

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

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**



Якушевич Г.Н.

**УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ
ИНФОРМАЦИИ**

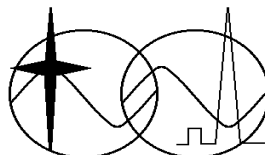
**Учебное методическое пособие по лабораторным работам
и самостоятельной работе**

2012

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

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра средств радиосвязи



Якушевич Г.Н.

УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Описания компьютерных лабораторных работ
по дисциплине «Устройства преобразования и обработки информации»
в среде Electronics Workbench (EWB) (Multisim, Qucs)
для студентов специальности «Средства связи с подвижными объектами»
направления «Телекоммуникации»

Учебное методическое пособие по лабораторным работам
и самостоятельной работе

2012

Якушевич Г.Н.

Устройства преобразования и обработки информации: Учебное методическое пособие по лабораторным работам и самостоятельной работе – Томск: ТУСУР, 2012. – 39 с.

Учебное методическое пособие содержит описание четырех компьютерных лабораторных работ, выполняемых в ходе изучения дисциплины «Устройства преобразования и обработки информации» в среде Electronics Workbench (EWB) (Multisim, Qucs). Пособие содержит для каждой лабораторной работы краткую вводную теоретическую часть, расчетные соотношения, расчетное задание, контрольные вопросы, требования по оформлению отчета.

Пособие предназначено для студентов специальности «Средства связи с подвижными объектами» направления «Телекоммуникации».

Содержание

1. Лабораторная работа № 1. Статистический анализ текста.....	4
2. Лабораторная работа № 2. Исследование преобразований сигнала в аналоговой системе подвижной связи.....	13
3. Лабораторная работа № 3. Исследование преобразований сигнала в дискретной системе подвижной связи.....	18
4. Лабораторная работа № 4. Исследование преобразований сигнала в цифровой системе подвижной связи.....	28

1. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ТЕКСТА

1.1. Цель работы

Статистический анализ текста и применение методов сжатия

1.2. Краткие теоретические сведения

Сжатие данных

Сжатие (компрессия) данных применяют для сокращения времени передачи. Так как на сжатие данных передающая сторона тратит дополнительное время, к которому нужно прибавить еще аналогичные затраты времени на разворачивание этих данных принимающей стороной, то выгоды от сокращения времени на передачу сжатых данных обычно бывают заметны только для низкоскоростных каналов (около 64 кбит/с).

Существующие алгоритмы сжатия информации можно разделить на две большие группы:

Алгоритмы сжатия без потерь: алгоритм Лемпеля-Зива (Lempel-Ziv, LZ), кодирование (речи) на основе линейного предсказания (Linear Prediction Coding, RLE), кодирование Хаффмена (Huffman Encoding);

Алгоритмы сжатия с потерями: алгоритм сжатия неподвижных объектов (Joint Photographic Experts Group, JPEG), M-JPEG, MPEG (Motion Picture Expert Group).

Алгоритм Лемпеля-Зива лежит в основе архиваторов (pkzip, Arj, lha) и программ динамического сжатия дисков (Stacker, DoubleSpace). Основная идея этого алгоритма состоит в том, что второе и последующие вхождения некоторой строки символов в сообщение заменяется ссылкой на ее первое появление в сообщении. Алгоритм используется для сжатия текстов и графики.

Алгоритм сжатия без потерь RLE применяется для сжатия графики (файлы формата PCX) и видео. Непрерывная последовательность одинаковых символов заменяется 2 байтами. В первом байте – символ, во

втором - счетчик, т.е. число, которое показывает, сколько таких символов идет подряд.

Кодирование Хаффмена состоит в замене информационных символов кодовыми последовательностями различной длины. Чем чаще используется символ, тем короче кодовая последовательность.

Алгоритм сжатия с потерями JPEG ориентирован на сжатие неподвижных изображений. Он базируется на дискретном косинусном преобразовании (ДКП) неподвижного изображения, отбрасывании малых высокочастотных компонентов получаемого спектра и последующем энтропийном сжатии полученных данных.

Алгоритм М-JPEG – использует для компрессии видео, в котором каждый отдельный кадр сжимается по методу JPEG.

Алгоритм MPEG ориентирован на обработку видео. При формировании потока данных исходят из предположения о том, что два соседних кадра в видеопоследовательности мало отличаются. Опорные кадры сжимают по методу JPEG и передаются относительно редко. В основном передаются изменения между соседними кадрами.

Из приведенного краткого обзора алгоритмов сжатия очевидны два вывода:

- нет алгоритма, одинаково эффективного для данных разной природы;
- приведенные алгоритмы рассчитаны на сжатие данных, в которых есть последовательности одинаковых символов или одни символы встречаются чаще других..

На практике используются ряд алгоритмов сжатия, каждый из которых применим к определенному типу данных. Некоторые модемы (называемые интеллектуальными) предлагают **адаптивное сжатие**, при котором в зависимости от передаваемых данных выбирается определенный алгоритм сжатия. Рассмотрим некоторые общие алгоритмы сжатия данных.

Десятичная упаковка. Когда данные состоят только из чисел, значительную экономию можно получить путем уменьшения количества

используемых на цифру бит с 7 на 4, используя простое двоичное кодирование десятичных цифр вместо кода ASCII. Просмотр таблицы ASCII показывает. Что старшие три бита всех кодов десятичных цифр содержат комбинацию 011. Если данные в кадре информации состоят из десятичных цифр то, поместив в заголовок кадра соответствующий управляющий символ, можно существенно сократить длину кадра.

Относительное кодирование. Альтернативная десятичной упаковке при передаче цифровых данных с небольшими отклонениями между последовательными цифрам является передача только этих отклонений вместе с известным опорным значением. Такой метод используется, в частности, в разновидностях метода импульсно-кодовой модуляции. При дифференциальной (разностной) ИКМ (ДИКМ) вместо кодирования отсчетов кодируется разность между соседними отсчетами. Обычно разности отсчетов меньше самих отсчетов. Адаптивная ДИКМ (АДИКМ) - система ДИКМ с адаптацией квантователя (АЦП и ЦАП) и предсказателя. При АДИКМ оцифровывается не сам сигнал, а его отклонение от предсказанного значения.

Символьное подавление. Часто передаваемые данные содержат большое количество повторяющихся байт. Например, при передаче черно-белого изображения поверхности будут порождать большое количество нулевых значений, а максимально освещенные участки изображений – большое количество байт, состоящих из всех единиц. Передатчик сканирует последовательность передаваемых байт и, если обнаруживает последовательность из трех и более одинаковых байт, заменяет ее специальной трехбайтовой последовательностью, в которой указывает значение байта, число его повторений, а также отмечает начало этой последовательности специальным управляющим символом.

Коды переменной длины. В этом методе кодирования используется тот факт, что не все символы в передаваемом кадре встречаются с одинаковой частотой. Поэтому во многих схемах кодирования коды часто встречающихся символов заменяются кодами меньшей длины, а редко

встречающихся – кодами большей длины. Такое кодирование называется также **статистическим кодированием**.

Одним из наиболее распространенных алгоритмов, на основе которых строятся неравномерные коды, является алгоритм Хаффмена, позволяющий строить коды автоматически, на основании известных частот появления символов. Рассмотрим его подробнее, предварительно определив критерий оценки эффективности кодирования.

Эффективное кодирование. Избыточность является одной из основных характеристик кода, это полезное свойство, так как оно повышает помехоустойчивость кода. Однако для избыточных кодов для передачи по каналам связи требуется больше времени, кроме того, они занимают большие объемы памяти при хранении информации. Большая избыточность не всегда оправдана требованиями помехоустойчивости при передаче и хранении информации. Поэтому возникает задача устранения избыточности, получившая название эффективного кодирования. Под эффективным кодом понимают код, коэффициент избыточности которого стремится к нулю.

Пример. Пусть входной алфавит содержит восемь различных символов x_1, x_2, \dots, x_8 , выходной алфавит является двоичным $B\{0,1\}$, число символов выходного алфавита $m=2$. Известна вероятность (частота) появления каждого символа в передающем сообщении: $p(x_1)=0.19$; $p(x_2)=p(x_3)=0.16$; $p(x_4)=0.15$; $p(x_5)=0.12$; $p(x_6)=0.11$; $p(x_7)=0.09$; $p(x_8)=0.02$. Необходимо разработать код и определить коэффициент избыточности кода.

Процесс построения кодового дерева содержит семь циклов последовательного выполнения и приведен на рис. 1.1. Для оценки эффективности кода промежуточные вычисления занесем в таблицу.

$$\text{Средняя длина кодовой комбинации } n_{cp} = \sum_{i=1}^8 n_i p(x_i) = 2.92;$$

Энтропия сообщения, составленного из символов входного алфавита, равна

$$H(X) = -\sum_{i=1}^8 p(x_i) \log_2 p(x_i) = 2.855.$$

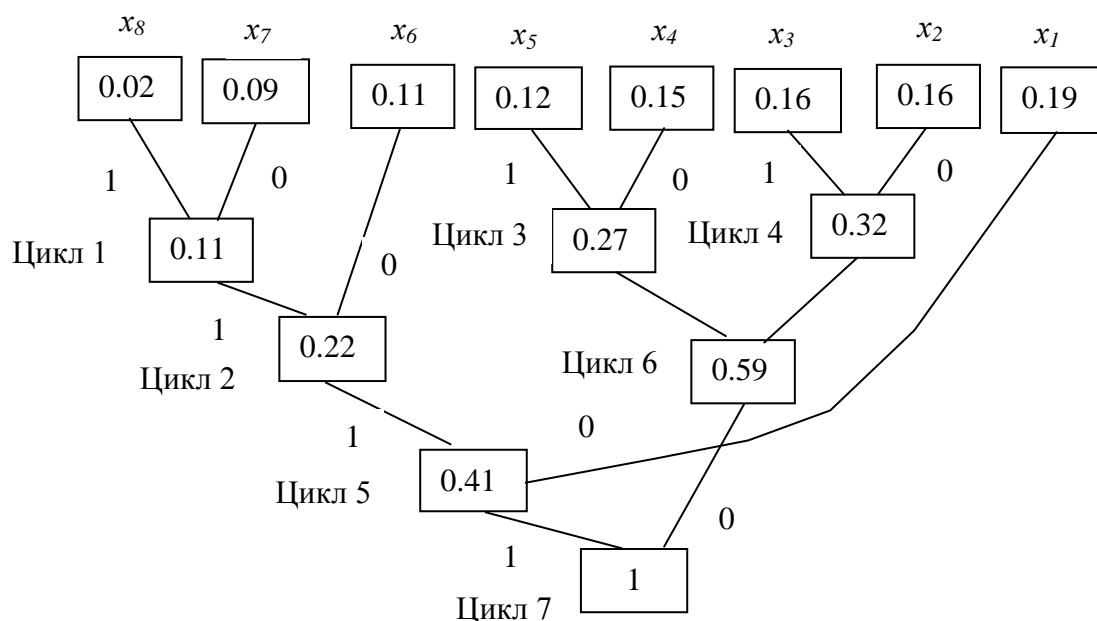


Рис. 1.1 - Построение кодового дерева

Таблица 1.1.

Промежуточные значения вычисления энтропии для кода Хаффмена

Символ	Кодовая комбинация	Длина кодовой комбинации (n_i)	$n_i p(x_i)$	$-p(x_i) \log_2 p(x_i)$
x_1	10	2	0.38	0.455
x_2	000	3	0.48	0.423
x_3	001	3	0.48	0.423
x_4	010	3	0.45	0.411
x_5	011	3	0.36	0.367
x_6	110	3	0.33	0.350
x_7	1110	4	0.36	0.313
x_8	1111	4	0.08	0.113

Минимальная длина кодовой комбинации выходного алфавита, необходимая для передачи сообщения, составленного из символов входного алфавита, без потерь информации:

$$n_{\min} = \frac{H(X)}{\log_2 m} = \frac{2.855}{\log_2 2} = 2.855.$$

Коэффициент избыточности кода, построенного по алгоритму Хаффмена равен

$$K_H = \frac{n_{cp} - n_{\min}}{n_{cp}} = 0.022,$$

т.е. построенный код практически избыточности не имеет.

Наряду с рассмотренным алгоритмом Хаффмена, который требует дополнительного просмотра данных для вычисления значений $p(x_i)$, существует его адаптивные модификации, позволяющие строить кодовое дерево “на ходу”, по мере поступления данных от источника.

Метод Шеннона-Фано. Код строится следующим образом: все символы, встречающиеся в файле, выписываются в порядке убывания частот их появления. Затем их разделяют на две группы так, чтобы в каждой из них были примерно равные суммы частот символов. Первые биты кодов всех символов одной половины устанавливаются в 0, а вторые в 1. После этого каждую группу делят еще раз пополам и так до тех пор, пока в каждой группе не останется по одному символу. Допустим файл состоит из некоторой символьной строки *ааааааааввввввввссссссдддддеееефффф*, тогда каждый символ этой строки можно закодировать как показано в табл. 1.2.

Однако показанный способ Шеннона-Фано не всегда приводит к построению однозначного кода.

Таблица 1.2

Символ	Частота появлений	Код
<i>a</i>	10	11
<i>b</i>	8	10
<i>c</i>	6	011
<i>d</i>	5	010
<i>e</i>	4	001
<i>f</i>	3	000

Сжатие по MNP5. Протокол сжатия MNP5 реализует комбинацию адаптивного кодирования с применением кода Хаффмена и группового кодирования. При этом хорошо поддающиеся сжатию данные уменьшают свой объем примерно на 50% и, следовательно, реальная скорость их передачи возрастает вдвое по сравнению с номинальной скоростью передачи данных модемом.

На первом этапе процедуры сжатия используется метод группового кодирования для удаления из потока передаваемых данных слишком длинных последовательностей повторяющихся символов. Этот метод каждую группу из трех и более (вплоть до 253) одинаковых символов приводит к виду **СИМВОЛ и ЧИСЛО СИМВОЛОВ**.

Согласно данному методу система группового кодирования проверяет проходящий поток данных. Алгоритм остается пассивным до тех пор, пока в потоке не обнаружатся три одинаковых смежных символа. После этого алгоритм начинает счет и удаляет из потока данных до 250 одинаковых следующих друг за другом символов. Счетный байт посылается вслед за тремя исходными символами, и передача продолжается.

Перед сжатием

A	B	B	B	C	C	C	C	C	D	D	D	D	D	D
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

После сжатия

A	B	B	B	0	C	C	C	2	D	D	D	3
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

Сжатие по MNP7. Протокол сжатия MNP7 использует более эффективный (по сравнению с MNP5) алгоритм сжатия данных и позволяет достичь коэффициента сжатия порядка 3:1. MNP7 использует улучшенную форму кодирования методом Хаффмена в сочетании с марковским алгоритмом прогнозирования для создания кодовых последовательностей минимально возможной длины. Марковский алгоритм может предсказывать следующий символ в последовательности, исходя из появившегося предыдущего символа.

Протокол сжатия V.42bis. Алгоритм словарного типа Лемпеля-Зива-Уэлча (LZW-алгоритм) обеспечивает достижение коэффициента сжатия 4:1 файлов с оптимальной структурой, является составной частью стандарта V.42bis.

Метод сжатия данных LZW основан на создании древовидного словаря последовательностей символов, в котором каждой последовательности соответствует единственное кодовое слово. Входящий поток данных последовательно, символ за символом, сравнивается с имеющимися в словаре последовательностями. После того, как в словаре будет найдена кодируемая последовательность, идентичная входной, модем передает соответствующее ей кодовое слово. Алгоритм динамично создает и обновляет словарь символьных последовательностей.

На рис. 1.2 показано, как эти последовательности будут выглядеть в виде деревьев словаря V.42bis. Каждый путь от корневого узла к вершине дерева представляет собой последовательность, которая может быть закодирована с помощью одного кодового слова. Имеющиеся последовательности могут расширяться до тех пор, пока не будет достигнута максимальная длина. Можно добавлять новые последовательности, причем единственным ограничением является объем используемого словаря.

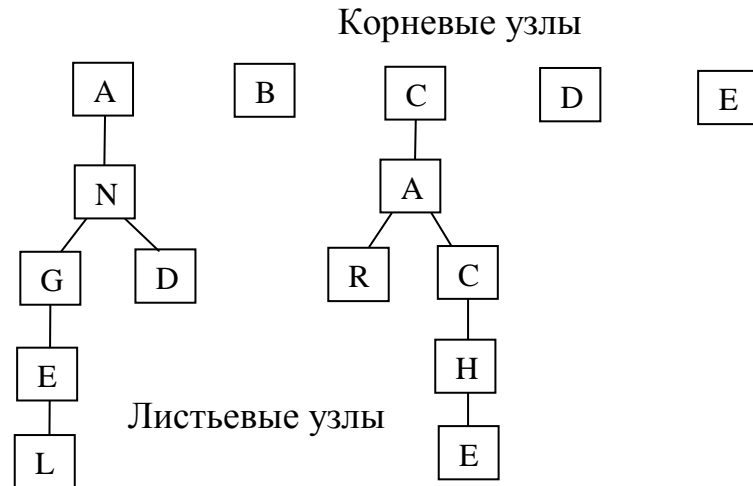


Рис. 1.2 - Представление части словаря, содержащего строки:
A, AN, ANGEL, AND, B, C, CA, CAR, CACHE, D, E

1.3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Разработать схему алгоритма программы определения статистической вероятности появления символов в тексте.
2. На основе разработанного алгоритма написать программу статистической обработки текста.
3. Провести статистический анализ предложенного текста.
4. Применить один из методов сжатия текста.
5. Оценить эффективность кодирования.

1.4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Алгоритмы сжатия.
2. Алгоритм сжатия RLE.
3. Метод Шеннона-Фано.
4. Кодирование Хаффмена
5. Эффективное кодирование.

1.5. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

Галкин В.А., Григорьев Ю.А. Телекоммуникационные сети: Учеб.пособие для вузов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э.Баумана, 2003. – 608 с. ISBN 5-7038-1961-X

2. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛА В АНАЛОГОВОЙ СИСТЕМЕ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

2.1. Цель работы

Исследование компандирования сигнала в канале аналоговой подвижной связи.

2.2. Краткие теоретические сведения

Для уменьшения внешних помех в каналах связи применяют компандерные устройства. Компандерные устройства состоят из **компрессора** (сжимателя) и **экспандера** (расширителя) и предназначены для повышения помехозащищенности в каналах путем регулировки динамического диапазона сигнала, передаваемого по каналу. В зависимости от места расположения (в индивидуальном или групповом тракте) различают индивидуальные и групповые компандерные устройства, а в зависимости от скорости обработки сигнала – инерционные и безынерционные (или **слогового** и **мгновенного** действия). В многоканальных системах передачи с частотным разделением каналов (МСП-ЧРК) используются индивидуальные инерционные (или слоговые) компандерные устройства, многоканальных системах передачи с временным разделением каналов (МСП-ВРК) с импульсно кодовой модуляцией – как правило, безынерционные (или мгновенные).

Изменения динамического диапазона на передающей стороне осуществляется компрессором 1 (рис 2.1). Сжатие динамического диапазона происходит относительно некоторого «нулевого» уровня, при котором коэффициент передачи компрессора равен единице, и такой уровень передается без изменений. На приемной стороне сжатый динамический диапазон восстанавливается экспандером 2 и уровни полезного сигнала достигают первоначальных значений.

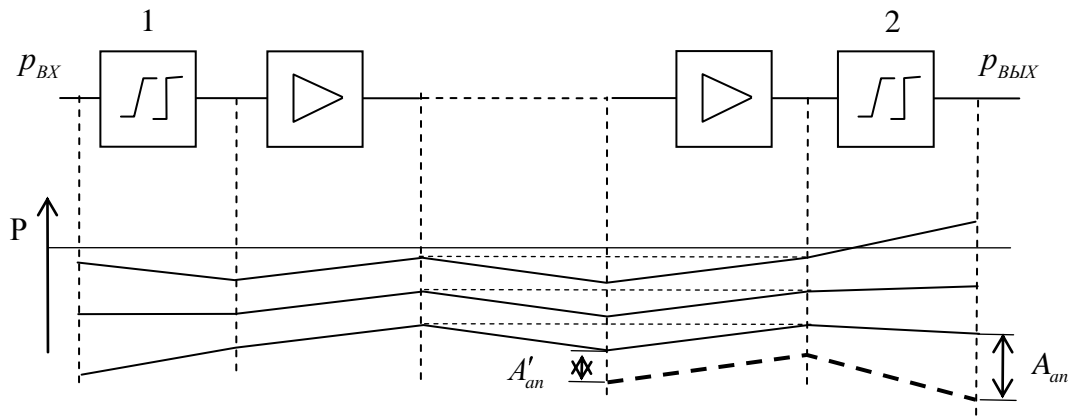


Рис. 2.1

В компрессоре коэффициент усиления падает с ростом средней мощности сигнала на входе. У экспандера коэффициент усиления растет с ростом средней мощности сигнала на входе. Амплитудные характеристики компрессора и экспандера показаны на рис. 2.2.

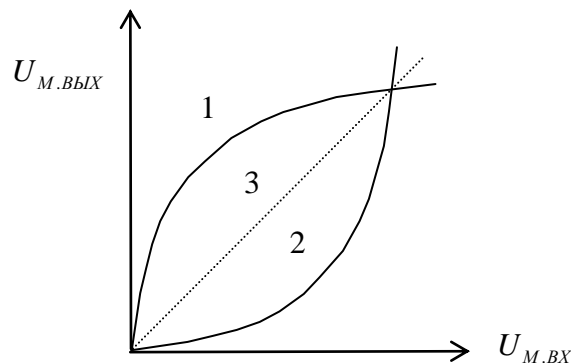


Рис. 2.2

Совместно компрессор и экспандер образуют блок, называемый **компандером**, амплитудная характеристика которого линейна (кривая 3 на рис. 2.2). Амплитудные характеристики. Показанные на этом рисунке, выражаются уравнением $U_{M.BYX} = U_{M.BX}^\gamma$, где коэффициент γ для компрессора равен γ_K ($0 < \gamma_K < 1$), для экспандера - γ_Δ . Для компандера $\gamma = \gamma_K \gamma_\Delta = 1$, поэтому $\gamma_\Delta = 1/\gamma_K > 1$. Из-за трудностей построения взаимно-обратных амплитудных характеристик компрессора и экспандера при $\gamma_K \ll 1$ на практике обычно применяют $\gamma_K = 0,5$ и $\gamma_\Delta = 2$.

На рис. 2.3-2.3б приведены схемы компрессора и экспандера, соответственно, а на рисунке 3в схема реализации нелинейного элемента

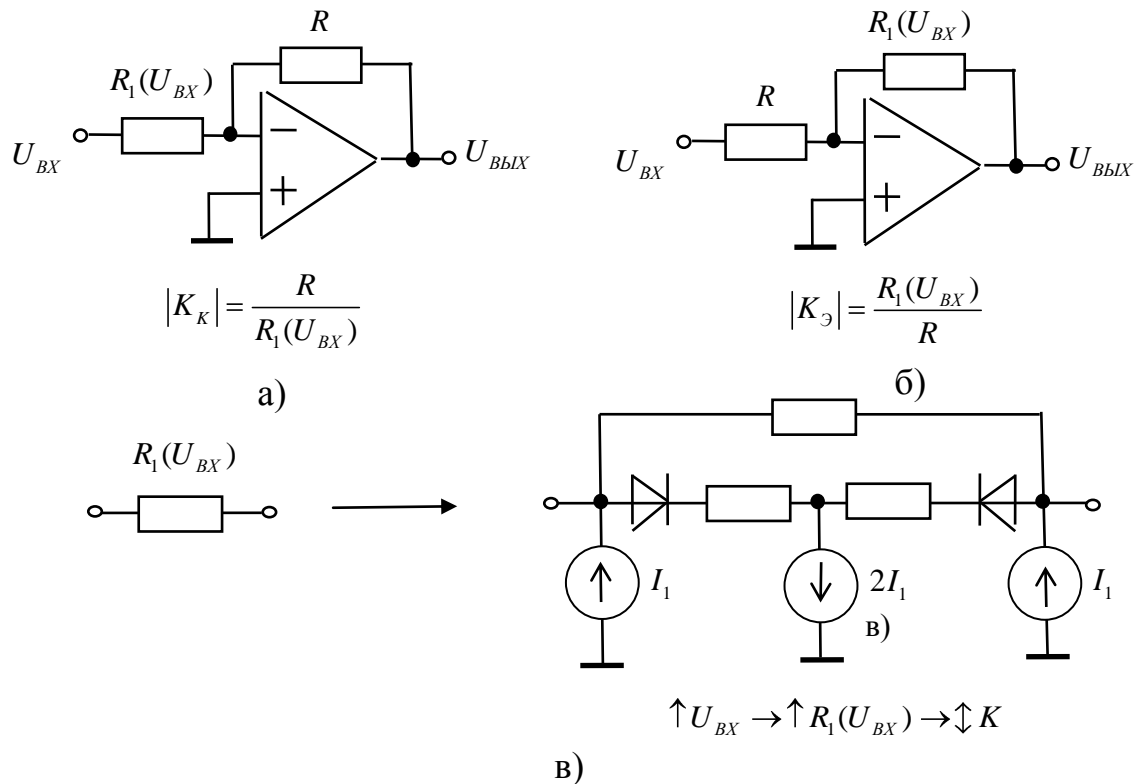


Рис. 2.3 – Принципиальные схемы: а) компрессора, б) экспандера, в) нелинейного элемента

2.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

На рис. 2.4 приведена схема лабораторного макета для исследования командирования сигнала в канале аналоговой подвижной связи.

Схема содержит компрессор, экспандер выполненные по схеме рис. 2.3, три переключателя и измерительные приборы: источник измерительного синусоидального сигнала с частотой 100 Гц, источник синусоидальной помехи с частотой 1 кГц и осциллограф.

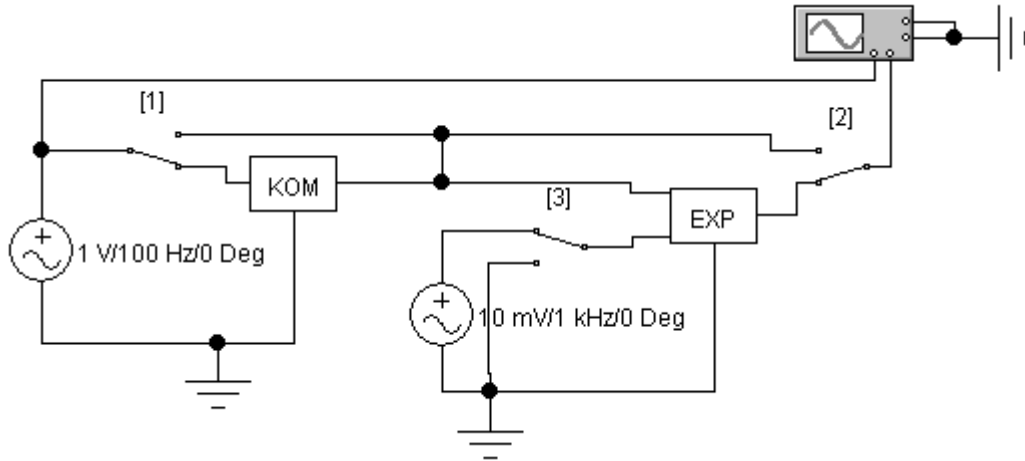


Рис. 2.4 - Схема лабораторного макета для исследования компрессирования сигнала в канале аналоговой подвижной связи.

2.4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Вызвать EWB из среды WINDOWS на экране команду Open из меню, а затем открыть папку “УПиОИ”, в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования компрессирования сигнала в канале аналоговой подвижной связи.

Запуск программы производится кнопкой “Пуск”.

2. С помощью осциллографа измерить амплитудную характеристику компрессора.

3. Зарисовать осциллограммы измерительного сигнала на выходе компрессора.

4. С помощью осциллографа измерить амплитудную характеристику экспандера.

5. Зарисовать осциллограммы измерительного сигнала на выходе экспандера.

6. Подавая измерительный сигнал на вход компрессора и помеху на вход экспандера исследовать с помощью осциллографа влияние помехи на измерительный сигнал на выходе компрессора.

2.5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое динамический диапазон сигнала?
2. Что такое динамический диапазон канала передачи?
3. Назначение компрессора.
4. Назначение экспандера.
5. Объясните влияние компрессора на помехи канала передачи?

2.6. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: Учебник / В. И. Кириллов. – М.: Новое издание, 2002. – 751 с.

3. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛА В ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЕ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

3.1. Цель работы

Исследование переходного влияния в групповом АИМ тракте

3.2. Краткие теоретические сведения

Переходные влияния в групповом АИМ тракте обусловлены тем, что время действия отсчета i -го канала не ограничивается интервалом времени, номинально отведенным для этого канала. При этом происходит переход некоторой части энергии сигналов, передаваемой по каналу, во временные интервалы других каналов. Взаимные временные влияния между каналами практически неизбежны; задача заключается в уменьшении их величины и степени мешающего воздействия на передачу.

Главной причиной переходных влияний в групповом АИМ тракте является ограничение полосы частот снизу и сверху, обусловленное наличием в тракте реактивных элементов, накапливающих электрическую энергию в один момент и расходующих их в другой. Передача импульсного сигнала отсчета по цепи с ограниченной полосой пропускания приводит к тому, что форма сигнала искажается, происходит затягивание фронтов и образование выбросов, которые при определенных условиях могут перекрыть временные интервалы других каналов. Степень такого перекрытия определяет величину переходных помех между каналами.

Переходные помехи 1-го рода. Допустим, что на входе группового АИМ тракта отсчеты сигналов различных каналов разделены защитными интервалами τ_3 , и имеют идеальную прямоугольную форму (пунктир на рис.3.1а). С целью упрощения анализа переходных явлений в области ограничения полосы частот сверху групповой АИМ тракт можно заменить эквивалентной схемой RC -фильтра нижних частот (рис. 3.1б), верхняя граничная полоса пропускания которого (определяется по уровню 3 дБ)

$$f_{ГВ} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \cdot \quad (3.1)$$

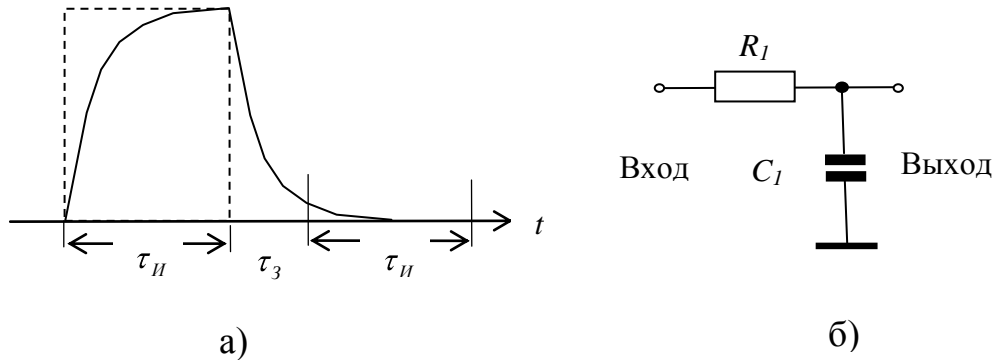


Рис. 3.1 – Неискаженный и искаженный отсчеты сигнала (а); эквивалентная схема (б) группового АИМ тракта в области высоких частот

Из-за ограничения полосы пропускания сверху происходит затягивание фронтов каждого импульса. Сигнал, полученный на выходе модели тракта передачи, показан на рис. 3.1а сплошной линией.

Видно, что из-за ограничений высокочастотных составляющих спектра импульсов происходит наложение затянутых фронтов импульсов на временные интервалы других каналов. Наибольший переход имеет место в канал, непосредственно следующий за влияющим каналом; энергия переходной помехи быстро затухает, и влияние на более удаленные по времени каналы будут заметно уменьшаться. Искажения и помехи, обусловленные ограничением полосы пропускания тракта сверху, принято называть **искажениями 1-го рода** и **переходными помехами 1-го рода**.

Установим зависимость величины переходных помех 1-го рода от выбора граничной частоты полосы пропускания тракта. Спад напряжения на конденсаторе C_1 схемы рис. 3.1б происходит по экспоненциальному закону.

Величину напряжения переходной помехи через промежуток времени t после окончания временного интервала влияющего канала можно определить из уравнения

$$u_1 = U_{II} e^{-\frac{t}{R_1 C_1}},$$

где U_{II} – амплитуда отсчета.

Для определения напряжения переходной помехи в соседнем канале достаточно решить это уравнение относительно t , положив $t = \tau_3 + \Delta t$, где Δt – величина зависящая от способа демодуляции АИМ сигнала. В случае использования в качестве демодуляторов фильтров нижних частот эта величина равна

$$\Delta t = R_1 C_1 \ln \frac{\tau_{II}}{R_1 C_1}.$$

Защищенность от переходной помехи 1-го рода между влияющим и соседним подверженным влиянию каналом будет равна

$$A_{n1} = 20 \lg \frac{U_{II}}{u_1} = 8.7 \frac{\tau_3 + \Delta t}{R_1 C_1}.$$

С учетом (3.1) можно записать

$$A_{n1} = 2\pi \cdot 8.7 (\tau_3 + \Delta t) \cdot f_{ГВ}. \quad (3.2)$$

Если учесть, что защищенность от переходных помех между соседними каналами должна быть не менее 60 дБ, то защищенность более удаленных каналов значительно возрастает и с влияниями на дальние каналы можно не считаться.

Переходные помехи 2-го рода. При ограничении полосы частот группового АИМ тракта снизу его эквивалентную схему можно представить в виде фильтра верхних частот (рис. 3.2), нижняя граничная частота которого по уровню 3 дБ равна

$$f_{ГН} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (3.3)$$

Ограничение полосы пропускания снизу приводит к переходным влияниям между каналами из-за появления у импульсов спада вершины и выбросов обратной полярности, показанных на рис. 3.2а.

$$f_{ГВ} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (3.4)$$

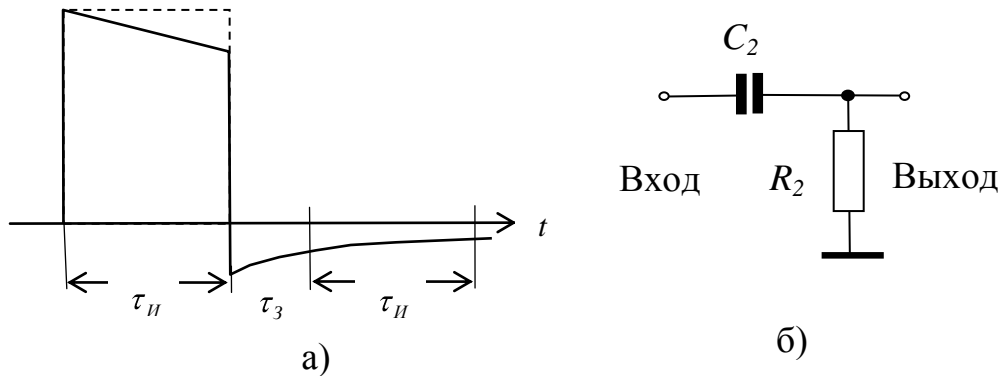


Рис. 3.2 - Неискаженный и искаженный отсчеты сигнала (а); эквивалентная схема (б) группового АИМ тракта в области нижних частот

Эти импульсы затухают очень медленно, а поэтому влиянию переходов подвергаются каналы, значительно более удаленные по времени от влияющего канала, чем это имело место в случае помех 1-го рода. Искажения и помехи, обусловленные ограничениями полосы частот группового АИМ тракта снизу, называются **искажениями 2-го рода** и **помехами 2-го рода** соответственно.

Переходные помехи, обусловленные появлением выбросов противоположной полярности, можно проанализировать с использованием экспоненциальных функций. Представим отсчет сигнала, передаваемый по влияющему каналу, в виде двух скачков напряжения, один из которых равен $+U_H$ в момент времени $t=0$, а другой $-U_H$ при $t=\tau_H$. В этом случае напряжение переходной помехи u_2 через промежуток времени t после начала временного интервала первого канала определится соотношением

$$u_2 = U_H e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} - U_H e^{-\frac{t-\tau_H}{R_2 C_2}} = U_H e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} (1 - e^{-\frac{\tau_H}{R_2 C_2}}), \quad t \geq \tau_H.$$

Для того чтобы найти, например, напряжение переходной помехи в соседнем канале, нужно подставить в это уравнение значение $t = \tau_H + \tau_3$:

$$u_2 = U_H e^{-\frac{\tau_H + \tau_3}{R_2 C_2}} (1 - e^{-\frac{\tau_H}{R_2 C_2}}) . \quad (3.4)$$

В соотношении (3.4) определяется переходная помеха в соседнем канале в момент начала временного интервала этого канала, а не для произвольного момента времени. Однако это мало сказывается на результатах оценки взаимного влияния каналов, так как при достаточно больших значениях $R_2 C_2$ затухание выброса обратной полярности в пределах одного временного интервала весьма мало. Даже через 10 временных интервалов, отсчитанных от начала интервала соседнего канала, напряжение переходной помехи уменьшается не более 1% по сравнению с его значением в соседнем канале. Защищенность от переходных помех 2-го рода в соседних каналах может быть рассчитана по формуле

$$A_{n2} = 20 \lg \frac{f_H}{f_D \cdot f_{ГН} \cdot \tau_H} , \quad (3.5)$$

где f_H – частота синусоидального сигнала, передаваемого по влияющему каналу с амплитудой равной 1В; f_D – частота дискретизации; $f_{ГН}$ – нижняя граничная частота полосы пропускания группового АИМ тракта; τ_H – длительность импульсного отсчета.

3.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

На рис. 3.3 приведена схема лабораторного макета для исследования искажений 1-го и 2-го рода.

Схема макета на рис. 3.3 содержит дискретизатор (Dickr1), фильтр нижних частот (FNF), фильтр верхних частот (FBF), два тумблера работающие синхронно и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор, осциллограф и измеритель амплитудно-частотных характеристик.

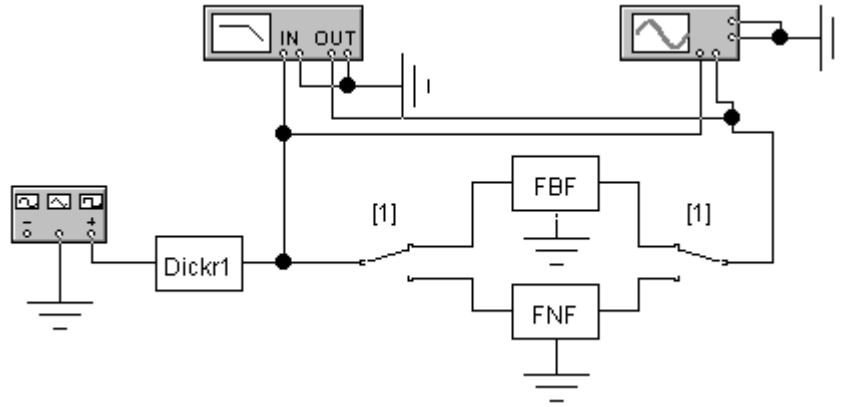


Рис. 3.3 - Схема лабораторного макета для исследования искажений 1-го и 2-го рода

Схема дискретизатора приведена на рис. 3.4.

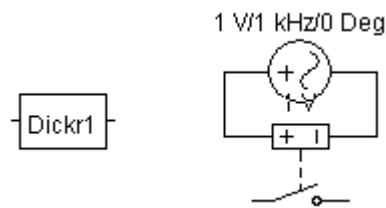


Рис. 3.4

На рис. 3.5 приведена схема фильтра нижних частот.

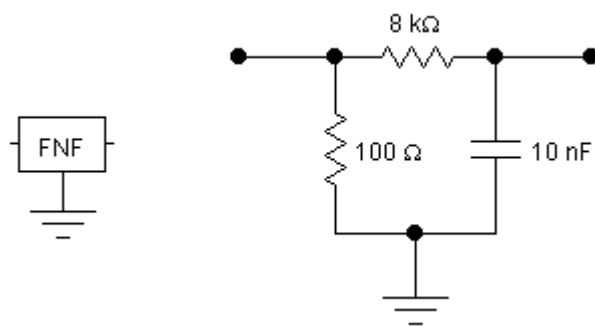


Рис. 3.5

На рис. 3.6 приведена схема фильтра верхних частот.

На рис. 3.7 приведена схема полосового фильтра.

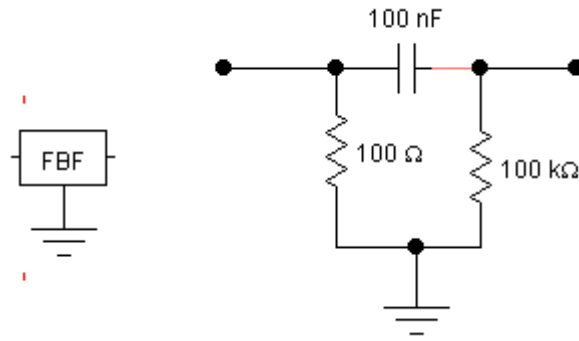


Рис. 3.6

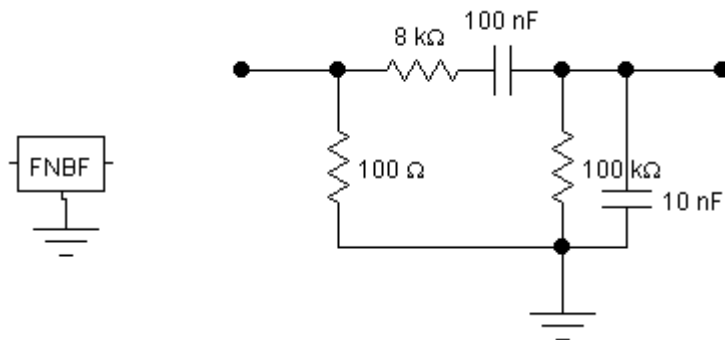


Рис. 3.7

На рис. 3.8 приведена схема лабораторного макета для исследования переходных искажений 1-го и 2-го рода.

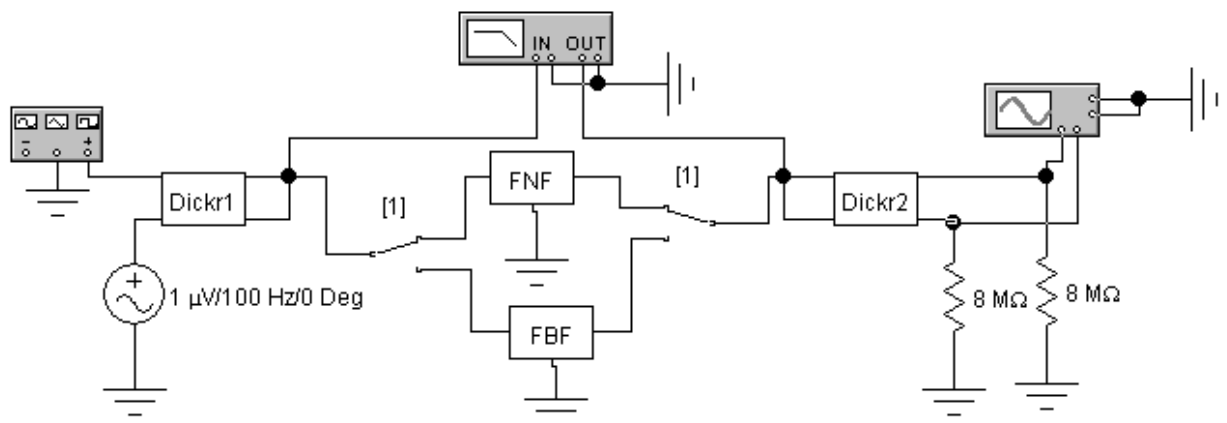


Рис. 3.8 - Схема лабораторного макета для исследования переходных искажений 1-го и 2-го рода

Схема макета на рис. 3.8 содержит два дискретизатора (Dickr1 и Dickr2), работающие противофазно, фильтр нижних частот (FNF), фильтр верхних частот (FVF), два тумблера работающие синхронно и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор, генератор синусоидальных колебаний, осциллограф и измеритель амплитудно-частотных характеристик.

На рис. 3.9 приведена схема лабораторного макета для исследования переходного влияния в двухканальном групповом АИМ тракте.

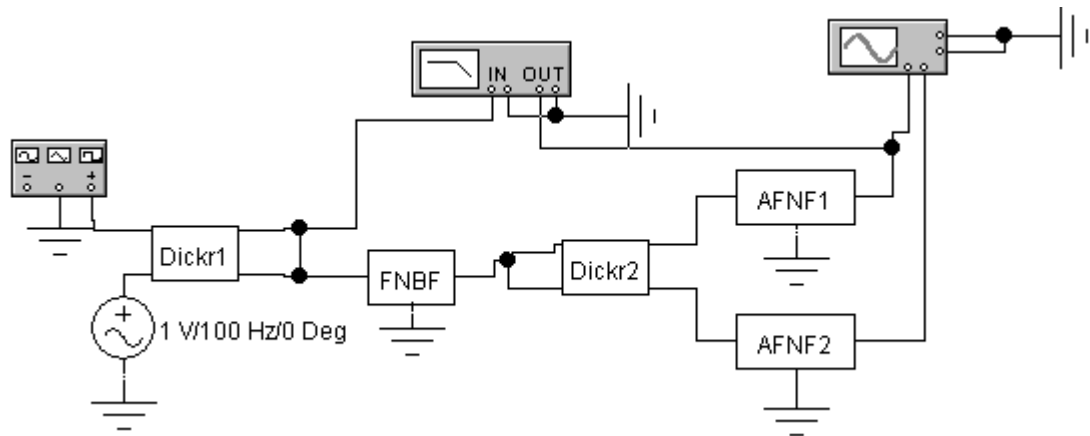


Рис. 3.9 - Схема лабораторного макета для исследования переходного влияния в двухканальном групповом АИМ тракте.

Схема макета на рис. 3.9 содержит два дискретизатора (Dickr1 и Dickr2), работающие противофазно, полосовой фильтр (FNBF), два активных фильтра нижних частот 3-его порядка (AFNF1 и AFNF2) и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор, генератор синусоидальных колебаний, осциллограф и измеритель амплитудно-частотных характеристик.

На рис. 3.10 приведена схема полосового фильтра.

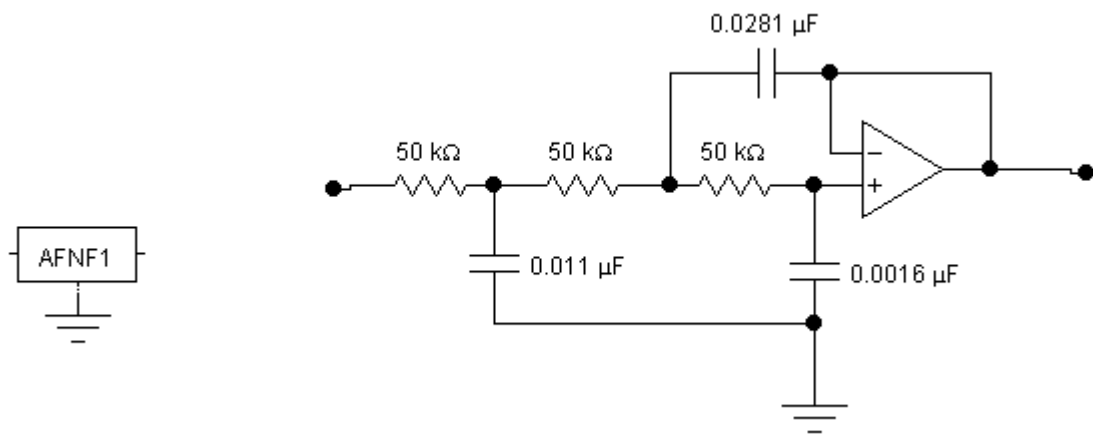


Рис. 3.10

3.4. РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Для фильтра нижних частот, приведенного на рисунке 5 рассчитать верхнюю граничную полосу пропускания по уровню 3 дБ.
2. Для фильтра верхних частот, приведенного на рисунке 6 рассчитать нижнюю граничную полосу пропускания по уровню 3 дБ.
3. Для полосового фильтра, приведенного на рисунке 7 рассчитать верхнюю и нижнюю граничную полосу пропускания по уровню 3 дБ.
4. Для фильтра нижних частот рассчитать напряжение переходной помехи и защищенность от переходных помех 1-го рода при $\tau_3 = 0.1\tau_H$.
5. Для фильтра верхних частот рассчитать напряжение переходной помехи и защищенность от переходных помех 2-го рода при $\tau_3 = 0.1\tau_H$.

3.5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Вызвать EWB из среды WINDOWS на экране команду Open из меню, а затем открыть папку “УПиОИ” в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования преобразований сигнала в дискретной системе подвижной радиосвязи. Запуск программы производится кнопкой “Пуск”.

2. С помощью измерителя АЧХ для фильтра нижних и верхних частот измерить полосу пропускания по уровню 3 дБ.
3. С помощью осциллографа исследовать искажения 1-го и 2-го рода.
4. С помощью осциллографа исследовать переходные искажения 1-го и 2-го рода.
5. С помощью осциллографа исследовать переходное влияние в двухканальном групповом АИМ тракте.

3.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите причины возникновения искажений 1-го рода.
2. Нарисуйте вид искажений 1-го рода.
3. Назовите причины возникновения искажений 2-го рода.
4. Нарисуйте вид искажений 2-го рода.
5. Назовите причины возникновения переходных искажений 1-го рода.
6. Нарисуйте вид переходных искажений 1-го рода.
7. Назовите причины возникновения искажений 2-го рода.
8. Нарисуйте вид искажений 2-го рода.

3.7. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д. Цифровые системы передачи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.Д. Моченова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 352с. ISBN 5-93517-314-X.

4. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ (ДИКМ)

4.1. Цель работы

Исследование преобразований сигнала при использовании ДИКМ в канале цифровой подвижной связи.

4.2. Краткие теоретические сведения

4.2.1. Повышение эффективности канальных кодеков ЦСП.

Классификация методов канального цифрового преобразования

Одной из основных проблем повышения эффективности ЦСП является проблема уменьшения объема цифрового абонентского сигнала, выражаемого произведением частоты дискретизации на число разрядов кодовой комбинации. Эту задачу можно решить только за счет сокращения избыточности первичного сигнала электросвязи, что требует индивидуальной (канальной) обработки. Поэтому дальнейший этап развития ЦСП предполагает широкое использование негрупповых, а канальных кодеров и декодеров (кодеков) первичных сигналов. Для некоторых сигналов, например телевизионных, это представляется очевидным; для речевых (телефонных) переход на канальные методы кодирования требует обязательного учета стоимостных и массо-габаритных факторов, так как речевые кодеки являются самой многочисленной частью оконечной аппаратуры ЦСП. В настоящее время не создано такого варианта построения речевого кодека, который превосходил бы остальные по всем технико-экономическим показателям.

Многочисленные варианты канальных кодеков, как уже внедренные на цифровых сетях, так и обоснованные только теоретически, требуют определенной систематизации, которая может быть проведена по ряду показателей (признаков). Прежде всего, различают кодеки по тому, в какой области – *временной* или *частотной* – производится кодирование. Хотя

изменение сигнала во времени и его частотный спектр однозначно связаны между собой, техническая реализация кодеков, осуществляющих кодирование во временной области, оказывается существенно проще, что и обусловило их широкое распространение. Кодеки этого типа, в свою очередь, делятся на два класса – с *непосредственным* кодированием отсчетов сигнала (кодеки ИКМ) и *предиктивным* кодированием (кодирование с предсказанием или разностно-кодовой модуляцией).

В ЦСП ИКМ в цифровую форму преобразуются отсчеты мгновенных значений (выборок) непрерывного сигнала, взятые в дискретные моменты времени. При этом определяется знак (полярность) выборки и размах импульса (амплитуда). Формирование цифровой комбинации, соответствующей данной выборке, никак не связано с результатами кодирования предыдущих выборок. Соответственно на выходе декодера получают выборку определенной полярности и размаха, которая не зависит от предыдущих и последующих цифровых комбинаций. Такая независимость, с одной стороны, обеспечивает гибкость цифровой системы и возможность работы с сигналами различных источников. С другой стороны, это приводит к определенной информационной избыточности передаваемых сообщений и повышению требуемой скорости цифровой передачи.

В системах с разностно-кодовой модуляцией (РКМ) в цифровую форму преобразуются знак и амплитуда сигнала разности, образующегося в результате сравнения текущей и предсказанной выборки. Предсказанная выборка $U_{np,j}$ в j -й момент времени jT_d рассчитывается по определенному алгоритму в зависимости от точно известных значений выборок в предыдущие моменты времени $(j-1)T_d$, $(j-2)T_d$ и т.д. Чем точнее предсказание, тем меньше разность (ошибка) предсказания $\Delta U_j = U_j - U_{np,j}$, которая и является объектом цифрового преобразования. Естественно, чем меньше ΔU_j , тем меньше разрядность кодовой комбинации. Это и определяет выигрыш при использовании разностных методов кодирования.

Различают два основных разностных метода кодирования:

- 1) дифференциальная ИКМ (ДИКМ);
- 2) дельта-модуляция (ДМ).

Кодеки с ИКМ и РКМ могут иметь как фиксированные параметры (наиболее простая реализация), так и перестраиваемые (адаптивные), которые меняются в зависимости от тех или иных показателей первичного аналогового сигнала. Адаптивные кодеки (сокращенно АИКМ, АДИКМ, АДМ) могут менять такие параметры, как частота дискретизации, пределы шкалы квантования, шаг квантования, и т.д. Каждый из них, в свою очередь имеет ряд вариантов, которые требуют самостоятельного рассмотрения.

Дифференциальная ИКМ

Варианты структурных схем кодека

Схема цифровой системы передачи с использованием ДИКМ в упрощенном виде представлена на рис. 4.1.

На передающей стороне предсказанное значение $U_{np,j}$ формируется из предшествующих отсчетов входного сигнала в предсказателе 1 и поступает на схему вычитания 2, где формируется разностный сигнал (ошибка предсказания):

$$\Delta U_j = U_j - U_{np,j} \quad (4.1)$$

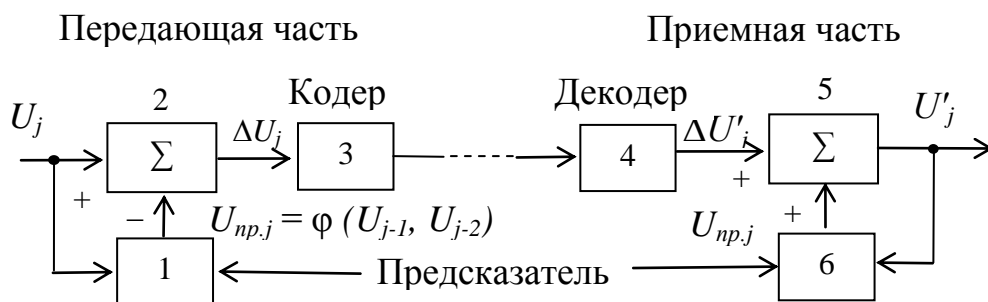


Рис. 4.1

Далее этот сигнал поступает в кодер 3, который осуществляет цифровое преобразование сигнала ΔU_j точно так же, как это делают кодеки в ЦСП с ИКМ: определяется знак ошибки, квантуется модуль величины ΔU_j до ближайшего разрешенного уровня, а затем номер уровня кодируется в

цифровую форму. Кодер может иметь линейную или нелинейную шкалу квантования.

Затем цифровой сигнал проходит по цифровому тракту и попадает в приемную часть, где кодируется в декодере 4 по линейному или нелинейному закону цифро-аналогового преобразования. Разностный сигнал $\Delta U_j'$, который отличается от сигнала ΔU_j на величину ошибки квантования, поступает в сумматор 5. На второй вход его поступает сигнал предсказания $U'_{np,j}$, который формируется в предсказателе 6 по такому же алгоритму, как и в предсказателе 1, т.е. по совокупности предыдущих значений выходного сигнала U_j' . При этом

$$U_j' = U'_{np,j} + \Delta U_j'. \quad (4.2)$$

Равенство (4.2) с точностью до ошибки квантования совпадает с (4.1). Это позволяет формировать сигнал предсказания в передающей части по такому же алгоритму, как и в приемной. Тогда приходим к схеме рис. 4.2, которая характеризует кодер ДИКМ с декодером в цепи обратной связи (обозначения блоков здесь такое же, как и на рисунке 1).

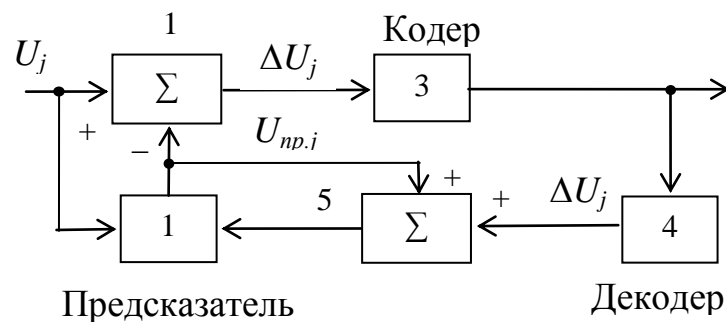


Рис. 4.2

Такая схема имеет следующие преимущества: 1) идентичность предсказаний повышает качество восстанавливаемого сигнала; 2) случайные сбои в работе кодера 3 исправляются (отслеживаются) на последующих шагах; 3) упрощаются требования к точности получения взаимосвязанных характеристик нелинейных кодеров и декодеров; 4) не происходит накопления ошибки квантования.

Если кодер 3 на рисунке 1 строить по схеме, с декодером в цепи обратной связи, то схема кодера ДИКМ приведет к схеме представленной на рис. 4.2. Тогда схема цифровой системы передачи с использованием ДИКМ приведенная на рис. 4.1 преобразуется в схему, представленную на рис. 4.3.

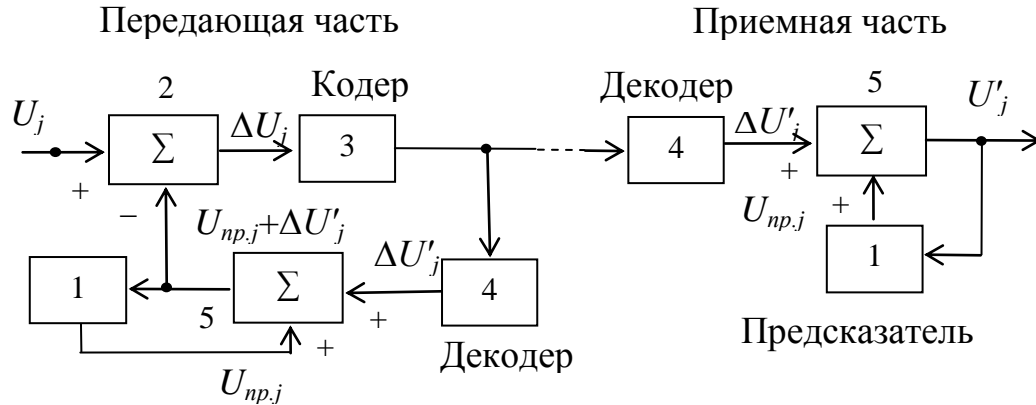


Рис. 4.3

Возможны различные варианты построения предсказателя, которые отличаются видом функциональной связи напряжения сигнала в момент $t = t_0 + \Delta t$ с параметрами сигнала в момент t_0 .

1. Предсказание первого порядка:

$$U_{\text{пр}}(t) = U_{\text{пр}}(t_0 + \Delta t) = U_{\text{пр}}(t_0) \text{ или } U_{\text{пр},j} = U_{\text{пр},j-1}. \quad (4.3)$$

Предсказатель по алгоритму (4.3) содержит линию задержки (ЛЗ) на время T_d (рис.4.4а).

2. Предсказатель второго порядка:

$$U_{\text{пр}}(t_0 + \Delta t) = U_{\text{пр}}(t_0) + \left. \frac{dU}{dt} \right|_{t_0} \Delta t \text{ или } U_{\text{пр},j} = U_{\text{пр},j-1} + S_{j-1} T_d. \quad (4.4)$$

Поскольку это предсказание справедливо и для предыдущей точки, т.е. для $\Delta t = -T_d$ значение в которой известно и равно U_{j-2} , получим $U_{j-2} = U_{j-1} - S_{j-1} T_d$, откуда $S_{j-1} = (U_{j-1} - U_{j-2}) / T_d$.

Тогда

$$U_{\text{пр},j} = U_{\text{пр},j-1} + \frac{U_{j-1} - U_{j-2}}{T_d} T_d = 2 U_{j-1} - U_{j-2}. \quad (4.5)$$

Предсказатель, реализующий (4.5), содержит две ЛЗ, усилитель с коэффициентом усиления 2 и схему вычитания (рис. 4.4б).

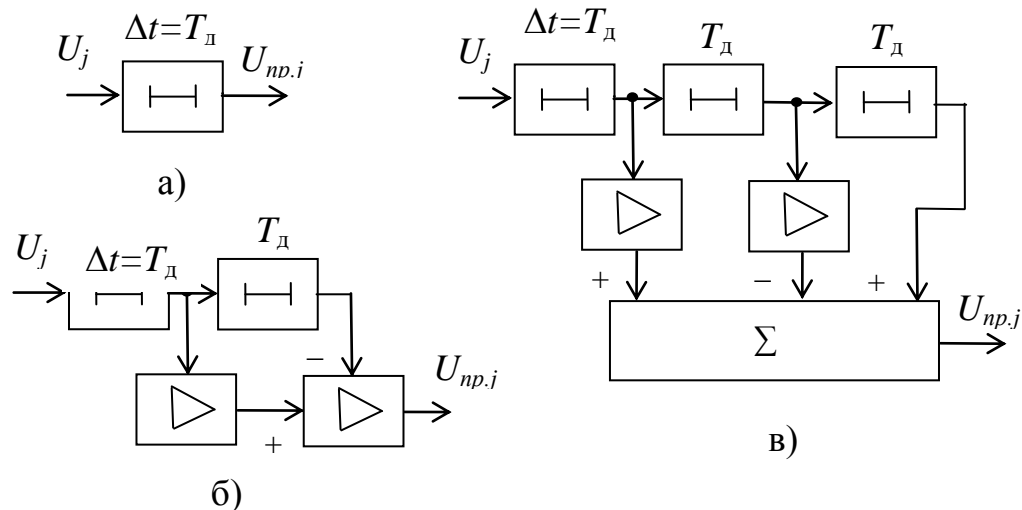


Рис. 4.4

3. Предсказатель третьего порядка:

$$U_{\text{пр}}(t_0 + \Delta t) = U_{\text{пр}}(t_0) + \left. \frac{dU}{dt} \right|_{t_0} \Delta t + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2U}{dt^2} \right|_{t_0} \Delta t^2 \quad (4.6)$$

или

$$U_{\text{пр},j} = U_{\text{пр},j-1} + S_{j-1} T_d + 0.5 S_{j-1}' T_d^2. \quad (4.7)$$

Используем это уравнение для моментов $\Delta t = -T_d$ и $\Delta t = -2T_d$, когда предсказанные значения точно известны и равны U_{j-2} и U_{j-3} . Тогда

$$\begin{cases} U_{j-2} = U_{j-1} - S_{j-1} T_d + 0.5 S_{j-1}' T_d^2; \\ U_{j-3} = U_{j-1} - S_{j-1} 2T_d + 0.5 S_{j-1}' (2T_d)^2. \end{cases} \quad (4.8)$$

Решаем эти уравнения относительно неизвестных S_{j-1} и S_{j-1}' , получаем

$$S_{j-1} = \frac{3U_{j-1} + U_{j-3} - 4U_{j-2}}{2T_d}; \quad S_{j-1}' = \frac{U_{j-1} + U_{j-3} - 2U_{j-2}}{T_d^2}; \quad U_{\text{пр},j} = 3U_{j-1} + U_{j-3} - 3U_{j-2}. \quad (4.9)$$

Предсказатель, построенный по (4.9), показан на рис. 4.4в. Используя (4.7) – (4.9), предсказанное значение можно записать в виде

$$U_{np.j} = \varphi(U_{j-1}, U_{j-2}, \dots) = \sum_{i=1}^k C_i U_{j-i}, \quad (4.10)$$

где k – число предыдущих отсчетов, учитываемых при таком линейном предсказании; C_i – коэффициенты влияния $(j - i)$ – го отсчета на j – й.

Приемная часть системы ДИКМ при предсказании первого порядка имеет вид, показанный на рис. 4.5а. На рис. 4.5б приведен аналог этой системы, выполненный на основе интегратора.

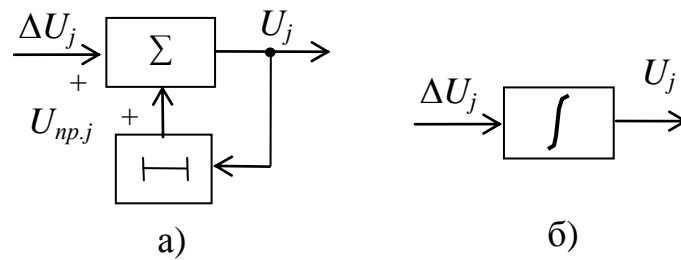


Рис. 4.5

Осциллограммы поясняют процессы в отдельных точках кодера (рис. 4.6а) и декодера ДИКМ (рис. 4.6б) с таким предсказателем. На рис. 4.6а показаны квантованные отсчеты разностного сигнала, а на рис. 4.6б сплошная кривая 1 соответствует входному сигналу, а ступенчатая 2 – предсказанному, полученному в цепи обратной связи. Аналогичный вид имеет восстановленный квантованный сигнал на выходе интегратора приемника.

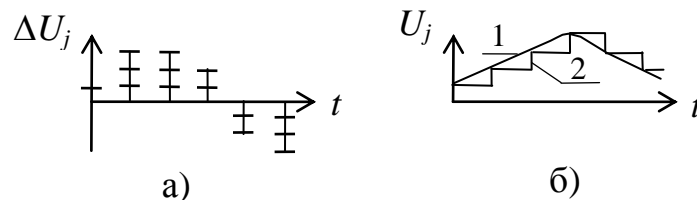


Рис. 4.6

Реализация кодера и декодера ДИКМ отличается построением предсказателя. При этом возможны два варианта: аналоговый и цифровой. Декодер ДИКМ с аналоговым предсказателем первого порядка упрощенно

показан на рис. 4.7; временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, представлены на рис. 4.8. Здесь используются два ключа S1 и S2, которые открываются в разные моменты времени (рис. 4.8б-4.8в), чтобы исключить самовозбуждение предсказателя. Разностный квантованный сигнал (рис. 4.8а), получаемый с выхода декодера 4 (см. рис. 4.1-4.2), складывается с предсказанным сигналом, получаемым на накопительном конденсаторе C2. В момент t_1 (при включении S1) эта сумма сигналов заряжает промежуточный накопитель C1 (рис. 4.8д). Затем ключ S1 отключается, разрывая цепь обратной связи, а в момент t_2 (при включении S2) происходит «дозарядка» накопителя C2 до напряжения, равного U_{C1} (рис. 4.8г).

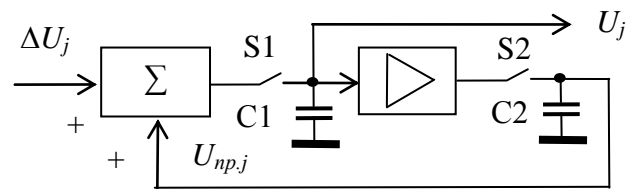


Рис. 4.7

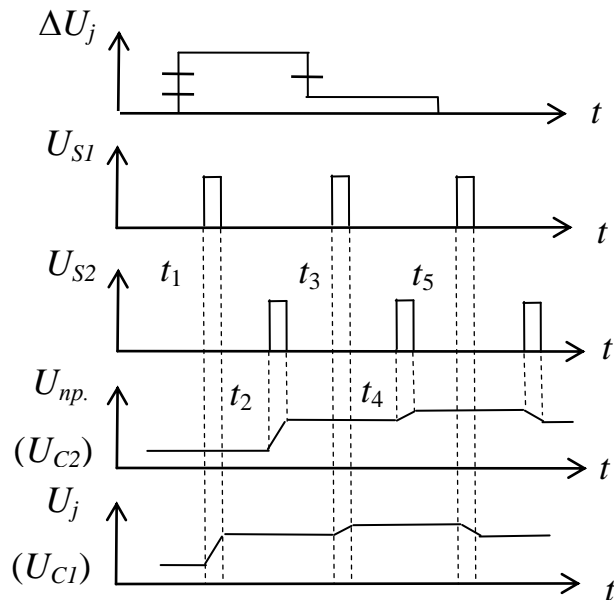


Рис. 4.8

Цифровой вариант предсказателя ДИКМ представлен на рис. 4.9.

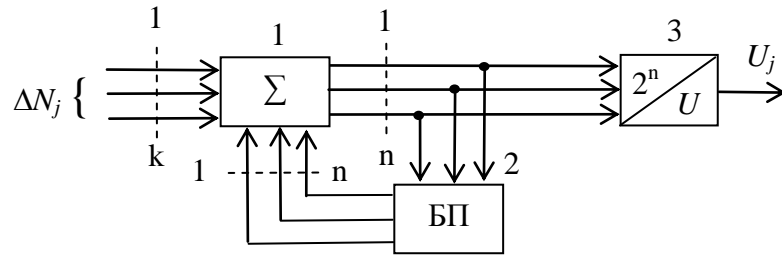


Рис. 4.9

Здесь цифровой разностный сигнал в параллельном k -разрядном коде поступает на первые входы цифрового сумматора 1. На вторые входы подается в параллельном коде n -разрядное число, соответствующее предсказанному значению $N_{пр,j}$ ($n > k$). Это число хранилось в блоке буферной памяти 2. На выходе сумматора 1 образуется двоичное число $N_j = N_{пр,j} + \Delta N_j$, которое в параллельном n -разрядном коде поступает в линейный ЦАП (блок эталонов) 3 и блок 2. На выходе ЦАП получается квантованный отсчет U_j соответствующий числу N_j .

4.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНЫХ МАКЕТОВ

На рис. 4.10 приведена схема лабораторного макета кодера с декодером в цепи обратной связи для исследования ДИКМ.

Схема лабораторного макета кодера с декодером в цепи обратной связи содержит преобразователь аналогового напряжения в дискретное напряжение (AUDU), сумматор - вычитатель (SUM), декодер (DEKODER), генератор - дискретизатор, тумблер и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор и осциллограф.

На рис. 4. 11 приведена схема преобразователя аналогового напряжения в дискретное напряжение (AUDU) или дискретная линия задержки(LZ), содержащая дискретизатор (1), схему хранения (2) и буферный каскад (3).

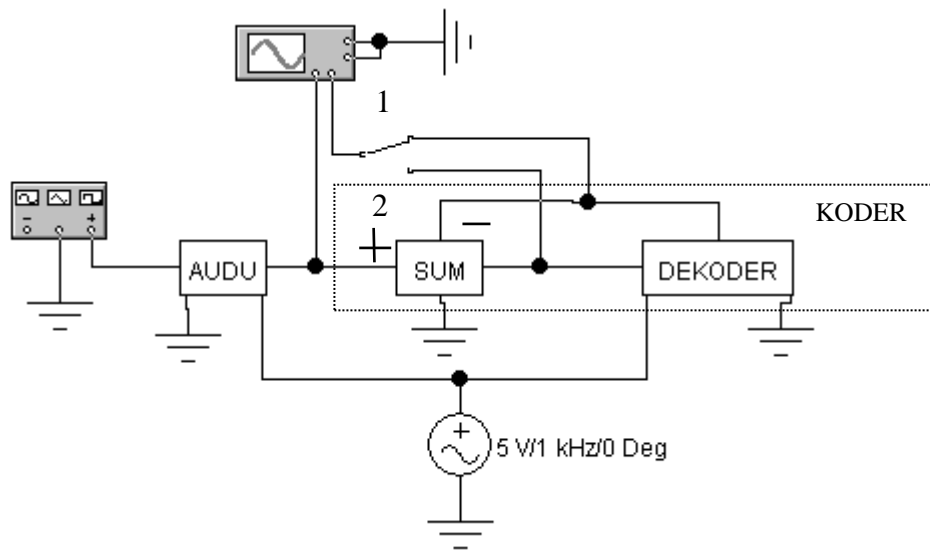


Рис. 4.10 - Схема лабораторного макета кодера с декодером в цепи обратной связи для исследования ДИКМ

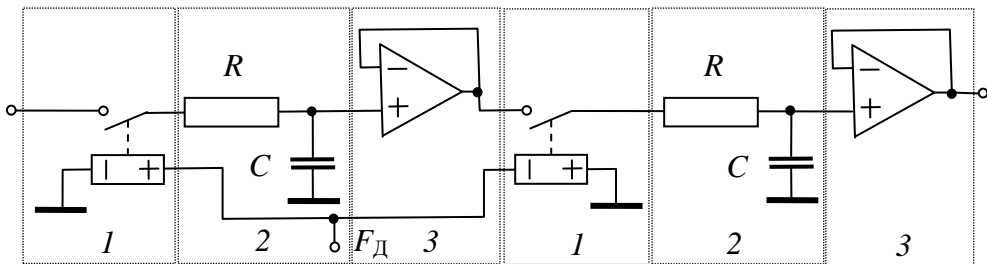


Рис. 4.11 - Преобразователь аналогового напряжения в дискретное напряжение (AUDU) или дискретная линия задержки (LZ): дискретизатор (1), схема хранения (2), буферный каскад (3)

На рис. 4.12 приведена принципиальная схема сумматора – вычитателя (SUM).

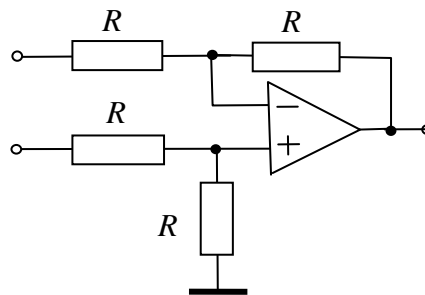


Рис. 4.12 - Принципиальная схема сумматора - вычитателя (SUM).

На рис. 4.13 приведена схема декодера с предсказателем 1-ого порядка, содержащая сумматор – вычитатель, линию задержки (LZ) и инвертор.

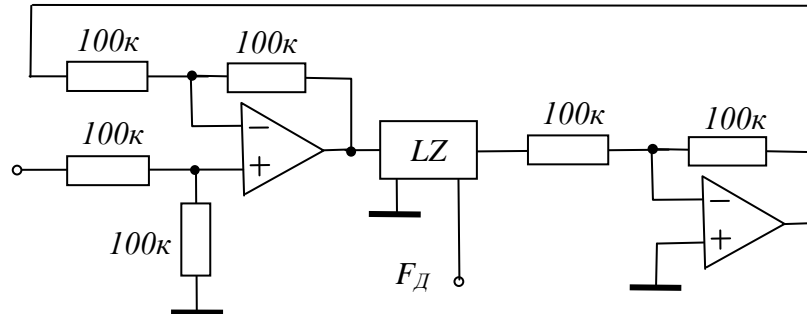


Рис. 4.13 - Принципиальная схема декодера с предсказателем 1-го порядка

На рис. 4.14 приведена схема декодера с предсказателем 2-ого порядка, содержащая сумматор – вычитатель, две линии задержки (LZ) и инвертор.

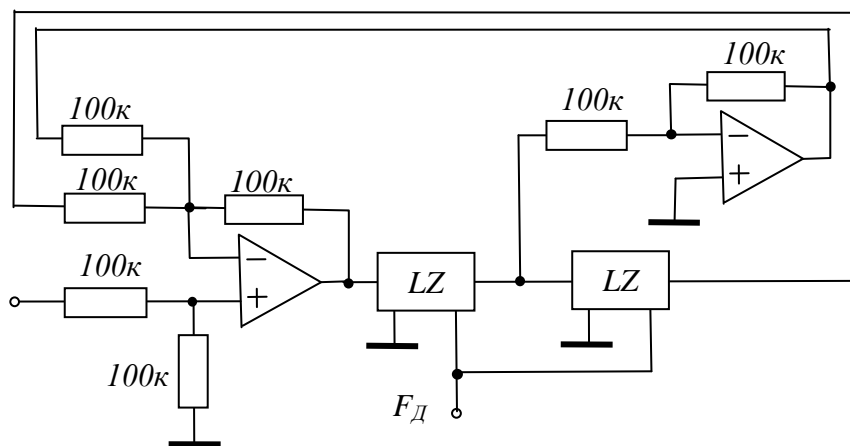


Рис. 4.14 - Принципиальная схема декодера с предсказателем 2-го порядка

На рис. 4.15 приведена принципиальная схема декодера с предсказателем 3-го порядка, содержащая сумматор – вычитатель, три линии задержки (LZ) и сумматор - инвертор.

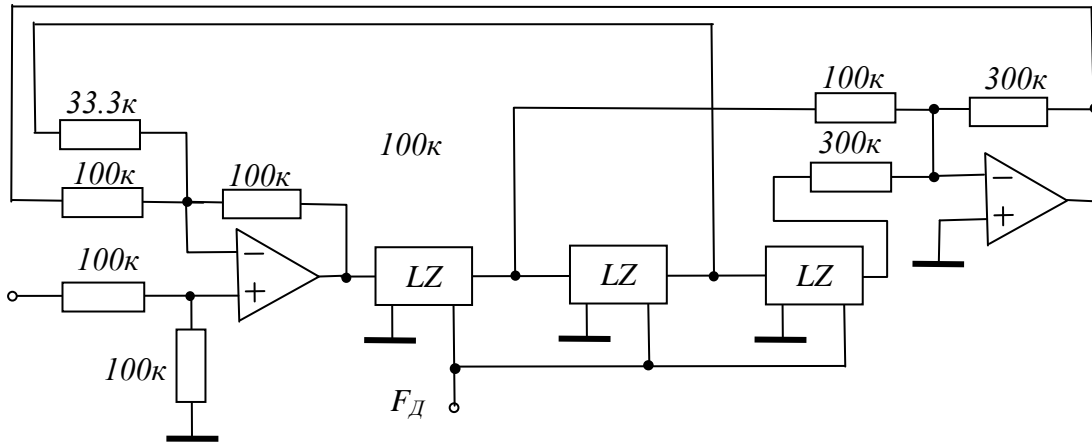


Рис. 4.1 -5 Принципиальная схема декодера с предсказателем 3-го порядка

4.4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Вызвать EWB из среды WINDOWS на экране команду Open из меню, а затем открыть папку “УПиОИ”, в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования преобразований сигнала при использовании ДИКМ в цифровой системе подвижной радиосвязи.

Запуск программы производится кнопкой “Пуск”.

2. С помощью осциллографа измерить характеристики сигнала на выходе кодера и декодера ДИКМ с предсказателем 1-го, 2-го и 3-го порядка.

3. Зарисовать осциллограммы исследуемого сигнала на выходе кодера и декодера ДИКМ с предсказателем 1-го, 2-го и 3-го порядка.

4.5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое ИКМ? Достоинства, недостатки.
2. Что такое ДИКМ и ДМ?
3. Что такое АИКМ, АДИКМ и АДМ?
4. Состав и назначение передающей части ДИКМ.
5. Состав и назначение приемной части ДИКМ.
6. Что такое предсказатель 1-го, 2-го и 3-го рода?

4.6. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

Кириллов В. И. Многоканальные системы передачи: / Учебник / В. И.

Кириллов. – М.: Новое знание, 2002. – 751 с.

ISBN 5-94735-006-8.