 1$) каналов при следующих исходных данных:

1. Число частотных каналов n

- 256 для системы WiMax;
 - 4096 для системы цифрового телевидения.
2. Скорости движения мобильных терминалов:
- V - 120 км/ч для автомобиля;
 - $V = 300$ км/ч для поезда;
 - $V = 300$ м/с для самолета.

При расчете принять, что $\xi = \cos(\varphi_k - \varphi_i)$ имеет по ансамблю случайную фазу $\varphi_k - \varphi_i$ равновероятную в интервале $0-2\pi$, так что дисперсия случайной величины $\xi = 0.5$, а среднеквадратическое значение величины $\xi = 1/\sqrt{2}$, аналогично тому как вычисляется мощность и эффективное значение косинусоидального колебания как средние значения за период гармонического колебания.

В результате решения задачи сделать заключение о возможности или невозможности использования метода модуляции ОЧРК в мобильных сетях связи.