

**Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Севастопольский государственный университет»**

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

по выполнению лабораторных работ по дисциплине
«Инфокоммуникационные системы и сети. Часть 1»
для студентов дневного и заочного отделения по направлению
09.03.02 «Информационные системы и технологии»,
09.03.03 «Прикладная информатика»

**Севастополь
2020**

УДК 681.326

Методические указания к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Инфокоммуникационные системы и сети. Часть 1»/ Сост. Доц. Чернега В.С., ст. преп. Дрозин А.Ю., ст.преп. Волкова А.В. – Севастополь: Изд-во СевГУ, 2020. – 60 с.

Цель указаний: помочь студентам в изучении конструкции кабельных линий связи, измерении их электрических и оптических параметров и характеристик, измерении и оценки искажений сигналов данных при передаче их по кабелям связи.

Методические указания предназначены для выполнения лабораторных работ по дисциплине "Инфокоммуникационные системы и сети" для студентов дневной и заочной форм обучения.

Методические указания рассмотрены и утверждены на методическом семинаре и заседании кафедры «Информационные системы»

Рецензент доцент кафедры «Информационные системы»

к.т.н., доцент

Кротов К.В.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК	
СИММЕТРИЧНОЙ ПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ	5
1. Цель работы	5
2. Основные теоретические положения	5
2.1. Конструкция и параметры кабелей связи компьютерных сетей....	6
2.2. Электрические характеристики кабелей связи	18
2.3. Параметры оптических соединений	22
2.4. Искажения сигналов при передаче данных по кабелям связи	23
3. Описание лабораторной установки	24
4. Программа и методика исследования	25
5. Содержание отчета	28
6. Контрольные вопросы	28

Лабораторная работа №2

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ	
ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	30
1. Цель работы	30
2. Основные теоретические положения	30
2.1. Общая характеристика немодулированных и модулированных сигналов данных	30
2.2. Спектры немодулированных сигналов передачи данных	33
2.3. Спектры дискретных модулированных сигналов	34
2.4. Связь между скоростью передачи и шириной канала	36
3. Описание лабораторной установки	37
4. Программа и методика исследования	38
5. Содержание отчета	39
6. Контрольные вопросы	39

Лабораторная работа №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА С АМПЛИТУДНОЙ	
МАНИПУЛЯЦИЕЙ	41
1. Цель работы	41
2. Основные теоретические положения	41
3. Описание лабораторной установки	44
4. Программа работы	45

5.	Содержание отчета	46
6.	Контрольные вопросы	46

Лабораторная работа № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ РЕГИСТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ	48
1. Цель работы	48
2. Основные теоретические положения	48
2.1. Причины и виды искажений цифровых сигналов	48
2.2. Регистрация сигналов стробированием	50
2.3. Интегральный способ регистрации	52
2.4. Комбинированный способ регистрации единичных элементов ...	53
2.5. Исправляющая способность приемников	54
3. Описание лабораторной установки	56
4. Программа работы и методические рекомендации	57
5. Содержание отчета	57
6. Контрольные вопросы	57
Список рекомендованной литературы	58
Приложение А	59

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК СИММЕТРИЧНОЙ ПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

1. Цель работы

Изучение конструкции современных кабельных линий связи, используемых в локальных компьютерных сетях, исследование методов измерения переходных помех в симметричных линиях и степени искажений импульсов при передаче данных по кабелям связи.

2. Основные теоретические положения

Линия электрической связи представляет собой пару изолированных проводников, предназначенная для передачи сигналов. Кабелем связи называют группу пар изолированных проводников, имеющих общую защитную оболочку.

В локальных компьютерных сетях (ЛКС) используется в настоящее время три основных типа кабелей: коаксиальный, симметричный кабель типа «витая пара» и оптоволоконный. В первых двух типах кабеля в качестве среды распространения сигнала используется медная жила, а в оптическом кабеле – световод (оптоволокно). Выбор сетевого кабеля для конкретной сети зависит от ряда факторов, в число которых входят простота установки, требования к уровню защите, скорость передачи (в Мбит/с) и затухание сигнала, стоимость кабеля.

Коаксиальный кабель подразделяется на два типа — тонкий и толстый. Оба они имеют медную жилу, окруженную металлической оплеткой, которая экранирует внешние электромагнитные поля (шумы) и помехи от соседних кабелей (перекрестные помехи). Коаксиальный кабель целесообразно применять для передачи сигналов на большие расстояния.

Кабель *витая пара* может быть экранированной и неэкранированной. Неэкранированная витая пара (UTP) делится на семь категорий, из которых пятая — наиболее широко применяемая в компьютерных сетях. Экранированная витая пара (STP) позволяет осуществлять передачу сигналов на более высоких скоростях и на большие расстояния, чем UTP.

Оптоволоконный кабель по сравнению с медными проводами обеспечивает более высокую скорость передачи данных. На него не оказывают влияние внешние помехи, однако он дороже и требует специальных инструментов и навыков для установки.

Существует две технологии передачи данных: широкополосная и узкополосная. При широкополосной передаче с помощью аналоговых сигналов в одном кабеле одновременно организуется несколько каналов. При узкополосной передаче канал всего один, и по нему передаются цифровые сигналы.

2.1. Конструкция и параметры кабелей связи компьютерных сетей

2.1.1. Коаксиальный кабель

Самый простой коаксиальный кабель состоит из медной жилы (*core*), окружающей ее изоляции, экрана в виде металлической оплетки и внешней защитной оболочки (рисунок 2.1). Если кабель, кроме металлической оплетки, имеет и слой фольги, он называется кабелем с двойной экранизацией. При наличии сильных помех используются кабель с учетверенной экранизацией. Он состоит из двойного слоя фольги и двойного слоя металлической оплетки.

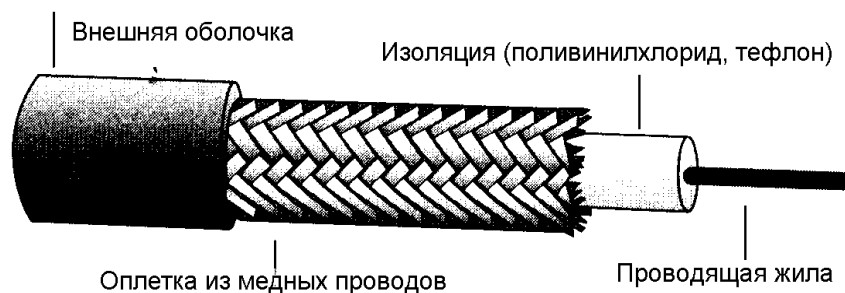


Рисунок 2.1 – Конструкция коаксиального кабеля

Электрические сигналы, отображающие данные, передаются по жиле кабеля, которая выполнена в виде одного провода (сплошная) или пучка проводов. Сплошная жила изготавливается из меди. Жила окружена изоляционным слоем, который отделяет ее от металлической оплетки. Оплетка – экран (*shield*) играет роль заземления и защищает жилу от электрических шумов (*noise*) и перекрестных помех (*crosstalk*). Перекрестные помехи представляют собой электрические наводки, вызванные токами, протекающими в соседних проводах кабеля.

Снаружи кабель покрыт непроводящим слоем — из резины, тефлона (фторопласта) или пластика. Коаксиальный кабель более помехоустойчив, затухание сигнала в нем меньше, чем в витой паре.

Существует два типа коаксиальных кабелей: *тонкий* и *толстый* коаксиальный кабель. Выбор того или иного типа кабеля зависит от потребностей конкретной сети.

Тонкий (*thin*) коаксиальный кабель — гибкий кабель с диаметром оплетки около 5 мм (рисунок 2.2.).



Рисунок 2.2 – Конструкция коаксиальных кабелей RG-58

Производители кабельного оборудования выработали специальную маркировку для различных типов кабелей. Тонкий коаксиальный кабель относится к группе, которая называется семейством RG-58. Его волновое сопротивление равно 50 Ом. Основная отличительная особенность этого семейства - медная жила. Она может быть сплошной или состоять из нескольких переплетенных проводов.

Пример маркировки: **RG-58A/U**, где — **RG**-коаксиальный кабель; **58**-спецификация; **A** — многожильный центральный проводник (без A — одножильный); **C** — то же, что и "A", но с негорючим диэлектриком (военный стандарт); **/U**-экранированный. Основные характеристики кабеля RG-58 приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Основные характеристики кабеля RG-58

Основные характеристики	RG-58A/U	RG-58C/U
Волновое сопротивление	50+/- 2 Ом	50+/- 2 Ом
Погонная емкость	85 пФ/м	93,5 пФ/м
Коэффициент замедления	1,28	1,51
Диаметр центрального проводника	19/0,203 мм	19/0,18 мм
Материал проводника	ТС	ТС
Диаметр диэлектрика	2,9 мм	2,9 мм
Материал диэлектрика	FPE	PE
Внешний диаметр оболочки	5,03 мм	5,03 мм
Материал оболочки	NC-PVC	NC-PVC
Основной экран	Al-PET	---
Плотность экрана	100 %	---
Дополнительный экран (оплетка)	16X7/0,12 мм	16X7/0,12 мм
Материал оплетки	ТС	ТС
Плотность оплетки	93,6 %	93,6 %

Для подключения тонкого коаксиального кабеля к компьютерам используются так называемые BNC-коннекторы (*Bayonet Nut Connector* – миниатюрный штыковой соединитель). В семействе BNC имеется несколько основных типов соединителей:

- BNC-коннектор — припаивается либо обжимается на конце кабеля;
- BNC T-коннектор — соединяет сетевой кабель с сетевой платой компьютера;
- BNC баррел-коннектор — применяется для сращивания двух отрезков тонкого коаксиального кабеля;
- BNC-терминатор. Используется в сети с топологией “шина” для предотвращения отражения сигналов от свободных концов кабеля; терминаторы устанавливаются на каждом конце кабеля.

Вид коннекторов для тонкого коаксиального кабеля показан на рисунке 2.3.

Толстый (*thick*) коаксиальный кабель — относительно жесткий кабель с диаметром оплетки около 10 мм. Иногда его называют “стандартный Ethernet кабель”, поскольку он был первым типом кабеля, применяемым в сетях Ethernet. Медная жила этого кабеля толще, чем у тонкого коаксиального кабеля.







Изображение	Наименование
	Т-коннектор штекер BNC на 2 гнезда BNC
	3 гнезда BNC
	Гнездо BNC пайка, крепление гайкой блочное
	Штекер BNC обжимной
	Штекер BNC терминатор
	Штекер BNC терминатор с цепочкой заземления

Рисунок 2.3 – Конструкция коннекторов и терминаторов типа BNC

Чем толще жила у кабеля, тем меньше его сопротивление и тем большее расстояние, на которое распространяется сигнал. Следовательно, толстый коаксиальный кабель передает сигналы дальше, чем тонкий, в частности до 500 м. В связи с этим толстый коаксиальный кабель часто используют в качестве основного кабеля [*магистрالی (backbone)*], который соединяет несколько небольших сетей, построенных на тонком коаксиальном кабеле.

Для подключения к толстому коаксиальному кабелю применяют специальное устройство — трансивер. Трансивер (*transceiver*) снабжен специальным соединителем (коннектором), который назван “зуб вампира” (*vampire tap*) или “пронзающий ответвитель” (*piercing tap*). Этот “зуб” проникает через изоляционный слой и вступает в непосредственный физический контакт с проводящей жилой. Чтобы подключить трансивер к сетевому адаптеру, надо кабель трансивера подключить к порту сетевой платы.

Как правило, чем толще кабель, тем сложнее с ним работать. Тонкий коаксиальный кабель гибок, прост в установке и относительно недорог. Толстый кабель трудно гнуть, и, следовательно, его сложнее устанавливать. Это очень существенный недостаток, особенно если необходимо проложить кабель по трубам или желобам. Толстый коаксиальный кабель дороже тонкого, но при этом он передает сигналы на большие расстояния.

2.1.2. Симметричный кабель типа "Витая пара"

Самая простая витая пара (*twisted pair*) — это два скрученных изолированных медных провода. Существует два типа тонкого кабеля: неэкранированная (*unshielded*) (UTP) и экранированная (*shielded*) витая пара (STP). Несколько витых пар, как правило, помещают в одну защитную оболочку. Их количество в таком кабеле может быть разным. Конструкция четырехпарного кабеля показана на рисунке 2.4.

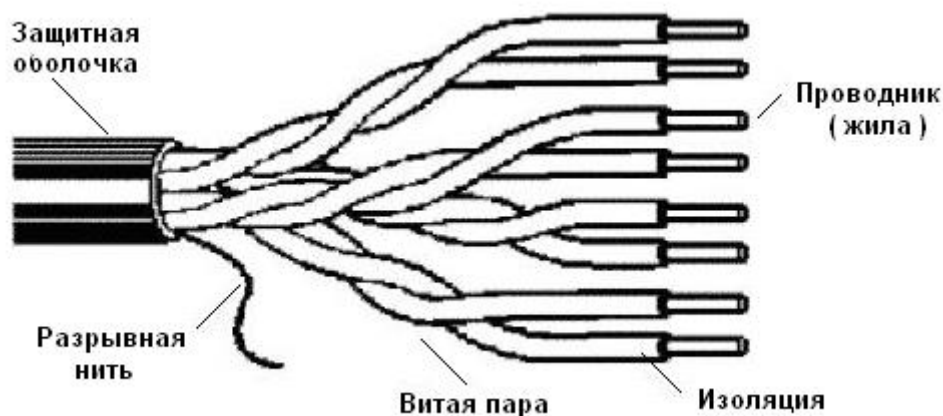


Рисунок 2.4 – Конструкция кабеля типа "витая пара"

Скрутка проводов позволяет улучшить степень симметрии электрических параметров кабеля и тем самым уменьшить электрические помехи, наводимые соседними парами или другими источниками. Кроме этого, при скрутке увеличивается стойкость пары к различным механическим воздействиям (растягивающим, изгибным, сжимающим и т.п.), которые могут возникнуть на кабеле в процессе инсталляции или эксплуатации. Расстояние, на котором два проводника витой пары совершают полный оборот друг вокруг друга, называют *шагом скрутки* (рисунок 2.5). Величина шага скрутки зависит от верхней частоты диапазона и энергетической характеристики спектра сигналов, которые предполагается передавать по паре. Для большинства кабелей, используемых в компьютерных сетях, эта величина составляет порядка 2...5 см.

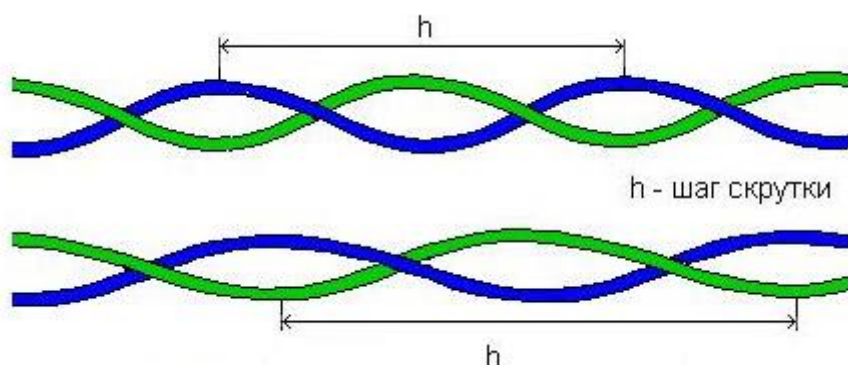


Рисунок 2.5 – Витые пары с различным шагом скрутки

В качестве проводника в стационарных кабелях чаще всего применяется *монолитный (Solid)* медный провод диаметром 0,51...0,64 мм, имеющий несколько меньшее затухание на высоких частотах, чем *многопроволочные проводники (Stranded wire)*, свитые из тонких медных жил диаметром 0,19 мм. Последние применяются в *соединительных кабелях (Patch cables)* рабочей области и *соединительных шнурах (Patch Cords)* для распределительного и кроссового оборудования, поскольку обладают большей гибкостью и устойчивостью на излом.

Для указания диаметра проводника импортных кабелей не редко пользуются американской системой калибров **AWG** (*American Wire Gage*), основанной не на метрических, а на дюймовых мерах. Так кабель AWG 24 имеет диаметр жилы 0,511 мм; AWG 23 – 0,574 мм; AWG 22 – 0,643 мм.

В качестве изоляции жил в витых парах обычно используют *полиэтилен (PE)* или *поливинилхлорид (PVC)*, реже - *полиэтилен/терефталат (PETP)* или *полипропилен*. Полиэтилен – наиболее технологичный материал, однако он обладает довольно низкими диэлектрическими свойствами (особенно на высоких частотах) и может поддерживать горение при пожаре. С точки зрения пожаробезопасности более удачным является поливинилхлорид, который горит, но не поддерживает и не распространяет горение. В случае повышенных требований к жароустойчивости для изоляции используют композиции из тефлона. Для улучшения диэлектрических свойств изоляции в кабелях для компьютерных сетей в последние годы часто применяют вспененный полиэтилен, который содержит в своей структуре пузырьки воздуха, являющегося хорошим диэлектриком. Кроме того, такой прием позволяет уменьшить общий вес кабеля. Толщина слоя изоляции жил составляет примерно 0,5...0,6 мм.

Очень часто в структурированных кабельных системах (СКС) компьютерных сетей в качестве элемента кабельной конструкции используется не пара, а *четверка*, состоящая из четырех изолированных проводников, скрученных вместе и образующих две цепи. В некоторых случаях в центре четверки находится тонкая полиэтиленовая нить (корд), вокруг которой и скручиваются все четыре проводника, и которая придает четверке механическую прочность. Кроме этого, четверочная скрутка позволяет добиться меньших внешних габаритов кабеля и

большей стабильности его конструкции. Она также улучшает некоторые электрические характеристики по сравнению с парой, однако только в том случае, если она очень качественно собрана, так как расстояние между проводниками в четверке меньше и малейшее их смещение относительно друг друга приведет к ухудшению параметров взаимных влияний. Кроме того, четверка более сложна в производстве и несколько дороже.

Все пары в изоляции, собранные вместе, формируют так называемый кабельный *сердечник* (*Core*). Наиболее распространены конструкции, имеющие в составе сердечника четыре пары (4 x 2), однако кабели СКС (особенно магистральные) могут иметь и гораздо большую емкость. Такие кабели называют *многопарными* (*Multicore*).

Для идентификации пар внутри кабеля используют *цветовую маркировку* изоляции. Первые четыре пары имеют такие базовые цвета: синий, оранжевый, зеленый и коричневый. Чаще всего основной провод в паре целиком окрашивается в базовый цвет, а дополнительный провод имеет белую изоляционную оболочку с добавлением полосок базового цвета. В случае, когда количество пар в кабеле больше четырех (многопарные кабели), могут применяться как дополнительные цвета (фиолетовый, серый, синий и др.), так и комбинированная цветовая маркировка. В последнем случае пара раскрашивается комбинацией цветов (желто-зеленый, красно-зеленый, зелено-коричневый), что существенно увеличивает количество вариантов цветовой идентификации. Правила цветовой маркировки на основе двенадцати основных маркирующих цветов определяют стандарты IEC 60708 и TIA/EIA-598.

Неэкранированная витая пара (UTP – *Unshielded Twisted Pair*) состоит из двух изолированных медных проводов. Существует несколько спецификаций, которые регулируют количество витков на единицу длины — в зависимости от назначения кабеля.

Промышленность выпускает ряд типов кабелей витая пара, которые подразделяются на семь категорий.

Категория 1. Традиционный телефонный кабель, предназначенный для передачи речевых сигналов, а не данных. Большинство телефонных кабелей, произведенных до 1983 года, относится к категории 1.

Категория 2. Кабель, способный передавать данные со скоростью до 4 Мбит/с. Состоит из четырех витых пар.

Категория 3. Кабель, обеспечивает передачу данных со скоростью до 10 Мбит/с. Состоит из четырех витых пар с девятью витками на метр.

Категория 4. Кабель, способный передавать данные со скоростью до 16 Мбит/с. Состоит из четырех витых пар.

Категория 5. Кабель, способный передавать данные со скоростью до 100 Мбит/с. Состоит из четырех витых пар медного провода.

Ключевое различие между кабелями 3-й и 5-й категорий состоит в количестве витков скручивания пары проводников на единицу длины кабеля. В пятой категории количество витков на единицу длины кабеля почти в 10 раз больше

чем в кабеле третьей категории. Это дает возможность существенно повысить пропускную способность линии.

Категория 7 является единственной на данный момент стандартизированной средой передачи, которая без каких-либо оговорок способна обеспечивать передачу со скоростью 10 Гбит/с по линиях длиной до 100 м. В кабелях 7 категории существенно уменьшен уровень шумов. Этот фактор является очень важным, так как основным мешающим фактором для систем передачи данных, работающих со скоростью 10 Гбит/с, является тепловой шум. Уменьшение шумов в этом кабеле достигается благодаря особенностям конструкции кабеля и модульных разъемов. Пары состояются из жил диаметром не менее 0,58 мм, причем каждая пара заключается в индивидуальный экран из фольги. Экранирование каждой пары по всей окружности обеспечивается и в модульном разьеме. Благодаря этим мероприятиям, для такого кабельного оборудования являются менее ощутимыми наводки, в том числе и межкабельные. Одной из главных проблем для всех этих типов кабелей являются перекрестные помехи — электрические наводки, вызванные сигналами в смежных проводах. Неэкранированная витая пара особенно страдает от перекрестных помех. Для уменьшения их влияния используют экран. Неэкранированная витая пара (спецификация 10BaseT) широко используется в ЛВС, максимальная длина сегмента составляет 100 м.

Экранированная витая пара. Кабель экранированной витой пары (STP - *Shielded Twisted Pair*) имеет медную оплетку, которая обеспечивает большую защиту от внешних электромагнитных полей, чем неэкранированная витая пара. Кроме того, пары проводов STP обмотаны фольгой. В результате передаваемые данные по экранированной витой паре надежно защищены от внешних помех и могут передаваться с более высокой скоростью и на большие расстояния. Экран выполняется в виде алюминиевой фольги, либо медной оплетки, либо и того и другого вместе. Встречается как общее экранирование, так и экраны по скрученным парам. Экраны сопровождаются дренажным проводником в виде медной проволоочки для поддержания электрической целостности экрана.

В качестве материала оболочки для обоих типов кабелей применяется в основном ПВХ-пластикат (ПолиВинилХлорид), как самый дешевый и не распространяющий горение материал. В специальных случаях используются самозатухающий полиэтилен либо малодымные безгаллогенные компаунды, но это увеличивает стоимость и снижает механические характеристики кабеля. Наиболее распространен серый цвет, однако производятся кабель всех цветов. В случае наружной прокладки применяется светостойкий полиэтилен (черного цвета).

Для подключения витой пары к компьютеру используются телефонные модульные коннекторы типа RJ-45 (*Registered Jack -45*). Более правильное название этого разъема **8P8C**. На первый взгляд, они похожи на телефонные соединители типа RJ-11, но в действительности между ними есть существенные отличия. Во-первых, вилка RJ-45 чуть больше по размерам и не подходит для гнезда RJ-11. Во-вторых, коннектор RJ-45 имеет восемь контактов, а RJ-11 — только четыре.

Конструкция коннекторов (гнезда и штекера) для витой пары изображена на рисунке 2.6.



Изображение	Наименование
	Неэкранированный кабель категории 5
	Штекер соединителя RJ-45
	Гнездо соединителя RJ-45 для коммутационной панели (патч-панели)

Рисунок 2.6 – Конструкция кабеля «витая пара» и соединителей

2.1.3. Оптический кабель

В качестве физической среды распространения сигналов в оптических кабелях используются сверхпрозрачное стекловолокно или волокно, выполненное на базе полимеров. Простейший оптический кабель (рисунок 2.7) состоит из светопроводящего (кварцевого) сердечника диаметром 2...200 мкм, окруженной тонкой полимерной или стеклянной отражающей оболочкой со значительно меньшим коэффициентом преломления, чем в сердечнике. Этим достигается практически полное внутреннее отражение световых потоков. Снаружи кабель покрывается несколькими слоями защитного покрытия.

Скорость передачи сигналов по оптическому кабелю может достигать 2...5 Гбит/с и выше. Затухание оптического кабеля составляет 0,2...10 дБ/км, причем оно незначительно возрастает с ростом частоты передачи сигналов. В связи с

тем, что любое оптоволокно передает сигналы только в одном направлении, кабель выполняют из двух волокон с отдельными коннекторами. Одно из волокон служит для передачи, а другое – для приема.

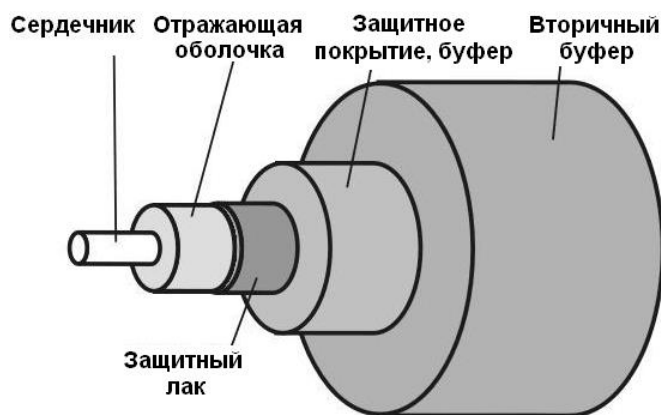


Рисунок 2.7 - Конструкция одножильного оптического кабеля

Для защиты от внешних воздействий кабель имеет общее покрытие из пластика, а для повышения механической прочности внутри кабеля, наряду с оптоволокном, проложены нити из искусственного очень прочного материала – кевлара.

Различают два типа оптических кабелей: **многомодовые** и **одномодовые**. По слову «мода» понимают световые лучи внутри кабеля, имеющие одинаковые углы отражения. В *многомодовых* кабелях распространяются несколько световых лучей, которые попадают на границу раздела оптических свойств и отражаются от нее под различными углами. Так называемые аксиальномодовые лучи, содержат моду только нулевого порядка. Они распространяются в середине световода без отражения.

Одномодовые кабели имеют настолько малый диаметр (2..10 мкм), что в нем возможно распространения лучей только нулевой моды. В связи с тем, что в многомодовом кабеле одновременно распространяется несколько лучей одного и того же сигнала, отличающихся различным временем прохождения, то результирующий сигнал на выходе кабеля расширяется и происходит межсимвольная интерференция передаваемых единичных элементов, которая возрастает с увеличением длины кабеля. Это затрудняет различение и регистрацию единичных элементов. По этой причине приходится ограничивать скорость передачи в многомодовых волоконно-оптических линиях связи. В одномодовых кабелях межсимвольная интерференция практически отсутствует. Поэтому скорость передачи в таких линиях связи выше. Существенным преимуществом волоконно-оптического кабеля, кроме высокой пропускной способности, является независимость от внешних электромагнитных полей. Основным недостатком волоконно-оптических линий – более высокая стоимость производства компонентов, а

также большие затраты на их монтаж и ремонт.

На рисунке 2.8 показана схема распространения лучей в многомодовых и одномодовом волоконно-оптических кабелях при различном профиле изменения коэффициента преломления лучей в среде распространения. Различный коэффициент преломления и его распределение внутри сердцевины достигается путем введения специальных добавок в оптическую массу в процессе производства (вытягивания) кабельной нити.

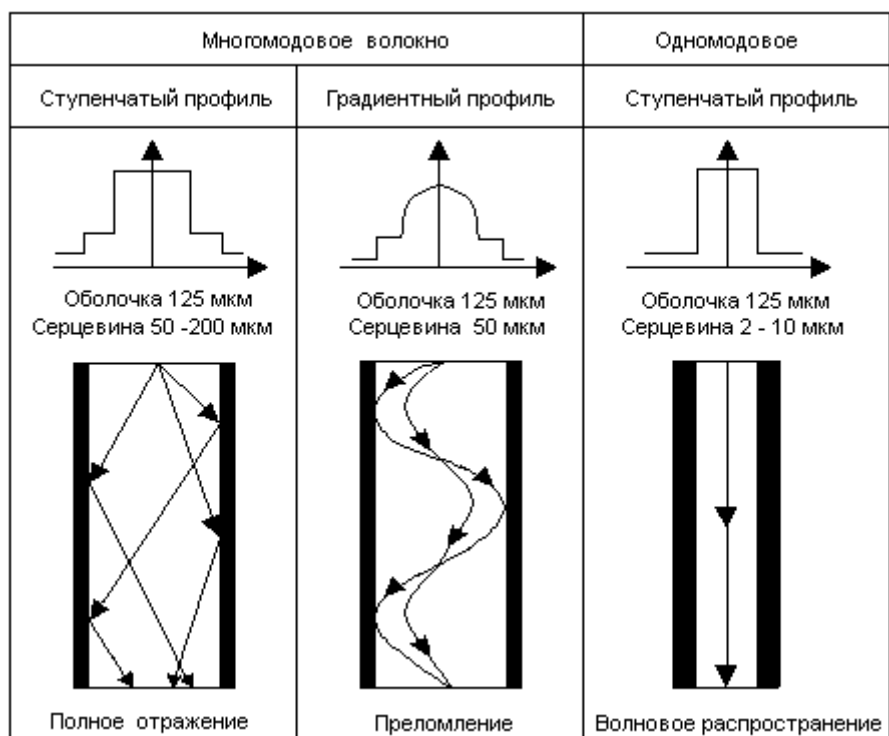


Рисунок 2.8 – Схема распространения лучей в волоконно-оптическом кабеле и зависимости коэффициента преломления лучей

Для обеспечения большей пропускной способности линии связи промышленностью выпускаются оптоволоконные кабели, содержащие несколько (до 8) одномодовых волокон с малым затуханием. Разработаны и производятся кабели для распределительных сетей, которые могут содержать до 216 волокон как одномодовых, так и многомодовых.

Подключение и соединение оптических кабелей осуществляется посредством оптических соединителей (разъемов). Назначением таких соединителей является сверхточная юстировка и фиксация в оптическом разъеме сердечников соединяемых оптических волокон (ОВ) для передачи оптического сигнала из одного ОВ в другое с минимальными потерями оптической мощности (рисунок 2.9). На настоящее время разработано большое количество соединителей, отли-

чающихся по количеству соединяемых волокон, типу оптического волокна, мощности светового потока, типу полировки волокна, конструкции, области применения.

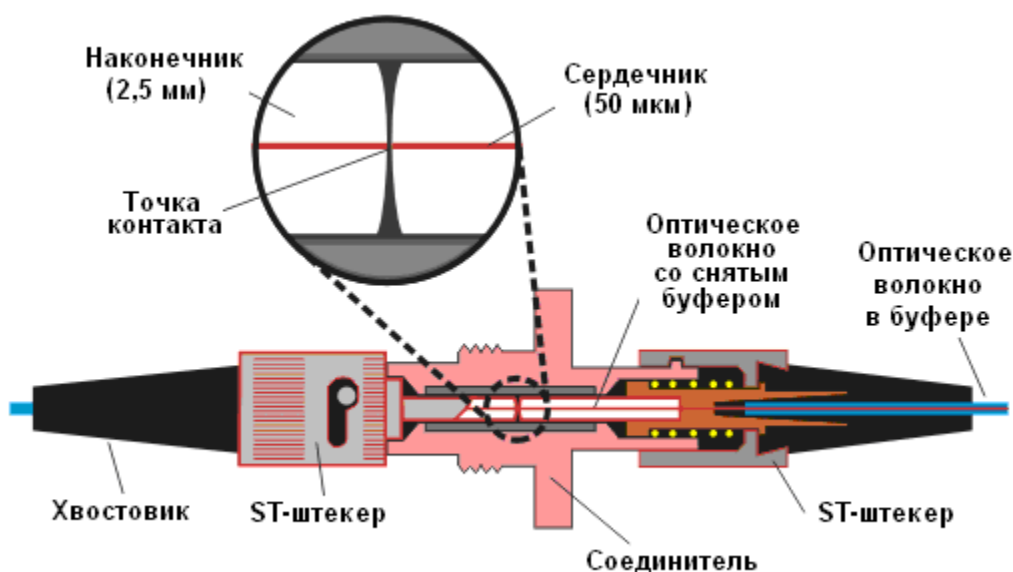


Рисунок 2.9 – Сечение оптического соединителя

Конструкция современных оптических соединителей является довольно простой в использовании, дешёвой и надёжной. В некоторых разъемах соединение оптических волокон эффективно защищено от воздействия пыли и влажности. Конструкция большинства соединителей устойчива к воздействию продольных растягивающих усилий, возникающих в процессе эксплуатации.

Оптический соединитель гарантирует многократное соединение (разъединение) без каких-либо изменений потерь оптической мощности. Минимальное количество подключений, которое должен обеспечивать разъёмный оптический соединитель составляет 500 раз (IEC 61300-2-2). Конструктивные исполнения наиболее распространенных типов оптических разъемов изображены на рисунке 2.10. Разъемы для волоконно-оптических кабелей типа SC (*Subscriber Connector*) являются одними из наиболее распространенных в компьютерных сетях малых и средних офисов по причине относительно низкой их стоимости. Существуют модификации соединителей как для одномодовых, так и многомодовых волокон, для дуплексной и симплексной передачи сигналов.

Штекеры соединителей типа LS, FS и ST отличаются наличием металлической направляющей, которая обеспечивает более точное совмещение осей соединяемых волокон.

Такие разъемы выполняются только для симплексной передачи. Разъемы E-2000™ и F-3000™ характеризуются наличием пластмассовой шторки, которая защищает от попадания пыли на торец волокна, если штекер не вставлен в гнездо

разъема. Шторка открывается при нажатии соответствующего рычажка, находящегося на корпусе соединителя. Названия этих разъемов являются зарегистрированной торговой маркой фирмы Daimond. Разъем LC (*Lucent Connector*) производства фирмы Lucent служит для организации соединения дуплексных линий передачи.








Изображение штекера	Наименование
	SC (Subscriber Connector)
	ST (Straight Tip connector) Stick-and-Twist
	LS
	FS
	E-2000 PS
	F-3000
	LC (Lucent Connector)

Рисунок 2.10 – Соединители волоконно-оптических линий

Для улучшения оптического контакта соединяемых оптических волокон торцы волокон в процессе производства разъемов полируют. В маркировке оптических разъёмов сокращение PC (*Physical Contact*) указывает на наличие того или иного вида физического контакта ОВ.

Существует несколько типов полировки торцов ОВ, предусматривающих физический контакт ОВ в разъёмном соединении, каждый из которых соответствует различному уровню обратного отражения оптической мощности:

- нормальная полировка (РС) до -30 дБ;
- суперполировка (super РС) до -40 дБ;
- ультраполировка (ultra РС) до -50 дБ;
- полировка под углом к оптической оси APC (HRL-10) более -70 дБ.

2.2. Электрические характеристики кабелей связи

Электрические свойства проводных линий характеризуются их основными, или первичными параметрами, отнесенными к одному километру длины. Первичными погонными параметрами цепи ЛС являются:

- 1) активное сопротивление R , [Ом/км];
- 2) индуктивность L , [Гн/км];
- 3) емкость между проводами C , [Ф/км];
- 4) проводимость изоляции между проводами G , [Сим /км].

Сопротивление проводов зависит от их диаметра и материала. На сопротивление проводов влияет температура окружающей среды. Индуктивность и емкость линии определяется, в основном, расстоянием между проводами и диаметром проводов. Емкость кабельных линий, кроме того, зависит также от материала диэлектрика между проводами.

Проводимость изоляции воздушных линий зависит от погоды, а кабельных – от типа изоляции. Линии связи, у которых первичные параметры остаются неизменными по всей длине, называются однородными. При расчетах однородных линий связи по первичным параметрам пользуются эквивалентной схемой для 1 км цепи (рисунок 2.11).

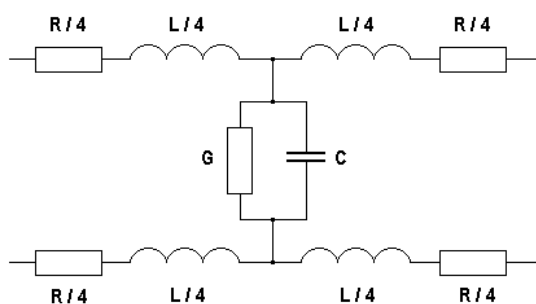


Рисунок 2.11 – Эквивалентная схема сегмента кабельной линии связи

Кроме первичных параметров проводные линии характеризуются также вторичными параметрами, к которым относятся волновое сопротивление $Z_{\text{в}}$ и коэффициент распространения сигнала γ , составляющими которого являются

коэффициент затухания α и коэффициент фазы β сигнала. Величина волнового сопротивления зависит от первичных параметров линии и частоты тока.

Волновые параметры линии определяются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} Z_{\text{с}} &= \sqrt{(R + j\omega L) / (G + j\omega C)}; \\ \gamma &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta; \\ \alpha &\approx R/2 \left(\sqrt{C/L} \right) + G/2 \left(\sqrt{L/C} \right); \quad \beta \approx \omega \sqrt{LC}. \end{aligned}$$

Волна напряжения и тока, приходящая к концу линии, отдает нагрузке всю энергию только в том случае, когда сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии связи. В противном случае часть энергии возвращается от конца линии к ее началу в виде отраженной волны тока и напряжения и искажает передаваемые сигналы. Поэтому условием неискаженной (и максимальной мощности) передачи сигналов является равенство сопротивления нагрузки волновому сопротивлению линии связи. Согласование сопротивлений различных типов линий обычно производится через согласующий трансформатор.

Основными электрическими параметрами телекоммуникационного кабеля, которые нормируются действующими редакциями стандартов и представляют практический интерес, являются:

- 1) собственное или "погонное" затухание – "Attenuation";
- 2) переходное затухание – "NEXT" или "FEXT";
- 3) помехозащищенность – "ACR (Attenuation / Crosstalk Ratio)";
- 4) сопротивление постоянному току – "Loop Resistance";
- 5) номинальная скорость распространения – "NVP";
- 6) возвратные потери – "Return Loss";
- 7) волновое сопротивление – "Impedance";
- 8) перекос фаз – "skew".

Затухание кабельной линии Attenuation определяется по формуле

$$\alpha = 10 \lg(P_I / P_O), \text{ [дБ]}$$

где α — затухание, выраженное в децибелах на км или, чаще, на 100 м. P_0, P_1 — мощности сигнала в начале и конце линии.

Сопротивление медной жилы определяется главным образом её сечением, в связи с тем, что при повышении частоты наблюдается так называемый поверхностный эффект. При поверхностном эффекте вихревые токи от переменного магнитного поля проводника с током взаимодействуют с током этого же проводника. В центре проводника эти токи направлены встречно, а по краям попутно вызвавшему их току. В результате плотность тока увеличивается по мере удаления от центра проводника к его поверхности. Внутренние слои проводника при этом практически не используются.

Кроме этого, в соседних парах проводников кабеля проявляется эффект близости за счет взаимодействия вихревых токов, наведенных магнитным полем одного проводника в соседнем проводе с основным током в этом проводнике. В результате такого взаимодействия происходит перераспределение плотности тока во втором проводнике, при этом она увеличивается на взаимно обращенных друг к другу сторонах проводников симметричной цепи в случае, когда токи в проводниках текут в противоположных направлениях и на взаимно удаленных поверхностях при одинаковом направлении токов.

Оба вышеназванных эффекта сказываются тем сильнее, чем выше частота протекающего тока. Суммарное действие этих эффектов приводит к увеличению сопротивления жилы с ростом частоты. В случае многопроводного проводника сопротивление дополнительно увеличивается за счет того, что вышеупомянутые эффекты наблюдаются в пределах каждой проволоки, и усиливаются тем, что радиус этих проводников мал. Поэтому площадь сечения проводника многопроводных жил выбирается несколько большей по сравнению со сплошной жилой.

Емкость двухпроводной линии на единицу длины определяется как:

$$C = \frac{\varepsilon}{18 \ln(D/d)} 10^{-6} \text{ Ф / км},$$

где ε – коэффициент диэлектрической проницаемости изоляции, D и d – диаметры изоляции и медной жилы соответственно. Как видим, если исключить незначительные изменения ε от частоты, емкость на высоких частотах не меняется. Коэффициент диэлектрической проницаемости зависит от материала изоляции, например, у полиэтилена он равен 2,2-2,3, а у пенополиэтилена – 1,2-1,5, что существенно улучшает вторичные параметры.

Проводимость изоляции на единицу длины определяется выражением:

$$G = \omega C \operatorname{tg} \delta,$$

где C – емкость единицы длины кабеля; ω – угловая частота; δ – угол диэлектрических потерь. Из формулы видно, что проводимость растет с увеличением частоты.

Индуктивность двухпроводной линии:

$$L = \left[4 \ln \frac{2a-d}{d} + Q(x) \right] 10^{-4} \text{ Гн / км},$$

где a – расстояние между проводниками; d – диаметр проводника; $Q(x)$ – коэффициент, учитывающий внутрипроводниковую индуктивность, который уменьшается с ростом частоты, вследствие поверхностного эффекта; x – параметр, для медных проводов определяется следующим образом

$$x = 7,09 \sqrt{f / (10^4 \cdot R_t)}.$$

Здесь f – частота сигнала в Гц, R_f – сопротивление жил кабеля при температуре $t^\circ\text{C}$. Для x больше 10 $Q(x)=2\sqrt{2}/x$.

Переходные затухания — NEXT и FEXT. В кабелях на основе витой пары передача информации происходит по двухпроводным цепям, расположенным рядом под общей оболочкой. Электромагнитные поля соседних цепей оказывают воздействие друг на друга, что приводит к искажениям полезного сигнала и ухудшению качества связи, в частности, в сетях передачи данных – к "потерянным пакетам".

Количественно этот параметр оценивают при помощи переходного затухания. Переходное затухание подразделяется на 2 величины – переходные затухания на ближнем и на дальнем концах (В иностранной литературе: NEXT – *Near-End-Crosstalk* и FEXT – *Far-End-Crosstalk*). На рисунке 2.12 схематично показан механизм возникновения переходных помех на ближнем конце и дальнем концах.

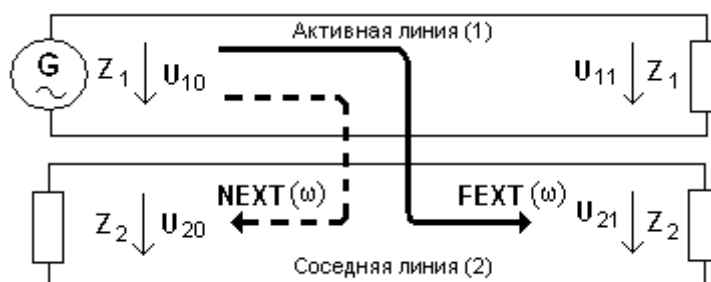


Рисунок 2.12 – Возникновение переходных помех на ближнем и дальнем концах линии

Для вычисления NEXT используется отношение мощности сигнала в начале к мощности, пришедшей вследствие наведенных токов на тот же конец кабеля, на котором расположен генератор:

$$\text{NEXT}=20\lg(U_{10}/U_{20}),$$

где NEXT (или a_0) - переходное затухание на ближнем конце, дБ. U_{10} – напряжение на выходе генератора, U_{20} – напряжение, на ближнем от генератора концу подверженной влиянию линии.

$$\text{FEXT}=10\lg(U_{10}/U_{21}),$$

где FEXT (или a_1) – переходное затухание на дальнем конце, дБ; U_{21} – напряжение на дальнем от генератора конце подверженной влиянию линии.

NEXT снижается с ростом линии, приходя к некоему стабильному значению. Это связано с тем, что влияющие токи уменьшаются по амплитуде по длине кабеля, и, следовательно, их вклад в общую картину наводок становится все меньше и меньше и значение NEXT стабилизируется. Иная картина наблюдается

с FEXT, где имеется явно выраженный минимум переходного затухания при определенной длине линии, а затем оно растет с длиной линии.

Защищенность (ACR). Под защищенностью (в англоязычной литературе ACR – *Attenuation / Crosstalk Ratio*) понимают разность между уровнем полезного сигнала p_c в точке приема и переходной помехи $p_{пп}$ в этой же точке кабеля:

$$ACR = 10 \lg(P_c / P_{пп}) = p_c - p_{пп}.$$

Так как уровень сигнала в точке приема p_c меньше уровня передачи $p_{пд}$ на величину затухания линии α , т.е. $p_c = p_{пд} - \alpha$, а уровень переходной помехи $p_{пп} = p_{пд} - \text{NEXT}$, то нетрудно убедиться, что $ACR = \text{NEXT} - \alpha$.

Считается, что тракт передачи, включающий кабель, разъемы, коммутационные шнуры, т.е. весь путь передачи сигнала целиком, обеспечивает устойчивую полнодуплексную работу любого приложения с такой верхней граничной частотой, на которой параметр ACR составляет не менее 10 дБ.

В таблице 2.2 в качестве примера приведены электрические параметры телекоммуникационного кабеля 5-й категории.

Таблица 2.2 – Электрические характеристики витой пары кабеля категории 5

Параметр	Размерность	Значение параметра
Сопротивление жил	[Ом /100 м]	Max. 9.38
Асимметрия жил	[%]	Max. 5
Емкость цепи	[нФ/100 м]	Max. 5.6
Волновое сопротивление (в полосе 1-100 МГц)	[Ом]	100±15

2.3. Параметры оптических соединений

К оптическим параметрам относятся **вносимое затухание** и **величина обратного отражения**. Затуханием разъёмного оптического соединителя называются потери оптической мощности, которые вносятся им в волоконно-оптическую линию связи. Потери включения (A), которые возникают при прохождении оптическим сигналом разъёмного соединения, рассчитываются по следующей формуле:

$$A = -10 \lg (P_1/P_2),$$

где P_1 – значение оптической мощности после разъёмного оптического соединителя; P_2 – величина оптической мощности до разъема.

Для наиболее распространённых типов соединителей с физическим контактом оптических волокон типичное среднее значение вносимого затухания составляет до 0,2 дБ, а максимальное до 0,4 дБ.

Другим важнейшим оптическим параметром является величина **обратного отражения**, которое особенно велико в случае, если торцы волокон в разъёмном соединении разделены воздушным зазором. Тогда оптический сигнал отражается от торца ОВ вследствие разности показателей преломления сердечника ОВ и воздуха. Этот параметр особенно важен для ВОЛС, в которых источником излучения является лазерный диод, так как отражённый сигнал может привести к смещению центральной спектральной линии источника излучения, на которой нормированы его характеристики. Продолжительное воздействие отражённого сигнала в процессе эксплуатации ВОЛС приводит к уменьшению срока службы источника излучения. Кроме того, из-за влияния отражённого сигнала может увеличиться коэффициент ошибок при передаче.

Величина обратного отражения (RL) определяется по формуле:

$$RL = 10 \lg (P_1/P_2),$$

где P_1 – величина оптической мощности, отражённой разъёмным оптическим соединителем; P_2 – значение оптической мощности на входе соединителя.

2.4. Искажения сигналов при передаче данных по кабелям связи

Различного рода помехи (шумы), амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные (ФЧХ) характеристики линий связи, изменение уровня и др. называют **первичными** характеристиками линий. Они позволяют выявить характер физических явлений, влияющих на достоверность приёма информации.

Под **вторичными** характеристиками линий связи понимают искажения краев посылок (единичных элементов) сигналов. Эти характеристики позволяют по результатам приёма прямоугольных посылок непосредственно судить о достоверности принимаемой информации.

Причинами искажений единичных элементов являются первичные характеристики линий связи (например, воздействие флуктуационных и импульсных помех, неравномерность АЧХ и ФЧХ).

Краевые искажения – это изменение длительности принятых единичных элементов по отношению к переданным. Целесообразнее пользоваться **относительной** величиной краевых искажений

$$\delta = \theta / \tau_0 * 100\% = (t_{\max} - t_{\min}) / \tau_0 * 100\% = B (t_{\max} - t_{\min}) * 100\%.$$

Здесь B – скорость передачи сигналов в Бодах; t_{\max} и t_{\min} – соответственно максимальное и минимальное значения смещения характеристических моментов модуляции относительно характеристических моментов восстановления. Как

видно из выражения, величина краевых искажений возрастает с увеличением скорости передачи сигналов.

Краевые искажения в свою очередь подразделяются на: преобладания $\delta_{\text{пр}}$, характеристические $\delta_{\text{хар}}$ и случайные $\delta_{\text{сл}}$. Если искажения отдельных посылок остаются постоянными во времени (по величине и знаку), то их относят к искажениям, называемыми **преобладаниями**.

Особенностью **характеристических** искажений является зависимость их величины от характера передаваемой последовательности. Длительность посылок на выходе при этом меняется в зависимости от вида предыдущих посылок.

Случайные искажения вызываются обычно помехами и являются случайной величиной, меняющейся во времени. В общем случае принимаемые посылки подвержены действию искажений указанных типов одновременно:

$$\delta_{\text{общ}} = \delta_{\text{пр}} + \delta_{\text{хар}} + \delta_{\text{сл}} .$$

3. Описание лабораторной установки

Лабораторная установка состоит из персонального компьютера с установленной программой Proteus, в рабочем окне которой создается исследуемая схема. **Proteus** — это пакет программ, объединяющий в себе две основных программы: **ISIS** — средство разработки и отладки в режиме реального времени электронных схем и **ARES** — средство разработки печатных плат. В данной дисциплине используется только система **ISIS**. Окно программы ISIS с указанием основных его компонентов показано на рисунке 3.1.

Выбор необходимых компонентов осуществляется из библиотеки, иконка которой расположена в верхнем меню команд. Измерительные виртуальные приборы, шины питания и сигнальной земли выбираются из меню режимов селектора (вертикальная полоска на левом краю окна).

В качестве источника сигналов используется сигнальный генератор VSM Signal Generator, находящийся в вертикальной линейке инструментов, расположенной слева рабочего окна. Для измерения амплитуды и временных параметров сигналов следует использовать электронный осциллограф, расположенный там же, где и сигнальный генератор. Измерение частотных характеристик может осуществляться как с помощью осциллографа, так и частотного анализатора Frequency Response. Для анализа спектральных характеристик сигналов применяется анализатор спектра Fourier Analysis. Оба этих виртуальных инструмента располагаются в группе инструментов GRAPHS на левой вертикальной линейке.

Остальные компоненты (R , L , C) выбираются из библиотеки пассивных и активных компонентов, расположенной в верхней строке меню.

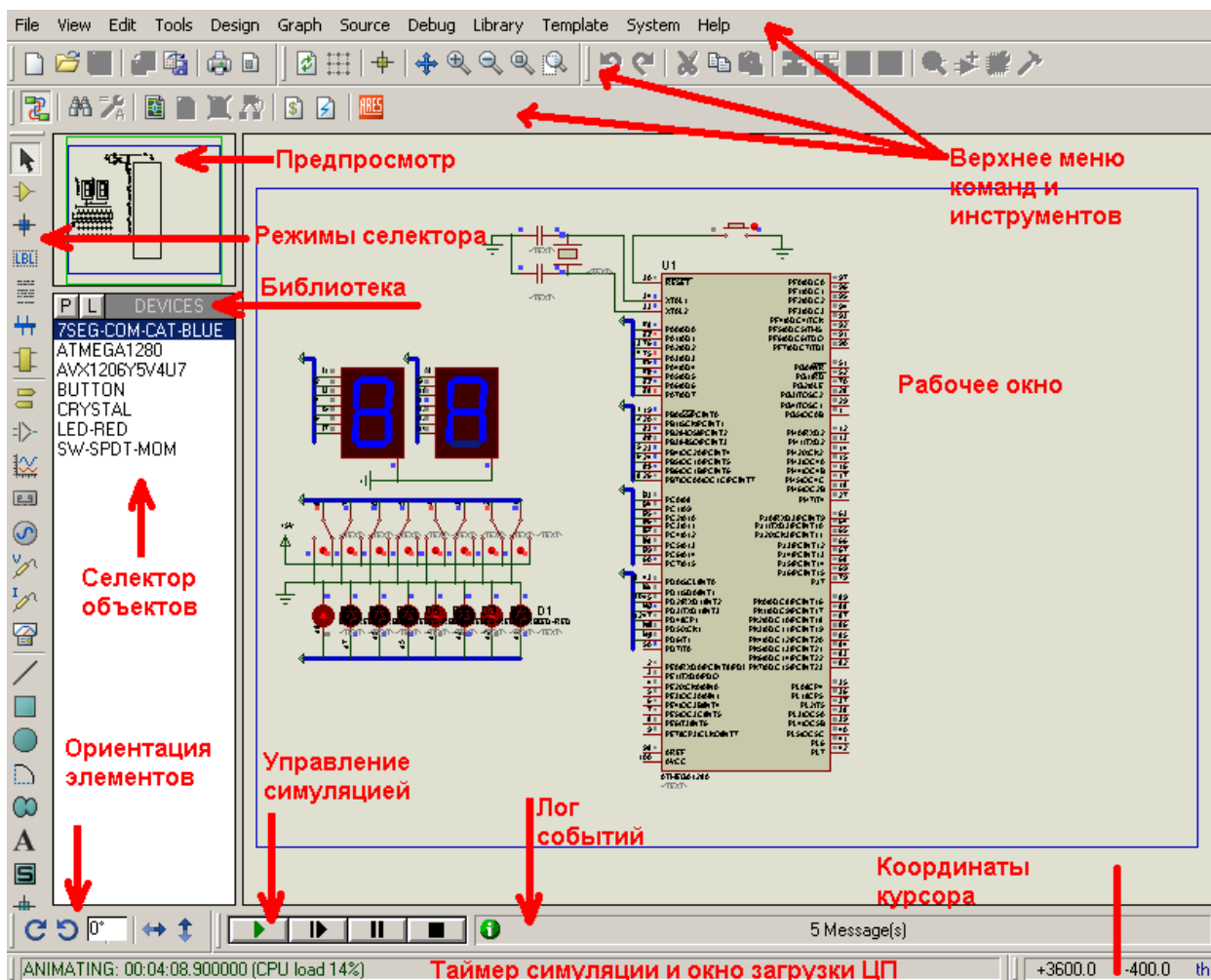


Рисунок 3.1 – Окно симулятора электронных схем в реальном времени

Вид необходимых виртуальных инструментов показан на рисунке 3.2.

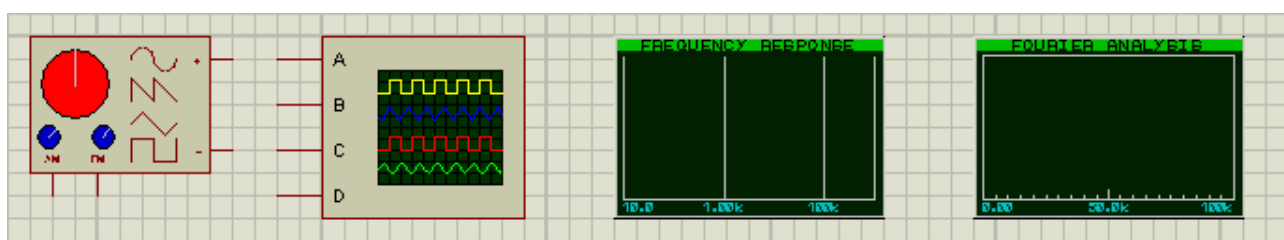


Рисунок 3.2 – Вид виртуальных инструментов, необходимых для измерения параметров и характеристик сигналов и линий связи

4. Программа и методика исследования

4.1. Изучить параметры и характеристики проводных и оптических линий связи (выполняется в процессе домашней подготовки).

4.2. Создать эквивалентную модель симметричной двухпроводной линии связи (рисунок 2.11) в среде Proteus с заданными по варианту (см. ПРИЛОЖЕНИЕ А) параметрами.

4.3. Запустить симуляцию заданной модели при использовании 2, 5 и 8 сегментов модели линии связи.

4.4. Измерить амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и фазо-частотную характеристику (ФЧХ) для 1, 5 и 8 сегментов и полосу пропускания для различных длин сегментов.

4.5. Оформить результаты в виде таблиц и графиков.

4.6. Сделать выводы по работе.

4.7. Составить отчет.

Для создания модели эквивалентной линии связи потребуются: резисторы, катушки индуктивности и конденсаторы. Измерения параметров и характеристик линии связи осуществляется с помощью виртуальных приборов: осциллографа, вольтметра переменного тока (АС), генератора сигналов. Для подключения измерительных приборов к симметричной линии понадобится симметрирующий трансформатор. Компоненты Proteus представлены в таблице А.2 приложения А.

Затем следует задать длину линии в километрах. Для этого нужно взять увеличенную на 1 последнюю цифру номера своей зачетной книжки и умножить на 2. После этого для каждого сегмента модели требуется посчитать значения:

$$R = R_{\Pi} * l/n,$$

$$L = L_{\Pi} * l/n,$$

$$C = C_{\Pi} * l/n,$$

где R_{Π} , L_{Π} , C_{Π} – погонные значения, данные по варианту;

n – количество сегментов.

По заданию данной лабораторной работы их будет 1, 5 и 8.

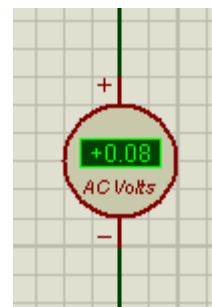
Далее требуется создать схемы с 1, 5 и 8 сегментами (см. рисунки А.1-А.3 ПРИЛОЖЕНИЕ А).

После для каждой схемы целесообразно создать таблицу, где будут записываться результаты измерений (см. Таблица 4.1).

Таблица 4.1 – Пример вида таблиц

Частота (Гц)	Напряжение (V)	Сдвиг во времени Δt	Сдвиг по фазе $\Delta \varphi$

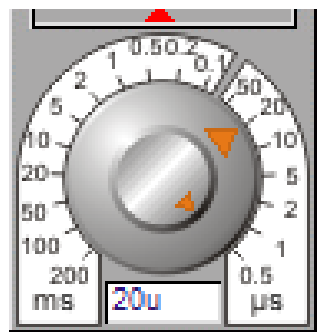
После требуется записать в таблицы по 10-15 значений **частоты (f)**, отсчитанные по положению ручек управления генератора (рисунок 4.1) и соответствующие ей значения **вольтметра** (рисунок 4.2). При частотах сигналов выше 10кГц напряжение на выходе линии связи следует измерять осциллографом.



Рисунки 4.1 и 4.2 – Вид виртуальных генератора и вольтметра

В таблицу нужно также занести показания смещения выходного сигнала по отношению ко входному Δt , которое измеряется с помощью осциллографа (рисунки 4.3 и 4.4).

Чтобы посчитать Δt потребуется определить расстояние от вершины одной синусоиды до ближайшей вершины другой синусоиды. Сделать это можно, посчитав количество клеток между вершинами, а также зная, сколько секунд содержит каждая клетка осциллографа (рисунки 4.3 и 4.4)



Рисунки 4.3 и 4.4 – Пример подсчета Δt

Полученные данные заносятся в таблицы. Пересчет временного сдвига в фазовый угол осуществляется ФЧХ по одной из следующих формул.

$$\Delta\varphi = f^* \Delta t^* 360^\circ \text{ или } \Delta\varphi = f^* \Delta t^* 2\pi.$$

После занесения данных в таблицу требуется построить графики АЧХ и ФЧХ для всех трех схем.

АЧХ и ФЧХ линии связи может получена также с помощью анализатора частотных характеристик FREQUENCY, находящегося в группе виртуальных приборов GRAPHS. Вид схемы замещения линии связи с анализатором АЧХ и ФЧХ показан на рисунке 4.5. Для снятия частотных характеристик следует на вход исследуемой схемы подключить генератор синусоидальных колебаний, а на выход – щуп вольтметра (он находится на левой колонке виртуальных инструментов). Затем последовательно перетянуть щуп с помощью ЛКМ на левую и

правую ось ординат анализатора и нажать клавишу «пробел». После этого в окне анализатора будут прорисованы АЧХ (зеленый цвет) и ФЧХ (красный цвет) исследуемой цепи.

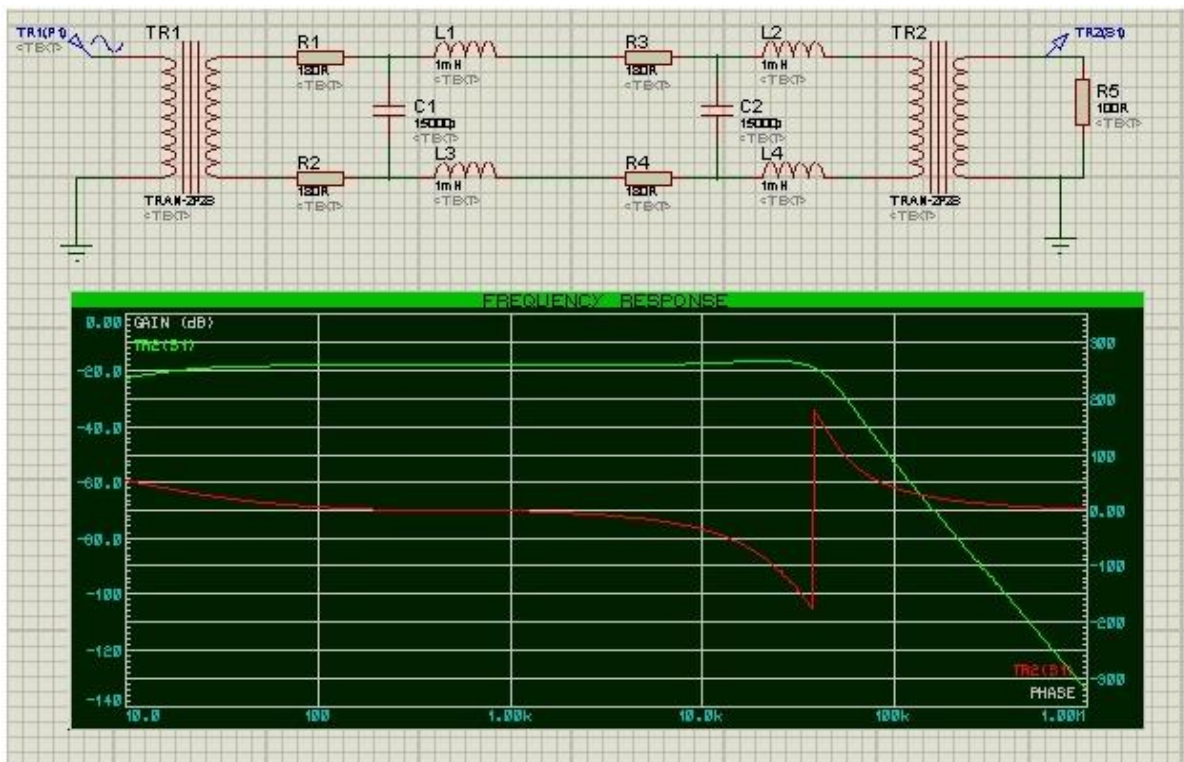


Рисунок 4.5 – Вид окна при снятии АЧХ и ФЧХ линии связи

Более подробно об измерении АЧХ и ФЧХ четырехполюсников описано в [3] на стр. 123.

5. Содержание отчета

- 5.1. Схемы экспериментальных установок с 1, 5 и 8 сегментами.
- 5.2. Данные вычислений индуктивности, сопротивления и емкости для каждой схемы.
- 5.3. Таблицы с записанными значениями (по 10-15 значений).
- 5.4. Графики АЧХ и ФЧХ для каждой схемы.
- 5.5. Ширина полосы пропускания для различных участков линии.
- 5.6. Выводы по работе.

6. Контрольные вопросы

- 6.1. Дайте определения линии и кабеля связи, нарисуйте эквивалентную симметричной линии и охарактеризуйте основные параметры линии связи.

- 6.2. Приведите примеры различных кабелей связи для компьютерных сетей, называя их тип, категорию, параметры и область применения.
- 6.3. Зачем производится скрутка проводов кабеля? Покажите на образцах кабель парной и звездной скрутки.
- 6.4. Чем отличается симметричный кабель от несимметричного и в каких единицах измеряется несимметричность?
- 6.5. В чем отличие подключения к сетевой карте компьютера толстого и тонкого кабеля?
- 6.6. В каких случаях для построения локальной сети используется толстый, а в каких тонкий кабель?
- 6.7. Что такое «трансивер», каковы его функции и место расположения в сети для различных типов кабелей?
- 6.8. Что произойдет с передаваемыми сигналами, если один из концов кабеля будет «висеть» в воздухе?
- 6.9. Для каких целей используется терминатор и баррел-коннектор и как они устроены?
- 6.10. Что такое BNC-коннектор, расшифруйте и поясните его мнемонику и покажите на практике его использование.
- 6.11. Почему UTP-кабель, имеющий защитный общий экран из фольги называют неэкранированным?
- 6.12. С какой целью свивают жилы симметричного кабеля и как шаг скрутки влияет на качество кабеля?
- 6.13. Поясните обозначение AWG 23, применяемого для маркировки витых пар.
- 6.14. Расскажите об устройстве оптических кабелей и проведите сравнительную характеристику одномодовых и многомодовых кабелей.
- 6.15. Расскажите о проблемах соединения оптических кабелей, параметрах соединителей и способах уменьшения переходного затухания.
- 6.16. От чего в электрических кабелях возникают переходные помехи и как их можно уменьшить?
- 6.17. Охарактеризуйте виды сигналов, передаваемых по электрическим и оптическим кабельным линиям связи, и обоснуйте требования к ним.
- 6.18. Зачем для передачи данных по линиям связи используются сигналы постоянного тока без постоянной составляющей, и каким способом она устраняется?
- 6.19. Как экспериментально определить максимально допустимую скорость передачи данных по кабельной линии?
- 6.20. Как определить полосу пропускания линии связи по АЧХ?

Лабораторная работа №2

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕННЫХ И СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

1. Цель работы

Углубить теоретические сведения о временных и спектральных характеристиках сигналов передачи данных и провести экспериментальное исследование этих характеристик. Приобретение практических навыков измерения временных и спектральных параметров немодулированных и модулированных сигналов.

2. Основные теоретические положения

2.1. Общая характеристика немодулированных и модулированных сигналов данных

Сигналом называется некоторая физическая величина (электрический ток, напряжение, электромагнитное поле, звуковые волны и т. п.), однозначно отображающая сообщение. Зная закон, связывающий сообщение и сигнал, получатель может выявить содержащиеся в сообщении сведения. Для получателя сообщения сигнал заранее не известен и поэтому он является случайным процессом.

В системах передачи данных для отображения цифровых сообщений (1 и 0) используются однополярные или двухполярные импульсы постоянного тока (видеоимпульсы) и импульсы переменного тока (радиоимпульсы). Вид таких сигналов показан на рисунке 2.1.

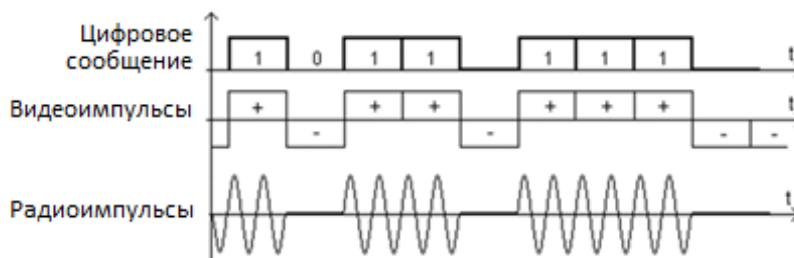


Рисунок 2.1 – Осциллограммы видео- и радиоимпульсов

Импульсы постоянного тока применяются при передаче сигналов по физическим линиям связи, а импульсы переменного тока — для передачи по каналам связи. Частота сигналов переменного тока обычно совпадает со средней частотой полосы пропускания канала.

К временным параметрам сигнала относится длительность единичного элемента τ_0 , для периодической последовательности единичных элементов — период

T и *скважность* $\alpha = T/\tau_0$ (рисунок 2.2). Количество единичных элементов B , передаваемых в единицу времени, называется *скоростью манипуляции*. Эта величина получила размерность Бод.

$$B = 1/\tau_0.$$

Частота периодической последовательности со скважностью α связана со скоростью манипуляции следующим соотношением: $F = 1/T = 1/(\alpha\tau_0) = B/\alpha$.

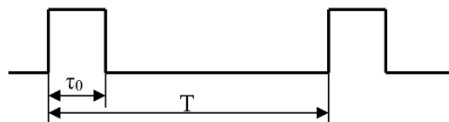


Рисунок 2.2 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Для преобразования импульсов постоянного тока в радиоимпульсы используется генератор вспомогательных (несущих) колебаний, имеющих гармоническую (синусоидальную) форму. Процедура преобразования импульсов постоянного тока в последовательность гармонических посылок называется модуляцией. Роль модулирующего колебания в процессе модуляции выполняет информационный сигнал, спектр которого необходимо перенести в полосу пропускания канала. В системах передачи данных модулирующим колебанием является последовательность дискретных импульсов. Модулируемым колебанием (несущей) обычно является синусоидальное колебание.

В процессе модуляции может изменяться (модулироваться) один из параметров несущего колебания: амплитуда, частота или начальная фаза. В результате формируются радиосигналы с амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) или фазовой модуляцией. На практике применяются модулированные сигналы, при которых одновременно изменяются два или все три параметра несущего колебания (АФМ, ЧФМ и др.). Скачкообразное изменение параметров несущего колебания называют также манипуляцией или телеграфией. Для различения сокращенных обозначений модуляции от манипуляции зачастую амплитудная, частотная и фазовая манипуляция обозначается соответственно АТ (амплитудная телеграфия), ЧТ и ФТ. В системах передачи цифровых сигналов только манипуляция сигналами. На рисунке 2.3 показаны различные виды манипуляции. На верхнем графике рисунка 2.3 изображены однополярные информационные сигналы данных, а на втором – соответствующие им биполярные сигналы. На третьем графике показана гармоническая несущая, параметры которой (амплитуда, частота и начальная фаза) не изменяются со временем. На последующих графиках изображены временные диаграммы АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов соответственно. Как видно из диаграмм, изменению значения информационного сигнала соответствует изменение одного из параметров несущего колебания.

Различают абсолютную (ФМ) и относительную (ОФМ) фазовую модуляцию. ОФМ носит также название дифференциальная фазовая модуляция (ДФМ). При абсолютной двухпозиционной фазовой манипуляции (англ. обозначение

BPSK - *BinaryPhaseShiftKeying*) фаза модулированного колебания при значении входного сигнала равного уровню логического "0" совпадает со значением фазы опорного (несущего) напряжения ($\Delta\varphi=0^\circ$), а при поступлении "1" – меняется на противоположную ($\Delta\varphi=180^\circ$). То есть, фаза модулированного колебания меняется всякий раз при изменении значения входного сигнала. В случае дифференциальной (относительной) фазовой манипуляции ДФМ (DPSK - *DifferentialPhaseShiftKeying*), фаза текущего колебания изменяется не по отношению к опорному колебанию, а по отношению к фазе предыдущей посылки.

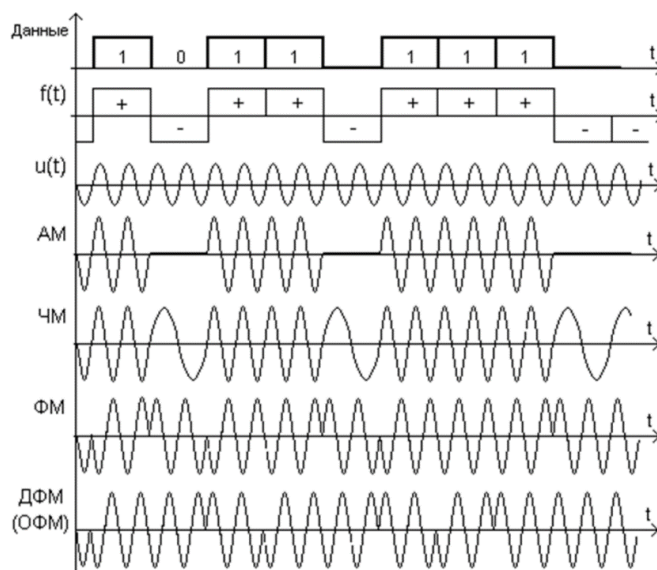


Рисунок 2.3 – Временные диаграммы различных видов манипуляции

Из временной диаграммы видно, что скачкообразное изменение фазы модулированного колебания на 180° происходит в случае абсолютной фазовой модуляции при каждом изменении знака модулирующего сигнала, а при относительной (дифференциальной) – каждом единичном значении сигнала данных.

Форма модулирующего сигнала выбирается близкой к прямоугольной. При этом исходят из соображений наибольшего удобства реализации приёмных устройств, обеспечивающих высокую помехоустойчивость. Однако с целью сокращения ширины спектра сигнала в ряде случаев используют сигнал с плавным изменением огибающей.

При передаче дискретной информации по непрерывным каналам связи используются как простые методы модуляции: АМ, ЧМ, ФМ, ДФМ (рисунок 2.1), так и комбинированные – одновременное изменение нескольких параметров сигнала (чаще всего амплитуды и фазы).

Повышение скорости передачи информации при неизменной скорости модуляции может быть обеспечено за счет увеличения количества значащих позиций модулированного сигнала. Это свойство используется в большинстве современных систем передачи данных. Простейшим вариантом многопозиционной

модуляции является двукратная (4-позиционная) дифференциальная фазо-разностная (относительно-фазовая) манипуляция (ДФМ), при которой модулированный сигнал принимает 4 значения фазы. При 4-позиционной модуляции один элемент сигнала содержит два бита данных. На рисунке 2.4 изображены векторное и временное представление 4-позиционных ДФМ-сигналов с двумя вариантами значений начальных фаз 0° ; 90° ; 180° и 270° , либо 45° ; 135° ; 225° и 315° . Векторное представление сигналов называют также «сигнальным созвездием». При больших значениях позиций сигналов на сигнальном созвездии изображаются только геометрическое место точек концов векторов.

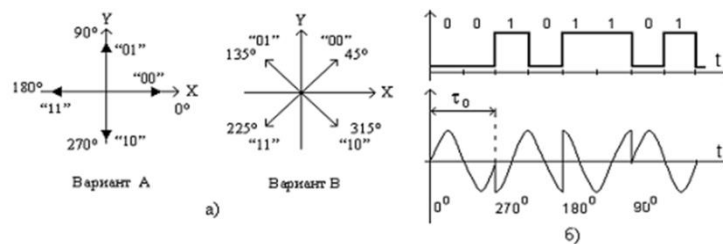


Рисунок 2.4 – Векторные (а) и временные (б) диаграммы 4-позиционной ФРМ

Формирование ФМ-сигналов со сдвигом фазы на 180° легко осуществляется путем инвертирования колебаний генератора несущей частоты. Для получения модулированных колебаний с числом позиций фаз больше двух используют два колебания, имеющих одинаковую частоту, но сдвинутых по фазе на 90° , т.е. находящихся в квадратуре. В этом случае говорят о так называемой квадратурной фазовой модуляции (*Quadrature Phase Shift Keying*, QPSK).

Модуляция QPSK является частным случаем квадратурной амплитудной модуляции QAM-4, при котором информационный сигнал отображается изменением фазы несущего колебания с шагом 90° .

2.2 Спектры немодулированных сигналов передачи данных

Сигналы постоянного тока широко используются при передаче данных по симметричным и кабельным линиям связи. При этом используются однополярные двоичные (1,0) или биполярные двоичные (+1,-1) и квазитроичные (+1, 0, -1) импульсы. Любой сложный периодический сигнал можно разложить в ряд Фурье по гармоническим составляющим, т.е. представить его в виде суммы гармонических колебаний с частотами, кратными частоте повторения этого сигнала:

$$u(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\Omega t - \varphi_k),$$

где $u(t)$ – разлагаемый периодический сигнал; k – номер гармоники ($k = 1, 2, \dots$); C_0 — постоянная составляющая; C_k — амплитуды гармоник; φ_k — начальные

фазы гармоник; Ω — круговая частота повторения равная $2\pi/T$, здесь T — период повторения функции $u(t)$.

2.3. Спектры дискретных модулированных сигналов

При амплитудной модуляции модулирующий сигнал изменяется по произвольному закону $f(t)$, причем предполагается, что максимальное и минимальное значение амплитуды равны соответственно: $\Delta U_{\text{МАКС}} = +1$ и $\Delta U_{\text{МИН}} = -1$. Если амплитуду модулирующего напряжения обозначить ΔU , то амплитуда модулированного напряжения будет изменяться по закону

$$U_1 = U_M + \Delta U f(t) = U_M \left[1 + \frac{\Delta U}{U_M} f(t) \right] = U_M [1 + mf(t)]$$

где m — коэффициент модуляции ($m = \Delta U / U_M$).

Модулированный сигнал можно представить как сумму двух сигналов, имеющих одинаковую частоту ω_0 , но отличающихся значением начальной фазы. Тогда модулированный сигнал запишется так:

$$U_{AM} = U_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_M [1 + mf(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2.1)$$

Для наиболее часто применяемой стопроцентной модуляции ($m=1$):

$$U_{AM} = U_M [1 + f(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Здесь и в дальнейшем мы будем рассматривать спектры модулированных колебаний в двух случаях: когда $f(t)$ представляет периодическую последовательностей прямоугольных посылок и когда $f(t)$ является гармоническим колебанием. Первый случай амплитудной модуляции получил название *двоичной амплитудной модуляции*. В общем случае манипуляции $f(t)$ может принимать конечное число значений. Первый случай соответствует процессам, имеющим место в системах передачи дискретной информации, а второй позволяет путем сравнения с первым сделать ряд полезных выводов.

Для определения спектра U_{AM} достаточно спектральное разложение в ряд Фурье $f(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\Omega t)$ подставить в формулу (2.1). В случае последовательности прямоугольных посылок при $U_0 = 1$:

$$f(t) = \frac{1}{\alpha} + \frac{2}{\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{\pi k}{\alpha})}{\frac{\pi k}{\alpha}} \cos(k\Omega t), \quad (2.2)$$

где $\Omega = \frac{2\pi}{T}$ — круговая частота повторения посылок, T — период следования посылок. Подставляя (2.2) в (2.1), получим:

$$U_{AM} = \frac{U_M}{\alpha} \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_M}{\alpha} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\frac{\pi k}{\alpha})}{\frac{\pi k}{\alpha}} \{ \sin[(\omega_0 + k\Omega)t + \varphi_0] + \sin[(\omega_0 - k\Omega)t + \varphi_0] \}. \quad (2.3)$$

Отсюда видно, что спектр амплитудно-манипулированного сигнала содержит несущую частоту и две боковые полосы — верхнюю и нижнюю. Форма боковых частот спектра манипулированного сигнала аналогична форме спектра модулирующих посылок, но спектр модулированного сигнала вдвое шире спектра модулирующих посылок.

В случае модулирующей функции $f(t) = \sin(\Omega t)$ спектр амплитудно-модулированного сигнала также состоит из несущей частоты и двух боковых частот:

$$U_{AM} = U_M [1 + \sin(\Omega t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_M}{2} \sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0] - \frac{U_M}{2} \sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0].$$

Полученные выводы могут быть распространены на модулирующие сигналы произвольной формы.

При *фазовой модуляции*, при изменении модулирующего сигнала по закону $f(t)$ и максимальном изменении начальной фазы на величину $\Delta\varphi$ фаза сигнала изменяется по закону:

$$\theta = \omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi f(t).$$

Мгновенное значение фазомодулированного напряжения имеет следующий вид:

$$U_{\varphi M} = U_M \cos \theta = U_M \cos [\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi f(t)], \quad (2.4)$$

где $\Delta\varphi$ — **девиация фазы** или, как еще ее называют, *индекс фазовой модуляции*. Чем больше изменение модулируемого параметра, тем, очевидно, легче отличать друг от друга значения передаваемых сигналов на приеме. Поэтому значения девиации фазы следует выбирать возможно большим, т. е. $\Delta\varphi = 90^\circ$. При модуляции серией прямоугольных импульсных посылок (фазовая манипуляция), показанных на рисунке 2.4 а, фазоманипулированный сигнал при $\Delta\varphi = 90^\circ$ имеет вид, показанный на рисунке 2.4 б.

Модулированный сигнал можно представить как сумму двух сигналов, имеющих одинаковую частоту ω_0 , но отличающихся значением начальной фазы. В частности, для случая $\Delta\varphi = 90^\circ$, изображенного на рисунке 2.4б, эти сигналы показаны на рисунках 2.4,в и 2.4,г. Их несущие частоты отличаются по фазе на $2\Delta\varphi = 180^\circ$. Перепишем выражение (2.4) следующим образом:

$$U_{\phi M} = U_M \left\{ \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos[\Delta\varphi f(t)] - \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin[\Delta\varphi f(t)] \right\}. \quad (2.5)$$

В случае фазовой манипуляции прямоугольными посылками

$$f(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0 \\ +1 & \text{при } (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0 \end{cases}$$

Получим:

$$U_{\phi M} = U_M \left[\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos\Delta\varphi - f(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin\Delta\varphi \right]. \quad (2.6)$$

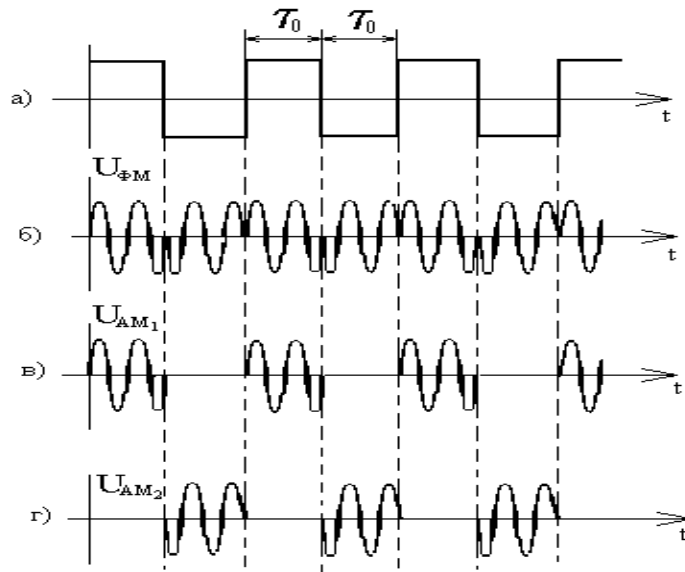


Рисунок 2.4 – Временные диаграммы сигналов при фазовой манипуляции:

- а) – модулирующий сигнал; б) – фазоманипулированный сигнал;
в), г) – составляющие фазоманипулированного сигнала;

Таким образом, в общем случае спектр ФМ колебания содержит несущую, симметрично от которой располагаются боковые составляющие, отстоящие на частотные интервалы, кратные частоте манипуляции. В рассматриваемом случае $\Delta\varphi = 90^\circ$ спектр ФМ становится равным спектру АМ при подавлении несущего колебания.

2.4. Связь между скоростью передачи и шириной канала

Знание спектров сигналов, используемых для передачи данных, динамики их изменения при различных видах сигналов, способов и параметров модуляции, а также переходных процессов в каналах при передаче этих сигналов, позволяет установить соотношения между скоростью передачи и требуемой шириной полосы пропускания используемого канала связи.

На практике нет необходимости (да и возможности) передавать весь спектр сигнала. Достаточно передать лишь те составляющие, в которых сосредоточена основная часть энергии (>50%). Так например, при передаче “точек” импульсами постоянного тока, основная часть энергии содержится в двух первых компонентах спектра: постоянной составляющей и первой гармонике с частотой $f=1/2\tau_0$, где τ_0 - длительность единичного элемента. Следовательно, минимально необходимая полоса частот канала связи в этом случае равна

$$\Delta F_{\min} = 1/(2\tau_0) = B/2,$$

где B — скорость модуляции, Бод.

3. Описание лабораторной установки

В качестве лабораторной установки используется демонстрационная версия системы Proteus. Для генерации немодулированных однополярных сигналов служит генератор прямоугольных импульсов с регулируемой частотой и скважностью импульсов. На рисунке 3.1 показана настройка генератора прямоугольных импульсов в качестве источника периодической последовательности вида 1:4 амплитудой 1 В, следующей с частотой 10 кГц.

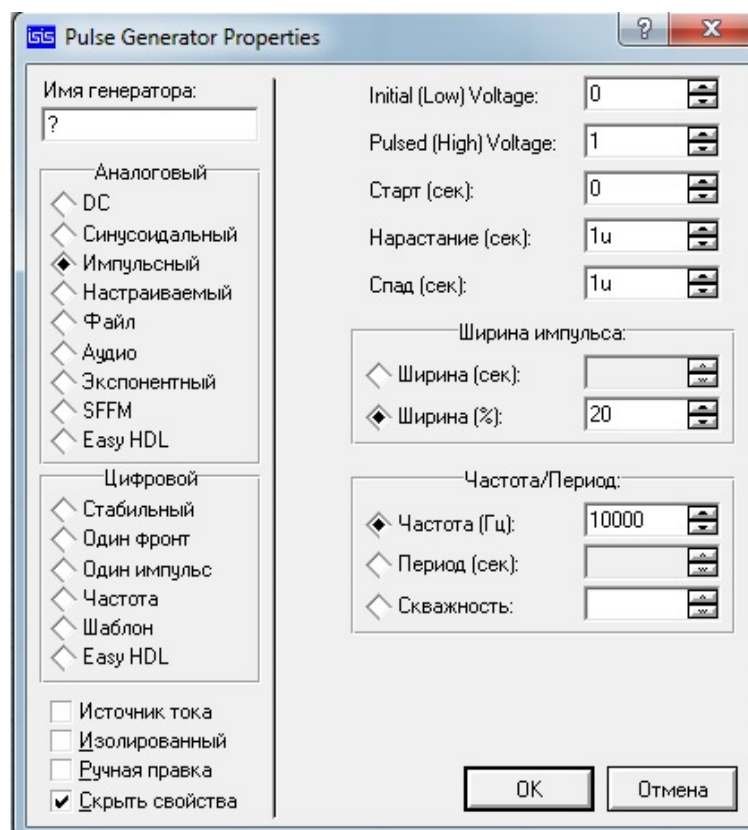


Рисунок 3.1 – Задания источника прямоугольной последовательности с частотой 10 кГц вида 1:4

Для изменения вида последовательности необходимо изменять ширину импульса при неизменном периоде (частоте).

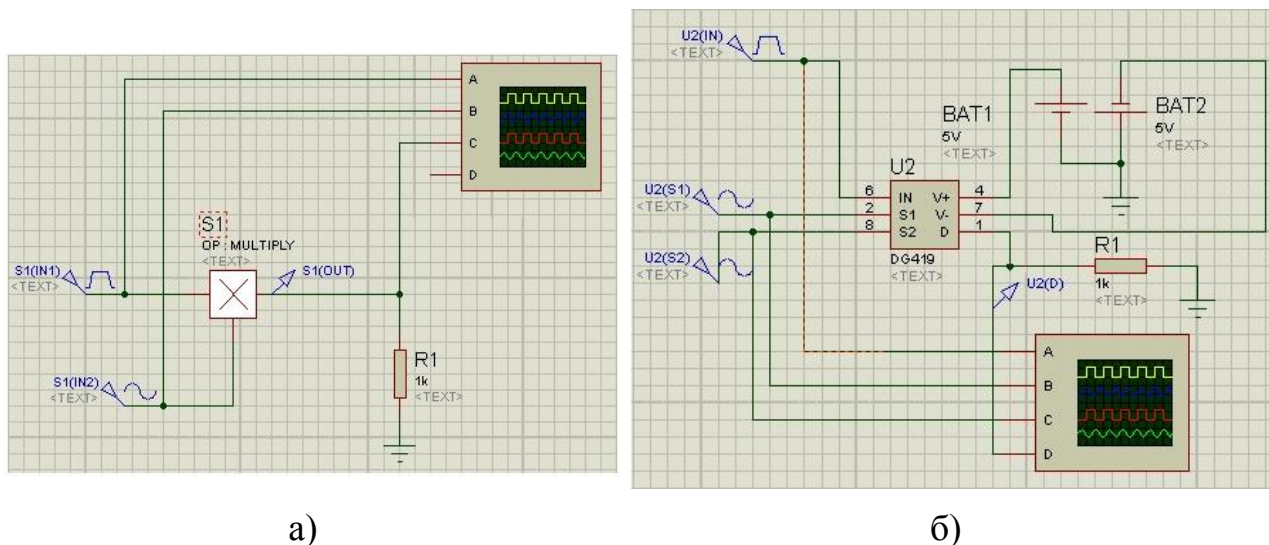


Рисунок 3.2 – Схема амплитудного (а) и частотного (б) модуляторов

В качестве амплитудного модулятора служит перемножитель сигналов Laplace Multiplication Operator, а в качестве частотного модулятора – аналоговый ключ DG419, осуществляющий коммутацию колебаний одного из генераторов гармонических колебаний под управлением информационных сигналов, формируемых генератором прямоугольных импульсов с регулируемой скважностью.

4. Программа и методика исследования

1. Составить схему для исследования временных и спектральных характеристик немодулированных сигналов вида 1:1, 1:3, 1:4 и 1:9 сигналов. Передаваемых со скоростью 10 кБод.
2. Составить схемы формирования АМ- и ЧМ-сигналов.
3. Снять осциллограммы информационного и модулированного АМ- и ЧМ-сигналов и измерить временные параметры сигналов вида 1:2; 1:4; 1:9, передаваемых со скоростью $(i+1)1000$ Бод, где i – последняя цифра номера зачетной книжки. Частота несущей для АМ $(i+1)10000$ Гц, Нижняя частота при ЧМ равна $(i+1)1000$ Гц, а верхняя частота в 2 раза выше нижней. Скорость манипуляции при ЧМ $(i+1)100$ Бод.
4. Измерить частоты и амплитуды спектральных компонентов модулированных и информационного сигналов с параметрами, указанными в п.3.
5. Исследовать изменение вида и параметров модулированных сигналов и их спектральных компонентов в зависимости от параметров модуляции, в частности, при $\alpha = 4, 6, 8$ и при увеличении скорости манипуляции в 2 раза, а также при увеличении несущей при АМ и средней при ЧМ вдвое.
6. Сделать выводы по результатам исследований.

Методические указания.

4.1. В качестве генератора несущих колебаний следует использовать генератор синусоидальных сигналов, а в качестве модулирующий сигналов – генератор прямоугольных импульсов.

4.2. Вид сигнала устанавливается путем задания ширины импульсов.

4.3. При использовании анализатора спектра разрешение по частоте следует устанавливать в зависимости от разности частот между гармониками, так, чтобы их можно различить на спектрограмме.

4.4. Запуск работы анализатора спектра и частотных характеристик осуществляется путем нажатия клавиши пробел.

5. Содержание отчета

5.1 Цель и программа работы.

5.2 Структурная схема экспериментальной установки.

5.3 Расчет и графики спектральных характеристик сигналов, выполненные в процессе домашней подготовки, варианты представлены в приложении А.

5.4 Осциллограммы и спектрограммы исследуемых сигналов.

5.5 Выводы по результатам исследований.

6. Контрольные вопросы

6.1 Изобразите форму немодулированных и модулированных сигналов передачи данных и назовите временные параметры сигналов.

6.2 В каких единицах измеряется скорость передачи сигналов и скорость передачи информации? Как они соотносятся друг с другом?

6.3 Изобразите спектр периодической последовательности видеоимпульсов различной скважности?

6.4 На каких частотах будут спектральные компоненты периодической последовательности прямоугольных импульсов вида 1:5, передаваемой со скоростью 64 кБод?

6.5 Охарактеризуйте закономерности спектров одиночных импульсов различной формы.

6.6 Охарактеризуйте закономерности спектров периодических немодулированных и модулированных сигналов.

6.7 Рассчитайте спектры модулированных АМ- и ФМ-сигналов при заданной скорости манипуляции, несущей частоте и виде импульсной последовательности.

- 6.8 Объясните особенности спектров при частотной модуляции сигналов.
- 6.9 В чем состоит особенность спектров модулированных сигналов при низкой несущей частоте по отношению к модулирующей?
- 6.10 Почему нельзя передавать немодулированные сигналы данных по телефонным каналам тональной частоты?

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСКРЕТНОГО КАНАЛА С АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

1. Цель работы

Углубить знания в области построения дискретных каналов, способов модуляции и демодуляции сигналов. Приобрести практические навыки в построении и исследовании схем преобразования сигналов в среде моделирования Proteus.

2. Основные теоретические положения

Аналоговые (непрерывные) каналы связи не позволяют непосредственно передавать дискретные сигналы в связи с тем, что обычно полоса пропускания канала связи и спектр сигналов данных не совпадают. Для переноса спектра сигнала в полосу пропускания канала используется модуляция, а для восстановления исходного сигнала на приемной стороне применяется демодуляция. Совокупность непрерывного канала и модулятора и демодулятора называется дискретным (цифровым) каналом связи (рисунок 2.1).



Рисунок 2.1 – Система передачи дискретных сигналов

Информационная последовательность от источника дискретных сообщений (ИДС) преобразуется с помощью модулятора (М) в непрерывные сигналы и после ограничения спектра полосовым фильтром (ПФ), передается по непрерывному каналу или линии связи (ЛС). Полосовой фильтр на приемной стороне служит для подавления помех вне полосы сигнала. Затем сигнал восстанавливается в демодуляторе и поступает получателю дискретных сообщений (ПДС).

В настоящее время в системах передачи данных используется амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ) манипуляция либо комбинация этих спо-

собою, преимущественно АФМ. Немодулированные сигналы (импульсы постоянного тока) применяются лишь при передаче по физическим линиям электро-связи, так как полоса пропускания таких линий начинается с нуля.

Дискретный канал с амплитудной манипуляцией начал применяться на заре развития систем передачи данных. Основным преимуществом систем с АМ является простота построения, а недостатком – невысокая помехоустойчивость. Однако они применяются и в настоящее время на каналах с низким уровнем помех.

При амплитудной модуляции сигналу логической 1 соответствует отрезок гармонического колебания (несущей), а логическому 0 отсутствие колебания или колебание с меньшей амплитудой. Аналитически процесс модуляции реализуется перемножением несущего колебания с колебанием, отображающим информационную последовательность. На практике амплитудный модулятор представляет собой электронный ключ, управляемый информационными сигналами. При открытии ключа сигнал несущей поступает на его выход, а при закрытом состоянии ключа сигнал на выходе отсутствует.

Демодуляция АМ сигнала осуществляется путем двухполупериодного выпрямления принятого сигнала и последующей фильтрации фильтром нижних частот.

Энергетический спектр АМ сигнала $G(\omega)$ определяется на основании его корреляционной функции и имеет вид

$$G_{ам}(\omega) = \frac{U_m^2}{2} + \frac{U_m^2 \tau_0}{2} \frac{\sin^2[(\omega - \omega_0)\tau_0 / 2]}{[(\omega - \omega_0)\tau_0 / 2]^2}.$$

Из этой формулы следует, что спектр амплитудно-манипулированного сигнала располагается в области частоты вспомогательного (несущего) колебания и содержит несущую частоту и две боковые полосы: верхнюю и нижнюю. Форма боковых частот спектра манипулированного сигнала аналогична форме спектра модулирующих посылок. Спектр модулированного сигнала получается вдвое шире спектра сигнала данных.

На практике амплитудная модуляция применяется для реализации амплитудно-фазовой модуляции. При этом используются два амплитудных модулятора, на которые поступают несущие колебания одной и той же частоты, но сдвинутые по фазе на 90° т.е., находящихся в квадратуре. Затем оба модулированных колебания суммируются. Такой вид модуляции получил **название квадратурная амплитудная модуляция** (КАМ, англ. QAM). При изменении амплитуды модулирующих сигналов частота сигнала остается прежней, а фаза колебания меняется. На рисунке 2.2 показана упрощенная структурная схема формирователя QAM-сигнала.

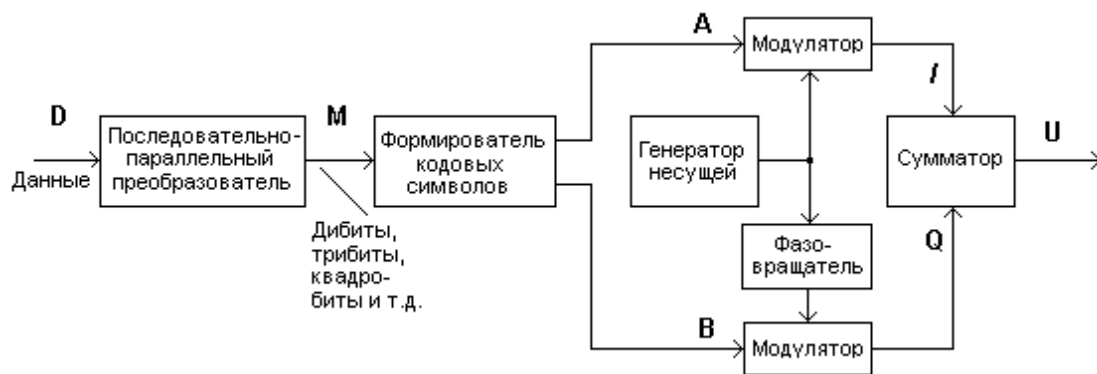


Рисунок 2.2 – Схема реализации квадратурной амплитудной манипуляции

Аналитически QAM-сигнал представляется в виде:

$$u_{\text{QAM}}(t) = U_m [A(t) \cos \omega_0 t + B(t) \sin \omega_0 t],$$

где $A(t)$ и $B(t)$ – модулирующие сигналы в квадратурном и синфазном каналах соответственно.

В передатчике, производящем модуляцию, одна из этих составляющих синфазна колебанию генератора несущей частоты, а вторая находится в квадратуре по отношению к этому колебанию (отсюда — квадратурная модуляция). Синфазная составляющая обозначается зачастую как **I** (*In Phase*), а квадратурная — как **Q** (*Quadrature*).

Для цифровой фазовой манипуляции характерно, что при модулировании синфазной и квадратурной составляющей несущего колебания используется одно и то же значение величины *изменения амплитуды*. Поэтому окончания векторов модулированного колебания образуют прямоугольную сетку на фазовой плоскости действительной $\text{Re}\{U_{\text{кам}}\}$ и мнимой составляющей вектора модулированного сигнала $\text{Im}\{U_{\text{кам}}\}$. Число узлов этой сетки определяется количеством позиций результирующего сигнала, т.е. типом используемого алгоритма QAM. Схема расположения узлов на фазовой плоскости модулированного QAM-колебания представляет другую форму изображения созвездия сигналов.

На первом этапе преобразования поток входных данных $D\{d_0, d_1, \dots, d_k\}$, поступающих от источника сигнала, преобразуется в последовательность групп битов $M\{m_0, m_1, \dots, m_j\}$. Число битов в этой группе равно $\log m_c$, где m_c – количество позиций сигналов. Формирователь кодовых символов преобразует группу битов в пару кодовых символов a_j и b_j . Так, например, для алгоритма QAM-16 стандартом установлены значения a_j и b_j , принадлежащие множеству $\{1, 3, -1, -3\}$, а для QAM-64 a_j и b_j могут принимать значения $\{1, 3, 5, 7, -1, -3, -5, -7\}$.

Величины a_j и b_j и определяют соответственно значения реальной и мнимой координаты вектора модулированного колебания. Сформированные значения $A\{a_j\}$ и $B\{b_j\}$ используются для амплитудной модуляции синфазной **I** и

квадратурной Q составляющих несущего колебания. На последнем этапе преобразования выполняется суммирование этих колебаний и формирование результирующего сигнала U . Сигнальные созвездия для QAM-16 и QAM-64 изображены на рисунке 2.3.

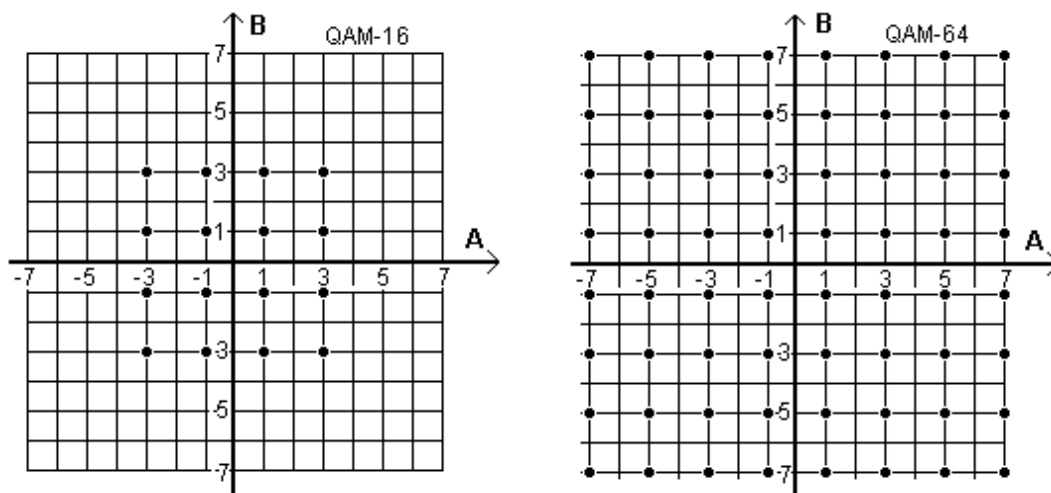


Рисунок 2.3 – Сигнальные созвездия QAM-16 и QAM-64

Другой разновидностью амплитудно-фазовой модуляции является АФМ с подавлением несущей и передачей одной боковой полосы. Такой способ в зарубежной литературе известен под названием **САР**-модуляция (*Carrier less Amplitude modulation / Phase modulation*). Известно, что несущая частота используется при модуляции только для переноса спектра сигнала и не является информативной. Передача двух боковых полос модулированного сигнала является в информационном смысле избыточной. Поэтому передача на одной боковой позволяет более эффективно использовать мощность сигнала и полосу канала связи.

3. Описание лабораторной установки

В качестве лабораторной установки используется персональный компьютер с установленной программой моделирования электронных схем Proteus, работа с которым описана в первой лабораторной работе. Изображение исследуемой схемы дискретного канала с АМ, выполненной в основном окне системы Proteus показана на рисунке 3.1.

На передающей стороне функцию модулятора выполняет перемножитель сигналов (категория Laplace Primitives элемент OP:MULTIPLY), на входы которого подаются колебания несущей частоты и информационные сигналы. Фильтры передачи и приема в схеме отсутствуют. В качестве линии связи используется эквивалентная схема замещения симметричной проводной линии. Соединение модулятора с линией связи выполнено через согласующий трансформатор (TRAN 2P2S), осуществляющий гальваническую развязку линии связи с модулятором.

Демодулятор выполнен на основе двухполупериодной схеме выпрямителя и RC-фильтра нижних частот. Демодулятор также подключен через симметрирующий разделительный трансформатор.

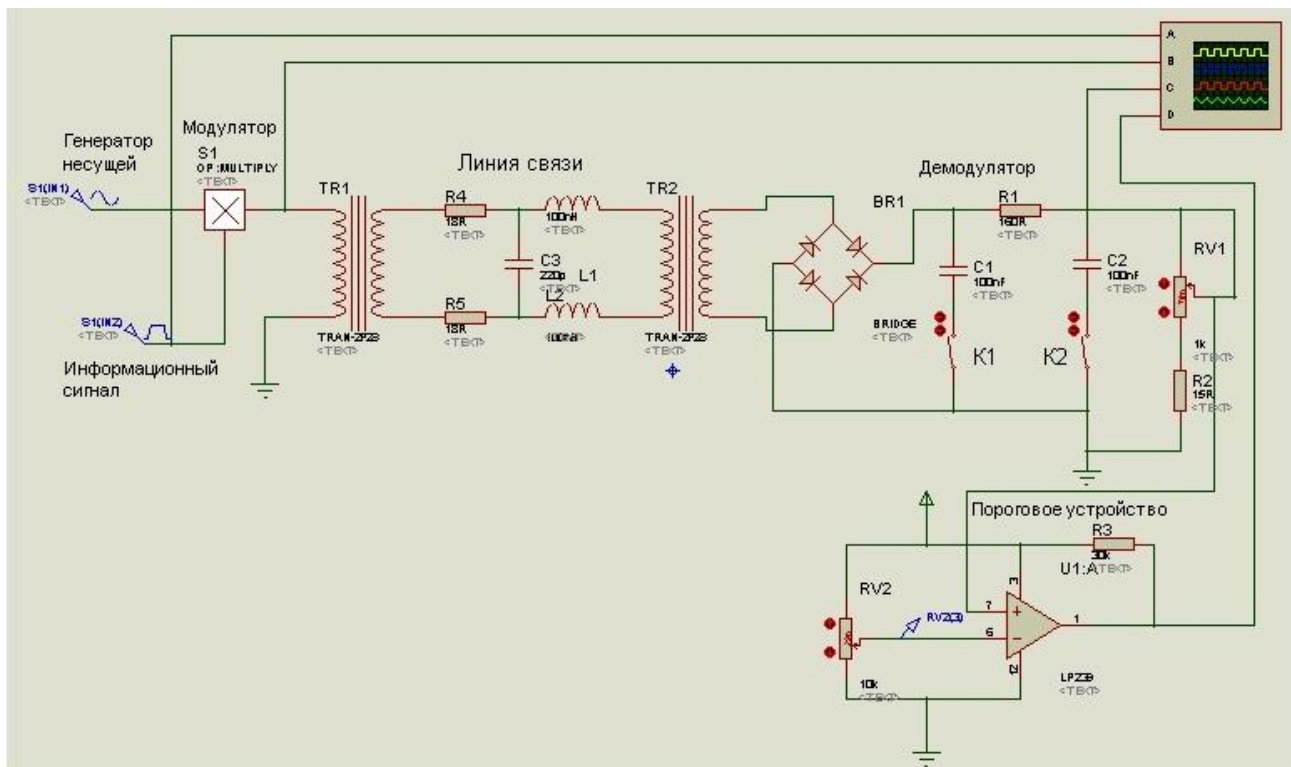


Рисунок 3.1 – Схема дискретного канала с АМ

Демодулированный сигнал подается на вход порогового устройства (микросхема LP 239), на выходе которого формируются прямоугольные импульсы данных с краевыми искажениями. Ко входу осциллографа подключены характерные точки устройства.

4. Программа работы

4.1. Повторить теоретический материал, относящийся к вопросам модуляции и демодуляции сигналов и построении дискретных каналов (выполняется в процессе домашней подготовки).

4.2. Составить в рабочем окне симулятора схему дискретного канала, изображенную на рисунке 3.1.

4.3. Установить параметры генератора несущих сигналов: частота $(10+i)$ кГц, где i – последняя цифра номера зачетной книжки, амплитуда 5 В.

4.4. Установить частоту информационных сигналов $(1000 + 100i)$ Гц. Вид сигналов 1:1.

4.5. Запустить процесс моделирования, зарисовать осциллограммы в точках измерения и пояснить их характер.

4.6. Отключать по очереди конденсаторы фильтра нижних частот. Зарисовать вид сигнала на выходе приемного устройства и пояснить причину изменения их формы. Затем снова подключить оба конденсатора.

4.7. Меняя с помощью потенциометра RV2 пороговое напряжение от 0,75 до 2-х В. Измерить абсолютную и относительную величину краевых искажений.

4.8. Установить вид информационного сигнала 1:4 и измерить абсолютную и относительную величину краевых искажений. Зарисовать форму сигналов в контрольных точках.

4.9. Сделать выводы по работе и оформить отчет.

5. Содержание отчета

5.1. Титульный лист.

5.2. Цель и программа работы.

5.3. Схемы дискретного канала с АМ.

5.4. Осциллограммы сигналов в характерных точках.

5.5. Результаты измерений краевых искажений.

5.6. Выводы

6. Контрольные вопросы

6.1. Что называют дискретным каналом? Начертите его структурную схему.

6.2. Для чего при передаче дискретных сигналов по каналу связи нужны модулятор и демодулятор?

6.3. Нарисуйте временные диаграммы сигналов в канале связи при АМ, ЧМ и ФМ.

6.4. Почему при перемножении сигналов сдвигается спектр результирующего колебания?

6.5. Какие частотные компоненты будут на выходе перемножителя при несущем гармоническом колебании 10000 Гц и прямоугольной последовательности вида 1:1 со скоростью модуляции 1000 бод?

6.6. Что такое «квадратурная амплитудная модуляция» и для чего она используется?

6.7. Нарисуйте временное представление сигналов на выходе 4-позиционного квадратурного модулятора при поступлении на его вход последовательности вида 11011000.

6.8. Что называют краевыми искажениями сигналов и как измерить их абсолютную и относительную величину на практике?

6.9. Покажите на схеме демодулятора процесс двухполупериодного выпрямления сигнала.

6.10. Почему при изменении положения регулятора RV2 изменяется величина краевых искажений?

ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБОВ РЕГИСТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

1. Цель работы

Углубить знания в области борьбы с искажениями цифровых сигналов и исследовать способами регистрации единичных элементов при наличии краевых искажений и дроблений. Приобрести практические навыки в построении и исследовании схем регистрации сигналов в среде моделирования Proteus.

2. Основные теоретические положения

2.1. Причины и виды искажений цифровых сигналов

Различного рода помехи (шумы), амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики каналов связи (КС), скачки уровня и др. называют **первичными** характеристиками каналов. Они позволяют выявить характер физических явлений, влияющих на достоверность приёма информации.

Под **вторичными** характеристиками КС понимают искажения краев посылок (единичных элементов) и дробления сигналов. Эти характеристики позволяют по результатам приёма прямоугольных посылок непосредственно судить о достоверности принимаемой информации.

Причинами искажений единичных элементов являются первичные характеристики КС (например, воздействие флуктуационных и импульсных помех). Но зависимость между этими характеристиками и верностью приёма информации к настоящему времени в полном объёме ещё не установлены.

Искажение формы единичного элемента можно устранить, (например, подать на триггер) однако устранить искажения в длительности и знаке единичного элемента остаются. Рассмотрим последовательность единичных элементов данных (рисунок 2.1).

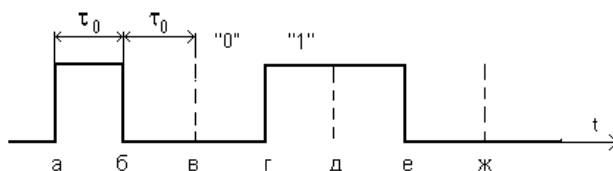


Рисунок 2.1 – Пример последовательности единичных элементов данных

Моменты времени, в которые знак импульса на передающем конце может измениться на противоположный (точки а, б, в, г, д, е, ж...) называются характеристическими моментами модуляции (**ХММ**). Моменты времени, в которые знак посылки действительно изменился (точки а, б, г, е), называются значащими или

действительными характеристическими моментами модуляции (**ЗХММ**). При приёме различают соответственно характеристические моменты восстановления (**ХМВ**) и значащие характеристические моменты восстановления (**ЗХМВ**).

В общем случае ДХММ и ДХМВ смещены относительно друг друга. При наличии в КС мешающих факторов, ЗХМВ смещены относительно ЗХММ на время, отличающееся от времени распространения t_p (рисунок 2.2).

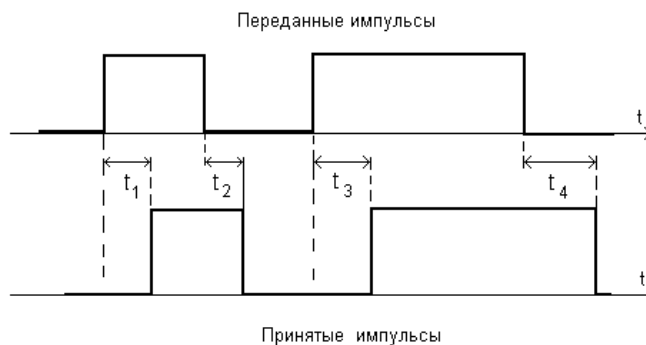


Рисунок 2.2 – Смещение характеристических моментов восстановления

Первый импульс удлинен на $\theta_1 = t_2 - t_1$, а третий укорочен на $\theta_3 = t_3 - t_4$. При бесконечной последовательности импульсов можно считать, что полная зона ДХМВ составляет

$$\theta = t_{\max} - t_{\min},$$

где t_{\max} и t_{\min} соответственно максимальное и минимальное значения смещения ДХМВ относительно ДХММ. θ – **абсолютная величина краевых искажений**. Краевые искажения – это изменение длительности принятых единичных элементов. Удобнее пользоваться **относительной** величиной краевых искажений

$$\delta = \theta / \tau_0 * 100\% = (t_{\max} - t_{\min}) / \tau_0 * 100\% = B (t_{\max} - t_{\min}) * 100\%.$$

Здесь B – скорость передачи, Бод.

Краевые искажения в свою очередь подразделяются на: преобладания $\delta_{пр}$, характеристические $\delta_{хар}$ и случайные $\delta_{сл}$. Если искажения отдельных посылок $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i$ остаются постоянными во времени (по величине и знаку), то их относят к искажениям, называемыми **преобладаниями**.

Особенностью **характеристических** искажений является зависимость их величины от характера передаваемой последовательности. Длительность посылок на выходе при этом меняется в зависимости от вида предыдущих посылок.

Случайные искажения вызываются обычно помехами и являются случайной величиной, меняющейся во времени. В общем случае принимаемые посылки подвержены действию искажений указанных типов одновременно:

$$\delta_{общ} = \delta_{пр} + \delta_{хар} + \delta_{сл}.$$

Дроблением посылок называется искажение, состоящее в смене полярности сигнала во время передачи посылки. Действие дроблений сопровождается изменением числа ЗХМВ по сравнению с ЗХММ. Момент начала дробления и его продолжительность носит случайный характер (рис.6.10).

Многочисленными исследованиями на проводных КС при передаче двоичной информации установлено, что в большинстве случаев распределение смещений ЗХМВ подчинено нормальному закону распределения. Однако это не исключает возможности иных распределений в других условиях. Кривая плотности вероятности распределения краевых искажений имеет следующий вид:

$$\varphi(\delta) = \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{(\delta - \bar{\delta})^2}{2\sigma^2}\right),$$

где $\bar{\delta}$ – среднее значение краевых искажений ≈ 0 ; σ – среднеквадратичное отклонение.

Распределение длительности дроблений для большинства проводных каналов подчиняется логарифмически-нормальному закону, т. е. по нормальному закону распределена не длительность дроблений, а её логарифм.

$$\varphi(t_{dp}) = \frac{1}{t_{dp}\tilde{\sigma}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\lg t_{dp} - \tilde{m})^2}{2\tilde{\sigma}^2}\right), \quad 0 < t_{dp} < \infty.$$

Здесь \tilde{m} – математическое ожидание $\lg t_{dp}$, $\tilde{\sigma}$ – среднеквадратичное отклонение $\lg t_{dp}$.

2.2. Регистрация сигналов стробированием

В аппаратуре передачи данных устройства регистрации включаются, как правило, после демодулятора и служат для правильной фиксации единичных элементов при наличии краевых искажений или дроблений. В зависимости от вида искажений применяют стробирование, интегрирование или комбинированный метод регистрации.

Метод стробирования заключается в том, что значение единичного элемента проверяется в момент времени, наименее подверженный искажениям, т.е. в середине посылки, путем подачи на ключевые элементы стробирующего импульса (*строба*). В качестве стробов используются последовательность коротких импульсов с периодом следования τ_0 , вырабатываемое специальной схемой синхронизации. В зависимости от вида информации, поступающей со схемы сравнения демодулятора (однофазной или парафазной), применяют устройства, представленные на рисунках 2.3,а и 2.3,б соответственно.

В случае использования в качестве регистрирующего элемента асинхронного RS-триггера функцию стробирования выполняет логические элементы И

(рисунок 2.3а). Применение синхронного *RS*-триггера позволяет исключить схемы совпадения И (рисунок 2.3б).

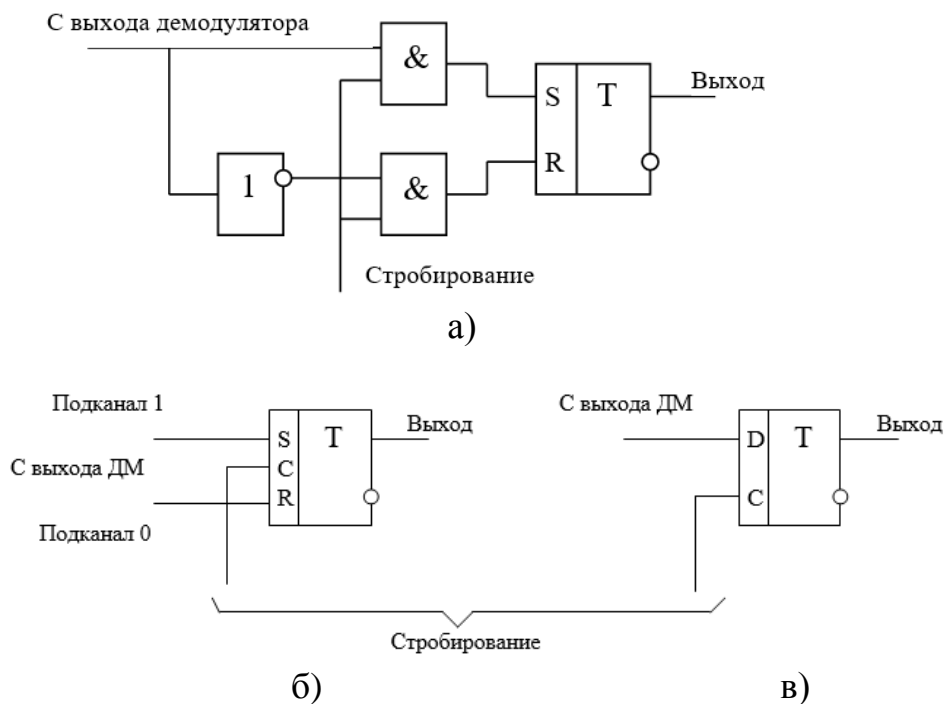


Рисунок 2.3 – Схемы регистрации единичных элементов стробированием

Следует заметить, что использование в качестве регистра синхронного D-триггера (рисунок 2.3,в) позволяет еще более упростить схему (рисунок 2.3,а) путем исключения инвертора. Временная диаграмма функционирования устройства регистрации единичных элементов со стробированием показана на рисунке 2.4.

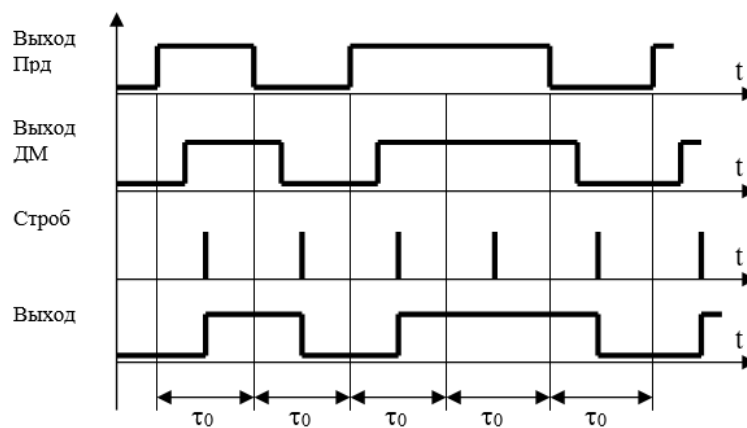


Рисунок 2.4 – Временные диаграммы регистрации единичных элементов стробированием

Важнейшим параметром, определяющим вероятность ошибочной регистрации единичных элементов при наличии искажений, является исправляющая способность устройства $\mu_{эф}$, численно равная максимальной величине искажений, при которой еще осуществляется правильный прием.

Недостатком регистрации стробированием является наличие ошибок при дроблениях сигналов, а именно, при появлении дробления в середине импульса. Для устранения этого недостатка был разработан интегральный способ регистрации единичных элементов.

2.3. Интегральный способ регистрации

Интегральный способ регистрации осуществляется не на основании одного отсчета, взятого в середине посылки, а путем анализа результата интегрирования в течение длительности единичного интервала τ_0 раздробленных частей сигнала, подвергнувшегося искажению. Интегральный способ может быть реализован путем непрерывного интегрирования или дискретного суммирования отсчетов. На рисунке 2.5 приведены функциональная схема, реализующая непрерывный интегральный метод регистрации.

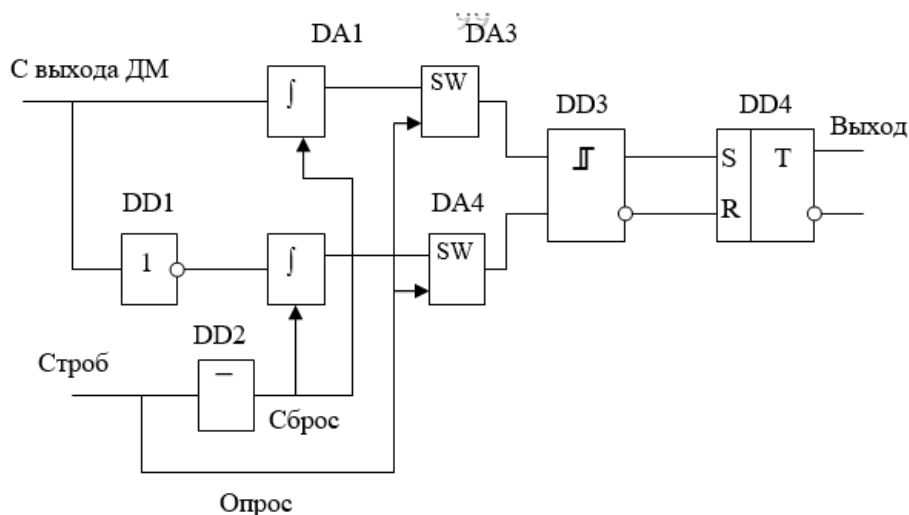


Рисунок 2.5 – Схема регистрации единичных элементов интегрированием

Устройство состоит из двух идентичных подканалов («1» и «0»), состоящих из интеграторов и ключевых элементов. Особенностью схемы является то, что импульс отсчета (строб) должен подаваться до завершения единичного интервала, т.е. в момент времени равный примерно $0,98 \tau_0$, а в следующий момент от $0,98 \tau_0$ до τ_0 необходимо обеспечить сброс (гашение) интеграторов. Для этого на специальные выводы интеграторов подают гасящий импульс, который приводит их в исходное состояние. Импульс сброса сформируется элементом задержки DD2 путем задержки строба на время регистрации. Следует заметить, что в схеме должны использоваться аналоговые ключи SW и аналоговые схемы сравнения.

Временные диаграммы интегрального способа регистрации единичных элементов показаны на рисунке 2.6. Из диаграмм видно, что наличии на входе интегратора единичного сигнала, напряжение на его выходе линейно возрастает. При нулевом уровне на входе интегратора напряжение на его выходе не изменяется. Для интегрирования логического нуля сигнал на вход интегратора нулевого подканала подается через инвертор. По окончании единичного элемента напряжения интеграторов сбрасываются.

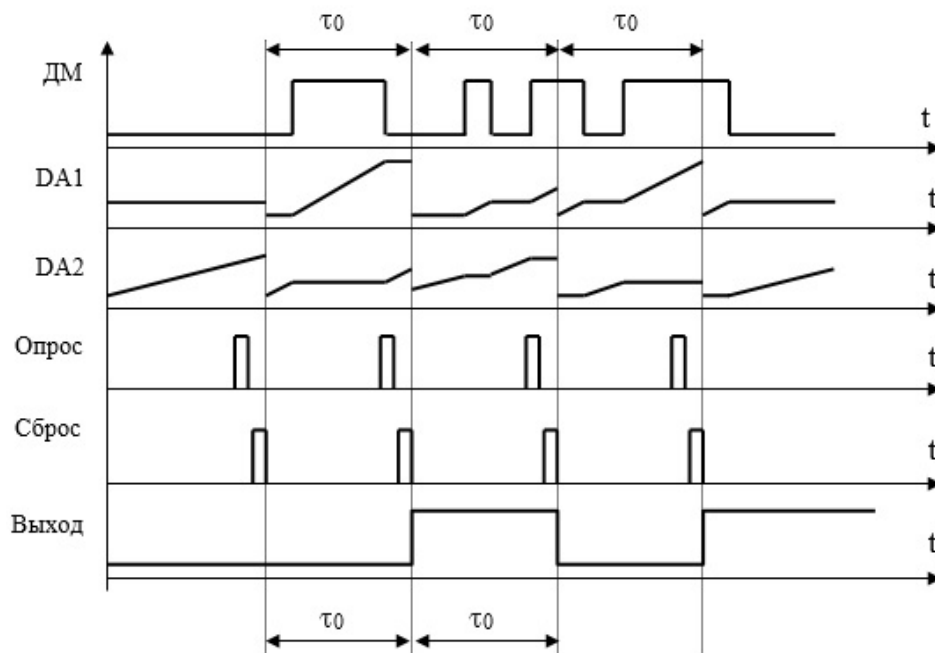


Рисунок 2.6 – Временные диаграммы интегрального способа регистрации

Нетрудно заметить, что при интегральном способе стробирования выходная последовательность сигналов смещается по отношению ко входной на один единичный интервал.

2.4. Комбинированный способ регистрации единичных элементов

В реальных каналах связи зачастую имеют место как краевые искажения, так и дробления сигналов. Эффективным способом защиты сигналов от ошибок в такой ситуации является применение комбинированного способа регистрации, при котором осуществляется многократное стробирование посылок и последующим интегрированием. Причем, вместо непрерывного интегрирования используется дискретное суммирование результата стробирования. При дискретном суммировании отсчетов, поступивший единичный элемент стробируется нечетное число раз (обычно 3-5), а результаты отсчетов накапливаются в счетчиках импульсов. Решение принимается по правилу большинства. Если в процессе суммирования получено большее количество единичных отсчетов в подканале "1", чем в подканале "0", то принимается решение, что был передан единичный

элемент, соответствующий символу логической "1" и наоборот. Дискретное суммирование отсчетов называется еще *комбинированным* методом регистрации.

Функциональная схема, реализующая этот метод, показана на рисунке 2.7. Дискретные отсчеты в подканалах "1" и "0" осуществляется за счет подачи стробирующих импульсов на синхронизирующие входы двоичных счетчиков. Длительность сигнала опроса, а также время задержки элемента "1" должно быть больше суммарного времени задержки схемы и времени переключения выходного триггера.

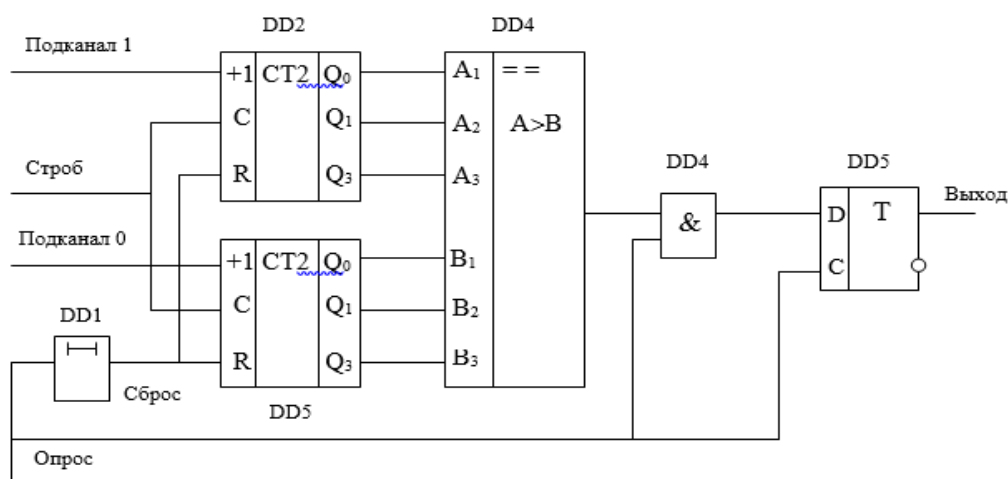


Рисунок 2.7 – Схема регистрации единичных элементов комбинированным способом

В приведенной схеме используется парафазный (одновременно прямой и инверсный) вход, который применяется в случае, если имеются отдельные выходы детекторов подканалов "1" и "0". Если же в приемном устройстве есть только однофазный выход (например, в схеме частотного дискриминатора), то счетный вход 2 в этом случае соединяется со входом 3 через инвертор, как это сделано, например, в схеме с аналоговым интегрированием.

Выигрыш в отношении сигнал/помеха при комбинированном методе пропорционален числу отсчетов на интервале анализа.

2.5. Исправляющая способность приемников

Под исправляющей способностью приемника понимают способность приемного устройства правильно регистрировать единичные элементы сигналов при наличии в них искажений. В зависимости от вида искажений различают исправляющую способность по краевым искажениям и по дроблениям. Количественно исправляющая способность определяется максимальной величиной искажений, при которых еще возможен правильный прием сигналов. Исправляющая способность, в зависимости от условий ее определения, подразделяется на теоретическую, эффективную и номинальную.

Теоретическая исправляющая способность рассчитывается при идеальных условиях работы приемного устройства. При вычислении *эффективной* исправляющей способности учитываются реальные параметры конкретного приемника (конечная длительность стробирующих импульсов, погрешность синхронизации и др.). *Номинальная* исправляющая способность представляет собой минимальную величину эффективной исправляющей способности, измеренную для группы однотипных приемников.

Теоретическая исправляющая способность при наличии краевых искажений μ_T определяется максимальной величиной искажения, при котором еще возможен правильный прием, т.е. μ_T равна 50%. Эффективная исправляющая способность $\mu_{эфф}$ рассчитывается с учетом длительности строба a и погрешности установки его по отношению к середине единичного элемента ε_c (погрешности синхронизации). Для расчета воспользуемся рисунком 2.8.

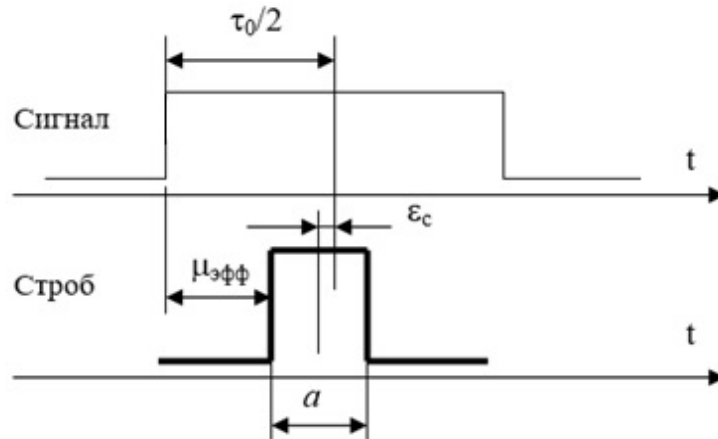


Рисунок 2.8 – Стробирование единичного элемента сигнала в реальных условиях

Из рисунка видно, что

$$\mu_{эфф} = [(\tau_0 - a) / 2 - \varepsilon_c] / \tau_0 .$$

Для расчета исправляющей способности при наличии дроблений воспользуемся временными диаграммами (рисунок 2.8). Отсюда теоретическая исправляющая способность по дроблениям v_T равна $0,98(\tau_0/2) = 49\%$.

При расчете эффективной исправляющей способности по дроблениям $v_{эфф}$ предположим, что сравнение результата интегрирования осуществляется по переднему фронту импульса строба, длительность которого равна a , а сброс интеграторов происходит по заднему фронту строба. В этом случае

$$v_{эфф} = [(\tau_0/2 - a) - \varepsilon_c] / \tau_0 .$$

7. Описание лабораторной установки

В качестве лабораторной установки используется персональный компьютер с установленной системой ISIS пакета моделирование электронных схем Proteus. Схема регистрации единичных элементов в системе ISIS изображена на рисунке 3.1.

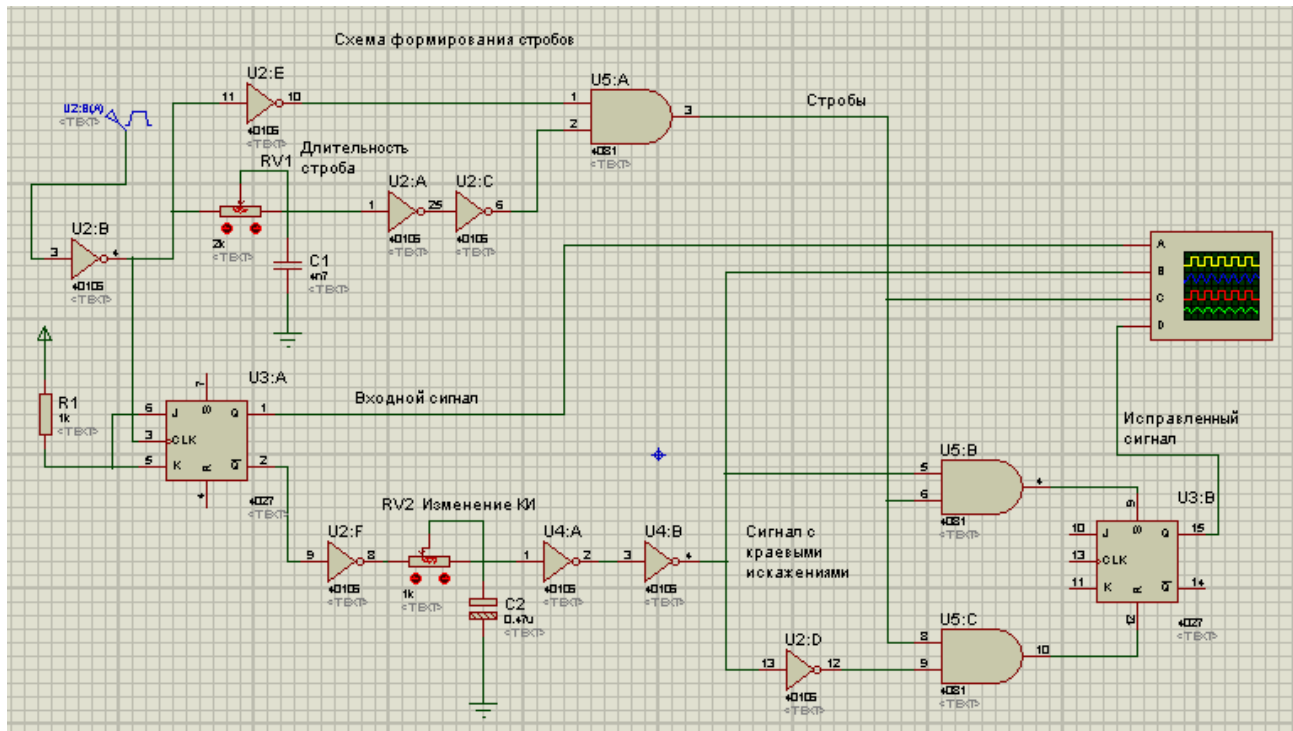


Рисунок 3.1 – Схема исследования способа регистрации цифровых сигналов стробированием

Схема установки состоит из трех частей.

1. Схемы формирования стробирующих импульсов. Она представляет собой дифференцирующую цепочку, выделяющую задний фронт прямоугольных импульсов, следующих с удвоенной частотой (например, 2 кГц) по отношению к частоте импульсов входных данных.

2. Схемы формирования входных сигналов типа 1:1 (триггер U3:A) со схемой, вносящей краевые искажения (интегрирующая цепочка и три инвертора).

3. Схемы регистрации стробированием на основе использования комбинированного триггера в режиме RS-триггера.

8. Программа работы и методические рекомендации

- 3.1 Изучить теоретический материал по видам искажений дискретных сигналов и способам борьбы с искажениями цифровых сигналов (выполняется в процессе домашней подготовки).
- 3.2 Составить схему регистрации единичных элементов способом стробирования, изображенную на рисунке 3.1. В качестве элементной базы использовать интегральные микросхемы серии CMOS 4000: инверторы – микросхема 40106; схема совпадения И – 4081; комбинированный триггер – 4027; переменный резистор типа POT-HG. Емкость конденсатора C1 – 4,7 нФ, а C2 – 0,47 мкФ (электролитический). Сопротивления потенциометров 1 кОм.
- 3.3 Запустить процесс моделирования и снять осциллограммы сигналов на выходах каждого элемента. Для устойчивого отображения осциллограмм рекомендуется в качестве источника синхронизации использовать входной сигнал (выход триггера U3:A). Путем установления уровня синхронизирующего сигнала вращением диска Level добиться устойчивого (без подергивания) положения сигналов на экране осциллографа.
- 3.4 Изменяя величину краевых искажений путем изменения положения движка потенциометра RV2 измерить, при какой величине краевых искажений произойдет ошибочная регистрации единичных элементов. в указанных точках, подключив щупы, при различных входных сигналах и занести показания в отчет. Точки снятия отмечены подключённым к ним осциллографом.
- 3.5 Оформить отчёт.

5. Содержание отчета

- 5.7. Титульный лист.
- 5.8. Цель и программа работы.
- 5.9. Схемы устройства регистрации цифровых сигналов.
- 5.10. Результаты измерения величины краевых искажений.
- 5.11. Осциллограммы сигналов в характерных точках.
- 5.12. Выводы

6. Контрольные вопросы

- 6.1. Какие существуют виды искажений цифровых сигналов и каковы их причины?

- 6.2. Каким образом осуществляется исправление формы сигналов при краевых искажениях?
- 6.3. Начертите схему реализации способа стробирования и объясните её принцип действия?
- 6.4. В чем состоит особенность интегрального способа регистрации единичных элементов и в каких случаях его целесообразно применять?
- 6.5. Начертите схему интегральной регистрации сигналов и объясните её принцип действия.
- 6.6. В чем состоит особенность комбинированного способа регистрации единичных элементов и в каких случаях целесообразно его применять?
- 6.7. Начертите схему комбинированного способа регистрации и объясните её принцип действия?
- 6.8. Что понимается под исправляющей способностью приемника и как она оценивается количественно?
- 6.9. Напишите формулу эффективной исправляющей способности.
- 6.10. Как изменяется исправляющая способность приемного устройства при повышении скорости передачи сигналов?

Список рекомендованной литературы


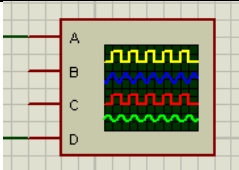

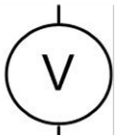
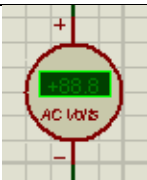

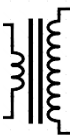
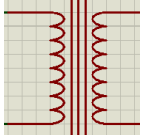
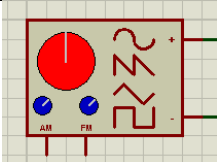






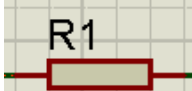
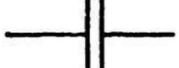


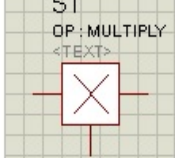
1. Основы формирования, передачи и приема цифровой информации: Учебное пособие / В. И. Лузин, Н.П. Никитин, В.И. Гадзиковский. - М.: СОЛОН-Пр., 2014. - 316 с.: 70х100 1/16. (обложка) ISBN 978-5-321-01961-0. <http://znanium.com/catalog.php?bookinfo=493066>
2. Сети и телекоммуникации: учебник и практикум для академического бакалавриата / Под ред. К.Е. Самуйлова, И.А. Шалимова, Д.С. Кулябова. — М.: Изд-во Юрайт, 2016. — 363 с. <https://biblio-online.ru/book/seti-i-telekommunikacii-432824>
3. Proteus по-русски. Радиоежегодник, 2013. Выпуск 24. — 443 с. <http://www.radioprofessional.info/radioezhegodnik-vypusk-24.php>
4. Чернега В.С. Расчет и проектирование технических средств обмена и передачи информации / В.С. Чернега, В.А. Василенко, В.Н. Бондарев. — М.: Высш. шк., 1990. — 224 с.
5. Чернега В.С. Компьютерные сети / В.С. Чернега, Б. Платтнер. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2006. — 500 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица А.1 - Варианты заданий к лабораторной работе №1

ВАРИАНТ	ПОГОННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ		
	Емкость (Сп)	Индуктивность (Lп)	Сопротивление (Rп)
1	2 нФ/км	9 нГн/км	50 Ом/км
2	3 нФ/км	10 нГн/км	55 Ом/км
3	4 нФ/км	11 нГн/км	60 Ом/км
4	5 нФ/км	2 мГн/км	62 Ом/км
5	6 нФ/км	3 мГн/км	66 Ом/км
6	7 нФ/км	4 мГн/км	70 Ом/км
7	8 нФ/км	5 мГн/км	74 Ом/км
8	9 нФ/км	6 мГн/км	75 Ом/км
9	10 нФ/км	7 мГн/км	78 Ом/км
10	2 мкФ/км	8 мГн/км	80 Ом/км
11	3 мкФ/км	9 мГн/км	82 Ом/км
12	4 мкФ/км	10 мГн/км	84 Ом/км
13	5 мкФ/км	11 мГн/км	86 Ом/км
14	6 мкФ/км	2 мкГн/км	88 Ом/км
15	7 мкФ/км	3 мкГн/км	90 Ом/км
16	8 мкФ/км	4 мкГн/км	92 Ом/км
17	9 мкФ/км	5 мкГн/км	94 Ом/км
18	10 мкФ/км	6 мкГн/км	96 Ом/км
19	2 мФ/км	7 мкГн/км	98 Ом/км
20	3 мФ/км	8 мкГн/км	100 Ом/км
21	4 мФ/км	9 мкГн/км	102 Ом/км
22	5 мФ/км	10 мкГн/км	105 Ом/км
23	6 мФ/км	11 мкГн/км	108 Ом/км
24	7 мФ/км	2 нГн/км	110 Ом/км
25	8 мФ/км	3 нГн/км	115 Ом/км
26	9 мФ/км	4 нГн/км	120 Ом/км

Таблица А.2 – Вид наиболее часто используемых элементов

Название	Схема в Proteus	Вид в Proteus	Как найти
Осциллограф (Oscilloscope)			Virtual Instruments Mode () → Oscilloscope
АС вольтметр (AC voltmeter)			Virtual Instruments Mode () → AC Voltmeter
Трансформатор			Library → Category: Inductors → Sub-category: Transformers
Генератор сигналов регулируемый			Virtual Instruments Mode () → Signal Generator
Генератор импульсов			Generator Mode → Pulse
Генератор синусоидальных колебаний			Generator Mode → SINE
Катушка индуктивности			Library → Category: Inductors → Sub-category: Fixed Inductors
Резистор			Library → Category: Resistors → Sub-category: Chip resistor 1/10W 1%
Конденсатор			Library → Category: Capaci- tors → Sub-category: Multi- layer Ceramic COG
Элемент задержки			Library → Category: LAPLACE → Sub-category: Laplace Primitives → OP:DELAY
Умножитель сигналов			Library → Category: LAPLACE → Sub-category: Laplace Primitives → OP:MULTIPLY