

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ  
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

Кафедра радиотехнических систем (РТС)

### **ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ**

Учебно - методическое пособие для проведения лабораторных работ и самостоятельной работы студентов по дисциплине «Теория электрической связи».

РАЗРАБОТЧИК:  
Профессор кафедры РТС, д.т.н.  
\_\_\_\_\_ Ю.П. Акулиничев  
\_\_\_\_\_ 2015г.

Рекомендовано к изданию кафедрой радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

Материал пособия соответствует программе следующих дисциплин:

«Общая теория связи»,

«Теория электрической связи»,

«Основы теории радиосистем передачи информации»,

«Основы теории кодирования и шифрования в современных РТС»,

«Радиотехнические системы передачи информации»,

«Системы радиосвязи»,

«Общая теория радиосвязи».

Применяется при изучении дисциплин связного и инженерно-технического профиля подготовки.

© Ю.П. Акулиничев

© Томский гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники,  
2015.

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Предисловие .....</b>	<b>7</b>
<b>Лабораторная работа 1. Исследование спектров импульсных модулированных сигналов .....</b>	<b>8</b>
1. Введение .....	8
2. Некоторые сведения из теории .....	8
2.1. Спектры гармонических и импульсных сигналов .....	8
2.2. Спектр сигнала при амплитудно-импульсной модуляции .....	14
2.3. Спектры сигналов при широтно-импульсной модуляции .....	19
2.4. Спектр сигнала с времяимпульсной модуляцией .....	24
3. Описание лабораторной установки .....	27
3.1. Структурная схема .....	27
3.2. Конструкция лабораторной установки .....	29
4. Порядок выполнения лабораторной работы .....	30
5. Контрольные вопросы .....	31
6. Список литературы .....	32
<b>Лабораторная работа 2. Исследование преобразования непрерывных величин в цифровой двоичный код .....</b>	<b>33</b>
1. Введение .....	33
2. Представление непрерывных сообщений в цифровой форме .....	33
2.1. Дискретизация непрерывных сообщений по времени .....	33
2.2. Дискретизация непрерывных сообщений по уровню .....	35
2.3. Преобразование дискретизированных сообщений в цифровую форму (кодирование) .....	36
3. Преобразователь напряжения в цифровой двоичный код (АЦП) взвешивающего типа .....	37
3.1. Принцип действия преобразователя .....	37
3.2. Описание лабораторной установки .....	39
4. Основные характеристики преобразователя .....	44
5. Преобразователь временного интервала в двоичный код (кодирующее устройство последовательного счета) .....	45

5.1. Принцип действия преобразователя .....	45
5.2. Описание лабораторной установки .....	47
5.3. Погрешность преобразования временного интервала в код .....	50
5.4. Конструкция лабораторного макета .....	51
6. Порядок выполнения работы .....	52
7. Контрольные вопросы .....	53
<b>Лабораторная работа 3. Исследование многоканальной системы передачи информации с временным разделением каналов .....</b>	<b>55</b>
1. Введение .....	55
2. Принципы многоканальной передачи с ВРК .....	55
3. Описание лабораторной установки .....	59
3.1. Передающая часть .....	59
3.2. Приемная часть .....	63
4. Порядок выполнения лабораторной работы .....	67
5. Контрольные вопросы .....	67
<b>Лабораторная работа 4. Исследование системы связи с дельта-модуляцией .....</b>	<b>70</b>
1. Введение .....	70
2. Принцип дельта-модуляции .....	69
3. Искажения при дельта-модуляции .....	70
4. Влияние помех в канале связи .....	76
5. Порядок выполнения работы .....	78
6. Контрольные вопросы .....	80
<b>Лабораторная работа 5. Исследование биортогонального кода .....</b>	<b>81</b>
1. Введение .....	81
2. Некоторые сведения из теории .....	81
2.1. Оптимальные системы сигналов .....	81
2.2. Ортогональные двоичные коды .....	82
2.3. Биортогональные коды .....	85
2.4. Корреляционные свойства биортогональных ко- дов .....	87
3. Описание лабораторной установки .....	90
3.1. Кодировующее устройство .....	90
3.2. Двоичный согласованный фильтр .....	93
3.3. Конструкция лабораторного макета .....	93

4. Порядок выполнения лабораторной работы .....	94
5. Контрольные вопросы .....	95
<b>Лабораторная работа 6. Исследование сверточного</b>	
<b>кода .....</b>	<b>96</b>
1. Введение .....	98
2. Сверточные коды .....	98
3. Описание лабораторного макета .....	101
4. Порядок выполнения работы .....	103
5. Содержание отчета .....	105
6. Контрольные вопросы .....	106
<b>Лабораторная работа 7. Код с проверкой на</b>	
<b>четность и циклический код .....</b>	<b>107</b>
1. Введение .....	108
2. Сведения из теории корректирующих кодов .....	108
2.1. Общие сведения .....	108
2.2. Коды с проверкой на четность .....	110
2.3. Кодирование циклическим кодом .....	111
2.4. Декодирование циклических кодов .....	114
2.5. Обнаружение ошибок .....	116
2.6. Исправление ошибок .....	116
3. Оценка помехоустойчивости кода .....	118
4. Лабораторная установка .....	120
5. Рекомендуемый порядок лабораторных исследований .....	122
6. Контрольные вопросы .....	123
7. Литература .....	124

## Предисловие

Учебное пособие предназначено для подготовки и выполнения лабораторных работ по дисциплинам “Теория электрической связи”, “Радиосистемы передачи информации”, “Многоканальные цифровые системы передачи информации” студентами дневной, вечерней и заочной форм обучения направлений “Телекоммуникации” и “Радиотехника”.

Цикл содержит семь работ, направленных на изучение и практическое освоение методов многоканальной передачи аналоговых и цифровых сообщений и различных типов корректирующих кодов.

Все исследования проводятся на лабораторных установках, специально спроектированных для этой цели и имитирующих систему связи вместе с каналом передачи либо ее отдельные элементы. Предусмотрена возможность изменять в широких пределах параметры исследуемых сигналов и помех, а также характеристики преобразователей, типичных для современных, в основном, цифровых, систем передачи информации. Это позволяет наблюдать и измерять параметры сигналов практически в любой точке тракта передачи, а также проводить экспериментальную оценку помехоустойчивости системы в различных условиях.

Для каждой лабораторной работы даны сведения из теории, достаточные для выполнения исследований без обращения к другой учебной литературе. Дано также описание принципов функционирования и схемных решений лабораторной установки, рекомендуемый порядок проведения исследований с использованием комплекта измерительных приборов, требования к отчету и набор контрольных вопросов.

<b>Лабораторная работа 1</b>	<b>Исследование спектров импульсных модулированных сигналов</b>
------------------------------	---

## 1. Введение

Руководство к лабораторной работе содержит краткие теоретические сведения из теории спектрального анализа, описание лабораторной установки и методики эксперимента.

Цель работы – ознакомиться с некоторыми методами и схемами получения импульсно-модулированных сигналов и исследовать частотные спектры этих сигналов.

## 2. Некоторые сведения из теории

### 2.1. Спектры гармонических и импульсных сигналов

Необходимость изучения спектров сигналов диктуется следующими причинами:

- 1) спектральный и временной подходы являются равноправными при анализе сигналов и систем;
- 2) изучение спектров сигналов позволяет правильно определить параметры и обоснованно предъявить требования к отдельным элементам системы;
- 3) обработка сигналов и, в частности, вопросы демодуляции предполагают хорошее знание их спектров.

В работе исследуются спектры сигналов при различных видах импульсной модуляции: амплитудно-импульсной (АИМ), широтно-импульсной (ШИМ) и времяимпульсной (ВИМ). Эти способы предназначены для модуляции импульсных поднесущих в многоканальных системах передачи информации с временным разделением каналов.

Для действительной функции  $f(t)$  (рис 2.1), определенной на интервале  $(-\infty; +\infty)$  и абсолютно интегрируемой

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)| dt < \infty \quad (1.1)$$



существует пара преобразований Фурье

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi ft} dt, \quad (1.2)$$

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{+j2\pi f t} df,$$

где  $S(f)$  – спектр функции  $f(t)$ .

Спектр в общем случае является непрерывной функцией частоты (см. рис. 1.2).

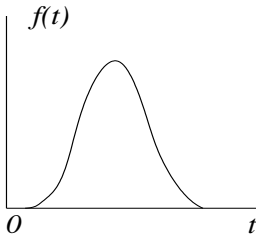


Рис. 1.1 – Функция времени

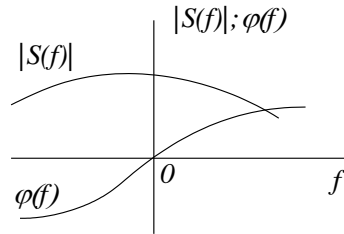


Рис. 1.2 – Спектр функции

Спектр  $S(f)$  есть комплексная функция. Так как сигнал  $f(t)$  – действительная функция времени, то из (1.2) непосредственно следует, что

$$S(f) = |S(f)| e^{j\varphi(f)}, \quad (1.3)$$

где модуль  $|S(f)| = |S(-f)|$  – четная функция частоты  $f$ , ( $B/Гц$ ), а фаза  $\varphi(f) = -\varphi(-f)$  – нечетная.

Величина  $S(f)$  определяет не амплитуду, а спектральную плотность амплитуд. Квадрат модуля амплитудного спектра  $|S(f)|^2$  по физическому смыслу представляет спектральную плотность мощности сигнала, т.е. мощность сигнала на единицу полосы.

Для прямоугольного импульса (рис.1.3) имеем выражение

$$f(t) = \begin{cases} U, & t_0 \leq t \leq t_0 + \tau \\ 0, & t < t_0; t > t_0 + \tau \end{cases} \quad (1.4)$$

где  $t_0$  – начальная фаза импульса;

$\tau$  – длительность импульса;

$U$  – амплитуда импульса.

Воспользовавшись преобразованием Фурье (1.2), можно получить амплитудный спектр в виде

$$|S(f)| = \frac{U\tau}{2} \left| \frac{\sin 2\pi f\tau/2}{2\pi f\tau/2} \right| \quad (1.5)$$

На рис. 1.3 и 1.4 изображены прямоугольный импульс и модуль его спектра в области положительных частот.

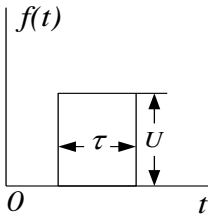


Рис. 1.3 –

Импульс прямоугольной формы

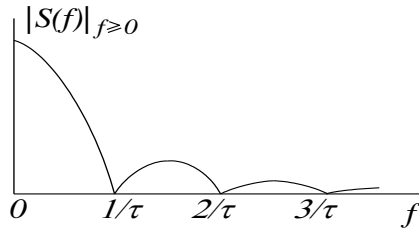


Рис. 1.4 – Модуль спектра импульса прямоугольной формы

Так как амплитудный спектр является непрерывной функцией частоты и содержит составляющие в бесконечном интервале частот ( $-\infty < f < \infty$ ), то для периодических функций интеграл

(1.2) расходится  $\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) dt \rightarrow \infty$ . Это значит, что интеграл Фурье

неприменим к периодическим сигналам.

В [2] показано, что, воспользовавшись понятием дельта-функции  $\delta(f)$ , можно распространить преобразование Фурье и на периодические сигналы.

Пусть

$$f(t) = U \cos(2\pi ft + \varphi) - \quad (1.6)$$

гармоническое колебание.

Подставляя (1.6) в (1.2), получим спектр

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U \cos(2\pi ft + \varphi) e^{-j2\pi ft} dt \quad (1.7)$$

После простых преобразований окончательно спектр гармонического колебания может быть представлен в виде

$$S(f) = \frac{U}{2} e^{j\varphi} \delta(f - f_0) + \frac{U}{2} e^{-j\varphi} \delta(f + f_0), \quad (1.8)$$

где

$$\delta(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j2\pi xt} dt \quad (1.9)$$

интегральное выражение  $\delta$ -функции.

Как следует из выражения (1.8), гармоническое колебание имеет линейчатый спектр. Распределение спектральной плотности по частотам характеризуется сосредоточением ее у двух значений частоты  $\pm f_0$ , и плотность равна нулю при других значениях частоты. Гармоническое колебание  $f(t)$  и его спектр представлены на рис. 1.5 и 1.6 соответственно.

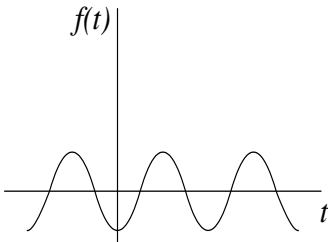


Рис. 1.5 – Гармоническое колебание

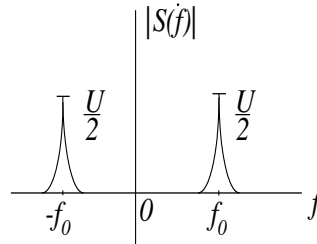


Рис. 1.6 – Модуль спектра гармонического колебания

**Спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов.** Периодическая последовательность импульсов может быть представлена в виде

$$U(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - t_k), \quad (1.10)$$

где  $f(t)$  – функция, описывающая отдельный импульс;

$k=0; 1; \dots$  – целое число (номер импульса);

$t_0$  – начальный сдвиг последовательности импульсов;

$t_k = t_0 + kT$  – фаза (сдвиг) импульса с номером  $k$ ;

$T$  – период повторения импульсов.

Периодическая последовательность импульсов  $U(t)$  представлена на рис. 1.7. Представим ее в виде ряда Фурье

$$U(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi F_n t}, \quad (1.11)$$

где  $F_n = n/T$  – частота  $n$ -ой гармоники, имеем формулу для коэффициента ряда Фурье (комплексной амплитуды  $n$ -ой гармоники)

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) e^{-j2\pi F_n t} dt. \quad (1.12)$$

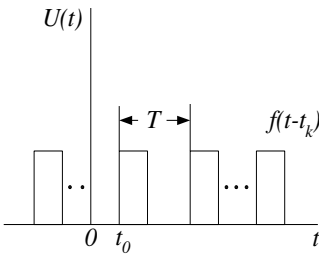


Рис. 1.7 – Периодическая последовательность импульсов

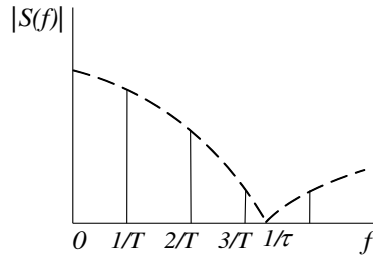


Рис. 1.8 – Модуль спектра периодической последовательности прямоугольных импульсов

Для нахождения амплитудного спектра последовательности импульсов необходимо выражение (1.11) подставить в (1.2)

$$\begin{aligned} S(f) &= \int \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi F_n t} e^{j2\pi f t} dt = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f-F_n)t} dt. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Так как  $\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f-F_n)t} dt = \delta(f - F_n)$ , то окончательно спектр

периодической последовательности импульсов принимает вид

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(f - F_n) \quad (1.14)$$

Спектр  $S(f)$  изображен на рис 1.8. Спектр линейчатый, дискретный. Распределение спектральной плотности по частотам характеризуется сосредоточением ее у значений частот  $\pm F_n$ , и плотность равна нулю при других значениях частоты.

Можно показать, что коэффициенты ряда

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) e^{-j2\pi F_n t} dt = \frac{1}{T} e^{-j2\pi F_n t_0} S_o(F_n) \quad (1.15)$$

совпадают со значением спектральной плотности  $S_o(f)$  одиночного импульса на частоте  $F_n$  (с точностью до постоянного коэффициента  $\frac{1}{T} e^{-j2\pi F_n t_0}$ ), где  $|C_n| = \frac{1}{T} |S_o(F_n)|$  – модуль коэффициента  $C_n$ .

Тогда спектр периодической последовательности импульсов (1.14) принимает вид

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} |S_o(F_n)| e^{-j2\pi F_n t_0} \delta(f - F_n) \quad (1.16)$$

а его модуль равен

$$|S(f)| = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} |S_o(F_n)| \delta(f - F_n) \quad (1.17)$$

Для одностороннего амплитудного спектра (в области положительных частот)

$$|S(f)|_{f \geq 0} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{T} |S_o(F_n)| \delta(f - F_n) \quad (1.18)$$

Односторонний спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов с учетом (2.5) примет вид

$$|S(f)| = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U\tau}{T} \left| \frac{\sin 2\pi F_n \tau / 2}{2\pi F_n \tau / 2} \right| \delta(f - F_n) \quad (1.19)$$

Спектр последовательности представлен на рис. 1.8. Спектр

линейчатый, спектральная плотность сосредоточена у значений частот  $F_n$  и вписывается в спектральную плотность амплитуд одиночного импульса.

Рис. 1.9 иллюстрирует изменения в спектре сигнала при переходе от одиночного импульса к бесконечной импульсной последовательности, спектр которой равен сумме спектров всех импульсов. Очевидно, все спектральные составляющие с частотами  $F_n = n/T$  суммируются в фазе.

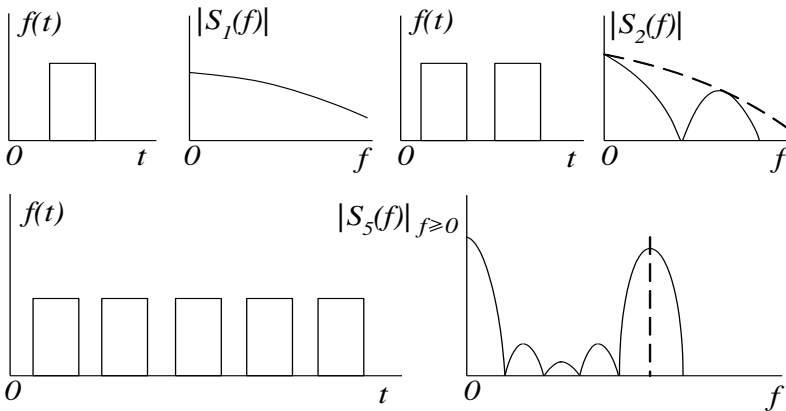


Рис. 1.9 – Изменения в спектре сигнала при переходе от одиночного импульса к бесконечной импульсной последовательности

## 2.2. Спектр сигнала при амплитудно-импульсной модуляции

При АИМ-1 величина напряжения внутри импульса пропорциональна значению модулирующей функции  $x(t)$  в соответствующий момент времени

$$\begin{aligned}
 S_{АИМ-1}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 + mx(t)] f(t - t_k) = \\
 &= [1 + mx(t)] \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t - t_k).
 \end{aligned}
 \tag{1.20}$$

Подставляя уже известное выражение (1.17), описывающее периодическую последовательность импульсов  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} f(t-t_k)$ ,

для модуля спектральной плотности АИМ-1 получим

$$\begin{aligned} |S(f)| &= [1 + mx(t)] \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} |S_o(F_n)| \delta(f - F_n) \right] = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} |S_o(F_n)| \delta(f - F_n) + \\ &+ \sum_{n=-\infty}^{\infty} m \frac{1}{T} |S_o(F_n)| |S_x(f - F_n)| \end{aligned} \quad (1.21)$$

и для одностороннего спектра

$$\begin{aligned} |S(f)|_{f \geq 0} &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{T} |S_o(F_n)| \delta(f - F_n) + \\ &+ \sum_{n=0}^{\infty} m \frac{2}{T} |S_o(F_n)| \cdot |S_x(f - F_n)|, \end{aligned} \quad (1.22)$$

где  $S_x(f - F_n)$  – спектр модулирующего сигнала  $x(t)$ , перенесенный на частоту  $F_n$ .

В правой части выражения (1.22) первое слагаемое определяет значения спектральной плотности на частотах, кратных частоте следования импульсов, второе – боковые полосы, определяемые спектром модулирующего сигнала (рис. 1.10).

Для последовательности прямоугольных импульсов, модулированных по закону АИМ-1 гармоническим колебанием вида  $x(t) = \cos(2\pi F_M t + \varphi_M)$  со спектром

$$S_x(f) = \frac{1}{2} e^{j\varphi_M} \delta(f - F_M) + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_M} \delta(f + F_M)$$

после преобразований (1.22) спектр будет описываться следующим выражением

$$S(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{U\tau}{T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right| \cdot \delta(f - F_n) +$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m U \tau}{2 T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right| \cdot \delta[f - (F_n + F_M)] + \\
& + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m U \tau}{2 T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right| \cdot \delta[f - (F_n - F_M)].
\end{aligned} \tag{1.23}$$

Последовательность прямоугольных импульсов с АИМ-1 приведена на рис.1.11, а ее спектр – на рис. 1.12.

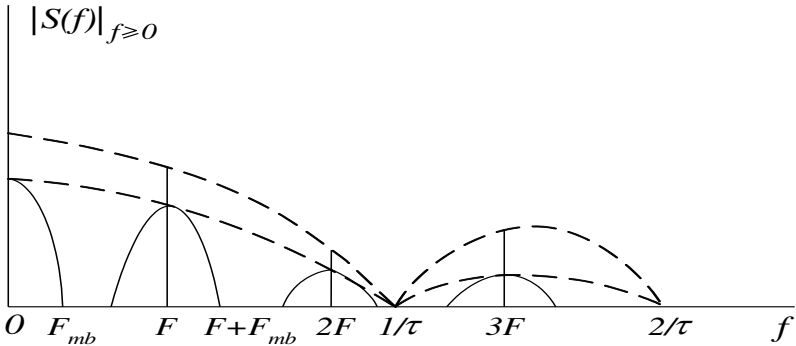


Рис. 1.10 – Спектр сигнала при АИМ-1

Спектр содержит постоянную составляющую ( $n = 0$ ) с амплитудой  $U\tau/T$ , составляющие, кратные частотам повторения импульса  $F_n = n/T$  с амплитудами  $\frac{U\tau}{T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right|$ , и боковые частоты ( $F_n \pm F_m$ ) с одинаковыми амплитудами, определяемыми спектральной плотностью импульса на частоте повторения

$$\frac{U\tau m}{2T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right|.$$

Из структуры спектра следует, что демодуляция сигнала с АИМ-1 возможна:

- 1) полосовым фильтром (в [1] показано, что такой способ обладает низкой эффективностью);
- 2) фильтром нижних частот (ФНЧ), и этот способ широко



применяется.

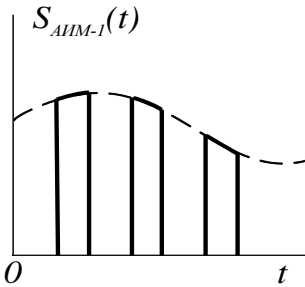


Рис. 1.11 –  
Последовательность  
импульсов с АИМ-1

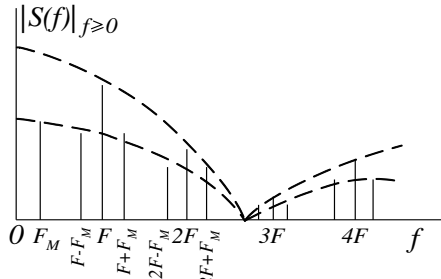


Рис. 1.12 – Спектр  
последовательности с АИМ-1

В случае идеального ФНЧ с характеристикой

$$K_{\phi}(f) = \begin{cases} \text{const}, & |f| \leq F_{\text{н\ddot{d}}}, \\ 0, & |f| > F_{\text{н\ddot{d}}}, \end{cases}$$

где  $K_{\phi}(f)$  – коэффициент передачи,

$F_{cp}$  – частота среза фильтра,

условие неискаженной передачи спектра (отсутствие перекрытия спектра) может быть представлено в виде

$$F_n - F_{M\phi} \geq F_{M\phi}, \quad (1.24)$$

где  $F_{M\phi}$  верхняя (граничная) частота в спектре модулирующего сигнала.

Отсюда коэффициент следования импульсов  $\mu = \frac{F_n}{F_{M\phi}} \geq 2$

и, следовательно, период повторения  $T \geq 1/2 F_{M\phi}$  удовлетворяет условию теоремы отсчетов Котельникова.

При использовании реального ФНЧ (например, при аппроксимации частотной характеристики ФНЧ гауссовской кривой), коэффициент  $\mu$  должен быть больше двух, практически он оказывается в пределах  $3,0 \dots 3,5$ .

В случае **АИМ-2** амплитуда импульса при модуляции изменяется пропорционально значению модулирующей функции в

тактовые моменты времени (рис. 1.13).

Модулированная последовательность импульсов имеет вид

$$S_{АИМ-2}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [1 + mx(t = t_k)] \cdot f(t - t_k), \quad (1.25)$$

где  $t_k = kT$  тактовые моменты времени.

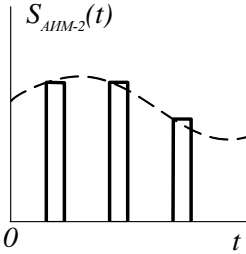


Рис. 1.13 –  
Последовательность  
АИМ-2

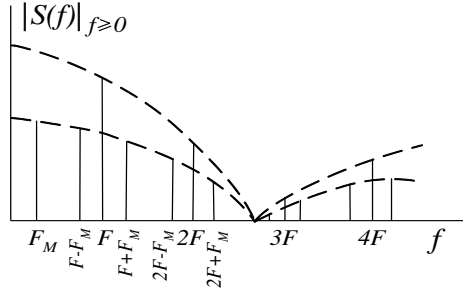


Рис. 1.14 – Спектр  
последовательности АИМ-2

Так как множитель  $[1 + mx(t = kT)]$  зависит от  $k$  и не может быть вынесен за знак суммы, вычисление спектра усложняется. При модуляции гармоническим колебанием спектр АИМ-2 имеет вид

$$\begin{aligned} S(f) = & \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{U\tau}{T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right| \cdot \delta(f - F_n) + \\ & + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m U \tau}{2 T} \left| \frac{\sin[\pi(F_n + F_M) \tau]}{\pi(F_n + F_M) \tau} \right| \cdot \delta[f - (F_n + F_M)] + \\ & + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{m U \tau}{2 T} \left| \frac{\sin[\pi(F_n - F_M) \tau]}{\pi(F_n - F_M) \tau} \right| \cdot \delta[f - (F_n - F_M)]. \end{aligned} \quad (1.26)$$

Спектр сигнала с АИМ-2 приведен на рис. 1.12. Здесь, как и при АИМ-1, амплитуда на частоте повторения  $F_n$  равна

$\frac{U\tau}{T} \left| \frac{\sin[\pi F_n \tau]}{\pi F_n \tau} \right|$ , а амплитуды боковых различны: составляющие с частотами  $(F_n + F_M)$  имеют амплитуды  $\frac{U\tau m}{2T} \left| \frac{\sin[\pi(F_n + F_M)\tau]}{\pi(F_n + F_M)\tau} \right|$ , а составляющие с частотами  $(F_n - F_M)$  имеют амплитуды  $\frac{U\tau m}{2T} \left| \frac{\sin[\pi(F_n - F_M)\tau]}{\pi(F_n - F_M)\tau} \right|$ .

Величина искажений в спектре АИМ-2 зависит от отношения  $\tau/T_M$  где  $T_M$  – период модулирующего напряжения. При  $\tau/T_M \rightarrow 0$  разница между АИМ-1 и АИМ-2 исчезает, и искажения отсутствуют. При увеличении  $\tau/T_M$  искажения увеличиваются: это сказывается при демодуляции сигнала фильтром нижних частот.

### 2.3. Спектры сигналов при широтно-импульсной модуляции

При ШИМ длительность импульсов изменяется по закону, отображающему характер модулирующей функции  $x(t)$ .

Различают: одностороннюю модуляцию по длительности (ОШИМ) – модулируется один из фронтов импульса (передний или задний); двустороннюю (ШИМ) - модулируются оба фронта (рис. 2.15); модуляцию первого и второго рода.

При модуляции первого рода момент нарастания (спадания) фронта импульса определяется значением модулирующей функции в этот же момент. Длительность модулированного импульса равна

$$\tau(t) = \tau + \Delta\tau_m x(t), \quad (1.27)$$

где  $\tau$  – длительность немодулированного импульса,  $\Delta\tau_m$  – максимальное изменение (девиация) длительности при модуляции.

При модуляции второго рода момент нарастания (спадания) напряжения каждого импульса определяется значением модулирующей функции в момент времени, соответствующей тактовой

точке, то есть

$$\tau_k = \tau + \Delta\tau_M x(kT) \quad (1.28)$$

Вычисление спектров при ШИМ (ОШИМ) достаточно сложно даже для случая синусоидальной модулирующей функции. Здесь приводятся окончательные результаты. Наиболее широкое применение находят сигналы с ОШИМ.

Для синусоидального модулирующего сигнала спектр ОШИМ-1 может быть получен в виде

$$\begin{aligned} |S(f)|_{f \geq 0} = & \frac{U\tau}{T} \delta(f) + \frac{U\Delta\tau_m}{T} \delta(f - F_M) + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{U}{n\pi} J_m(n\Phi_M) \delta(f - F_{nm}) - \\ & - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U}{n\pi} \delta(f - nF). \end{aligned} \quad (1.29)$$

где  $F_M$  – частота модуляции;

$m$  – номер гармоники частоты модуляции;

$F$  – частота повторения;

$n$  – номер гармоники частоты повторения;

$F_{nm} = nF \pm mF_M$  – комбинационные частоты;

$\Phi_M = 2\pi \Delta\tau/T$  – индекс модуляции;

$J_m(x)$  – функция Бесселя первого рода  $m$ -го порядка.

Спектр ОШИМ-1 изображён на рис. 1.16.

Как следует из (1.29), спектр ОШИМ-1 содержит теоретически бесконечное количество комбинационных частот  $F_{nm} = nF \pm mF_M$ . Амплитуды полезной и боковой частот зависят от индекса модуляции  $\Phi_M$ . При уменьшении  $\Phi_M$  амплитуды комбинационных частот уменьшаются, но при этом снижается и амплитуда полезной составляющей.

При малых индексах модуляции  $\Phi_M$  уровень комбинационных составляющих мал и условия аналогичны случаю АИМ.

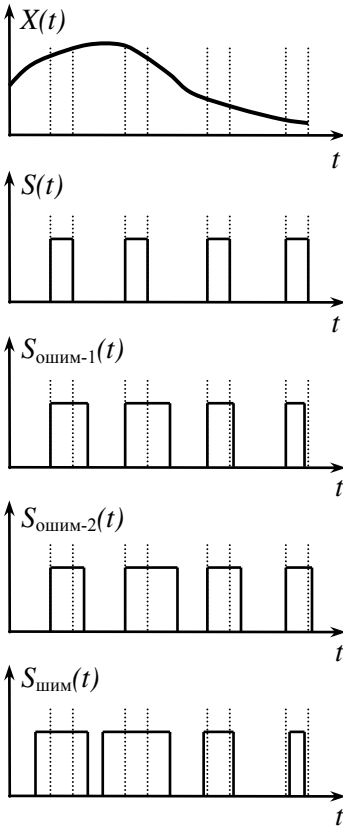


Рис. 1.15 – Сигналы с ШИМ и ОШИМ

Так как функция Бесселя есть монотонная функция своего аргумента ( $n\Phi_M$ ), то с ростом номера гармоники  $n$  увеличиваются амплитуды комбинационных частот, и при  $n > 2$  боковые полосы практически перекрываются. Это делает невозможным демодуляцию ОШИМ полосовым фильтром и, как правило, используют ФНЧ.

Однако, в отличие от АИМ-1, даже в случае идеального ФНЧ, искажения всегда имеют место. Расчеты показывают, что для обеспечения допустимых искажений при демодуляции

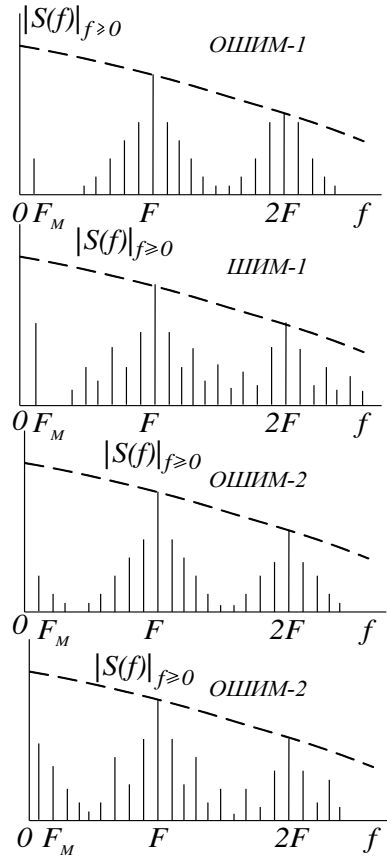


Рис. 1.16 – Спектры сигналов с ОШИМ-1,2 и ШИМ-1,2

ОШИМ-1 ФНЧ необходимо выбирать коэффициент следования импульсов  $\mu > 4 \dots 5$ .

Выражение для спектра ШИМ-1 при синусоидальной модуляции и прямоугольной форме импульса может быть получено в виде

$$|S(f)|_{f \geq 0} = \frac{U\tau}{T} \delta(f - 0) + \frac{2U\Delta\tau_m}{T} \delta(f - F_M) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2U}{n\pi} J_m(n\Phi_M) \sin\left(Fn\pi\tau - \frac{m\pi}{2}\right) \delta(f - F_{nm}). \quad (1.30)$$

Спектр ШИМ-1 изображён на рис. 1.16.

Сравнивая выражения (1.29) и (1.30), можно сделать следующие выводы:

1) амплитуда полезной составляющей (с частотой  $F_M$ ) при ШИМ-1 за счет модуляции обоих фронтов импульса в два раза больше, чем при ОШИМ-1 (это справедливо, если максимальный сдвиг каждого фронта при ШИМ равен максимальному сдвигу фронта при ОШИМ);

2) часть комбинационных частот при четных  $m$ , попадающих в полосу ФНЧ, при ШИМ-1 имеет значительно меньшую интенсивность, чем при ОШИМ-1. Следовательно, нелинейные искажения при прочих равных условиях будут меньше.

Амплитудный спектр ОШИМ-2 при прямоугольной форме импульсов и синусоидальной модулирующей функции может быть представлен следующим образом:

$$|S(f)|_{f \geq 0} = \frac{U\tau}{T} \delta(f) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{UF}{m\pi F_M} J_m\left(\frac{mF_M\Phi_M}{F}\right) \delta(f - mF_M) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{UF}{\pi F_{nm}} J_m\left(\frac{F_{nm}\Phi_M}{F}\right) \delta(f - F_{nm}) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U}{\pi n} \delta(f - nF). \quad (1.31)$$

Характерной особенностью спектров при использовании всех методов модуляции второго рода (ОШИМ-2, ШИМ-2 и АИМ-2) (см. рис. 1.16) является присутствие высших гармоник частоты модуляции  $mF_M$ , что приводит к нелинейным искажениям при демодуляции. Интенсивность гармоник частоты модуляции зависит от индекса модуляции  $\Phi_M$  и отношения частот

$F/F_M$  (1.31). Расчеты показывают, что с уменьшением  $\Phi_M$  амплитуды гармоник  $F_M$  уменьшается и для значений  $\Phi_M < 1$  и  $2 < F/F_M < 3$  общие нелинейные искажения при ОШИМ-2 даже несколько меньше, чем при ОШИМ-1. Однако при  $\Phi_M > 3$  и  $F/F_M > 3$  ОШИМ-1 даёт лучшие результаты.

Кроме того, при ОШИМ-2 имеют место частотные искажения. Полезная составляющая на выходе ФНЧ

$$U_M = \frac{UF}{\pi F_M} \cdot J_1\left(\frac{F_M \Phi_M}{F}\right),$$

т.е. амплитуда демодулированного сигнала, зависит от частоты модуляции. Однако при малых индексах модуляции  $\Phi_M < 1$  функцию Бесселя можно заменить асимптотическим выражением  $J_1(x) \approx x/2$ , и полезная составляющая равна

$$U_M = \frac{U}{\pi} \cdot \frac{F}{F_M} \cdot J_1\left(\frac{F_M}{F} \cdot \frac{2\pi \Delta\tau_m}{T}\right) \approx \frac{U \Delta\tau_m}{T}. \quad (1.32)$$

Таким образом, при малых индексах модуляции частотные искажения незначительны, а амплитуда полезной составляющей такая же, как при ОШИМ-1.

В случае **ШИМ-2 при прямоугольной форме импульсов и синусоидальной модуляции** амплитудный спектр имеет вид

$$\begin{aligned} |S(f)|_{f \geq 0} &= \frac{U\tau}{T} \delta(f) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2U\tau}{\pi m F_M} \cdot J_m\left(\frac{m F_M}{F} \Phi_M\right) \times \\ &\quad \times \sin(m\pi F_M \tau - \frac{m\tau}{2}) \cdot \delta(f - m F_M) + \\ &+ \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2UF}{\pi F_{nm}} \cdot J_m\left(\frac{F_{nm}}{F} \Phi_M\right) \sin(\pi F_{nm} \tau - \frac{m\pi}{2}) \cdot \delta(f - F_{nm}). \end{aligned} \quad (1.33)$$

Состав спектра такой же, как при ОШИМ-2 (см. рис. 2.16): частотные искажения имеют ту же величину; нелинейные искажения несколько меньше за счет того, что при четных  $m$  меньше интенсивности комбинационных частот  $F_{nm}$ ; амплитуда полезной составляющей больше в два раза за счет модуляции обоих

фронтов.

#### 2.4. Спектр сигнала с времяимпульсной модуляцией

При ВИМ сдвиг импульса относительно тактовых точек  $kT$  изменяется по закону модулирующей функции (рис. 1.17.).

Существуют следующие разновидности ВИМ:

- 1) фазо-импульсная (ФИМ);
- 2) частотно-импульсная (ЧИМ).

Различие между ними такое же, как при ЧМ и ФМ. В данном случае речь пойдет о ФИМ (часто ее называют просто ВИМ).

По характеру связи между значениями модулирующей функции и временными сдвигами модулированных (информационных) импульсов относительно немодулированных (тактовых) различают:

1) времяимпульсную модуляцию первого рода (ВИМ-1) – временной сдвиг информационного импульса относительно тактовой точки пропорционален значению модулирующей функции в момент посылки этого импульса. Тогда момент появления переднего фронта модулированного импульса с номером  $k$  равен

$$t_k = kT + \Delta\tau_m x(t_k), \quad (1.34)$$

где  $\Delta\tau_m$  - максимальный временной сдвиг импульса при модуляции (девиация);

2) время-импульсную модуляцию второго рода (ВИМ-2) – временной сдвиг информационного импульса относительно тактовой точки пропорционален значению модулирующей функции в момент времени, соответствующий посылке  $k$ -го тактового импульса. Тогда момент появления переднего фронта модулированного импульса с номером  $k$

$$t_k = kT + \Delta\tau_m x(kT). \quad (1.35)$$

**Спектр сигнала с ВИМ-1.** Амплитудный спектр последовательности информационных импульсов при любой форме короткого импульса и синусоидальной модулирующей функции



имеет вид

$$|S(f)|_{f \geq 0} = \frac{S_o(0)}{T} \cdot \delta(f) + \frac{|S_o(F_M)|}{T} \cdot \frac{\Phi_M F_M}{F} \delta(f - F_M) + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2|S_o(F_{nm})|}{T} \cdot \frac{F_{nm}}{nF} \cdot J_m(n\Phi_M) \cdot \delta(f - F_{nm}). \quad (1.36)$$

где  $\Phi_M = 2\pi F \Delta t_m$ ,

$S_o(f)$  – огибающая спектра одиночного импульса.

Спектр ВИМ-1 изображен на рис. 1.17.

Из выражения для спектра (1.36) следует, что по частотному составу ВИМ не отличается от ШИМ и ОШИМ, однако имеют место следующие особенности:

1) амплитуда полезной составляющей в спектре равна

$$U_M = \frac{S_o(F_M)}{T} \cdot \frac{\Phi_M F_M}{T} = |S_o(F_M)| \cdot \frac{\Delta t_m F_M}{T}, \quad (1.37)$$

то есть пропорциональна отношению  $\Delta t_m/T$ .

Для реальных многоканальных систем величина  $\Delta t_m/T \ll 1$ , поэтому амплитуда полезной составляющей в спектре ВИМ-1 мала (практически в десятки раз меньше, чем в спектрах АИМ и ШИМ). Это объясняется тем, что для случаев АИМ и ШИМ при модуляции значительно изменяются амплитуда или длительность импульсов, это сопровождается изменением средней мощности передатчика, а, следовательно, и среднего значения модулированной последовательности на приемной стороне; в спектре создается интенсивная полезная составляющая.

При ВИМ сдвиги импульсов при модуляции невелики, среднее значение принятой последовательности с ВИМ меняется мало, мала и амплитуда сигнала на выходе фильтра;

2) амплитуда полезной составляющей на выходе демодулятора зависит от частоты модуляции  $F_M$  (1.37), поэтому демодуляция сигнала с ВИМ с помощью ФНЧ сопровождается сильными частотными искажениями – завалом нижних и подъемом верхних модулирующих частот;

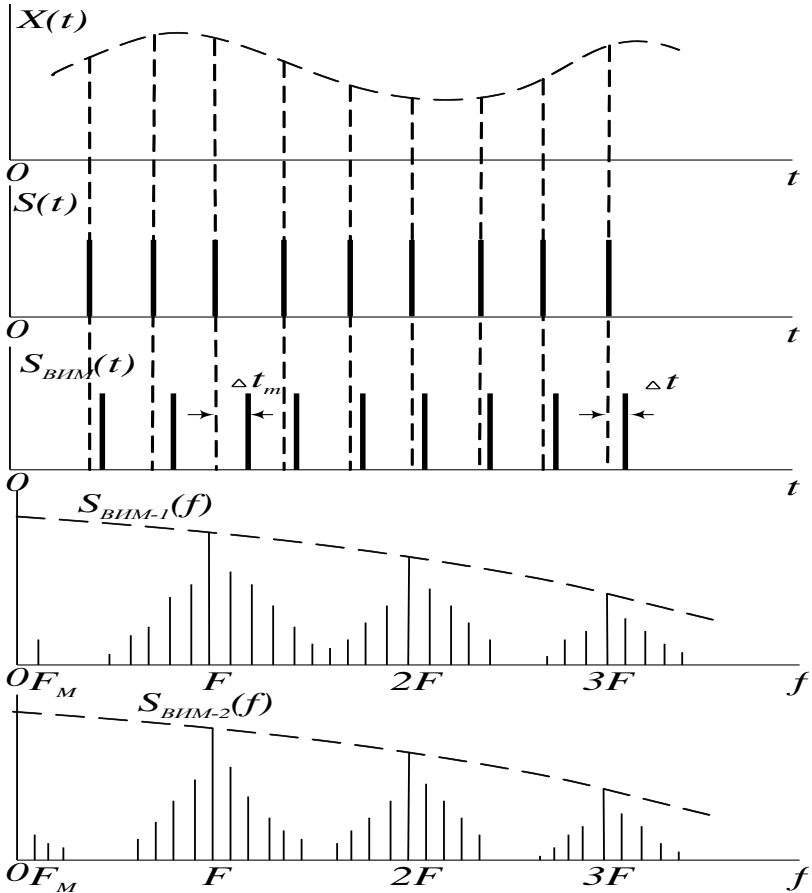


Рис. 1.17 – Сигналы с ВИМ,  
спектры сигналов с ВИМ-1 и ВИМ-2

3) составляющая спектра вида  $F_n - F_M$  имеет амплитуду, соизмеримую с амплитудой полезной составляющей, что при недостаточной селективности ФНЧ приводит к недопустимым комбинационным искажениям;

4) спектр боковых частот  $F_n \pm F_M$  асимметричен относительно центральных частот повторения.

Все перечисленные особенности приводят к тому, что при

демодуляции ВИМ с помощью ФНЧ необходимо дополнительное усиление сигнала и сложная коррекция частотной характеристика фильтра. Поэтому для демодуляции ВИМ применяют комбинированные методы, основанные на предварительном преобразовании ВИМ в другие виды модуляции (чаще всего в ОШИМ) с последующей демодуляцией с помощью ФНЧ.

**Спектр сигнала с ВИМ-2.** Амплитудный спектр последовательности информационных импульсов при любой форме импульсов и синусоидальной модулирующей функции имеет вид:

$$\begin{aligned}
 |S(f)|_{f \geq 0} = & \frac{|S_o(f)|}{T} \cdot \delta(f) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2|S_o(mF_M)|}{T} \times \\
 & \times J_m\left(\frac{mF_M}{F} \cdot \Phi_M\right) \cdot \delta(f - mF_M) + \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{2|S_o(F_{nm})|}{T} \cdot J_m\left(\frac{F_{nm}}{F} \Phi_M\right) \cdot \delta(f - F_{nm}).
 \end{aligned} \tag{1.38}$$

Спектр ВИМ-2 также изображен на рис. 1.17.

Как и для всех временных спектров второго рода, спектр ВИМ-2 содержит гармоники частоты модуляции  $mF_M$ .

При малом индексе модуляции  $\Phi_M \ll 1$  амплитуды полезных составляющих в спектрах ВИМ-1 и ВИМ-2 практически одинаковы, и различие ВИМ-1 и ВИМ-2 становится несущественным.

Сравнивая спектры ВИМ-2 и ОШИМ-2, можно видеть, что нелинейные и комбинационные искажения для них одинаковы.

### 3. Описание лабораторной установки

#### 3.1. Структурная схема

Лабораторная установка позволяет осуществить физический анализ спектров: спектр сигнала получается не в результате математических операций, а во время прохождения сигнала и воздействия его на физический прибор – анализатор спектра.

Лабораторная установка включает в себя лабораторный макет, предназначенный для получения сигналов с различными

видами модуляции, генератор звуковой частоты, имитирующий модулирующее напряжение, анализатор спектра и осциллограф. Структурная схема лабораторного макета приведена на рис. 1.18.

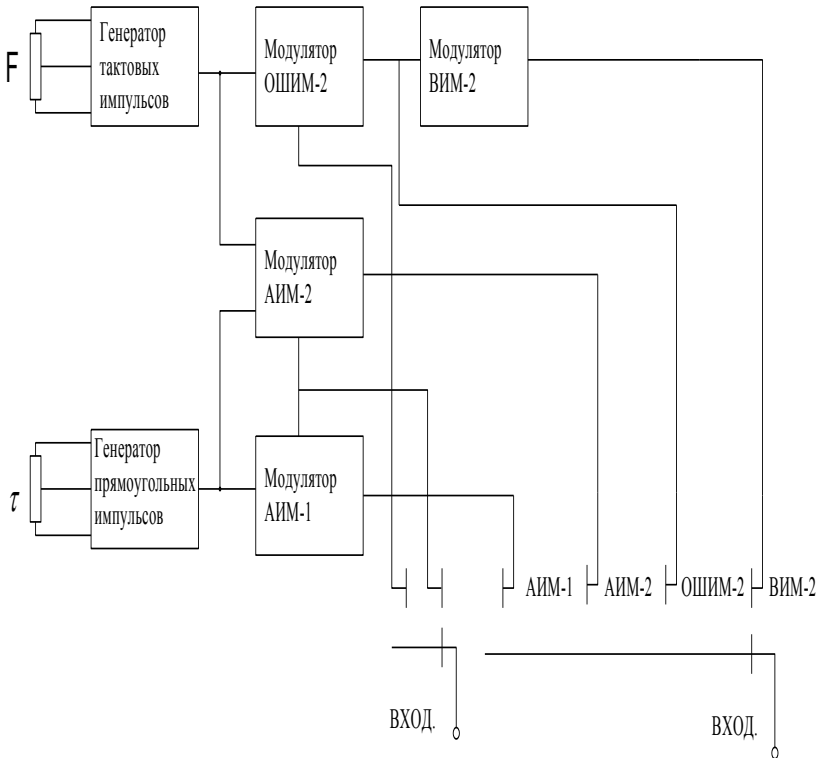


Рис. 1.18 – Структурная схема лабораторного макета

Генератор тактовых импульсов (симметричный мультивибратор), вырабатывает тактовую частоту  $F=(2,0 \dots 5,5)$  кГц, регулируемую переменным резистором R1.

Генератор прямоугольных импульсов (ждущий мультивибратор) создает периодическую последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых изменяется переменным резистором R2 в пределах 40 ... 150 мкс.

Генератор прямоугольных импульсов управляет модулятором АИМ-1, представляющим диодную схему совпадения. Сигнал с АИМ-2 формируется ключевым детектором.

В качестве модулятора ОШИМ-2 применен ждущий мультивибратор, длительность импульса на выходе которого определяется входным модулирующим напряжением.

Формирование импульсов с ВИМ-2 осуществляется в ждущем мультивибраторе, срабатывающем от заднего фронта импульса с ОШИМ.

Тактовая частота используется для внешней синхронизации осциллографа.

Таким образом, лабораторный макет дает возможность получить для исследования спектров следующие сигналы:

- 1) модулирующую функцию, подаваемую от звукового генератора на вход лабораторного макета;
- 2) периодическую (немодулированную) последовательность прямоугольных импульсов.
- 3) сигнал с АИМ-1;
- 4) сигнал с АИМ-2;
- 5) сигнал с ОШИМ-2;
- 6) сигнал с ВИМ-2.

### 3.2. Конструкция лабораторной установки

Конструктивно макет выполнен в виде универсальной стойки. На передней панели расположены: тумблер включения СЕТЬ с контрольной лампочкой; коаксиальные гнезда для подключения на вход лабораторного макета модулирующего напряжения от звукового генератора – ВХОД и сигнала на вход ВНЕШ. СИНХР. осциллографа – СИНХР; два гнезда для контроля напряжений с помощью осциллографа и подачи исследуемых сигналов на вход анализатора спектра – ВЫХОД; переключение сигналов на входе анализатора спектра осуществляется клавишным переключателем  $S$ ; ручки переменных резисторов  $R1$  и  $R2$ , регулирующих частоту повторения импульсов  $F$  и их длительность  $\tau$ .

На передней панели верхнего блока стойки изображена структурная схема лабораторного макета.

Для выполнения работы лабораторная установка укомплектована звуковым генератором, осциллографом и анализатором спектра.

#### 4. Порядок выполнения лабораторной работы

4.1. Уяснить функциональное назначение отдельных узлов макета, измерительных приборов и всех имеющихся регулировок.

4.2. Продумать ответы на контрольные вопросы.

4.3. Собрать лабораторную установку для исследования спектров импульсно-модулированных сигналов.

4.4. Включить лабораторную установку. Дать измерительным приборам прогреться в течение 5-10 мин.

4.5. Выполнить исследование спектров сигналов, формируемых в лабораторном макете.

*Примечание.* Исследование спектров проводится качественно. Предполагается изменять указанные ниже параметры модулирующего напряжения и модулированных импульсов так, чтобы это вызывало характерные изменения в соответствующей спектральной картине. При этом необходимо помнить о требуемом для каждого вида модуляции соотношении  $F/F_{M\phi}$ . За формой модулированных сигналов необходимо следить по осциллографу, подключаемому параллельно анализатору спектра, с тем, чтобы не допустить перемодуляции.

Изображения спектров для различных сигналов при изменении указанных параметров рекомендуется помещать на графиках один под другим при неизменном масштабе по оси частот.

Исследование проводить в следующем порядке:

1) исследовать спектр модулирующего сигнала при изменении его частоты и амплитуды;

2) исследовать спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов при изменении частоты повторения и длительности импульсов;

3) исследовать амплитудный спектр сигнала с АИМ-1 при изменении частоты модуляций, глубины модуляции, длительно-

сти импульса;

4) исследовать амплитудный спектр сигнала с АИМ-2 при изменении частоты и глубины модуляции. Показать, что при одних длительностях импульсов  $\tau$  спектры АИМ-1 и АИМ-2 почти совпадают, а при других  $\tau$  отличие спектров становится существенным;

5) исследовать спектр сигнала с ОШИМ-2 при изменении частоты модуляции и индекса модуляции. Выяснить зависимость интенсивности комбинационных частот от изменения этих параметров;

6) исследовать спектр сигнала с ВИМ-2 при изменении частоты и индекса модуляции. Выяснить зависимость интенсивности комбинационных частот от изменения этих параметров. Обратить особое внимание на отличие спектров сигналов с ОШИМ-2 и ВИМ-2.

## 5. Контрольные вопросы

- 5.1. Какие сигналы обладают сплошными спектрами?
- 5.2. Какие сигналы обладают линейчатыми спектрами?
- 5.3. Как происходит переход от сплошного спектра к линейчатому?
- 5.4. Почему спектр периодической последовательности импульсов вписывается в спектр одиночного импульса?
- 5.5. Объясните образование спектра одиночного импульса, начиная с момента действия его на анализатор спектра.
- 5.6. В чем отличие спектров сигнала АИМ-1 и АИМ-2?
- 5.7. При каких условиях различие спектров сигналов с АИМ-1 и АИМ-2 становится незначительным.
- 5.8. В чём различие спектров сигналов с ШИМ и ОШИМ?
- 5.9. Чем отличаются спектры сигналов с временной модуляцией первого и второго рода?
- 5.10. Что общего между спектрами сигналов с ШИМ и ВИМ?
- 5.11. Каковы недостатки сигнала с ВИМ по сравнению с сигналом с ШИМ (ОШИМ) с точки зрения его спектра?
- 5.12. Чем определяются уровни полезных составляющих в спектрах сигналов с АИМ, ОШИМ, ШИМ, ВИМ?

5.13. От чего зависит уровень комбинационных частот в спектрах сигналов с ШИМ и ВИМ?

5.14. Укажите особенности способов демодуляции сигналов с различными видами импульсной модуляции.

5.15. Поясните выбор коэффициента следования импульсов  $\mu = F/F_M$  для сигналов с АИМ, ОШИМ и ВИМ с точки зрения допустимых искажений при демодуляции.

## 6. Список литературы

1. Борисов Ю.П., Пенин П.И. Основы многоканальной передачи информации. – М.: Связь, 1967. – с. 205-221.

2. Харкевич А. А. Спектры и анализ. – М.: Физматгиз, 1962. – 192 с.



<b>Лабораторная работа 2</b>	<b>Исследование преобразования непрерывных величин в цифровой двоичный код</b>
------------------------------	--

## **1. Введение**

Для обеспечения высокого качества работы каналов передачи необходимо представлять передаваемую информацию в дискретном виде.

Системы, с помощью которых обеспечивается передача дискретной информации, называют цифровыми: передаваемый сигнал может рассматриваться как последовательность чисел.

По сравнению с передачей в непрерывной (аналоговой) форме передача информации в цифровой форме обеспечивает возможность автоматизации обработки информации, универсальность для сообщений различной физической природы, высокие качественные показатели работы системы.

Цифровые системы передачи информации (ЦСПИ) в настоящее время быстро развиваются и находят все более широкое применение в различных областях.

Разработано и используется большое количество преобразователей “аналог-цифра” (АЦП) различных типов. Можно выделить три основные группы:

- 1) преобразователи сравнения и вычитания (взвешивающего типа), наиболее часто применяемые в ЦСПИ;
- 2) преобразователи последовательного счета;
- 3) преобразователи считывания.

В лабораторной работе изучаются преобразователи первых двух типов. Исследуется принцип действия и их основные характеристики.

## **2. Представление непрерывных сообщений в цифровой форме**

### **2.1. Дискретизация непрерывных сообщений по времени**

Дискретные сообщения могут быть первичными (телеграфные сообщения, буквенные тексты, цифровые данные и т.п.) и

вторичными, полученными из аналоговых (телефонные сообщения, фотоизображения, данные телеметрии и т.п.)

Преобразование непрерывной функции в цифровую форму связано с выполнением трех операций:

- 1) дискретизации по времени;
- 2) дискретизации по уровню (квантования);
- 3) превращения сообщений, дискретизированных по времени и по уровню, в последовательность чисел, представленных в виде соответствующих кодовых комбинаций.

При дискретизации по времени непрерывное сообщение заменяется последовательностью его мгновенных значений (отсчетов), взятых в дискретные моменты времени  $t_0 + k\Delta t$ , где  $t_0$  – момент начала сообщения;  $\Delta t$  – шаг дискретизации по времени,  $k=0; 1; 2; \dots$  (рис. 2.1).

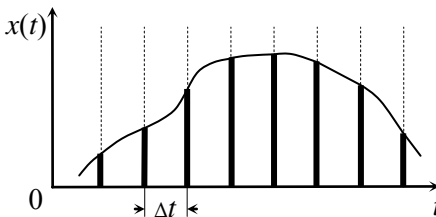


Рис. 2.1 – Дискретизация непрерывного сообщения по времени

Технически дискретизация непрерывного сообщения реализуется ключевыми устройствами, управляемыми периодической последовательностью коротких прямоугольных импульсов.

Длительность отсчета равна длительности импульса, открывающего ключ. Такое преобразование эквивалентно получению амплитудно-модулированной последовательности импульсов (АИМ) (рис. 2.2).

Во многих случаях реальные сообщения можно приближенно представлять в виде стационарных процессов, имеющих спектр плотности мощности, заключенный в полосе  $(0, \Omega_B)$ . К таким процессам применима известная теорема отсчетов (теорема Котельникова). При этом непрерывная функция может быть представлена в виде ряда

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k \cdot \Delta t) \frac{\sin \Omega_B (t - k \cdot \Delta t)}{\Omega_B (t - k \cdot \Delta t)}, \quad (2.1)$$

$$\text{где } \Delta t = \frac{1}{2F_B} = \frac{\pi}{\Omega_B}, \quad (2.2)$$

$x(k \cdot \Delta t)$  – отсчеты сообщения, взятые с шагом  $\Delta t$ .

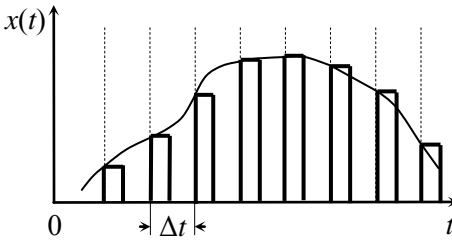


Рис.2.2 – Последовательность импульсов с АИМ

При восстановлении по отсчетам реального сообщения по формуле (2.1) возникает ошибка, обусловленная тем, что в его энергетическом спектре все-таки присутствуют составляющие с частотами, превышающими  $\Omega_B$ .

## 2.2. Дискретизация непрерывных сообщений по уровню

При равномерном квантовании по уровню непрерывный диапазон ( $X_{min}$ ,  $X_{max}$ ) значений передаваемого аналогового сигнала заменяется конечным множеством разрешенных для передачи значений уровней квантования  $X_1, X_2, \dots, X_M$ . Непрерывная функция  $x(t)$  заменяется дискретной функцией  $x_{кв}(t)$  в соответствии с правилом: если величина отсчета  $X$  входного сигнала  $x(t)$  удовлетворяет условию

$$X_i - \frac{\Delta X}{2} \leq X \leq X_i + \frac{\Delta X}{2}, \quad (2.3)$$

то отсчету присваивается значение  $i$ -го уровня квантования, где  $\Delta X = (X_{max} - X_{min}) / M$  – шаг квантования по уровню.

При этом возникает ошибка квантования

$$\varepsilon(t) = x_{кв}(t) - x(t), \quad (2.4)$$

равная разности между передаваемой дискретной функцией  $x_{кв}(t)$  и истинным значением сигнала  $x(t)$ .

На рис. 2.3 показана процедура квантования аналогового сигнала по уровню и вид функции  $\varepsilon(t)$ , определяющей ошибку

квантования, которая называется шумом квантования. Средняя мощность шума квантования определяется выражением

$$P_{\text{éà}} = \Delta X^2 / 12. \quad (2.5)$$

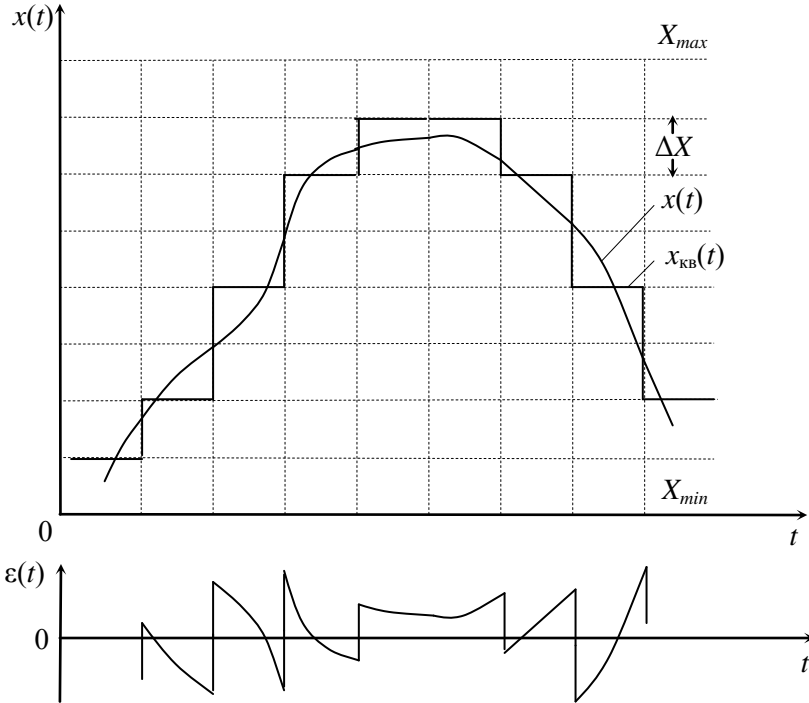


Рис. 2.3 – Аналоговый сигнал  $x(t)$ , дискретная функция  $x_{\text{кв}}(t)$  и ошибка квантования  $\varepsilon(t)$

### 2.3. Преобразование дискретизированных сообщений в цифровую форму (кодирование)

В результате описанных двух операций дискретизации по времени и квантования по уровню непрерывный сигнал представляется в виде конечного числа дискретных отсчетов. Величина каждого отсчета представляет число, которое может принять одно из  $M$  возможных целых значений.

Следовательно, передача непрерывных сообщений заменяется передачей последовательности чисел. Эти числа можно выразить в удобной системе счисления и передать по линии связи в виде последовательности кодовых комбинаций. В технических приложениях наибольшее применение находит двоичная система счисления. Реализация двух цифр такой системы (0 и 1) наиболее проста.

Каждому целому числу (уровню квантования) можно поставить в соответствие двоичное  $n$ -разрядное число. Обычно используется натуральный двоичный код, в котором кодовые группы соответствуют номеру передаваемого уровня квантования в двоичной системе счисления, т.е. структура кодовой группы определяется выражением

$$N = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_0 \cdot 2^0 = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \quad (2.6)$$

где  $a_i$  – кодовый символ  $i$ -го разряда ( $a_i = 0; 1$ ).

Множители  $2^{n-1}, 2^{n-2}, \dots, 2^0$  называют весовыми коэффициентами соответствующего разряда или просто весами разрядов. Количество уровней амплитуды, которые можно представить в виде  $n$ -разрядного двоичного числа, равно

$$M = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{\Delta X} = 2^n. \quad (2.7)$$

Двоичные символы числа  $N$  можно представить условно в

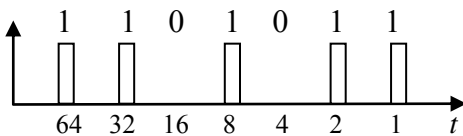


Рис. 2.4 – Последовательность импульсов, отображающая число  $N=107$  в двоичной системе счисления

виде наличия или отсутствия импульса на соответствующих позициях. На рис. 2.4 показана двоичная импульсно-кодовая группа, соответствующая десятичному числу  $N=107$  при числе разрядов  $n=7$ .

### 3. Преобразователь напряжения в цифровой двоичный код (АЦП) взвешивающего типа

### 3.1. Принцип действия преобразователя

Работа преобразователя основана на сравнении кодируемого напряжения  $x(t)$  с взвешенной суммой  $n$  эталонных напряжений, величины которых равны

$$U_{\dot{y}0i} = 2^i \cdot \Delta U, \quad (2.8)$$

где  $i = n-1, n-2, \dots, 1, 0$  – номер разряда;

$n$  – число разрядов;

$\Delta U$  – шаг равномерного квантования;

$U_{\dot{y}0n-1} = 2^{n-1} \cdot \Delta U = (X_{\max} - X_{\min})/2$  – эталон наибольшего веса (старшего разряда).

Пусть  $X_{\min} = 0$ ,  $X_{\max} = E$ .

Преобразование напряжения  $X$  в  $n$ -разрядное число осуществляется здесь за  $n$  тактов; на каждом такте вырабатывается очередной двоичный символ.

*Первый такт.* Вырабатывается первое эталонное напряжение  $U_{\dot{y}0n-1} = E/2$  и первое опорное напряжение  $U_{\dot{y}1n-1} = U_{\dot{y}0n-1} = E/2$ .

Если кодируемое напряжение  $X$  оказалось больше, чем  $U_{\dot{y}1n-1}$ , то первый символ (символ старшего разряда)  $S_{n-1} = 1$ ; в противном случае  $S_{n-1} = 0$ .

*Второй такт.* Вырабатывается второе эталонное напряжение  $U_{\dot{y}0n-2} = E/4$  и формируется второе опорное напряжение  $U_{\dot{y}1n-2} = S_{n-1}U_{\dot{y}0n-1} + U_{\dot{y}0n-2}$ .

Если  $X > U_{\dot{y}1n-2}$ , то  $S_{n-2} = 1$ ; в противном случае  $S_{n-2} = 0$ .

Такие операции повторяются до последнего,  $n$ -го такта.

*$n$ -й такт.* Последнее эталонное напряжение равно шагу квантования по амплитуде  $U_{\dot{y}00} = E/2^n = \Delta U$ , а последнее опорное напряжение уже незначительно отличается от  $X$

$$U_{\dot{y}10} = S_{n-1}U_{\dot{y}0n-1} + S_{n-2}U_{\dot{y}0n-2} + \dots + S_1U_{\dot{y}01} + U_{\dot{y}00}.$$

Если  $X > U_{i\bar{i}0}$ , то  $S_0 = 1$ ; в противном случае  $S_0 = 0$ .

На этом цикл преобразования заканчивается.

В табл. 2.1 в качестве примера указаны значения перечисленных величин для пятиразрядного ( $n=5$ ) преобразователя, рассчитанного на преобразование напряжений  $X$ , которые могут принимать любое значение в интервале от  $X_{\min} = 0$  до  $X_{\max} = E = 8$ . Пусть величина входного напряжения равна 3,31.

Таблица 2.1 – Пример преобразования методом взвешивания

$X$	Номер такта	$U_{y\bar{0}i}$	$U_{i\bar{i}i}$	$S_i$
3,31	1	4,00	4,00	0
	2	2,00	2,00	1
	3	1,00	3,00	1
	4	0,50	3,50	0
	5	0,25	3,25	1

### 3.2. Описание лабораторной установки

Исследуемый преобразователь построен по типу прямого преобразования с цепью обратной связи. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 2.5.

Основные узлы преобразователя выполняют следующие функции:

1) генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает периодическую последовательность прямоугольных импульсов, которые управляют работой всего преобразователя. Период повторения импульсов  $T_{ГТИ}$  определяет время, необходимое для образования одного разряда двоичного числа;

2) распределитель импульсов определяет частоту циклов кодирования, управляя распределением импульсов кодовой группы по соответствующим разрядам;

3) входное кодируемое напряжение  $x(t)$  подается в сравнивающее устройство, где производится его последовательное сравнение с эталонным напряжением, формируемым в генераторе эталонного напряжения (ГЭН);

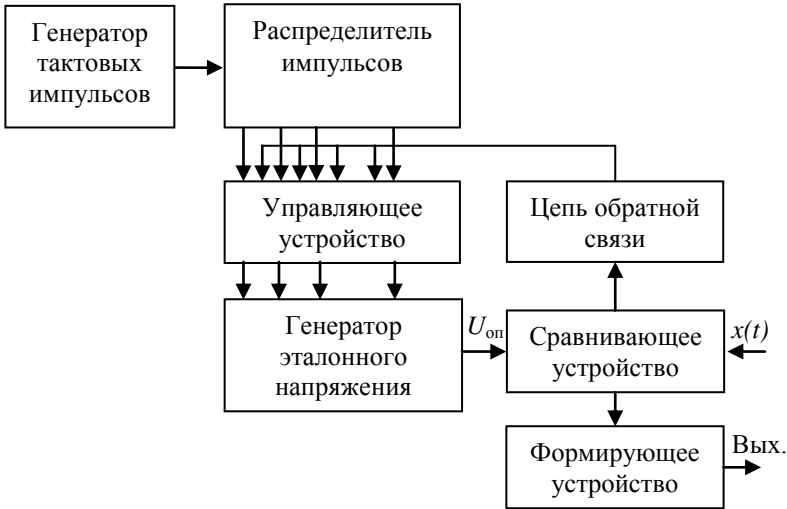


Рис. 2.5 – Структурная схема преобразователя с обратной связью

4) вырабатываемое в результате сравнения напряжение ошибки через цепь обратной связи воздействует на управляющее устройство и таким образом управляет выдачей эталонного напряжения соответствующего разряда;

5) результат сравнения с формирующего устройства поступает на выход преобразователя в виде импульсов кода.

Функциональная схема преобразователя приведена на рис. 2.6.

Работа преобразователя иллюстрируется временными диаграммами на рис. 2.7.

Импульсы ГТИ служат импульсами запуска для циклического распределителя на триггерах.

В преобразователе использован семиразрядный код ( $n=7$ ), поэтому на восьми выходах распределителя появляется серия коммутирующих импульсов, равномерно сдвинутых во времени друг относительно друга. Цикл кодирования повторяется с периодом  $T=8T_{ГТИ}$  – это время, необходимое для образования одной кодовой комбинации.



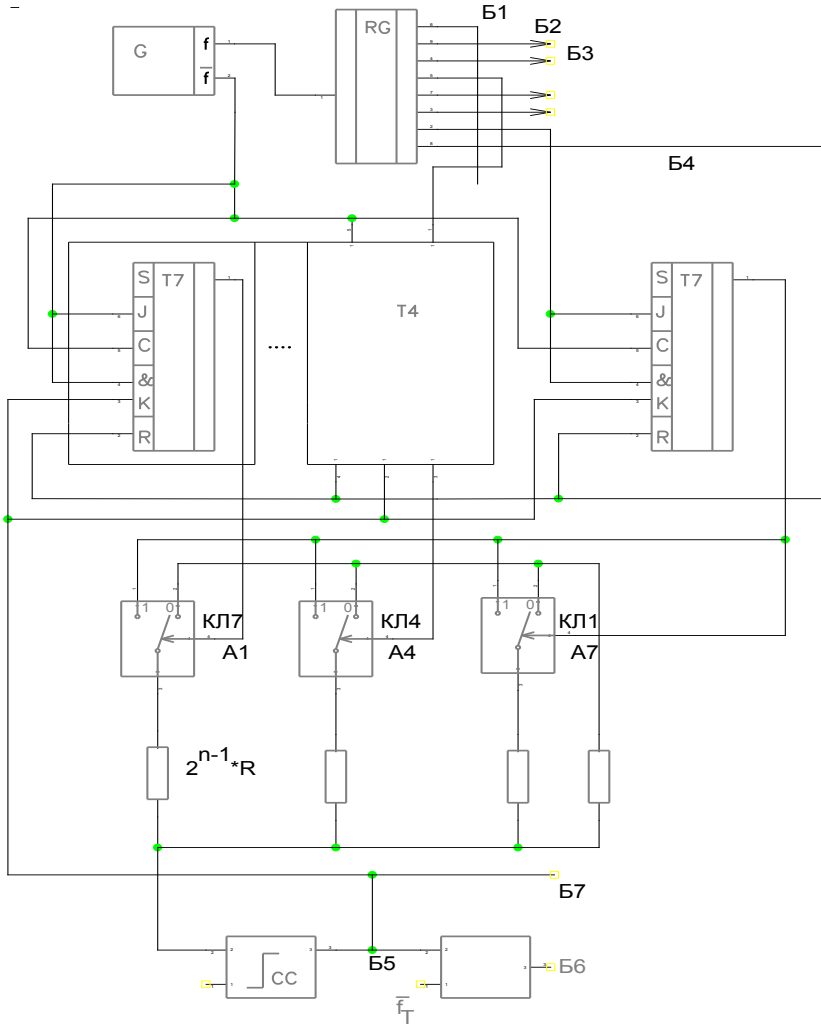


Рис. 2.6 – Функциональная схема преобразователя с обратной связью

В качестве управляющего устройства используется статический триггерный регистр (регистр памяти) – Т1-Т7. Запись чисел в регистр производится в параллельном коде. В каждом триггере хранится один разряд двоичного числа. Регистр позво-

ляет выдавать в любой момент времени записанный в нем параллельный код.

Генератор эталонных напряжений состоит из кодирующей матрицы сопротивлений, управляемой напряжением с триггеров памяти через ключи КЛ1-КЛ7.

В исходном состоянии все триггеры памяти находятся в положении «0», в которое они установлены коммутирующим импульсом, снимаемым с восьмого выхода распределителя и определяющим начало цикла кодирования. При этом все ключи закрыты, и с их выхода снимается напряжение, близкое к нулю.

Каждый из ключей КЛ1-КЛ7 открывается при подаче на него положительного импульса с триггера памяти соответствующего разряда и создает на входе сравнивающего устройства (компаратора) опорное напряжение, которое равно взвешенной сумме эталонных напряжений

$$U_{i1} = \sum_{k=1}^n a_k \frac{E}{2^k}, \quad (2.9)$$

где  $E=10$  В,

$$a_k = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{code} \geq \text{reference} \\ 0 & \text{if } \text{code} < \text{reference} \end{cases}$$

Первый коммутирующий импульс распределителя управляет триггером памяти старшего разряда – перебрасывает его в состояние «1»; импульс триггера открывает ключ КЛ1, на матрицу поступает напряжение  $E$ , на выходе ГЭН формируется

$U_{y06} = E/2 = 5$  В и поступает на один вход компаратора. На другой вход компаратора подается кодируемое напряжение  $X$ . Если  $U_{y06} > X$ , то на выходе компаратора формируется положительный импульс. Этот импульс подается на вход как импульс старшего разряда обратного кода и одновременно возвращает триггер старшего разряда Т7 в состояние «0». В «нулевом» состоянии Т7 находится до конца цикла кодирования (т.е. триггер помнит, что входное напряжение не превышает 5 В). При этом  $U_{y06} = E/2 = 5$  В убирается с выхода кодирующей матрицы.

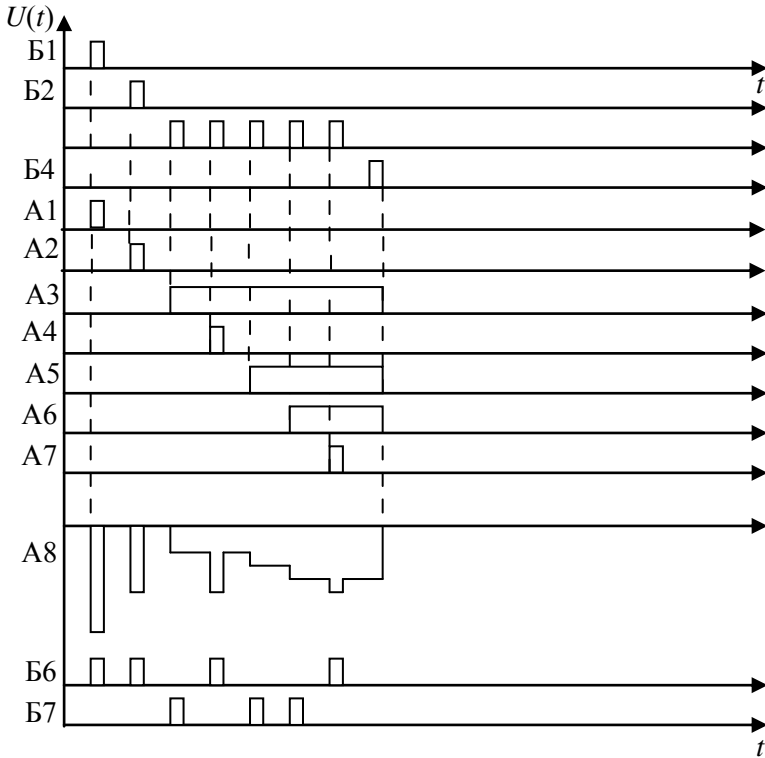


Рис. 2.7 – Временные диаграммы работы преобразователя с обратной связью

Если  $U_{\dot{y}06} \leq X$ , импульс старшего разряда на выходе обратного кода отсутствует и триггер памяти Т7 остается в состоянии «1» до конца цикла кодирования. Напряжение  $U_{\dot{y}06} = E/2 = 5 \hat{A}$  остается на выходе кодирующей матрицы до конца цикла кодирования.

Следующий импульс распределителя устанавливает на выходе ГЭН  $U_{i1} = E/4 = 2,5 \hat{A}$  либо  $U_{i1} = E/2 + E/4 = 7,5 \hat{A}$  (в зависимости от результата сравнения в первом такте). Теперь  $X$  сравнивается с  $U_{i1}$ .

Значения остальных разрядов формируются в следующих тактах аналогично. Процесс продолжается до тех пор, пока не произойдет сравнение во всех разрядах.

Таким образом, после семи тактов преобразования в регистре памяти будет записан семиразрядный двоичный код, соответствующий величине входного напряжения. Полученный код может быть выдан потребителю или в параллельном виде при считывании из регистра памяти или в последовательном виде при использовании сигналов схемы сравнения. Как следует из алгоритма преобразования по методу поразрядного кодирования, на выходе схемы сравнения формируется последовательный обратный код. Для получения прямого последовательного кода применена схема запрета. Таким образом, в последовательности импульсов обратного кода присутствуют импульсы тех разрядов, которые отсутствовали в последовательности прямого кода, и наоборот.

В конце каждого цикла кодирования триггеры ставятся в положение «0» восьмым импульсом распределителя: регистр подготовлен к следующему циклу кодирования.

#### 4. Основные характеристики преобразователя

Очевидно, **разрешающая способность** равна приращению входной величины, соответствующему изменению входного кода на единицу младшего разряда, т.е. шагу квантования по уровню

$$\Delta X = \frac{E}{2^n}. \quad (2.10)$$

**Быстродействие** преобразователя определяется числом преобразований в единицу времени. Быстродействие преобразователя определяет полосу частот сигнала, пропускаемых преобразователем без существенных искажений.

**Точность преобразования** складывается из ошибок квантования по уровню и инструментальной ошибки.

Инструментальная ошибка зависит от характеристик резисторного делителя на матрице  $R-2R$ , ключей, схемы сравнения и источника напряжения питания  $E$ . Для резисторного делителя

важно постоянство заданного отношения сопротивлений резисторов, которое обеспечивается проще, если все резисторы изготавливаются одновременно по единой технологии. Поэтому резистивные делители для преобразователей выпускаются в виде отдельных функционально и конструктивно законченных узлов.

Параметрами ключа, влияющими на точность и скорость преобразования, являются остаточное (ненулевое) напряжение на замкнутом ключе, остаточный ток и время переключения. При увеличении сопротивлений матрицы  $R-2R$  влияние остаточного напряжения уменьшается, но увеличиваются переходные процессы и сильнее оказывается остаточный ток разомкнутого ключа.

Схемы сравнения в интегральном исполнении строятся обычно на основе усилителей постоянного тока. Влияние схемы сравнения на инструментальную погрешность зависит от её чувствительности, которая определяется ошибками за счет дрейфа и шумов усилителей.

Ошибка квантования по уровню при  $\tilde{O}_{y_0} \gg \Delta X$  равномерно распределена в интервале  $\Delta X$ , где  $\tilde{O}_{y_0}$  – эффективное значение кодируемого сигнала. Тогда среднеквадратическая ошибка квантования равна

$$\sigma_{\text{éà}} = \frac{\Delta X}{2\sqrt{3}}, \quad (2.11)$$

а максимальная ошибка  $\sigma = \Delta X / 2$ . Эффективная относительная ошибка преобразования

$$\sigma_{y_0} = \frac{\sigma_{\text{éà}}}{\tilde{O}_{y_0}}. \quad (2.12)$$

## 5. Преобразователь временного интервала в двоичный код (кодирующее устройство последовательного счета)

### 5.1. Принцип действия преобразователя

Исследуемый преобразователь представляет собой устройство счетно-импульсного типа, осуществляющее циклическое

преобразование напряжения в код с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал.

Действие кодирующего устройства основано на преобразовании мгновенных значений функции  $X(t)$  в число импульсов. Преобразование осуществляется в течение фиксированного цикла путем последовательного выполнения следующих операций:

- 1) дискретизации сигнала во времени и формирования отсчетов АИМ-2;
- 2) преобразования отсчетов в импульсы с ОШИМ;
- 3) квантования во времени путем наложения последовательности квантовых импульсов на ОШИМ сигнал;
- 4) кодового представления сигнала путем двоичного счета числа квантовых импульсов;
- 5) считывания состояний ячеек двоичного счетчика по окончании счета;
- 6) возвращения (сброса) счетчика в исходное состояние.

Структурная схема кодирующего устройства приведена на рис. 2.8.

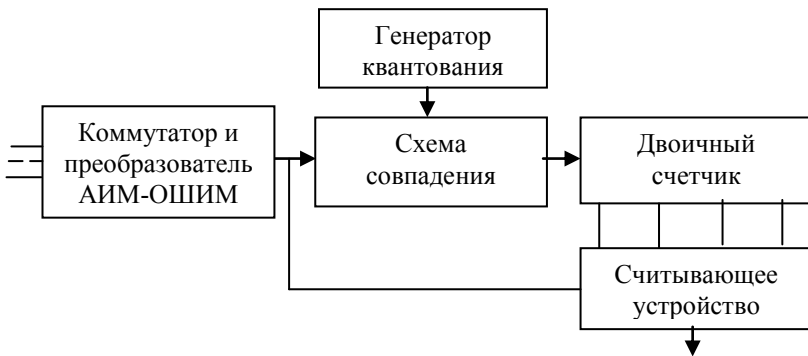


Рис 2.8 – Структурная схема кодирующего устройства последовательного счета

Отсчет передаваемого аналогового сигнала  $X(t)$  преобразуется в импульс с ОШИМ длительностью  $\tau_x$ . Импульсы с генератора квантования поступают с периодом следования

$T = \Delta\tau$ , где  $\Delta\tau = \frac{\tau_{\max} - \tau_{\min}}{M}$  – шаг квантования;  $M$  – число

уровней квантования;  $\tau_{\max} - \tau_{\min}$  – пределы изменения длительности импульса ОШИМ. Они заполняют временной интервал  $\tau_x$ , преобразуя его в однозначный числовой код; триггерный счетчик преобразует однозначный код в  $n$ -значный двоичный.

## 5.2. Описание лабораторной установки

Лабораторный макет представляет кодирующее устройство, на выходе которого формируется пятиразрядный ( $n=5$ ) двоичный код в последовательной и параллельной форме.

Функциональная схема преобразователя временного интервала в код приведена на рис. 2.9; временные диаграммы работы на рис. 2.10.

Генератор тактовых импульсов G1 определяет цикл работы преобразователя. Источником (имитатором) кодируемого сигнала служит генератор импульсов G2 (ждущий мультивибратор). Длительность импульсов на выходе G2 изменяется переменным резистором. Измеряемый временной интервал квантуется, то есть заполняется импульсами от генератора G1. Таким образом, число импульсов  $N$  на выходе схемы III оказывается пропорциональным длительности кодируемого временного интервала  $\tau_x$ . Эти импульсы воздействуют на двоичный счетчик CT так, что каждая ячейка окажется в определенном состоянии, соответствующем числу импульсов на входе, и в триггерном счетчике окажется записанным число  $N$  в двоичном коде. По окончании записи код может быть считан на выход в последовательной и параллельной форме.

Параллельный код снимается при одновременном чтении всех разрядов счетчика: результат преобразования представлен в виде некоторой комбинации напряжений, действующих одновременно в нескольких электрических цепях. Импульс с выхода схемы HE подается одновременно на все схемы И2 – И6.

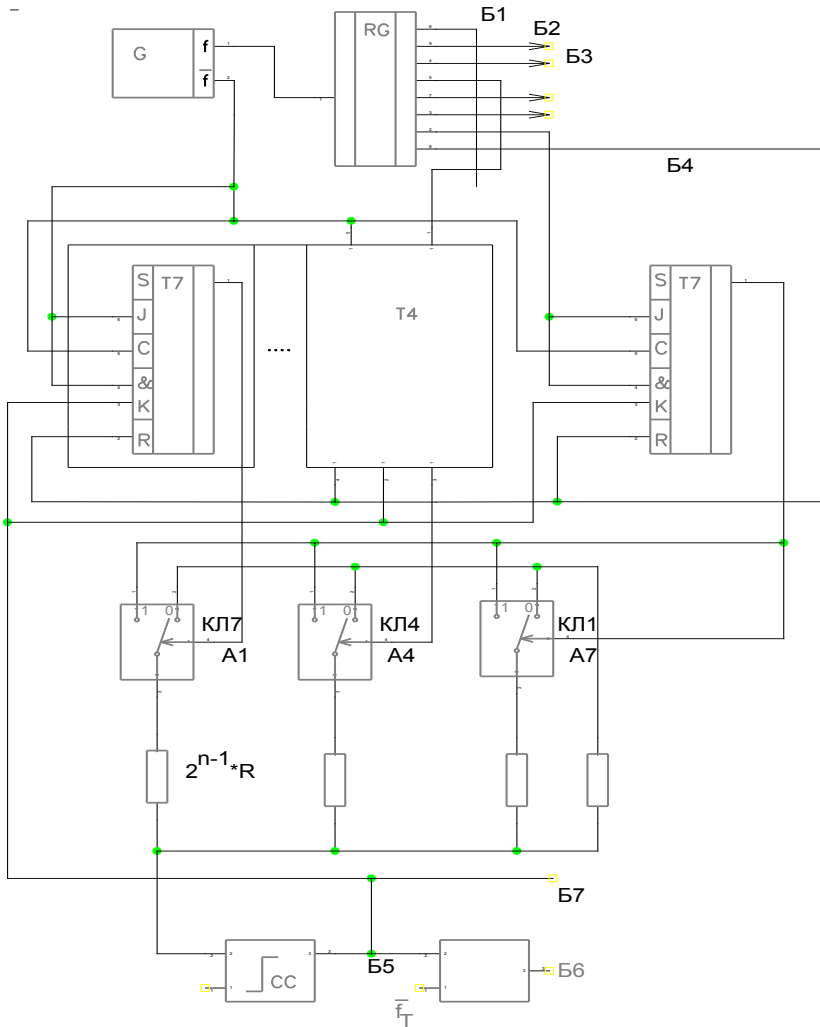


Рис.2.9 – Функциональная схема преобразователя временного интервала в код



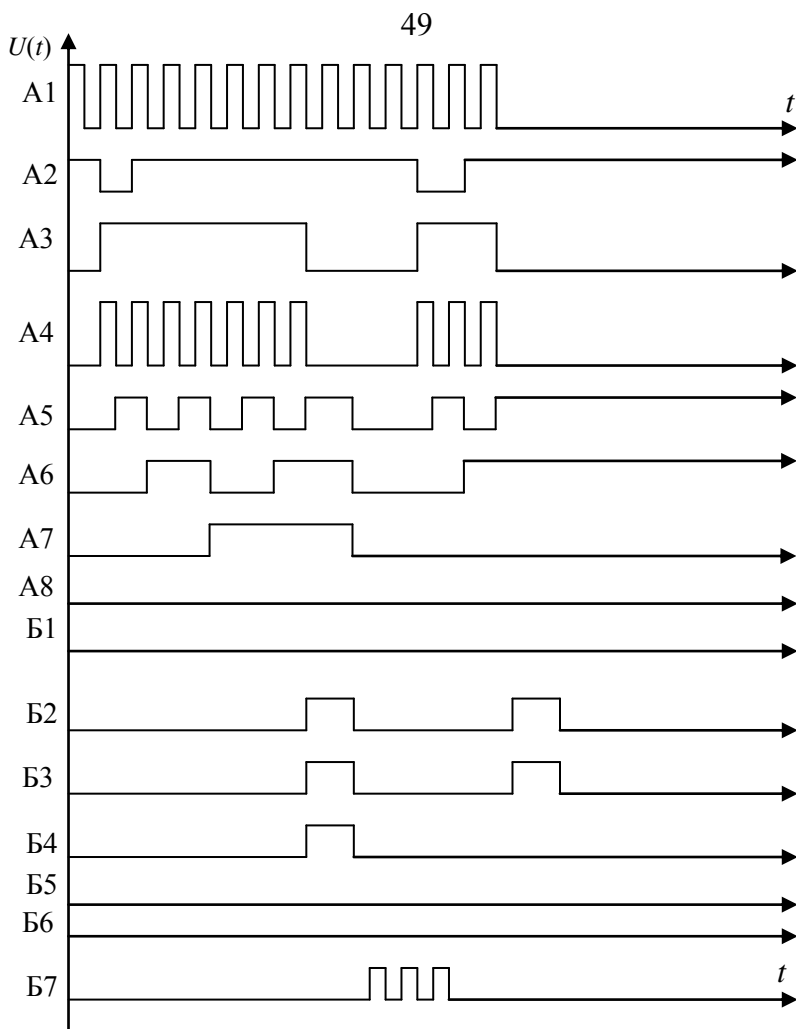


Рис. 2.10 – Временные диаграммы сигналов в преобразователе  
временного интервала в код

При наличии импульса в определенном разряде кодовой группы (состояние «1» на определенном триггере счетчика) на соответствующем выходе схем И2-И6 появится импульс. Наличие «1» в соответствующем разряде фиксируется индикатором на светодиодах.

Для получения последовательного кода (результат преобразования представлен в виде сигнала, действующего в одной цепи и состоящего из некоторой последовательности символов, формируемых поочередно, разряд за разрядом) используется сдвигающий регистр RG. Запись кода в регистр осуществляется в параллельном виде сигналом считывания, подаваемым на схемы И2-И6. В результате сдвига этого кода на выход регистра поступит в последовательном виде двоичное число, соответствующее величине  $\tau_x$ . Импульсы сдвига, кроме того, устанавливают счетчик СТ в нулевое состояние, подготавливая схему к новому циклу преобразования.

К достоинствам кодирующих устройств последовательного счета можно отнести следующее:

- 1) простота конструктивного оформления;
- 2) возможность использования микроэлементной техники;
- 3) удобство применения в многоканальных СПИ, так как часть элементов могут быть общими для всех каналов;
- 4) сравнительно высокая точность преобразования (0,1+0,5%);
- 5) низкие требования к стабильности источников питания.

Существенным недостатком рассматриваемого кодирующего устройства является относительно большое время преобразования.

### **5.3. Погрешность преобразования временного интервала в код**

Результирующая погрешность кодирующих устройств счетно-импульсного типа зависит от погрешностей преобразования мгновенных значений во временный интервал и погрешности преобразования временного интервала в код. Погрешность первого вида имеет решающее значение, в то время как погрешность преобразования временного интервала в код может быть сделана пренебрежимо малой.

Так как величина временного интервала  $T$  измеряется числом периодических импульсов  $M$ , укладываемых в измеряемом интервале  $\tau_x$ , то

$$\tau_x = T \cdot N, \quad (2.13)$$

где  $N=1, 2, 3 \dots$  – целое число;

$T$  – период повторения счетных импульсов.

Очевидно, что максимальная ошибка  $\delta_m$  при измерении временного интервала

$$\delta_m = T, \quad (2.14)$$

а среднеквадратическая ошибка определяется выражением:

$$\delta_m = \frac{T}{2\sqrt{3}}, \quad (2.15)$$

т.е. уменьшение величины  $T$  дает увеличение точности преобразователя.

#### 5.4. Конструкция лабораторного макета

Конструктивно лабораторный макет выполнен в виде универсальной вертикальной стойки. Оба преобразователя размещены в одном блоке этой стойки вместе с источником питания  $\pm 5\text{В}$ ,  $\pm 10\text{В}$ . На передней панели преобразователя напряжения в код (левая часть блока) размещены: тумблер включения источника питания; ручка переменного резистора, напряжение на выходе которого имитирует входное напряжение преобразователя  $x(t)$ ; прибор, измеряющий напряжение  $x(t)$  от 0 до 10 В; контрольные гнезда А1–А7, Б1–Б7, указанные на функциональной схеме рис. 2.9.

На передней панели преобразователя временного интервала в код (правая часть блока) размещены: тумблер включения источника питания; ручка переменного резистора, изменяющего величину временного интервала  $\tau_x$ ; индикатор параллельного кода на светодиодах; контрольные гнезда А1–А7, Б1–Б7, указанные на функциональной схеме рис. 2.9.

На панелях верхних блоков нанесены структурные схемы исследуемых преобразователей.

Для выполнения исследований лабораторный макет укомплектован осциллографом.

## 6. Порядок выполнения работы

6.1. Изучить работу преобразователя взвешивающего типа. Уяснить принцип преобразования, назначение отдельных функциональных узлов, представить процессы, протекающие в преобразователе. Ответить на контрольные вопросы.

6.2. Для заданной преподавателем величины кодируемого напряжения  $X$  рассчитать и построить кодовую комбинацию.

6.3. Исследовать работу преобразователя:

- 1) просмотреть осциллограммы в характерных точках лабораторного макета, проследить за изменением формы напряжений при изменении величины  $X$ ;
- 2) зарисовать осциллограммы для заданной преподавателем величины входного напряжения  $X$ .

6.4. Исследовать линейность преобразователя:

- 1) снять характеристику преобразования – зависимость выходного кода от величины входного напряжения;
- 2) построить график зависимости  $M = \varphi_1(X)$ , где  $M$  – десятичное число, соответствующее двоичной комбинации на выходе преобразователя;
- 3) проанализировать полученную зависимость.

6.5. Оценить характеристики преобразователя:

- 1) вычислить разрешающую способность;
- 2) оценить быстродействие;
- 3) определить абсолютную и относительную величины среднеквадратической ошибки квантования;
- 4) рассчитать необходимое число разрядов двоичного кода для обеспечения заданной преподавателем допустимой величины ошибки  $\sigma_{эф.доп}$ .

6.6. Изучить работу преобразователя последовательного счета. Уяснить принцип преобразования, назначение отдельных функциональных узлов, представить процессы, протекающие в преобразователе. Ответить на контрольные вопросы.

6.7. Для заданной преподавателем величины временного интервала  $\tau_x$  нарисовать временные диаграммы, поясняющие процесс преобразования.

6.8. Исследовать работу преобразователя:

- 1) просмотреть осциллограммы в характерных точках лабораторного макета, проследить за изменением формы напряжений при изменении величины  $\tau_x$ ;
- 2) зарисовать осциллограммы для заданной преподавателем величины временного интервала  $\tau_x$ . Сравнить осциллограммы с временными диаграммами, построенными при подготовке к работе.

6.9. Исследовать линейность преобразователя:

- 1) снять характеристику преобразования – зависимость выходного кода от величины кодируемого временного интервала;
- 2) построить график зависимости  $M = \varphi_2(\tau_x)$ ;
- 3) проанализировать полученную зависимость.

6.10. Оценить характеристики преобразователя:

- 1) вычислить точность преобразователя  $\delta$  и  $\delta_m$ ;
- 2) измерить время преобразования  $t_{np}$ ;
- 3) оценить быстродействие.

6.11. Сравнить с точки зрения быстродействия (скорости преобразования) преобразователи обоих типов при одинаковом числе разрядов  $n=7$  (т.е. при одинаковой требуемой точности). Сделать соответствующие выводы.

6.12. Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- 1) формулировку целей выполнения работы;
- 2) описание установки и методики эксперимента;
- 3) структурные схемы преобразователей;
- 4) основные расчеты;
- 5) результаты эксперимента и их анализ;
- 6) выводы.

## 7. Контрольные вопросы

7.1. Изложите принципы преобразования непрерывных величин в цифровой двоичный код методами: сравнения и вычитания (взвешивания); последовательного счета.

7.2. Постройте функциональные схемы исследуемых преобразователей.

7.3. Дайте понятие последовательного, параллельного, прямого и обратного кодов.

7.4. Поясните принцип работы основных функциональных узлов:

1) для преобразования взвешивающего типа:

- распределителя импульсов;
- генератора эталонных напряжений;
- управляющего регистра;
- сравнивающего устройства.

2) для преобразователя последовательного счета:

- двоичного триггерного счетчика;
- устройства считывания кода;
- преобразователя параллельного кода в последовательный (регистра сдвига).

7.5. Изобразите временные диаграммы работы преобразователя для заданных преподавателем входных величин  $X$  и  $\tau_x$ .

7.6. Перечислите основные характеристики преобразователей, дайте их количественные оценки.

7.7. Укажите причины, вызывающие погрешности преобразования непрерывных величин в цифровой код и пути их уменьшения.

7.8. Чем ограничивается число разрядов в преобразователе напряжения в код?

7.9. Чем ограничивается частота эталонного генератора при преобразовании временного интервала в код?

7.10. Сформулируйте требования к аналоговым элементам преобразователя напряжения в код.

7.11. Оцените достоинства и недостатки изучаемых методов преобразования.

## 1. Введение

Для одновременной передачи информации от многочисленных источников в системах телефонии, телеграфии, радиотелеметрии, радиотелеуправления, передачи данных используют многоканальные системы передачи информации (МСПИ) с различными видами разделения сигналов.

В лабораторной работе изучается один из методов передачи аналогового сообщения и вопросы формирования сигналов в МСПИ с временным разделением каналов (ВРК) с время-импульсной модуляцией (ВИМ), особенности синхронизации и исследуются некоторые вопросы точности передачи.

## 2. Принципы многоканальной передачи с ВРК

При временном разделении каналов сообщения источников преобразуются в импульсные сигналы, которые передаются по общей линии связи поочередным подключением к ней этих источников. Частота подключений выбирается так, чтобы для всех возможных реализаций сообщений  $X_i(t)$  в каждом канале удовлетворялись условия теоремы отсчетов Найквиста-Котельникова.

Один из способов образования канальных сигналов показан на рис. 3.1. Сигналы, принадлежащие различным каналам, не перекрываются во времени, т.е. ортогональны.

Структурная схема МСПИ с ВРК приведена на рис. 3.2. Принцип работы системы иллюстрируется временными диаграммами, представленными на рис. 3.3.

Поясним процесс передачи и приема в МСПИ с ВРК. Работа всей системы управляется импульсами с выхода стабильного генератора тактовых импульсов (ГТИ). Поочередное подключение сообщений  $X_1(t)$ ,  $X_2(t)$ , ...,  $X_N(t)$  от  $N$  независимых источников выполняет коммутирующее устройство (мультиплексор) К1,

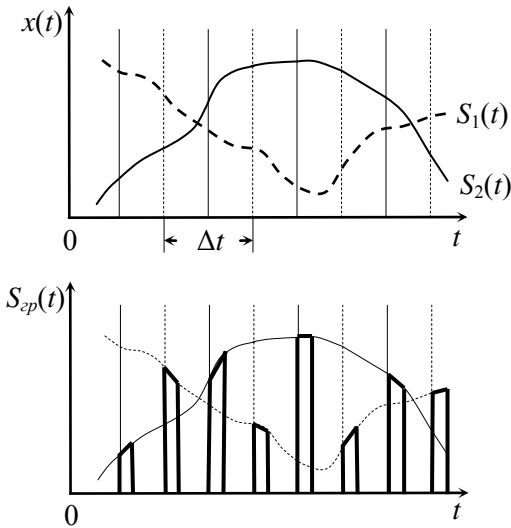


Рис. 3.1 – Способ формирования канальных сигналов и группового сигнала

состоящее из распределителя каналов РК1 и управляемых схем совпадения. За один период тактовой частоты  $T_{\Pi}$  на каждом из  $N+1$  выходов РК1 появляется по одному импульсу. Эти серии импульсов и служат первичным переносчиком информации (импульсными поднесущими).

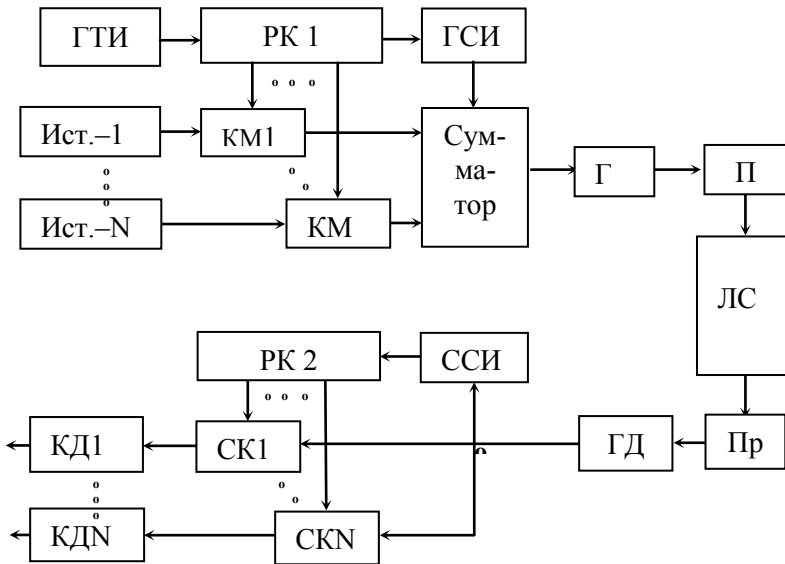


Рис. 3.2 – Структурная схема многоканальной системы передачи информации с ВРК



Число сдвинутых во времени импульсных поднесущих равно числу каналов передачи в системе. Сообщения от источников модулируют в канальных модуляторах (КМ) один из параметров импульсной поднесущей (первая ступень модуляции); полученные при этом модулированные последовательности импульсов отдельных каналов  $S_i(t)$  линейно суммируются, образуя групповой сигнал

$$S_{\text{гв}}(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t).$$

Групповой сигнал модулирует несущую передатчика (вторая ступень модуляции) в групповом модуляторе (ГМ), и образованный при этом высокочастотный сигнал подается в линию связи (ЛС).

Передатчик, линия связи и приемник образуют общий (групповой) канал связи (П – передатчик, ЛС – линия связи, Пр – приемник). В приемнике после демодуляции несущей в групповом демодуляторе (ГД) линейный сигнал поступает в устройство разделения каналов. Временное разделение осуществляется коммутатором (демультиплексором) приемника (К2), построенным аналогично коммутатору передатчика (К1).

Для обеспечения процесса временного разделения каналов необходима точная синхронизация во времени работы К1 и К2. Это достигается посылкой специальных сигналов синхронизации, формируемых генератором синхроимпульсов (ГСИ). Синхронизирующие сигналы суммируются с канальными, передаются к приемному устройству по линии связи, выделяются селектором синхроимпульсов (ССИ) и управляют распределителем каналов РК2. При этом на  $N$  выходах распределителя РК2 последовательно появляются импульсы, соответствующие по времени номеру канала и открывающие селектор канальных импульсов СКИ $i$  на время подключения этого канала. В результате на выходе СКИ $i$  появляется сигнал только  $i$ -го канала  $S_i(t)$ , и после демодуляции в канальном демодуляторе (КД) сообщение  $X_i(t)$  направляется к получателю. Очевидно, искажение импульсов синхронизации вызовет неправильную работу всей системы в целом. Поэтому особое внимание уделяется созданию надежного в работе и обладающего высокой помехоустойчиво-

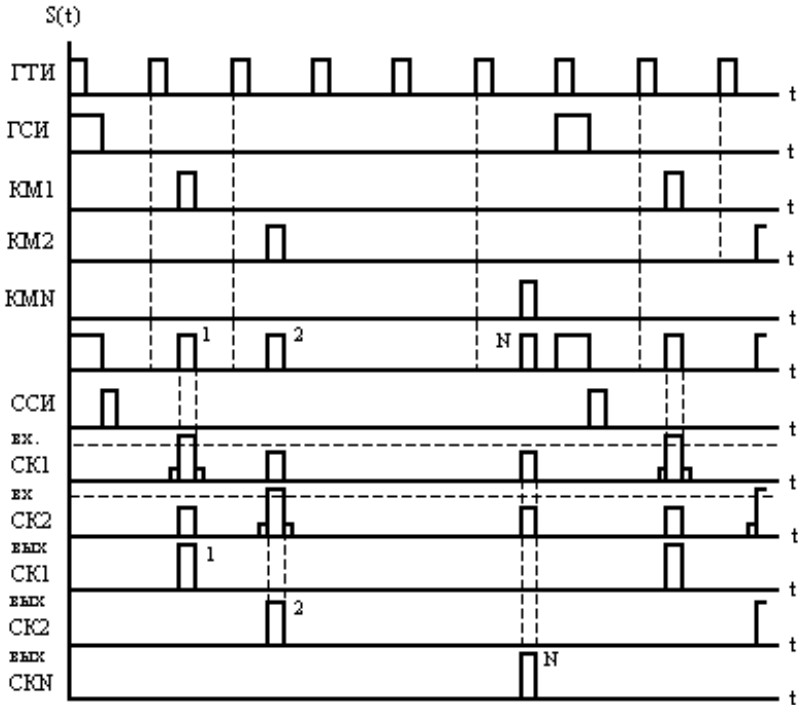


Рис. 3.3 – Временные диаграммы работы многоканальной СПИ с ВРК

стью канала синхронизации.

### 3. Описание лабораторной установки

#### 3.1. Передающая часть

Лабораторный макет представляет передающую и приемную части системы, позволяющей осуществить одновременную передачу независимых сообщения восьми каналов по низкочастотному тракту. Радиотракт в установке отсутствует.

Передающая часть предназначена для преобразования входных напряжений от источников сообщений в групповой

импульсный сигнал и передачи его на приемную часть системы. Функциональная схема низкочастотной части системы (шифратора) приведена на рис. 3.1.

Шифратор выполняет следующие функции:

- 1) формирование и модуляцию канальных информационных импульсов;
- 2) формирование импульсов кадровой синхронизации;
- 3) формирование импульсов канальной синхронизации;
- 4) суммирование (временное уплотнение) информационных и синхронизирующих импульсов.

При этом на выходе формируется групповой сигнал шифратора.

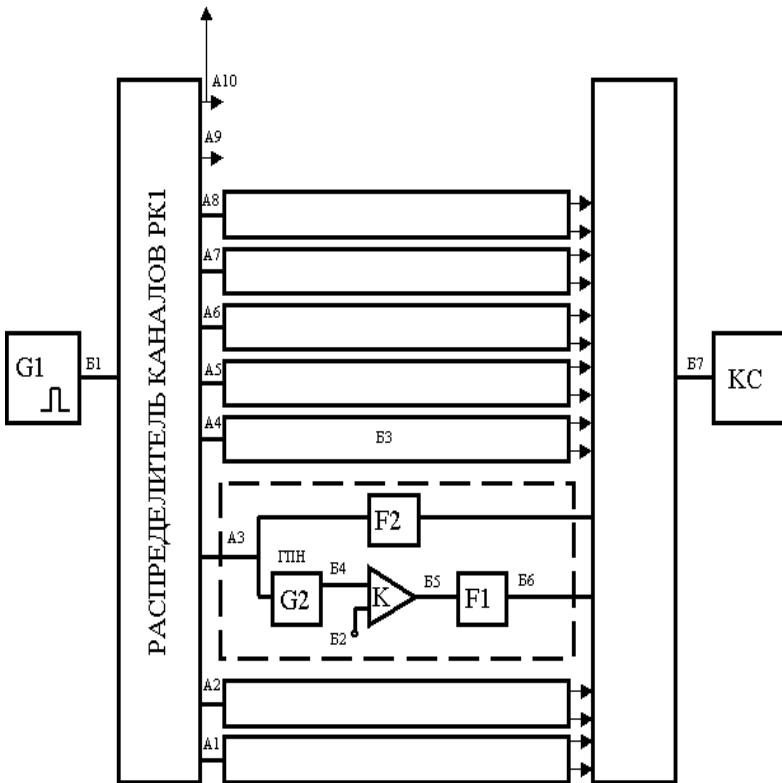


Рис. 3.4 - Функциональная схема передающей части (шифратора) МСПИ

Генератор тактовых импульсов Г1 вырабатывает тактовую частоту, определяющую режим работы всей системы передачи информации. Напряжение от генератора Г1 служит для формирования всех сигналов шифратора.

Коммутация каналов осуществляется управляемым распределителем, выполненным на регистре сдвига. Регистр сдвига представляет цепочку последовательно соединенных  $D$ -триггеров (рис. 3.5).

Прямой выход предыдущего триггера соединяется с  $J$ -входом последующего, тактовые ( $C$ ) входы соединены параллельно, образуя единый вход. Распределитель выполнен по кольцевой схеме: прямой выход последнего триггера соединяется с информационным входом первого. Исходное состояние: триггер Т1 схемой автоматической установки установлен в состояние «1»; остальные триггеры в нулевом состоянии. На общий «С» вход поступают тактовые импульсы от генератора Г1: они служат продвигающими импульсами. Частота тактовых импульсов равна  $F_T = (N + 2)F_{OIP}$ , где  $F_{OIP}$  – частота следования циклов (выбирается в соответствии с теоремой отсчетов с некоторым запасом)  $F_{OIP} = \mu F_B$ ,  $\mu \geq 2$ ;  $F_B$  – верхняя граничная частота спектра передаваемого сообщения.

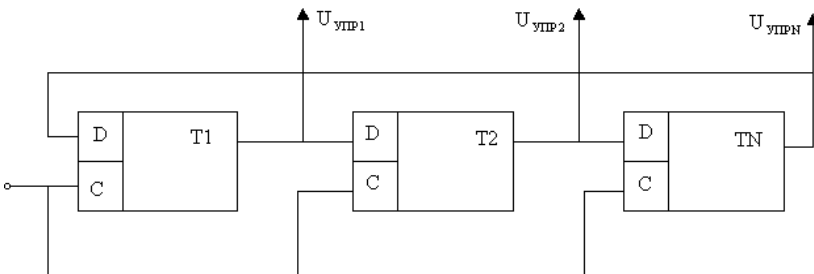


Рис. 3.5 – Распределитель импульсов на основе регистра сдвига

Продвигающий импульс вернет Т1 в состояние «0» (другие триггеры на продвигающие импульсы реагировать не будут, т.к. они все находятся в состоянии «0»). В момент возвращения триггера Т1 в состояние «0» на его прямом выходе формируется

перепад напряжения, который опрокинет триггер Т2. Следующий тактовый продвигающий импульс вернет триггер Т2 в исходное состояние, триггер Т3 перейдет в состояние «1» и т.д.

На выходах триггеров в процессе их последовательного срабатывания образуются импульсы, которые и используются как управляющие (коммутирующие) – см. контрольные гнезда А1-А8 (рис. 3.4). За счет отсутствия сигналов на выходах А9-А10 образуется сигнал кадровой синхронизации (пауза), длительность которой равна двум канальным интервалам.

Новый цикл (кадр) начнется с момента поступления импульса с выхода последнего триггера на вход первого.

Для формирования модулированного сигнала используют сравнение напряжения датчика с пилообразным напряжением. Генератор пилообразного напряжения (ГПН) запускается коммутирующим импульсом соответствующего канала с выхода распределителя. Сравнивающее устройство (компаратор) К выдает на выходе импульс, длительность которого определяется соотношением мгновенных значений напряжений пилообразного и модулирующего сигналов. При  $U_{\text{пилл}} < U_{\text{хкi}}$  на выходе формируется «0», при  $U_{\text{пилл}} > U_{\text{хкi}}$  – на выходе «1». Таким образом, сигнал на выходе компаратора оказывается модулированным по закону односторонней широтно-импульсной модуляции (ОШИМ). После дифференцирования и нормирования по амплитуде и длительности в формирующем устройстве (F1) образуются импульсы, сдвиг которых относительно немодулированного значения (тактовой точки) определяется только амплитудой сообщения и не зависит от частоты – такой вид модуляции называется фазо-импульсной (ФИМ) или время-импульсной (ВИМ). Для обеспечения линейности фазового сдвига модулированных импульсов необходима линейность и стабильность амплитуды пилообразного напряжения. Это обеспечивается выбором в качестве ГПН схемы с зарядом интегрирующего конденсатора от источника тока на полевом транзисторе и применением на его выходе развязывающего каскада с высоким входным сопротивлением (истоковый повторитель на МОП-транзисторе).

Возможны два способа передачи с ВИМ в первой степени.

При первом способе передают импульсы кадровой синхронизации и информационные каналные импульсы. Синхронизация приемной части осуществляется по кадровому синхроимпульсу с использованием, например, схемы фазовой автоподстройки частоты, т.е. значительно усложняется.

При втором способе осуществляется передача кадровых и каналных (опорных) синхроимпульсов. Синхронизация приемной части существенно упрощается, однако при этом энергия передатчика расходуется как на передачу информационных, так и на передачу опорных синхроимпульсов.

В лабораторном макете используется второй способ передачи. Импульсы каналной синхронизации формируются в ждущем мультивибраторе (одновибраторе F2, запуск которого осуществляется импульсами с распределителя каналов). Длительность опорного импульса примерно в два раза больше длительности информационного импульса  $\tau_{оп} \approx 2\tau_{инф}$ .

Групповой сигнал шифратора формируется в суммирующем устройстве (ИЛИ). Здесь происходит линейное сложение синхронизирующих и модулированных каналных импульсов. В качестве суммирующего устройства используется схема диодного смесителя положительных импульсов «ИЛИ», обеспечивающая достаточную амплитуду выходного напряжения, малое искажение формы и малое взаимодействие суммируемых источников.

Сигнал с выхода шифратора поступает непосредственно на вход дешифратора (как уже отмечалось, высокочастотный канал в лабораторном макете отсутствует). В качестве датчиков сообщений используют:

1) в третьем канале – напряжение от источника питания 10 В изменяется переменным резистором и измеряется вольтметром, расположенными на передней панели лабораторного макета (гнездо Б2);

2) в четвертом канале используется стандартный генератор звуковых частот ГЗ-18; выход генератора подключен к гнезду Б3 лабораторного макета;

3) в остальных каналах на входы поданы постоянные напряжения, величины которых в процессе работы не изменяются.

### 3.2. Приемная часть

Низкочастотная часть приемного устройства (дешифратор) (рис. 3.6) выполняет функции:

- 1) селекции кадрового и опорных каналовных синхроимпульсов;
- 2) селекции информационных каналовных импульсов;
- 3) демодуляции информационных импульсов в каждом канале.

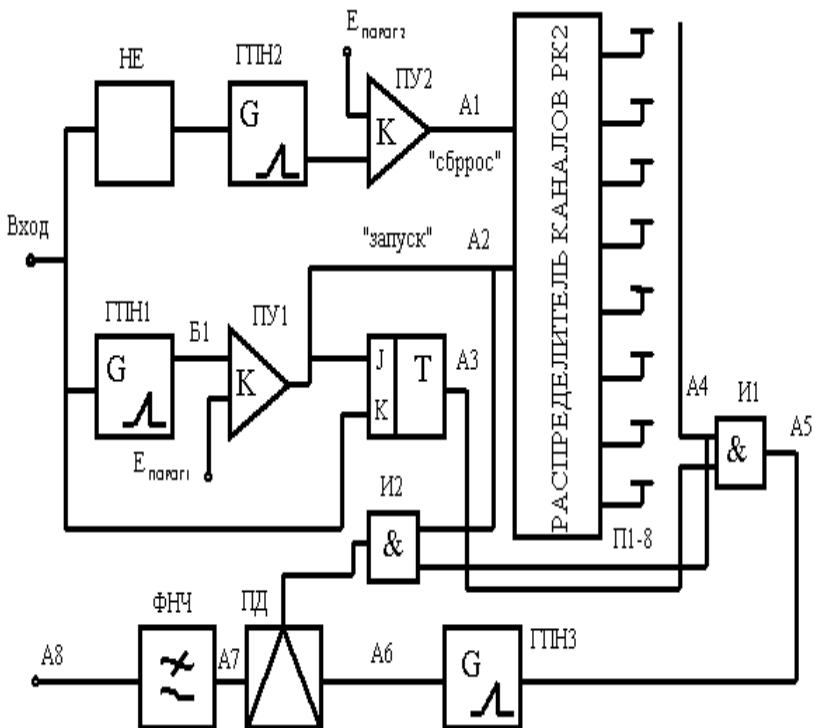


Рис. 3.6 – Функциональная схема приемной части (дешифратора) системы передачи информации с ВРК

С выхода шифратора групповой сигнал поступает на три входа: на селектор кадровых синхроимпульсов, на селектор опорных каналовных импульсов и на демодулятор сигнала с

ВИМ.

Селекция опорных канальных импульсов осуществляется в типичной схеме амплитудно-временной селекции; ждущий генератор пилообразного напряжения (ГПН1) формирует импульсы, длительность и амплитуда которых пропорциональны длительности входных импульсов. Так как  $\tau_{on} > \tau_{инф}$ , то и амплитуда пилообразных импульсов, соответствующих опорным, превышает напряжение ограничения  $E_{порог}$ , установленное в пороговом устройстве ПУ1, на выходе которого и выделяются нормированные по амплитуде и длительности импульсы, соответствующие тактовым импульсам передатчика. Выделенные опорные канальные синхроимпульсы запускают распределитель каналов РК2, построенный аналогично распределителю каналов в шифраторе РК1.

Пилообразное напряжение с ГПН1, соответствующее информационным канальным импульсам, оказывается ниже уровня ограничения в ПУ1 и на выход не проходит.

Аналогично происходит выделение кадрового синхроимпульса (паузы) в селекторе кадровых импульсов: ГПН2, ПУ2. Инвертор (НЕ) превращает паузу в импульс положительной полярности. Выделенные импульсы кадровой синхронизации возвращают коммутатор приемного устройства в исходное состояние, подготавливая его к приему импульса первого канала.

Перед подачей на демодулятор происходит преобразование исходного вида модуляции ВИМ в другой вид модуляции – ОШИМ. Необходимость преобразования ВИМ связана с особенностями этого спектра. Наиболее просто и эффективно осуществляется преобразование ВИМ в ОШИМ. В лабораторном макете и используется этот вид преобразования.

Для простоты преобразование ВИМ в ОШИМ осуществляется до селекции каналов, т.е. имеется один преобразователь на все каналы, выполненный на триггере  $T_{ошим}$ . При поступлении опорного канального импульса на вход J триггер устанавливается в состояние «1»; информационный канальный импульс, подаваемый на вход К, возвращает триггер в состояние «0». В ре-



зультате положение заднего фронта импульса на выходе триггера окажется соответствующим временному сдвигу информационного импульса относительно опорного, т.е. произойдет преобразование ВИМ в ОШИМ.

Импульсы ОШИМ поступают на схему совпадения И1, управляемую импульсами коммутации с распределителя каналов РК2. В зависимости от положения переключателя П3 на выходе схемы И1 появляются импульсы ОШИМ соответствующих каналов. Для увеличения амплитуды полезной компоненты в спектре сигнала ОШИМ применяют дополнительное преобразование ОШИМ в АИМ с последующим расширением импульсов АИМ (ступенчатая интерполяция).

Работа демодулятора поясняется временными диаграммами на рис. 3.7.

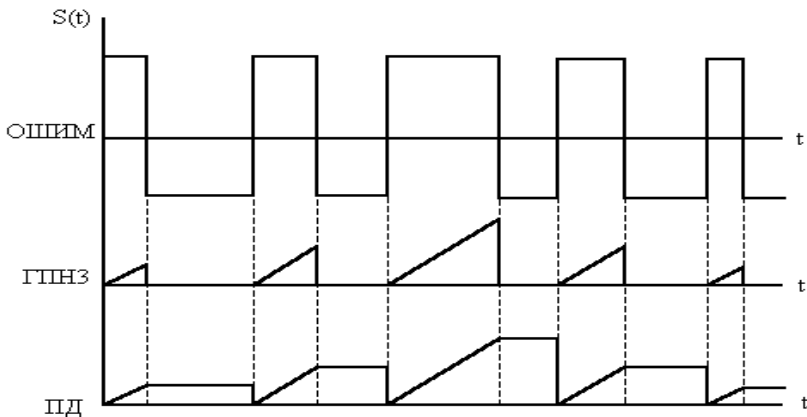


Рис. 3.7 – Временные диаграммы работы демодулятора

В генераторе пилообразного напряжения ГПНЗ сигнал ОШИМ преобразуется в АИМ. На пиковом детекторе ПД запоминается амплитуда пилообразного напряжения до прихода импульса сброса от предыдущего канала следующего кадра. Для формирования импульса сброса сигнал с соответствующего выхода РК2 поступает на схему И2 и в момент, определяемый опорным каналным импульсом, возвращает ПД в исходное состояние: схема готова к приему импульса следующего канала.

Поскольку в демодуляторе происходит расширение импульса ОШИМ на величину канального интервала, полезная составляющая в спектре значительно увеличивается и может быть эффективно выделена ФНЧ. ФНЧ представляет собой активный РС-фильтр.

Выходное напряжение дешифратора регистрируется осциллографом. Конструктивно лабораторный макет выполнен в виде универсальной вертикальной стойки. Шифратор и дешифратор находятся в одном блоке. На передней панели размещены: тумблер ВКЛ. СЕТЬ с контрольной лампочкой, гнезда СИНХР. для подачи сигнала на гнездо ВХОД. СИНХР. осциллографа, ВЫХОД для подачи напряжения с выхода ФНЧ на измеритель нелинейных искажений при снятии амплитудной, частотной характеристик и характеристики нелинейных искажений системы; ВХОД для подключения источника синусоидального сигнала на вход модулятора четвертого канала; контрольные гнезда: передатчик А1–А8, Б1–Б7; приемник А1–А8, Б1–Б7; ручка регулировки переменного резистора, изменяющего напряжение датчика в третьем канале от 0 до 10 В и прибор, измеряющий это напряжение; переключатель ПИ-8, подключающий вход приемного распределителя РК2 на схемы И1 и И2 для дальнейшего преобразования канальных сигналов с ВИМ.

На передней панели верхнего блока нанесены структурные схемы передатчика и приемника лабораторного макета. Функциональные схемы шифратора и дешифратора в данном руководстве выполнены в соответствии с гравировкой на передней панели лабораторного макета.

#### **4. Порядок выполнения лабораторной работы**

4.1. Изучить принцип работы многоканальной СПИ с ВРК, уяснить функциональное назначение отдельных узлов шифратора и дешифратора. Ответить на контрольные вопросы.

4.2. Собрать лабораторную установку для исследования системы передачи. Включение и отключение производится тумблером ВКЛ. на передней панели макета.

4.3. Исследовать процесс формирования и прохождения сигнала в многоканальной системе передачи с ВРК с ВИМ в

первой ступени модуляции:

1) включить на вход шифратора имитаторы датчиков (постоянное напряжение в третий и напряжение от звукового генератора в четвертый каналы). Убедиться в нормальном функционировании системы;

2) посмотреть на осциллографе форму напряжения в контрольных точках лабораторного макета, начиная с группового сигнала (гнездо Б7). Проследить за характером их изменения в зависимости от напряжений, имитирующих датчики.

3) измерить частоту тактового генератора, величину канального интервала, длительности синхронизирующих и информационных импульсов;

4) измерить, пользуясь осциллографом, величину шага квантования по времени  $\Delta t$ , то есть расстояние между соседними отсчетами конкретного канала в групповом сигнале (фактически, это длительность кадра). Найти частоту квантования  $F_k=1/\Delta t$ . Уточнить измеренное значение, наблюдая характерные особенности ВИМ-импульса четвертого канала и изменения частоты гармонического сигнала на выходе этого канала на частотах, кратных частоте квантования;

5) зарисовать форму напряжений в контрольных точках макета. Переключатель ПИ-8 в приемнике поставить в положение, соответствующее четвертому каналу.

Осциллограммы должны быть сфазированы во времени. Осуществить внешнюю синхронизацию осциллографа с гнезда лабораторного макета СИНХР. ОСЦ.

4.4. Исследовать некоторые характеристики системы передачи:

1) снять модуляционную характеристику в третьем канале

$$\Delta t = \varphi_1(U_{\text{дам}}),$$

где  $\Delta t$  – временной интервал между опорным и информационным импульсами (измерять с помощью калибратора осциллографа),

$U_{\text{дам}}$  – напряжение, снимаемое с переменного резистора и имитирующее сигнал датчика;

2) на частоте  $f=100$  Гц снять амплитудную характеристику системы шифратор-дешифратор в четвертом канале

$$U_{\text{вых}} = \varphi_2(U_{\text{вх}}).$$

(Входное напряжение измеряется вольтметром звукового генератора ГЗ-18, выходное напряжение измеряется вольтметром автоматического измерителя нелинейных искажений С6-7. Измеряемое напряжение с выхода ФНЧ подается на клеммы прибора ВХОД. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ с входным сопротивлением (0,1-1) МОм. Переключатель РОД РАБОТЫ прибора С6-7 в положении ВОЛЬТМЕТР. При снятии характеристики одновременно следить за формой выходного напряжения по осциллографу, не допуская перемодуляции);

3) снять характеристику верности (зависимость напряжения на выходе от частоты модулирующего сигнала) в четвертом канале  $U_{\text{вых}} = \varphi_3(f_{\text{мод}})$ , при этом амплитуду модулирующего напряжения  $U_{\text{дат}}$  выбрать по амплитудной характеристике тракта. Частоту входного напряжения изменять в пределах от 20 Гц до  $F_{\text{к}}$ , при этом следить по осциллографу за изменениями частоты гармонического сигнала на выходе этого канала. Определить частоту среза системы связи  $F_{\text{с}}$  на уровне  $-3$  дБ;

4) снять характеристику нелинейных искажений при передаче сообщений от входа шифратора до выхода ФНЧ в зависимости от частоты при постоянной амплитуде, для этого поставить переключатель РОД РАБОТЫ прибора С6-7 в положение ИСКАЖЕНИЯ.

4.5 Отчет должен содержать:

- 1) функциональные схемы шифратора;
- 2) осциллограммы напряжений в характерных точках схемы;
- 3) результаты измерений, графики;
- 4) необходимые выводы.

## 5. Контрольные вопросы

5.1. Составьте функциональную схему шифратора МСПИ с ВРК с ВИМ.

5.2. Перечислите возможные способы и схемы получения модулированных сигналов с ВИМ.

5.3. Нарисуйте спектр сигнала с ВИМ. Укажите его особенности.

5.4. Поясните работу шифратора с помощью временных диаграмм.

5.5. Составьте функциональную схему дешифратора МСПИ с ВРК с ВИМ поднесущих.

5.6. Поясните работу дешифратора с помощью временных диаграмм.

5.7. Сравните два способа передачи, используемые в МСПИ с ВИМ:

- 1) при наличии импульса только кадровой синхронизации;
- 2) при наличии опорных канальных импульсов.

5.8. Изложите принцип синхронизации приемного устройства при наличии опорных импульсов в каждом канале.

5.9. На основе анализа спектра сигнала с ВИМ поясните особенности его демодуляции.

5.10. Укажите причины переходных искажений в МСПИ с ВРК. Какой характер имеют эти искажения?

5.11. Как оценить демодуляционные искажения в системе?

5.12. При каких условиях частота сигнала на выходе демодулятора не соответствует частоте входного гармонического сигнала?

<b>Лабораторная работа 4</b>	<b>Исследование системы связи с дельта-модуляцией</b>
----------------------------------	---

## 1. Введение

В 1948 году предложен новый способ цифровой передачи непрерывных (аналоговых) сигналов, получивший название “дельта-модуляция” (ДМ). По сравнению с другими методами импульсной модуляции ДМ обладает рядом достоинств, которые проявляются в том случае, когда частота квантования передаваемого сигнала во времени намного превышает значение, определенное теоремой отсчетов.

Целью настоящей работы является ознакомление с принципом ДМ, особенностями построения систем связи с ДМ и исследование некоторых характеристик системы связи с дельта-модуляцией.

## 2. Принцип дельта-модуляции

При ДМ передается не функция сообщения, а знак приращения функции сообщения. Принцип действия системы связи с применением ДМ можно пояснить функциональной схемой (рис. 4.1) и графиками напряжений в характерных точках, приведенными на рис. 4.2.

Модулирующее напряжение  $r(t)$  и напряжение с выхода интегрирующего каскада  $R(t)$  подаются на два входа вычитающего устройства, то есть на выходе последнего имеем их разность  $\varepsilon(t) = R(t) - r(t)$ .

Генератор импульсов вырабатывает периодическую последовательность коротких тактовых импульсов, задающих тактовые моменты времени. Период следования этих импульсов определяет шаг квантования по времени  $\Delta t$ .

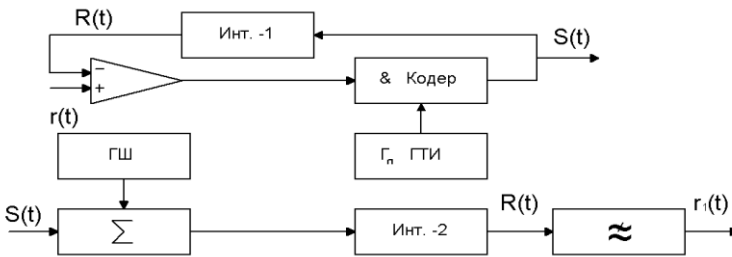
При подаче на вход кодирующего устройства  $k$ -го короткого тактового импульса в момент  $t = k\Delta t$  оно вырабатывает прямоугольный импульс с фиксированными значениями амплитуды и длительности. Полярность этого импульса зависит только от знака разности  $\varepsilon(t)$  в тактовый момент времени. Если  $\varepsilon(k\Delta t) \leq 0$ , т.е.

$r(k\Delta t) \geq R(k\Delta t)$ , то на выходе кодирующего устройства появляется положительный импульс. Если же  $\varepsilon(k\Delta t) > 0$ , т.е.  $r(k\Delta t) < R(k\Delta t)$ , то полярность импульса отрицательна.

Интегратор 1 выполняет математическую операцию интегрирования поступающих на его вход кодовых импульсов и работает по следующим правилам:

1) если с выхода кодирующего устройства на вход интегратора подается импульс положительной полярности, то напряжение на выходе интегратора скачком возрастает на величину  $\Delta r$  и затем остается неизменным до прихода следующего импульса;

2) если с выхода кодирующего устройства на вход интегратора подается импульс отрицательной полярности, выходное напряжение интегратора скачком уменьшается на  $\Delta r$  и затем



также остается неизменным до прихода следующего импульса.

Рис. 4.1 – Функциональная схема системы связи с ДМ

Поскольку на выходе кодирующего устройства в тактовые моменты времени обязательно возникают импульсы той или иной полярности, напряжение на выходе интегратора обязательно возрастает либо уменьшается на одну ступеньку и вследствие этого приобретает ступенчатую форму, показанную на рис. 4.2а. Очевидно, что величина  $\Delta r$  определяет шаг квантования по амплитуде при таком аналого-цифровом преобразовании сигнала.

Из приведенного анализа работы дельта-модулятора следует, что в вычитающем устройстве сравнивается истинное значение модулирующего напряжения  $r[k\Delta t]$  с квантованным

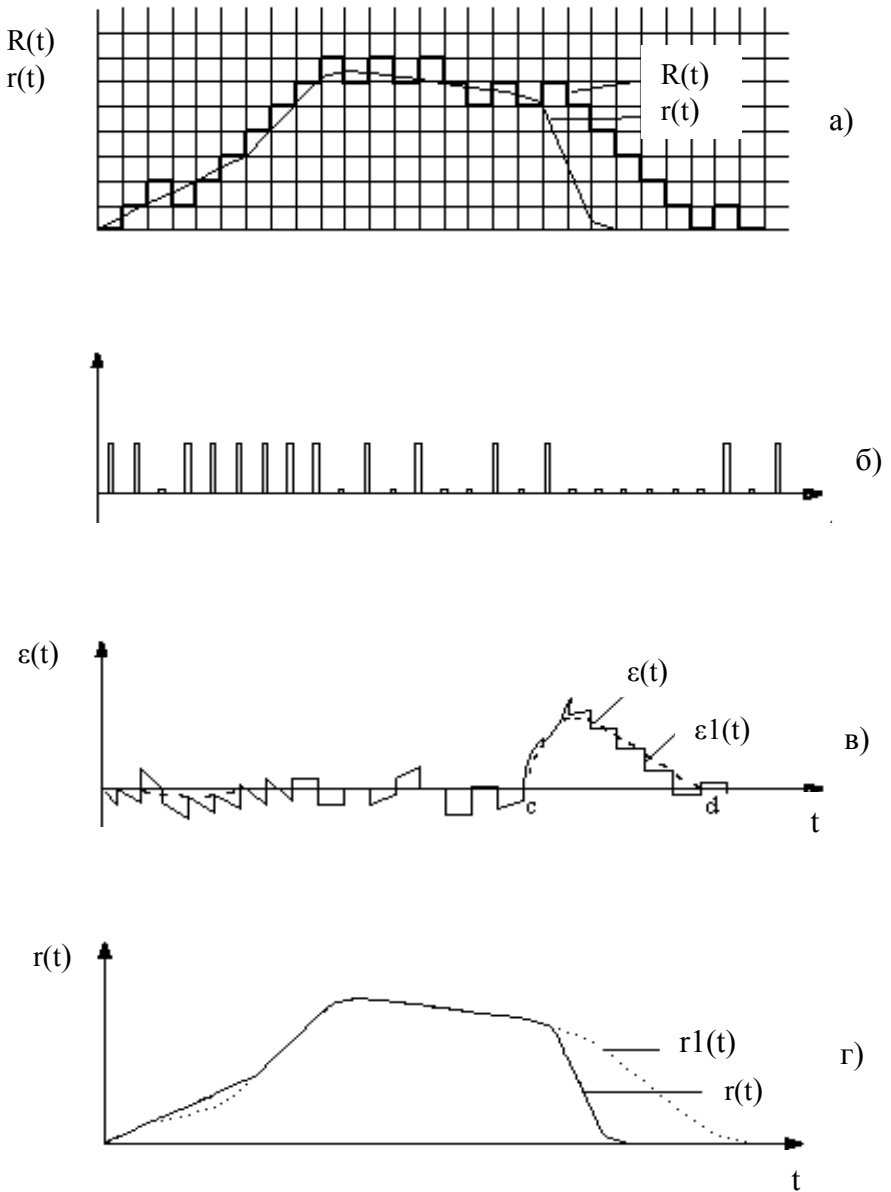


Рис. 4.2 – Форма напряжений в характерных точках



В каждом периоде тактовой частоты здесь передается информация только об одном из двух возможных перемещений ступенчатой кривой  $R(t)$  на одну ступеньку вверх или вниз. Таким образом, сигнал при дельта-модуляции оказывается автоматически кодированным по двоичной системе и представляет собой импульсы всегда одинаковой величины, но различного знака. На практике обычно используют однополярное кодирование, то есть в тактовых точках импульс присутствует или имеется пауза, что соответствует положительным или отрицательным приращением.

Функции декодирующего устройства на приемной стороне выполняет интегратор 2, на выходе которого получается ступенчатое напряжение  $R_1(t)$ . После его сглаживания фильтром нижних частот получим функцию сообщения  $r_1(t)$ , близкую к  $r(t)$ . Понятно, что для уменьшения ошибок в передаче сообщений интегратор 2 должен быть аналогичен интегратору 1.

### 3. Искажения при дельта-модуляции

Так как при ДМ сигнал подвергается квантованию по времени и по уровню, возникают принципиально неустранимые ошибки. Разность между аналоговым сигналом и напряжением аппроксимации называется сигналом ошибки  $\varepsilon_1(t) = r(t) - r_1(t)$ . Форма сигнала ошибки зависит как от передаваемого сигнала, так и от формы напряжения аппроксимации. В общем случае, чем выше тактовая частота, тем меньше успевает сигнал измениться за время одного такта, т.е. чем меньше может быть выбрана ступенька квантования по уровню, тем точнее совпадают входной сигнал  $r(t)$  и его аппроксимация  $R(t)$ . Величина ошибки квантования определяется энергией сигнала ошибки, попадающей в полосу прозрачности ФНЧ-демодулятора. Характерной особенностью ошибок квантования является то, что они возникают лишь при непосредственной передаче сообщений, поэтому уровень помех при наличии полезного сигнала может быть больше уровня помех в его отсутствие.

Ошибки при передаче сообщений, обусловленные свойствами ДМ, удобно рассматривать с учетом отдельных составляющих:

- 1) шумы квантования;
- 2) ошибки перегрузки по амплитуде;
- 3) ошибки перегрузки по скорости;

3.1. Шумы квантования по уровню возникают в любых системах связи с квантованием передаваемых сообщений и, следовательно, имеются в системах с ДМ.

Величина ошибок квантования зависит от шага квантования  $\Delta r$  и вида плотности вероятности входного сигнала. Обычно эта плотность является довольно плавной кривой, которая мало изменяется на интервале  $\Delta r$ . Ошибку квантования по напряжению можно считать распределенной приблизительно равномерно в интервале  $(-\Delta r, +\Delta r)$ . Среднеквадратическая ошибка квантования по уровню равна

$$\sigma = \Delta r / \sqrt{3}. \quad (4.1)$$

Обратите внимание, что ее величина в два раза больше, чем в системе с ИКМ.

Мешающее влияние ошибки квантования  $\varepsilon(t) = R_1(t) - r(t)$  можно трактовать следующим образом. Считаем, что на выходе приемного устройства воспроизводится без искажений передаваемый сигнал  $r(t)$ , но к нему добавляется сигнал ошибки  $\varepsilon(t)$ . Этот разностный сигнал имеет случайную форму и амплитуду, в большинстве случаев не превышающую одной ступени  $\Delta r$  (рис. 4.2в). Спектр плотности мощности такого случайного импульсного процесса напоминает по форме спектр мощности прямоугольного импульса и может быть вычислен по формуле

$$G(\omega) = \frac{\Delta t \Delta r^2}{6} \left( \frac{\sin \frac{\omega \Delta t}{2}}{\frac{\omega \Delta t}{2}} \right)^2, \quad (4.2)$$

Поскольку частота среза  $F_v$  фильтра нижних частот, стоящего после демодулятора, обычно значительно меньше частоты повторения тактовых импульсов  $F_{\text{н}} = 1/\Delta t$ , то в пределах полосы пропускания фильтра спектр плотности мощности функции  $\varepsilon(t)$  приблизительно равномерен и подобен спектру белого шума. Этот шум вызван квантованием непрерывной функции и носит название шума квантования.

Среднеквадратическое значение шума квантования  $\varepsilon_1(t)=r(t)-r_1(t)$  на выходе ФНЧ (рис. 4.2в) можно легко найти, если считать, что коэффициент передачи этого фильтра равен единице в полосе частот  $0<\omega<\omega_B$ , а за ее пределами равен нулю. Проинтегрируем выражение (4.2) в указанных пределах и получим

$$\sigma_{\dot{\delta}} = \frac{\Delta r}{\sqrt{3}} \sqrt{\pi \frac{F_{\dot{a}}}{F_1}}, \quad (4.3)$$

т.е. мощность шумов квантования уменьшается фильтром.

Иногда при расчетах оказывается удобнее пользоваться величиной относительной мощности шумов квантования на выходе демодулятора

$$\delta^2 = \frac{\sigma^2}{r_{y\dot{\delta}}^2} = \frac{\Delta r^2}{3r_{y\dot{\delta}}^2}, \quad (4.4)$$

и относительной мощностью шумов квантования на выходе ФНЧ

$$\delta_1^2 = \frac{\sigma_{\dot{\delta}}^2}{r_{y\dot{\delta}}^2} = \frac{\pi \Delta r^2 F_{\dot{a}}}{3F_1 r_{y\dot{\delta}}^2}, \quad (4.5)$$

где  $r_{y\dot{\delta}}^2$  – математическое ожидание квадрата передаваемого сообщения.

3.2. Ошибки перегрузки по амплитуде характерны для всех систем передачи информации, поскольку амплитудная характеристика любой реальной системы всегда ограничена в области больших амплитуд. Ошибки перегрузки по амплитуде приводят к возникновению нелинейных искажений в принимаемых сообщениях и могут быть сделаны достаточно малыми надлежащим выбором амплитуды входных сигналов, исключая возможность их ограничения.

3.3. Ошибки перегрузки по скорости характерны только для систем связи с ДМ и обусловлены применяемым способом модуляции. Они возникают, если не выполняется условие

$$\left| \frac{dr(t)}{dt} \right| \leq \frac{\Delta r}{\Delta t}, \quad (4.6)$$

т.е. перегрузка по скорости возникает тогда, когда скорость нарастания или спада входного напряжения в некоторые моменты време-

ни становится больше максимальной крутизны аппроксимирующего напряжения (рис. 4.2, участок cd).

Из неравенства (4.6) видно, что чем выше частота входного синусоидального сигнала, тем меньше допустимое значение его амплитуды, соответствующее отсутствию перегрузки по скорости. Отсюда следует, что форма амплитудной характеристики при ДМ зависит от частоты передаваемого сигнала – ее линейный участок уменьшается с ростом частоты. Верхний предел уровня может быть увеличен либо повышением тактовой частоты, либо применением многозначной ДМ (дифференциальной ИКМ).

К настоящему времени еще не разработаны достаточно простые методы расчета ошибок перегрузки, поэтому их оценку удобно проводить экспериментально.

Мощность общей ошибки  $\epsilon(t)$  в передаче сообщений может быть вычислена суммированием мощностей ее составляющих, перечисленных выше.

#### 4. Влияние помех в канале связи

Наличие шума и помех в двоичном канале приводит к ошибкам, которые проявляются в том, что некоторые двоичные символы изменяют свое значение на обратное. Поскольку импульсная переходная характеристика интегратора равна

$$g(\tau) = \Delta r \begin{cases} 1, & \text{а} \text{ñ} \text{è} \tau \geq 0, \\ 0, & \text{а} \text{ñ} \text{è} \tau < 0, \end{cases} \quad (4.7)$$

то, в частности, замена единицы нулем на его входе в момент времени  $t_0$  приводит к тому, что на выходе интегратора вместо положительного приращения (4.7) появляется равное по величине отрицательное приращение. Это эквивалентно возникновению ошибки на выходе в виде отрицательного скачка напряжения сколь угодно большой длительности  $\epsilon(t) = -2g(t-t_0)$ . Аналогично, вследствие замены нуля единицей появляется ошибка в виде скачка положительной полярности также величиной в  $2\Delta r$ .

Теоретически бесконечно большое последствие единичной ошибки связано с тем, что в амплитудном спектре единичного скачка  $S_1(\omega) = 1/\omega$  амплитуды составляющих бесконечно возрастают при  $\omega \rightarrow 0$ . В целом результат воздействия некоррелирован-

ной помехи – это серия случайно возникающих скачков обеих полярностей, которая представляет собой дискретный случайный процесс с независимыми приращениями, который суммируется с полезным сигналом.

Следует отметить, что ДМ по своей сути не предназначена для передачи сигналов, содержащих постоянную составляющую, более того, реально она применяется для передачи сигналов, например речевых, спектр которых заключен в ограниченной полосе частот ( $\omega_n, \omega_b$ ). В этих условиях идеальный интегратор целесообразно заменить обычной интегрирующей RC-цепью, имеющей АЧХ

$$K(\omega) = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega^2}} \quad (4.8)$$

и импульсную характеристику

$$g(\tau) = \begin{cases} \exp(-\omega_c \tau), & \tau \geq 0, \\ 0, & \tau < 0, \end{cases} \quad (4.9)$$

где  $\omega_c \ll \omega_n$ .

При этом условии в полосе передаваемых частот RC-цепь действует почти как идеальный интегратор, а на более низких частотах ( $\omega_c \ll \omega_n$ ) ее коэффициент передачи существенно ниже, чем у идеального интегратора, что уменьшает время последствия помехи.

В качестве имитатора двоичного симметричного канала с независимыми ошибками в лабораторном макете используется сумматор по модулю 2, на один вход которого поступает передаваемая двоичная последовательность, а на другой вход – двоичная последовательность, имитирующая поток ошибок. Источником последней является генератор псевдослучайной M-последовательности с набором переключаемых схем совпадения, позволяющим изменять относительное количество единиц в потоке символов на втором входе сумматора по модулю 2. В итоге вероятность появления ошибки в одном символе принимает одно из следующих значений

$$p = p_0 2^{-i}, \quad (4.10)$$

где  $i=1, 2, \dots, 8$  – номер положения переключателя (по часовой стрелке);

$p_0$  – некоторая постоянная величина ( $p_0 < 1$ ). В макете также предусмотрен тумблер для отключения имитатора ошибок.

Интегратор приемника с импульсной характеристикой (4.9) содержит четырехразрядный двоичный сумматор с ЦАП (идеальный интегратор), устройство блокировки переполнения и цепь частотно-зависимой цифровой обратной связи.

Импульсы, соответствующие нулям и единицам входного сигнала, подаются отдельно на входы сложения и вычитания двоичного сумматора, при этом устройство блокировки предотвращает поступление очередного импульса на вход сложения, если напряжение на выходе ЦАП достигло максимального значения  $U_{\max} = \Delta r(2^4 - 1)$ , или на вход вычитания, если выходное напряжение равно  $U_{\min} = 0$ .

Наличие цепи частотно-зависимой обратной связи превращает идеальный интегратор в цифровой фильтр с импульсной характеристикой, которая является цифровым аналогом (4.9).

Для наблюдения формы напряжения в контрольных точках предусмотрены следующие гнезда для подключения осциллографа:

- A1 – входной сигнал;
- A2 – выход компаратора;
- A3 – выход генератора тактовых импульсов;
- A5 – выход интегратора передатчика;
- B1 – выход имитатора потока ошибок;
- B2 – выход канала с ошибками;
- B4 – выход генератора приемника;
- B5 – выход ФНЧ приемника.

## 5. Порядок выполнения работы

5.1. Изучить принцип работы системы связи с ДМ, уяснить функциональное назначение отдельных элементов.

5.2. Собрать лабораторную установку для исследования системы связи.

5.2.1. Подать сигнал, имитирующий передаваемое сообщение, на вход системы. Возможны три вида входных сигналов, соответствующих трем положениям переключателя “Входной сигнал”.

В положении “Внутренний П” на вход системы подается периодическая последовательность прямоугольных импуль-

сов от внутреннего встроенного генератора, работающего синхронно с генератором тактовых импульсов системы (частота повторения импульсов входного сигнала в 160 раз меньше частоты повторения тактовых импульсов). Амплитуда импульсов устанавливается переменным резистором. В положении “Внутренний ~ “ на вход системы подается синусоидальное колебание той же частоты от внутреннего генератора.

В положении “Внешний” на вход системы через входной разъем следует подать синусоидальное колебание от генератора ГЗ-18, амплитуды не более 2В.

5.2.2. Подать на вход осциллографа наблюдаемый сигнал с одного из гнезд колодки “Контр.” и сигнал синхронизации с разъема “Синхр.”.

5.2.3. Подать сигнал с выхода системы на коаксиальный вход автоматического измерителя нелинейных искажений С6-7.

5.3. Подав на вход системы прямоугольные импульсы, зарисовать форму переходной характеристики системы (отклик на единичный скачок напряжения) и объяснить ее поведение, сравнив с формой осциллограммы напряжений в характерных точках системы.

5.4. Зарисовать осциллограммы напряжений в характерных точках системы при нулевом входном напряжении. Сравнить с результатами п. 5.3.

5.5. Наблюдая при помощи осциллографа напряжение на выходе интегратора при нулевом входном напряжении, измерить величины шага квантования по времени  $\Delta t$  и шага квантования по уровню  $\Delta r$ . По данным измерений вычислить среднеквадратическое значение шума квантования на выходе интегратора, а также предельное значение амплитуды и частоты входного синусоидального сигнала, при которых еще отсутствуют ошибки перегрузки по скорости.

5.6. Включить осциллограф на выход интегратора приемной части системы (гнездо Б4). Подать на вход системы от генератора ГЗ-18 синусоидальное напряжение частоты 40-70 Гц. Установить амплитуду этого напряжения возможно большей величины, но так, чтобы еще не наблюдались искажения перегрузки по напряжению.

5.7. Снять амплитудно-частотную характеристику систе-

мы связи без ФНЧ и зависимость коэффициента нелинейных искажений от частоты, для этого амплитуду входного сигнала установить согласно выбранной в п.5.6. Частоту входного сигнала изменять каждый раз в 1,5...2 раза в пределах от 20 до 700 Гц. На каждой частоте прибором С6-7 измерять выходное напряжение и коэффициент нелинейных искажений. Сравнить с результатами вычислений в п.5.5 и объяснить поведение полученных кривых.

5.8. Снять характеристику верности системы (амплитудно-частотную характеристику всего тракта, включая ФНЧ) и зависимость нелинейных искажений от частоты. Сравнить с результатами п.5.7.

## 6. Контрольные вопросы

6.1. Изложите принцип передачи сигнала по методу дельта-модуляции (ДМ).

6.2. Приведите функциональную схему классической системы с дельта-модуляцией.

6.3. Назовите искажения, возникающие при ДМ. Укажите их причины.

6.4. Дайте возможные способы количественной оценки искажений при ДМ.

6.5. Изложите методику измерения искажений при ДМ.

6.6. Приведите функциональную схему системы с ДМ, используемую в лабораторной работе. Укажите ее особенности.

6.7. Изобразите эпюры напряжений в характерных точках системы с ДМ для:

1) постоянного напряжения на входе;

2) переменного (синусоидального) напряжения на входе дельта-модулятора.

6.8. Изобразите одну из реализаций шума на выходе интегратора приемника при постоянном входном сигнале.



## 1. Введение

Важнейшей характеристикой любой системы передачи информации (СПИ) является помехоустойчивость. Один из наиболее эффективных методов повышения помехоустойчивости – использование корректирующих кодов, позволяющих обнаруживать и исправлять ошибки в кодовых комбинациях.

В лабораторной работе изучаются один из возможных корректирующих кодов (код Рида-Малера), основанный на использовании системы биортогональных сигналов, способы их формирования и корреляционные свойства.

## 2. Некоторые сведения из теории

### 2.1. Оптимальные системы сигналов

Структура когерентной цифровой системы передачи информации и её основные характеристики (помехоустойчивость, эффективность, надёжность, сложность и т. п.) зависят от выбора формы сигналов. Основным требованием при выборе оптимальных сигналов может служить критерий минимума вероятности ошибки  $p_{\text{ош}}$ .

В теории потенциальной помехоустойчивости доказывалось, что при действии аддитивного белого шума вероятность неправильного опознания сигнала не зависит от тонкой (временной или спектральной) структуры сигналов, а определяется следующими показателями:

1) отношением энергии сигнала к спектральной плотности шума

$$q^2 = \frac{P_c T}{N_o}, \quad (5.1)$$

где  $P_c$  – средняя мощность сигнала на интервале  $T$ ,

$T$  – длительность сигнала,

$N_o$  – спектральная плотность мощности белого шума;

2) значениями всех коэффициентов взаимной корреляции сигналов  $S_1(t), \dots, S_M(t)$

$$\rho_{ij} = \frac{\int_0^T S_i(t) S_j(t) dt}{\sqrt{\int_0^T S_i^2(t) dt \int_0^T S_j^2(t) dt}}, \quad i \neq j, \quad (5.2)$$

где  $i, j=1, 2, \dots, M$ .

Необходимо отыскать алфавит сигналов, наилучший с точки зрения указанных показателей (минимум всех  $\rho_{ij}$  при фиксированном  $q^2$ ).

Наименьшее возможное значение  $\rho_{ij} = -1$ , в этом случае число сигналов  $M$  равно двум, и  $S_1(t) = -S_2(t)$ . Это – система с противоположными сигналами (фазовая манипуляция на  $180^\circ$ ).

При числе сигналов  $M > 2$  невозможно сделать все  $\rho_{ij} = -1$ . В.А. Котельников показал, что оптимальной системой, требующей минимальной средней мощности передатчика, является при  $M \gg 1$  система равноудаленных друг от друга сигналов, имеющих равные энергии. Для них коэффициент корреляции

$$-\frac{1}{M-1} < \rho_{ij} < +1. \quad (5.3)$$

При  $M \gg 1$  к оптимальным приближаются системы ортогональных сигналов, для которых

$$\rho_{ij} = \begin{cases} E, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad (5.4)$$

где  $E$  – энергия каждого из сигналов.

## 2.2. Ортогональные двоичные коды

На практике широкое применение получили ортогональные сигналы, формируемые из двоичных противоположных символов 0 и 1.

Назовем бинарным кодом  $B(t) = \{b_1, b_2, \dots, b_n\}$  последовательность  $n$  элементарных прямоугольных импульсов длительностью  $\tau = T/n$ , где  $T$  – длительность кодовой комбинации. Амплитуды элементарных импульсов  $b_1, b_2, \dots, b_n$  принимают значения только 0 или 1 (или минус 1 и плюс 1).

Кодовые комбинации представляют векторами  $n$ -мерного линейного пространства (пространства Хэмминга). Тогда геометрической моделью  $n$ -значного кода является  $n$ -мерный куб с ребром, равным 1, каждая вершина которого представляет одну из возможных кодовых комбинаций. Число вершин  $M = 2^n$ .

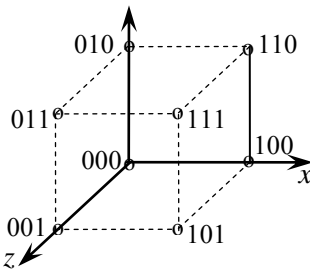


Рис. 5.1 – Геометрическая модель трехзначного двоичного кода

На рис. 5.1 представлена геометрическая модель трехзначного двоичного кода.

Расстояние между двоичными векторами  $x$  и  $y$  в  $n$ -мерном пространстве Хемминга выражают числом знаков, в которых они отличаются друг от друга

$$d_{xy} = \sum_{k=1}^n (x_k \oplus y_k) \quad (5.5)$$

Наименьшее для данного кода значение  $d$  называют его кодовым расстоянием  $d_{\text{э}} = \min_{i \neq j} d_{ij}$ . Кодовые комбинации

$$B_i(t) = \{b_{i1}, b_{i2}, \dots, b_{in}\}, \quad B_j(t) = \{b_{j1}, b_{j2}, \dots, b_{jn}\},$$

удовлетворяющие условию  $\int_0^T B_i(t) B_j(t) dt = 0$ ,

называются ортогональными на интервале  $(0-T)$ .

Ортогональные коды представляют собой равноудаленные сигналы с одинаковой энергией. Геометрическим образом такого кода являются, например, точки на координатных осях.

В трехмерном случае (рис. 5.1) комбинациями ортогонального кода являются векторы 100, 010, 001. Здесь число кодовых комбинаций  $M=n$ , сигналы обладают равной энергией.

Геометрически это означает, что все точки, соответствующие кодовым комбинациям, находятся от начала координат на одинаковом расстоянии, равном единице.

Нормированная корреляционная функция цифрового сигнала  $B(t)$ , которому соответствует  $n$ -мерный вектор  $\mathbf{b}$ , определяется следующим выражением

$$\rho_b(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n b_i b_{i+j}, \quad (5.6)$$

где величина сдвига  $j$  – целое число  $(-(n-1) \leq j \leq (n-1))$ .

Например, если  $\mathbf{b}=(1,-1,-1,1)$ , то

$$\rho_b(\pm 3) = \frac{1}{4} [1 \cdot 1 + (-1) \cdot 1 + (-1)(-1) + 1 \cdot (-1)] = 0;$$

$$\rho_b(\pm 2) = -1; \quad \rho_b(\pm 1) = 0; \quad \rho_b(0) = 1.$$

При построении систем связи используются двоичные векторы, символы которых не обязательно равны  $+1$  и  $-1$ . В этом случае более общим является определение величины  $\rho$  в виде

$$\rho_{ij} = \frac{n_{\hat{a}_i \hat{a}_j} - n_{\hat{a}_i \bar{\hat{a}}_j}}{n}, \quad (5.7)$$

где  $n_{\text{совп}}$  – число поэлементных совпадений;  
 $n_{\text{несовп}}$  – число поэлементных несовпадений;  
 $n = n_{\text{совп}} + n_{\text{несовп}}$  – длина кодовой комбинации.

Так как  $d_{ij} = n_{\hat{a}_i \bar{\hat{a}}_j}$ , то коэффициент корреляции двух кодовых комбинаций в соответствии с (5.7)

$$\rho_{ij} = \frac{(n - d_{ij}) - d_{ij}}{n} = 1 - \frac{2d_{ij}}{n} \quad (5.8)$$

представляет собой отношение разности между числом позиций с совпадающими знаками  $(n - d_{ij})$  и числом позиций с отличающимися знаками  $d_{ij}$  к общему числу позиций  $n$ . Т.к. две ортогональные кодовые комбинации имеют  $\rho_{ij} = 0$ , это значит, что они имеют половину символов одинаковых и половину разных. Этот факт может быть взят за основу при конструировании ортогональных кодов.

Ортогональные коды представляют в виде таблиц или матриц. В двумерном пространстве ортогональные коды есть 00 и 01. Для  $n=4$  кодовая таблица ортогональных кодов получается из исходных сигналов 00 и 01 следующим образом:

- 1) сигнал 00 записывается дважды в первый столбец;
- 2) сигнал 01 записывается дважды во второй столбец;
- 3) сигнал 00 записывается в третий столбец, а под ним – сигнал ему противоположный 11;
- 4) сигнал 01 записывается в четвертый столбец, а под ним – противоположный ему сигнал 10. Таблица (матрица Адамара) при этом имеет вид:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & +1 & -1 & +1 \\ -1 & -1 & +1 & +1 \\ -1 & +1 & +1 & -1 \end{pmatrix}.$$

### 2.3. Биортогональные коды

Биортогональным называют набор сигналов, включающий некоторую совокупность ортогональных сигналов и все сигналы, им противоположные. Например, из таблицы четырех ортогональных сигналов получим следующие биортогональные коды:

- 1)  $-1 \quad -1 \quad -1 \quad -1$  ; 5)  $1 \quad 1 \quad 1 \quad 1$  ;
- 2)  $-1 \quad 1 \quad -1 \quad 1$  ; 6)  $1 \quad -1 \quad 1 \quad -1$  ;
- 3)  $-1 \quad -1 \quad 1 \quad 1$  ; 7)  $1 \quad 1 \quad -1 \quad -1$  ;
- 4)  $-1 \quad 1 \quad 1 \quad -1$  ; 8)  $1 \quad -1 \quad -1 \quad 1$  .

Здесь каждый код ортогонален всем остальным ( $\rho_{ij} = 0$ ), кроме одного, для которого он является противоположным (например,  $\rho_{15} = -1$ ). Используя  $n$  двоичных символов, можно построить  $M = 2n$  биортогональных сигналов.

Биортогональные коды (их еще называют кодами Рида-Малера) образуют класс линейных блочных  $(n, k)$ -кодов, задаваемых порождающей матрицей  $\mathbf{G}$ .

Коды Рида-Малера задают двумя параметрами – целыми положительными числами  $a$  и  $m$ , где  $m \geq 3$ ,  $a < m$  – порядок кода.

При этом  $n = 2^m$  – длина кодовой комбинации;  $k = \sum_{i=0}^a C_m^i$  –

количество информационных разрядов,  $d_k = 2^{m-a}$  – кодовое расстояние.

Для  $a=1$  (коды Рида-Малера первого порядка) порождающая матрица

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{g}_{m+1} \\ \mathbf{g}_m \\ \dots \\ \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_0 \end{pmatrix}$$

состоит из двух блоков. Первая строка  $\mathbf{g}_{m+1}$  содержит одни единицы. Столбцы блока  $\mathbf{g}_m, \mathbf{g}_{m-1}, \dots, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_0$  – это всевозможные  $m$ -разрядные двоичные числа, включая и нулевое число.

Правило построения множества кодовых комбинаций линейного блочного кода дается формулой

$$\mathbf{v} = \mathbf{aG}, \quad (5.9)$$

где  $\mathbf{a} = a_k a_{k-1} \dots a_1 a_0$  – вектор-строка входного сообщения (равномерный безызбыточный код);

$\mathbf{v}$  – вектор выходного сигнала (линейного блочного кода).

Таким образом, векторы биортогонального кода могут быть получены путем линейной комбинации строк порождающей матрицы.

*Приведем пример построения биортогонального кода.*

Задана порождающая матрица биортогонального кода:

$$\mathbf{G} = \begin{Bmatrix} \mathbf{g}_2 \\ \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_0 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{Bmatrix}.$$

Построить биортогональный код для входного информационного вектора  $\mathbf{a} = (a_2 a_1 a_0) = 110$ .

В соответствии с правилом (5.9) для представления в виде биортогонального кода одного из  $M$  чисел, записанных равномерным  $k$ -разрядным двоичным кодом, необходимо произвести взвешенное суммирование по модулю 2 строк производящей матрицы  $\mathbf{G}$ . Весовыми коэффициентами для строк являются 0 и 1, стоящие на местах соответствующих разрядов равномерного исходного кода, при этом строка с весовым коэффициентом 0 заменяется строкой, состоящей из одних нулей, и не участвует в операции суммирования строк.

Итак, информационному вектору  $\mathbf{a} = 110$  соответствует комбинация биортогонального кода

$$\begin{aligned} \mathbf{v} &= \sum_{i=1}^k a_i \mathbf{g}_i = a_0 \mathbf{g}_0 \oplus a_1 \mathbf{g}_1 \oplus a_2 \mathbf{g}_2 = \\ &= 0 \cdot \mathbf{g}_0 \oplus 1 \cdot \mathbf{g}_1 \oplus 1 \cdot \mathbf{g}_2 = \mathbf{g}_1 \oplus \mathbf{g}_2 = \frac{\begin{matrix} 1111 \\ \oplus \\ 0011 \\ \hline 1100 \end{matrix}}{1100}. \end{aligned}$$

Очевидно, кодирующее устройство для кодов Рида-Малера должно содержать генератор строк порождающей матрицы и устройство линейного взвешенного суммирования этих строк.

## 2.4. Корреляционные свойства биортогональных кодов

При передаче по каналу связи последовательность двоичных символов  $(0,1)$  отображается соответствующим двоичным видеосигналом (рис. 5.2).

Для двоичного видеосигнала  $B(t)$ , представленного в виде последовательности из  $n$  прямоугольных импульсов, функция корреляции (ФК) (см. формулу (6)) совпадает по форме с сигналами

лом на выходе цифрового согласованного фильтра.

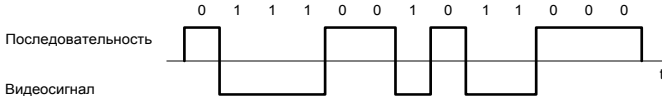


Рис. 5.2 – Видеосигнал для последовательности двоичных символов

Фильтр называется согласованным с сигналом  $B(t)$ , если его импульсная характеристика совпадает по форме с зеркальным отображением этого сигнала (для обеспечения физической реализуемости фильтра допускается сдвиг его импульсной характеристики во времени). Согласованные фильтры для двоичных сигналов называют двоичными фильтрами.

Такой согласованный двоичный фильтр должен включать следующие элементы (рис. 5.3):

1) устройство задержки с числом выходов, равным  $n$ , и временем задержки между выходами, равным длительности символа  $\tau$ ;

2) инверторы, установленные на отводах устройства задержки и изменяющие полярность данного выходного сигнала в соответствии с отсчетами импульсной характеристики фильтра;

3) линейное суммирующее устройство.

В качестве примера определим сигнал на выходе фильтра, согласованного с комбинацией 1011011000010000.

Для удобства построения входной сигнал представлен в виде  $+ - + + - + + - - - - + - - - -$ , где «+» и «-» означают импульсы противоположной полярности и при сложении дают нуль. Импульсная переходная характеристика фильтра имеет вид зеркального отображения входного сигнала  $B(t)$ , то есть

$- - - - + - - - - + + - + + - +$ .

Элементу «-» соответствует инвертор, изменяющий полярность сигнала, подаваемого на сумматор.

Функция корреляции (рис. 5.5) получена путем обычного суммирования столбцов на рис. 5.4. Она не нормирована и при нулевом сдвиге  $j=0$  принимает максимальное значение  $n=16$ .



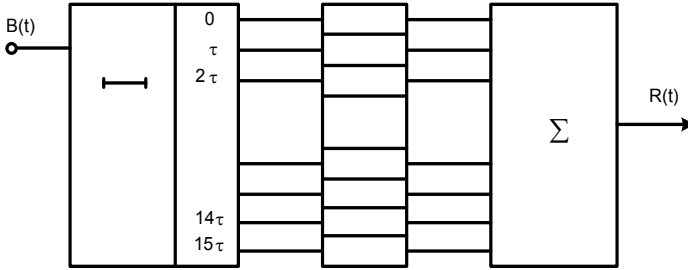


Рис. 5.3 – Структурная схема согласованного двоичного фильтра

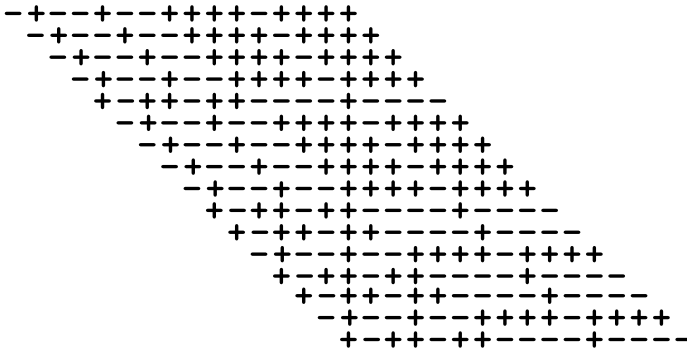


Рис. 5.4 – Пример построения ФК для комбинации биортогонального кода

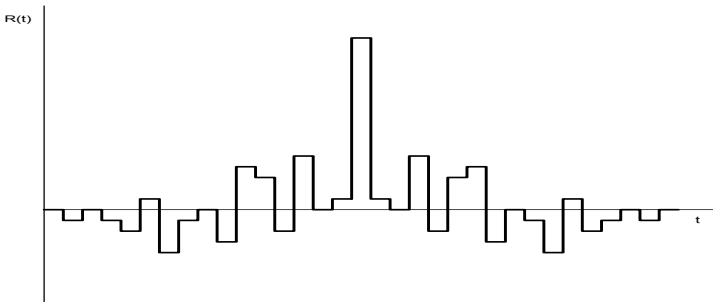


Рис. 5.5 – Функция корреляции комбинации биортогонального кода



На этом же макете предусмотрена также возможность исследования свойств биортогонального кода (кода «Диджилок»), который был предложен для помехоустойчивой передачи информации с ракет для исследования дальнего космоса. Код «Диджилок» может быть получен на основе кода Рида-Малера путем суммирования его со специально подобранной кодовой комбинацией 1101 1111 0111 1001. При этом все кодовые векторы в пространстве сигналов поворачиваются на один и тот же угол. Это не меняет свойств биортогонального кода, но облегчает синхронизацию принимаемого сигнала в приемнике за счет того, что ФК кода «Диджилок» обладает на определенном уровне ограничения более узким пиком по сравнению с ФК исходного кода и меньшим уровнем боковых лепестков.

Кодирующее устройство работает в соответствии с (5.9) и состоит из следующих узлов, представленных на рис. 5.6:

1) имитатора исходного двоичного  $k$ -разрядного кода). Представляет собой набор ключей. В правом положении ключа имитируется подача на вход кодирующего устройства символа 1 соответствующего разряда параллельного кода, в левом – подача символа 0;

2) генератора строк порождающей матрицы. Характер чередования символов 0 и 1 в матрице  $G$  указывает на возможность простой реализации генератора на основе двоичного триггерного счетчика  $D1$ , что и использовано в исследуемом кодирующем устройстве. Запуск счетчика производится от генератора тактовых импульсов  $G$ ;

3) устройства взвешенного суммирования строк порождающей матрицы. Выполнено на логических элементах  $D2 - D5$ . На один вход каждой схемы совпадения поступает двоичный символ от имитатора двоичной последовательности, на другой – соответствующая строка производящей матрицы. Так как строка старшего разряда производящей матрицы имеет вид (1111 1111 1111 1111), нет необходимости перемножать старший разряд имитирующего кода на эту строку. Достаточно подать символ старшего разряда в устройство суммирования строк;

4) генератора опорного кода. Служит для получения кода «Диджилок» путем суммирования по  $mod 2$  с исходным кодом Рида-Малера. Представляет собой логическое устройство (де-

шифратор), управляемое двоичным счетчиком *D1*.

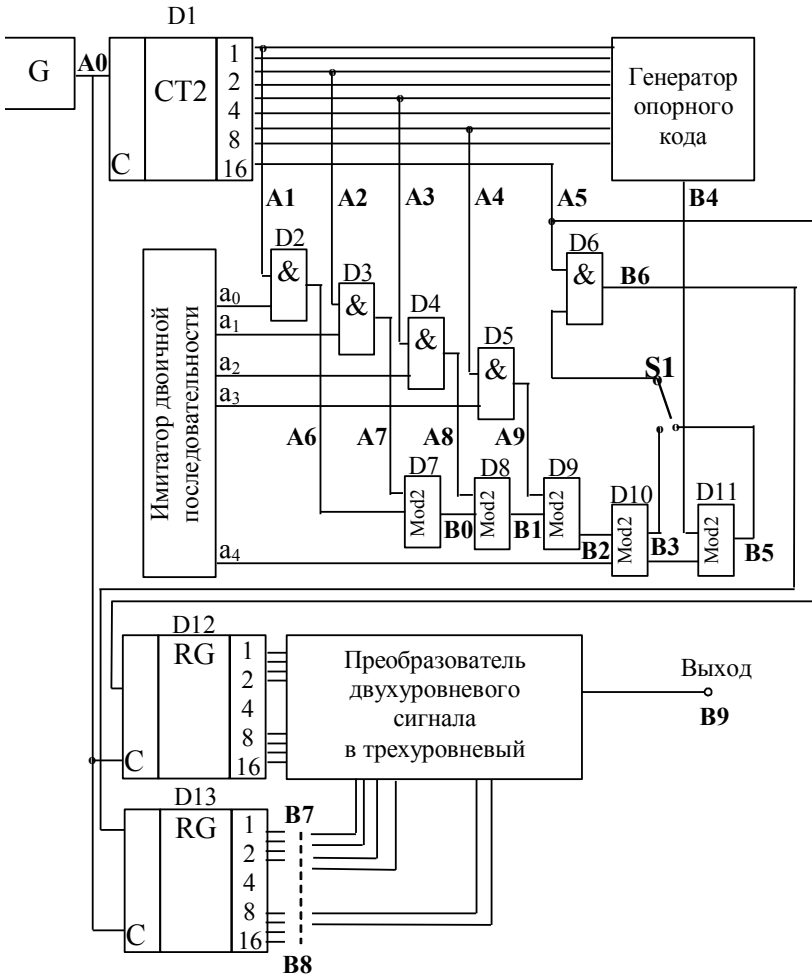


Рис. 5.6 – Функциональная схема лабораторной установки

На выходе кодирующего устройства в зависимости от положения переключателя *S1* формируются коды Рид-Малера либо «Диджикок». Кодовые комбинации отделены друг от друга

паузой, длительность которой равна длительности кодовой комбинации (16 тактов). Пауза образуется в логической схеме *Дб*.

### 3.2. Двоичный согласованный фильтр

Функция корреляции  $R(t)$  биортогонального кода формируется на выходе двоичного оптимального фильтра. Задержку двоичных символов кода  $V(t)$  на время  $t=\tau$  выполняет  $n$ -разрядный регистр сдвига RG2. Умножение на  $V(t-t_1)$  производится снятием сигнала с соответствующих ячеек регистра. Импульсная переходная характеристика фильтра  $h(t)$ , соответствующая зеркальному отображению входного кода  $V(t)$ , формируется набором ключей, с помощью которых на дальнейшее преобразование подаются либо инвертированный, либо неинвертированный сигнал  $V(t)$ .

Для получения ФК и устранения влияния паузы между кодовыми комбинациями на форму функции корреляции  $R(t_1)$  служит “Преобразователь двухуровневого сигнала в трехуровневый”, работающий по правилу:

$$U_{\text{вых } i} = \left\{ \begin{array}{l} 1, \text{ если } S_i = 1, S'_i = 1, \\ 0, \text{ если } S_i = 0, S'_i = 0, 1, \\ -1, \text{ если } S_i = 1, S'_i = 0, \end{array} \right\}$$

где  $S_i$  – двоичный символ на выходе RG2;

$S'_i$  – двоичный символ на выходе RG1.

Преобразователь выполнен на диодных схемах совпадения. Предварительно для выделения паузы соответствующий ей сигнал сдвигается регистром сдвига RG1. Суммирование ведется на активной резисторной матрице, управляемой транзисторными ключами.

### 3.3. Конструкция лабораторного макета

Лабораторный макет конструктивно выполнен в виде универсальной вертикальной стойки.

На передней панели блока размещены переключатель СЕТЬ с контрольной лампочкой; коаксиальное гнездо СИНХР. для

подачи сигнала на клеммы ВНЕШН. СИНХР. осциллографа; контрольные гнезда IA1-IA7, IB1-IB7, PA1-PA3 для контроля напряжения в характерных точках схемы; имитатор двоичной последовательности ИМИТ.: правое положение ключа соответствует подаче символа 1, левое – 0; переключатель КОД РИДА-МАЛЕРА-ДИДЖИЛОК; в нижней части блока расположен ряд ключей, позволяющих реализовать импульсную переходную характеристику оптимального фильтра: верхнее положение ключа соответствует «+», нижнее – «-».

На передней панели верхнего блока нанесена структурная схема кодирующего устройства и согласованного двоичного фильтра.

Для выполнения работы лабораторная установка укомплектована осциллографом.

#### **4. Порядок выполнения лабораторной работы**

4.1. Изучить принцип построения исследуемых биортогональных кодов, ознакомиться с работой лабораторной установки, уяснить функциональное назначение отдельных узлов.

4.2. Для заданного преподавателем пятиразрядного кода:

1) сформировать с помощью порождающей матрицы комбинации кода Рида-Малера и кода Диджилок;

2) рассчитать и построить ФК для каждого из исследуемых кодов.

4.3. Исследовать процесс формирования кодов Рида-Малера и Диджилок кодирующим устройством. Для этого:

1) установить заданное преподавателем двоичное число с помощью соответствующего набора ключей, предварительно определить положение младшего и старшего имитируемых разрядов по наблюдению сигналов в определенных точках схемы;

2) просмотреть и зарисовать формы напряжения в контрольных гнездах лабораторного макета. Найти соответствие между контрольными гнездами макета и контрольными точками на функциональной схеме (рис. 5.6). Осциллограммы должны быть сфазированы во времени, для этого осуществить внешнюю синхронизацию осциллографа от лабораторного макета;

3) сравнить экспериментальные данные с результатами, по-

лученными при предварительной подготовке к работе.

4.4. Исследовать процесс формирования ФК кодов Рида-Малера и Диджилок:

1) соответствующим набором ключей набрать требуемую импульсную переходную характеристику двоичного фильтра для кода Рида-Малера;

2) сравнить ФК, полученную экспериментальным путем, с рассчитанной в п. 4.2;

3) повторить пп.1) и 2) для кода Диджилок;

4) сделать выводы.

4.5. Определить экспериментально, какие значения принимает расстояние между комбинациями кода Рида-Малера. Сравнить с тем, что следует из определения биортогональной системы сигналов. Определить кодовое расстояние. Убедиться, что теми же параметрами характеризуется и код Диджилок.

4.6. Отчет должен содержать:

1) краткие сведения из теории биортогональных кодов;

2) результаты, полученные при предварительной подготовке к работе, включая и оценку способности кода обнаруживать и исправлять ошибки;

3) функциональную схему лабораторного макета;

4) осциллограммы напряжения в характерных точках, полученные при выполнении лабораторной работы;

5) краткие выводы по проделанной работе.

### **5. Контрольные вопросы**

5.1. Дайте определение линейного блочного кода. Назовите его основные свойства.

5.2. Сформулируйте правила построения порождающей матрицы линейного блочного кода. Какому требованию удовлетворяют базисные векторы порождающей матрицы?

5.3. Дайте определение биортогонального кода. Укажите его основные свойства.

5.4. Постройте функциональную схему кодирующего устройства для биортогонального кода.

5.5. Опишите корреляционные свойства биортогональных кодов.

5.6. Укажите возможные способы получения ФК биортогональных кодов.

## 1. Введение

При передаче информации в цифровом виде должна быть обеспечена высокая помехоустойчивость. Разработан ряд методов повышения помехоустойчивости. Центральное место среди них занимают методы, использующие корректирующие коды.

В предлагаемой работе изучаются принципы построения и реализации сверточных кодов и порогового декодирования, оценивается теоретически и экспериментально их помехоустойчивость.

## 2. Сверточные коды

2.1. В качестве переносчика информации в любой бинарной цифровой системе передачи информации (ЦСПИ) используется последовательность двоичных символов. Под воздействием помех в канале некоторые из этих символов могут измениться на обратные, при этом чем меньше отношение сигнал/помеха в канале, тем выше, как правило, вероятность ошибки в одном символе  $p$  и, следовательно, вероятность ошибки при декодировании всей последовательности.

Основным методом повышения помехоустойчивости ЦСПИ является введение избыточности в передаваемый по каналу двоичный сигнал, т.е. помехоустойчивое кодирование. Обычно для этого кроме информационных символов, поступающих от источника, в канал подают также некоторое количество проверочных (избыточных) символов, формируемых в кодирующем устройстве и зависящих от информационных символов.

Наибольшее применение нашли линейные блочные  $(n,k)$ -коды, в которых после каждого блока из  $n$  информационных символов передается блок из  $r=n-k$  проверочных символов. Формирование (кодирование) и декодирование каждого блока из  $n$  символов в этом случае производится независимо от других блоков передаваемой последовательности.



Кодирование блоками удобно, но оно не является единственным способом введения проверочных символов. Существуют так называемые “непрерывные” (неблочные) коды, в которых проверочные символы размещены между информационными так, что невозможно разделить передаваемую и принимаемую последовательности на независимые блоки по  $n$  символов. Одним из таких кодов и является изучаемый в работе сверточный код.

2.2. Проверочные символы сверточного кода формируются как результат операции свертки последовательности информационных символов. Для математического определения этой операции формально поставим в соответствие последовательности информационных двоичных символов  $a_0, a_1, a_2, a_3, \dots$  полином

$$A(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots \quad (6.1)$$

Например, последовательности 01100011..... соответствует полином

$$A(x) = x + x^2 + x^6 + x^7 + \dots$$

Пусть далее задан так называемый порождающий полином

$$G(x) = g_0 + g_1x + g_2x^2 + \dots + g_nx^n, \quad (6.2)$$

где  $g_i$  – коэффициенты, имеющие значения 0 либо 1. Тогда полином  $B(x)$ , соответствующий проверочной последовательности, равен

$$B(x) = A(x)G(x), \quad (6.3)$$

причем суммирование коэффициентов полиномов производится по модулю 2. Перемножив полиномы, получим

$$b_i = a_i g_0 \oplus a_{i-1} g_1 \oplus a_{i-2} g_2 \oplus \dots \oplus a_{i-n} g_n \quad (6.4)$$

Формирование символов проверочной последовательности как линейных комбинаций из символов информационной последовательности и есть операция свертки последней. Действительно, проверочную последовательность можно рассматривать как отклик линейного двоичного фильтра, на вход которого поступает информационная последовательность. Импульсная характеристика этого фильтра определяется полиномом  $G(x)$ .

Операции, выполняемые таким фильтром, состоят в за-

держке и суммировании элементов входной последовательности в соответствии с формулой (6.4), поэтому фильтр содержит регистр сдвига, состоящий из  $n$  ячеек, и ряд сумматоров по модулю 2. Например, если задан порождающий полином

$$G(x) = 1 + x^2 + x^3,$$

то фильтр имеет схему, приведенную на рис. 6.1.

В таблице дан пример последовательностей в различных точках такого фильтра.

Таблица – Последовательности в различных точках фильтра

Vx	.....0110 <b>1</b> 001110100...
T.1	.....0110 <b>1</b> 001110100...
T.2	.....0110 <b>1</b> 001110100...
T.3	.....0110 <b>1</b> 001110100...
Вых	..... <b>1110</b> 100111.....

Обратите внимание на следующий факт. Изменение значения только одного информационного символа (например, выделенного в таблице жирным шрифтом) приводит к изменению значений нескольких проверочных символов (также выделенных жирным шрифтом). Это обстоятельство используется при декодировании сигнала для обнаружения ошибки в данном информационном символе.

2.3. Иногда при применении сверточных кодов формируют и передают не одну, а несколько проверочных последовательностей. Каждая из  $r$  проверочных последовательностей характери-

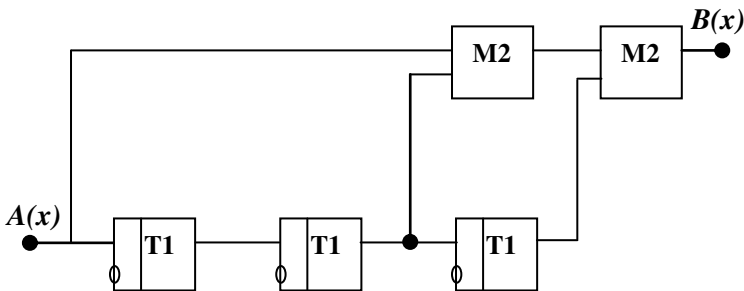


Рис. 6.1 – Схема фильтра

зуется своим порождающим полиномом. Для передачи элементов этих последовательностей используют  $(r+1)$  канал либо элементы всех последовательностей передают по одному каналу с разделением во времени (информационный символ, первый проверочный, второй проверочный, ...  $r$ -й проверочный, информационный и т. д.).

В данной работе кодирующее устройство генерирует две проверочные последовательности, определяемые порождающими полиномами

$$G_1(x) = 1 + x, \quad G_2(x) = 1 + x^2, \quad (6.5)$$

и применяется последовательный метод передачи символов.

2.4. Одним из возможных методов декодирования сверточных кодов является метод порогового декодирования. В приемном устройстве из принятого сигнала выделяются информационная последовательность  $A(x)$  и две проверочных  $B_1(x)$  и  $B_2(x)$ . По мере поступления информационных символов из них по тем же правилам, которые применялись при кодировании, формируются две новые проверочные последовательности  $B'_1(x)$  и  $B'_2(x)$ . В итоге в декодере одновременно имеются пять последовательностей двоичных символов, схематически показанные на рис. 6.2.

A	...	x	$\overset{*}{x}$	x	x	x	...
$B_1$	...	x	x	x	x	x	...
$B_2$	...	x	x	x	x	x	...
$B'_1$	...	x	x	x	x	x	...
$B'_2$	...	x	x	x	x	x	...

Рисунок 6.2 –

Последовательности символов в декодере

При декодировании очередного информационного символа (на рис. 6.2 он помечен звездочкой) проверяется гипотеза о наличии в данном символе ошибки, и, если эта гипотеза принимается, то данный информационный символ изменяется на обратный (производится исправление ошибки).

Для этого производится попарное сравнение символов, занимающих одинаковые позиции в принятых и вновь образованных проверочных последовательностях и зависящих от данного информационного символа (см. рис. 6.2, эти пары помечены дугами). Если число несовпадающих пар проверочных символов оказывается больше порога, выносится решение о наличии

ошибки в данном информационном символе, и он исправляется. В противном случае значение информационного символа остается без изменения, и производится переход к декодированию следующего информационного символа по тем же правилам. Очевидно, что величина порога должна быть равна половине от числа сравниваемых пар, т.е. двум.

Если вынесено решение о наличии ошибки в информационном символе, то следует заново вычислить элементы проверочных последовательностей  $V_1(x)$  и  $V_2(x)$ , формируемых в декодере, с учетом исправленного информационного символа, и только после этого переходить к декодированию следующего информационного символа.

Одним из существенных недостатков метода порогового декодирования является эффект размножения ошибок, возникающий после неправильной коррекции, однако теоретические и экспериментальные исследования показывают, что через несколько тактов нормальная работа декодера обычно восстанавливается.

### 3. Описание лабораторного макета

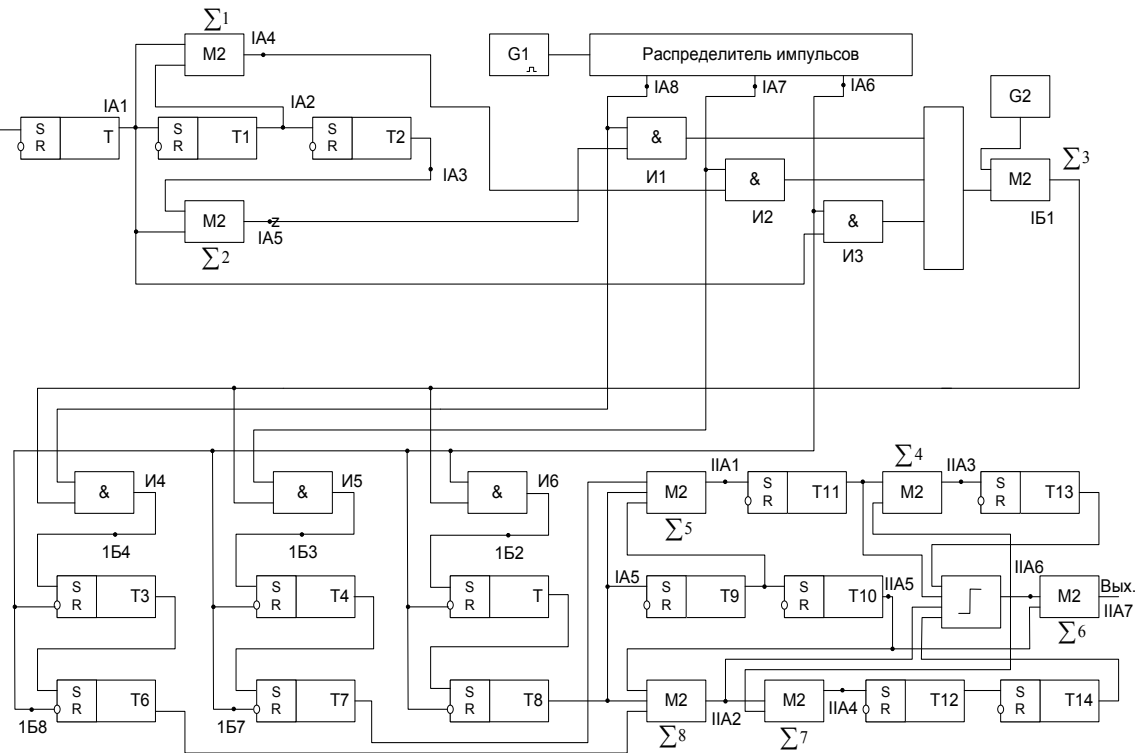
3.1 Функциональная схема макета представлена на рис. 6.3 и состоит из следующих блоков: имитатора источника сигнала, кодера, коммутатора, имитатора канала связи с ошибками, декодера и декодера. Обозначения элементов схемы соответствуют обозначениям на передней панели лабораторной установки.

Имитатор источника сигнала генерирует фиксированную периодическую информационную последовательность двоичных символов (импульсов) ...111000111000...

В состав кодера входят триггеры, включенные по схеме регистра сдвига, и сумматоры по модулю 2, формирующие две проверочные последовательности, соответствующие порождающим полиномам (см. формулу (6.5)).

Коммутатор производит временное уплотнение с целью передачи по одному каналу информационных и проверочных символов. В течение длительности одного информационного символа от источника в канал связи поступают один информацион-

Рис. 6.3 – Функциональная схема лабораторного макета



ный и два проверочных символа, при этом информационный импульс укорачивается, а на освободившееся место ставятся проверочные импульсы.

Имитатор канала связи с ошибками содержит сумматор по модулю 2 ( $\Sigma_3$ ), на один вход которого подается последовательность символов с выхода коммутатора, а на другой вход – последовательность двоичных символов от генератора псевдослучайной двоичной последовательности. Требуемое значение вероятности  $p$  появления ошибки в одном символе может быть установлено переключателем “ $-p \cdot \log p$ ”, при этом вероятность  $p$  примерно равна одному из следующих значений: 1/2; 1/4; 1/8;.....; 1/256.

Для визуальной индикации интенсивности помехи осциллограф подключают к контрольному гнезду 1В1.

Декоммутатор служит для разделения принятого сигнала на информационную и две проверочные последовательности.

Декодер реализует метод порогового декодирования, причем в сумматоре  $\Sigma_5$  формируются символы новой первой проверочной последовательности и сразу сравниваются с соответствующими символами поступившей из канала первой проверочной последовательности. В случае их несовпадения на выходе этого двоичного сумматора появляется единица. Аналогичные функции выполняет и сумматор  $\Sigma_8$ .

Пороговое устройство производит сравнение числа несовпадающих проверок с порогом, равным двум, и в случае его превышения выдает импульс. Сумматор  $\Sigma_6$  служит корректором ошибок в информационной последовательности, а в сумматорах  $\Sigma_9$  и  $\Sigma_7$  производится пересчет новых проверочных последовательностей с учетом выявленных ошибок в информационных символах.

Лабораторный макет выполнен в виде универсальной стойки. На передней панели стойки размещены функциональная схема лабораторного макета и органы управления:

- тумблер СЕТЬ – включение лабораторной стойки в сеть 220 В;

- тумблер ПОМЕХА – включение генератора хаотической импульсной помехи (ГХИП);

- переключатель ПОМЕХА – регулировка интенсивности шума от ГХИП в интервале вероятностей  $1/256 - 1/2$ ;
- гнезда КОНТРОЛЬ – для снятия осциллограмм в характерных точках лабораторного макета;
- гнездо СИНХР – для внешней синхронизации осциллографа;
- I, II – обозначения первого и второго контрольных разъемов;
- A1 – A8, B1 – B8 – обозначения выходов на каждом контрольном разъеме.

Для исследования исправляющей способности кода установка содержит еще один сумматор по модулю 2, который позволяет проводить поэлементное сравнение двух поданных на его входы последовательностей: переданной и исправленной декодером.

#### 4. Порядок выполнения работы

4.1. В процессе подготовки к работе выполнить следующее:

- 1) уяснить назначение и взаимодействие элементов функциональной схемы макета;
- 2) для используемой в данном макете информационной последовательности .....111000.... найти и записать обе проверочные последовательности и последовательность символов, подаваемую в канал связи;
- 3) рассматривая различные предположения относительно количества (от 0 до 5) и расположения ошибок в пяти принимаемых символах (см. рис. 6.2), вывести формулу для вероятности правильного декодирования информационного символа в двоичном симметричном канале с независимыми ошибками, возникающими в отдельных символах с вероятностью  $p$ .

4.2. В процессе лабораторной работы выполнять следующее:

- 1) включить установку; установить осциллограф в режим ждущей развертки с внешней синхронизацией с гнезда СИНХР лабораторного макета;
- 2) зарисовать осциллограммы напряжения в контрольных точках макета с учетом временных соотношений при отсутствии


шума. Сравнить с результатами вычислений в п. 4.1.2;

3) изменяя переключателем интенсивность шума, пронаблюдать процесс возникновения ошибок в принимаемых информационной и двух проверочных последовательностях (гнезда ПБ5, ПБ6, ПБ7), процесс возникновения корректирующих импульсов на выходе порогового устройства (ПА6) и, наконец, вид декодированной информационной последовательности на выходе декодера (гнездо ПА7). Визуально отметить приблизительно тот интервал уровней шума, при которых большинство возникающих ошибок исправляется декодером;

4) исследовать исправляющую способность кода.

Для исследования исправляющей способности кода в лабораторном макете используется блок СЧЕТЧИК ИМПУЛЬСОВ.

Импульсный сигнал с выхода СЧЕТЧИКА ИМПУЛЬСОВ макета соединить кабелем с делителем 1:10 со входом А частотомера ЧЗ-32 и произвести на последнем следующие установки, для того чтобы использовать его как счетчик импульсов:

П I – в положение   
 ВНЕШ. - АВТОМ. – в положение АВТОМ.,  
 ГЕНЕРАТОР – в положение ВНУТР.,  
 РОД РАБОТЫ – в положение  $f_A$ ,  
 ВРЕМЯ СЧЕТА – в положение 1 или 10.

При различных положениях переключателя макета счетчик импульсов ЧЗ-32 производит следующие измерения:

1 – число переданных символов (импульсы с гнезда распределителя IA7 либо соединенного с ним параллельно гнезда ПБ3);

2 – число ошибок в информационной последовательности на выходе канала, т.е. число несовпадающих символов в точках IA1 и ПБ5 (контрольное гнездо ПБ4);

3 – число ошибок в первой проверочной последовательности на выходе канала, т.е. число несовпадающих символов в точках IA4 и ПБ6 (контрольное гнездо ПБ5);

4 – то же для второй проверочной последовательности (контрольное гнездо ПБ6);

5 – число ошибочных символов на выходе декодера, т.е. число несовпадающих символов в точках IA1 и IA7 (контрольное гнездо ПБ7).



Для количественной оценки исправляющей способности кода проделать следующие операции:

1) измерить с помощью счетчика ЧЗ-32 количество символов, переданных в одну секунду (переключатель СЧЕТЧИКА ИМПУЛЬСОВ в положении 1);

2) измерить количество искаженных в канале информационных символов для крайнего ( $p=1/256$ ) положения переключателя ПОМЕХА (переключатель СЧЕТЧИКА ИМПУЛЬСОВ в положении 2). Оценить вероятность искажения одного символа в канале;

3) при этом же уровне шума подать на вход счетчика ЧЗ-32 декодированную (исправленную) информационную последовательность (положение 5 переключателя СЧЕТЧИКА ИМПУЛЬСОВ). Оценить вероятность ошибочного декодирования информационных символов;

4) проделать измерения пунктов 2) и 3), изменяя интенсивность шума в заданном интервале  $1/256 - 1/2$ . Особенно тщательно производить измерения при малых вероятностях появления символов от ГХИП;

5) представить графически и проанализировать зависимости вероятности ошибки на выходе декодера от вероятности ошибки на выходе канала (т.е. на входе декодера). Отметить, как изменяется способность кода исправлять большинство ошибок при изменении вероятности ошибки в канале.

## 5. Содержание отчета

5.1. Отчет должен содержать:

- 1) введение;
- 2) описание установки и методики эксперимента;
- 3) основные расчетные формулы;
- 4) результаты эксперимента и их анализ;
- 5) выводы;
- 6) список литературы.

6.2. Отчет должен быть представлен преподавателю перед началом следующей лабораторной работы.

## 6. Контрольные вопросы

- 6.1. Перечислите методы повышения помехоустойчивости цифровых систем передачи информации.
- 6.2. Поясните принцип сверточного кодирования.
- 6.3. Почему сверточные коды относят к классу непрерывных кодов?
- 6.4. Является ли сверточный код линейным?
- 6.5. Почему рассмотренный в работе метод декодирования называется пороговым?
- 6.6. Каковы причины эффекта размножения ошибок?
- 6.7. Как нужно выбирать порождающие полиномы, чтобы сверточный код был эффективен при исправлении редко возникающих пачек ошибок?
- 6.8. Почему пороговое декодирование становится малоэффективным при большой вероятности ошибок?

Лабораторная работа 7	Код с проверкой на четность и циклический код
-----------------------	---

## 1. Введение

В цифровых системах связи широко применяются корректирующие коды, т.е. коды, способные обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие в канале с шумом. Особенно часто используют коды с однократной проверкой на четность и циклические коды с кодовым расстоянием, равным трем.

Цель настоящей работы – изучение принципов построения кодера и декодера, а также экспериментальное исследование корректирующей способности кодов на примере кода с проверкой на четность (7,6) и циклического кода (7,4).

## 2. Сведения из теории корректирующих кодов

### 2.1. Общие сведения

В дискретных каналах с шумом передача символов сопровождается случайными ошибками. Основным способом повышения помехоустойчивости системы передачи информации (СПИ) в этих условиях является разумное введение избыточности в передаваемый сигнал.

Идея рационального введения избыточности в передаваемый сигнал реализуется применением корректирующих кодов. Наиболее часто применяют блочные корректирующие коды. Информационная кодовая комбинация (КК) с выхода источника сообщений содержит  $k$  разрядов  $\mathbf{a} = a_1, a_2, \dots, a_k$ , где  $a_i = 0; 1$ . Считается, что она не имеет избыточности. Будем рассматривать только двоичные коды (основание кода  $m=2$ ). Число всех возможных КК от источника  $N = m^k = 2^k$ . В пространстве двоичных КК вводят понятие расстояния Хэмминга. Расстоянием Хэмминга  $d_{ij}$  называют число символов, в которых кодовые комбинации  $\mathbf{a}_i$  и  $\mathbf{a}_j$  отличаются друг от друга. Для двоичного кода расстояние  $d_{ij}$  удобно определять как вес (число единиц) кодовой ком-

бинации, полученной в результате суммирования  $\mathbf{a}_i$  и  $\mathbf{a}_j$  по модулю два (mod 2). Суммирование по mod 2 выполняется по правилу

$$0 \oplus 0 = 0, \quad 0 \oplus 1 = 1, \quad 1 \oplus 0 = 1, \quad 1 \oplus 1 = 0. \quad (7.1)$$

Вес КК равен количеству единиц, содержащихся в ней.

Для кодов, использующих в качестве разрешенных все  $N=2^k$  кодовых комбинаций, минимальное значение расстояния равно единице. Такие коды называют безыбыточными. Они не позволяют обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие в канале связи. Для осуществления коррекции ошибок вводят избыточность:

1) в виде  $r$  лишних, избыточных символов; тогда длина КК увеличивается и становится равной  $n=k+r$ . При этом избыточность кода оценивают как  $R=r/n$ ;

2) выделением из общего числа  $N$  кодовых комбинаций  $N_p$  разрешенных, используемых для передачи. Остальные  $N_z=N-N_p$  комбинаций являются запрещенными. Величина избыточности равна  $R=(\log N_z)/(\log N)$ . Ошибки в канале связи обычно (но не обязательно) переводят разрешенную КК в запрещенную и таким образом обнаруживаются.

Отличие (расстояние) между переданной и принятой КК называют кратностью ошибки  $q$ . Корректирующие коды могут обнаруживать и даже исправлять некоторые ошибки, возникающие при передаче по каналу связи. Для характеристики корректирующих свойств кода вводят понятие кодового расстояния, т.е. минимального расстояния Хэмминга для данного кода

$$d_{\text{код}} = \min d_{ij}, \quad i \neq j. \quad (7.2)$$

При грамотном введении избыточности в передаваемый сигнал минимальное расстояние увеличивается и становится  $d_{\text{код}} > 1$ . Связь между кратностью обнаруживаемой ошибки  $q_o$ , кратностью исправляемой ошибки  $q_n$  и величиной кодового расстояния определяется так:

$$d_{\text{код}} \geq q_o + 1, \quad d_{\text{код}} \geq 2q_n + 1. \quad (7.3)$$

Таким образом, для обнаружения любой однократной ошибки ( $q_o=1$ ) корректирующий код должен иметь хотя бы  $d_{\text{код}}=2$ , а для исправления любой однократной ошибки ( $q_n=1$ ) нужно иметь  $d_{\text{код}}=3$ .

## 2.2. Коды с проверкой на четность

Простейшими корректирующими кодами являются коды с одной проверкой на четность. Здесь каждая разрешенная комбинация кода содержит четное число единиц, число проверочных символов  $r=1$ , и значение этого проверочного символа определяется линейной комбинацией информационных символов

$$a_n = a_{k+1} = a_1 \oplus a_2 \oplus \dots \oplus a_k. \quad (7.4)$$

Знак  $\oplus$  есть символ операции суммирования по mod 2.

Код с проверкой на четность – это линейный блочный код, и его можно задать производящей матрицей, чаще всего в канонической форме. Например, для кода (3,2) матрица имеет вид

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}_k \mathbf{R}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \quad (7.5)$$

где  $\mathbf{I}_k$  – единичная матрица ( $k \times k$ ).

В этом случае кодовая комбинация  $\mathbf{v}$  может быть построена по общему для линейных блочных кодов правилу

$$\mathbf{v} = \mathbf{aG}. \quad (7.6)$$

Здесь необходимо выполнить взвешенное суммирование строк производящей матрицы в соответствии с весовыми коэффициентами, равными элементам информационной КК. Однако при таком способе кодирующее устройство оказывается сложнее, чем при кодировании по уравнению (7.4). Поэтому для кода в параллельной форме используют в качестве кодера  $k$ -входовый сумматор по mod 2, а для кода в последовательной форме проще для формирования проверочного разряда использовать одну ячейку двоичного триггерного счетчика.

Схема кодера для кода (7,6), используемого в данной работе, приведена на рис. 7.1. К шести информационным символам, поступающим на вход кодера, добавляется один проверочный символ так, чтобы сумма единиц в каждой КК стала четной. Подсчет числа единиц в поступающей последовательности информационных символов  $a_1, \dots, a_6$  производится при подаче шести тактовых импульсов (ТИ) в одноразрядном двоичном счетчике (триггере) Т. Этот триггер оказывается в единичном

состоянии, если число единиц нечетно, и в нулевом состоянии в противном случае. Тогда в качестве проверочного символа  $a_7$  просто передается состояние счетного триггера.

Декодирование кодов с проверкой на четность основано на проверке соотношения

$$c = a_1 \oplus a_2 \oplus \dots \oplus a_n = 0, \quad (7.7)$$

где  $a_i$  - принятые символы.

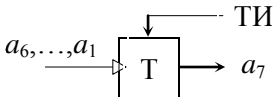


Рис. 7.1. Схема кодера  
кода с проверкой  
на четность (7,6)

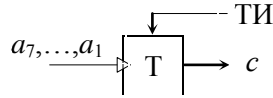


Рис. 7.2. Схема декодера  
кода с проверкой  
на четность (7,6)

В процессе декодирования принятой КК при помощи аналогичного счетного триггера производится проверка на четность числа единиц в КК. Если к концу КК триггер оказывается в единичном состоянии (число единиц в принятом слове нечетно), это свидетельствует о наличии ошибки нечетной кратности. Схема декодера приведена на рис. 7.2.

### 2.3. Кодирование циклическим кодом

В поисках более простой техники кодирования и декодирования были созданы так называемые циклические коды.

Циклические коды относят к классу линейных блочных. Основное свойство циклических кодов состоит в том, что циклическая перестановка в КК дает разрешенную КК, т.е. КК, принадлежащую данному коду. Циклической называют такую перестановку, при которой все символы смещаются в ту или иную сторону, при этом последний символ переходит на место первого или наоборот.

В теории циклических кодов КК представляют в виде полиномов переменной  $x$

$$V(x) = a_0x^0 + a_1x^1 + \dots + a_{n-1}x^{n-1}, \quad (7.8)$$

где  $a_i$  - коэффициенты полинома, принимающие значения (0,1). Например, КК двоичного кода можно записать в виде полинома следующим образом

$$0111 = x + x^2 + x^3. \quad (7.9)$$

При таком представлении циклическая перестановка вправо есть результат простого умножения данного полинома на  $x$ . Чтобы произведение не содержало степеней больше, чем  $(n-1)$ , будем полагать формально  $x_n=1$ , то есть  $x_n-1=x_{n+1}=0$ .

Умножение и деление полиномов выполняют по обычным правилам алгебры, только при делении вычитание заменяют сложением по mod 2. Действительно, из равенства  $1 \oplus 1 = 0$  следует, что  $1 = -1$ , т.е. операции сложения и вычитания совпадают. Кроме того, следует учитывать, что

$$x^m \oplus x^m = x^m(1 \oplus 1) = 0. \quad (7.10)$$

Циклический код однозначно задается с помощью так называемого производящего полинома степени  $r$

$$g(x) = g_0 + g_1x + \dots + a_r x^r. \quad (7.11)$$

Таблицу полиномов для циклических кодов с кодовым расстоянием  $d_{\text{код}}=3$  можно найти, например, в [1].

Таким образом, существуют три способа представления циклических кодов:

1) производящей матрицей  $\mathbf{G}$ . В качестве строк производящей матрицы выбирает двоичные комбинации, соответствующие производящему полиному  $g(x)$  и  $(k-1)$  полиномам, полученным из него путем циклических сдвигов

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g(x) \\ x \cdot g(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ x^{k-1} \cdot g(x) \end{bmatrix}; \quad (7.12)$$

2) системой  $r$  линейных уравнений, позволяющих вычислить значения проверочных разрядов по информационным. Уравнения для вычисления могут быть получены на основе проверочной матрицы  $\mathbf{H}$ . В качестве первой строки матрицы  $\mathbf{H}$  выбирают комбинацию, соответствующую проверочному полино-

му  $h(x) = (1 + x^n) / g(x)$ . Остальные  $(r-1)$  строк получают в результате циклического сдвига предыдущей. Для выполнения необходимого для линейных блочных кодов условия ортогональности матриц **G** и **H** строки матрицы **H** следует записать в обратном порядке (справа налево). Предлагается самостоятельно убедиться в том, что схема кодера на рис. 7.3 выполнена в соответствии с этой системой уравнений;

3) при представлении циклических кодов матрицами **G** и **H** не получают выигрыша по сравнению с другими кодами. Существенный выигрыш в упрощении схем кодера и декодера имеет место при представлении циклических кодов, базирующемся на их основном свойстве: полином  $V(x)$  разрешенной кодовой комбинации делится на производящий полином  $g(x)$  без остатка.

При заданном  $g(x)$  получение полиномов, соответствующих КК,  $a$ , следовательно, и самих КК практически выполняется по следующему алгоритму:

- полином информационной комбинации  $a(x)$  умножают на  $x^r$ . Это эквивалентно приписыванию  $r$  нулей слева;

- полученный полином  $x^r a(x)$  делят на производящий полином  $g(x)$  и получают частное (какое, не имеет значения) и остаток  $R(x)$ . Этот остаток  $R(x)$  и есть полином, определяющий значения проверочных разрядов;

- $(n-k)$  символьную комбинацию остатка  $R(x)$  приписывают в качестве избыточной части к кодируемой информационной последовательности  $a(x)$  (ставят полученную комбинацию остатка  $R(x)$  на место нулей) и в результате получается  $n$ -символьная КК циклического кода

$$V(x) = x^r a(x) + R(x). \quad (7.13)$$

Очевидно, что  $V(x)$  делится на полином  $g(x)$  без остатка.

Необходимо иметь в виду, что применительно к циклическим кодам принято, хотя это вовсе не обязательно, считать информационными символами последние  $k$  символов (соответствующих высшим степеням  $x$ ), а проверочными – первые  $r$  символов. При обработке КК начинают с информационных символов, т.е. считывание КК идет справа налево.

Технически операцию деления полиномов, т.е. вычисление остатка  $R(x)$ , можно выполнить в схеме, содержащей регистры



сдвига с обратными связями и встроенными сумматорами по mod 2.

В данной работе изучается циклический (7,4)-код с кодовым расстоянием  $d_{\text{код}}=3$ . В качестве производящего выбран полином  $g(x)=1+x+x^3$ . Другим производящим полиномом для (7,4)-кода является полином  $g(x)=1+x^2+x^3$  [1]. Проверочный полином  $h(x)$ , соответствующий полиному  $g(x)=1+x+x^3$ , предлагается найти самостоятельно.

Схема кодера представлена на рис.7.3 и состоит из регистра сдвига RG и сумматоров по mod 2. Процесс кодирования выполняется за  $n$  тактов. При подаче первых четырех тактовых импульсов (ТИ) в четыре ячейки регистра сдвига записываются информационные символы  $a_1, \dots, a_4$ . В течение следующих трех тактов с выхода кодера выводятся символы  $a_1, a_2, a_3$  и одновременно вычисляются и вводятся в регистр проверочные символы  $b_5, b_6, b_7$ . Вывод символов  $a_4, b_5, b_6, b_7$  осуществляется в следующие четыре такта.

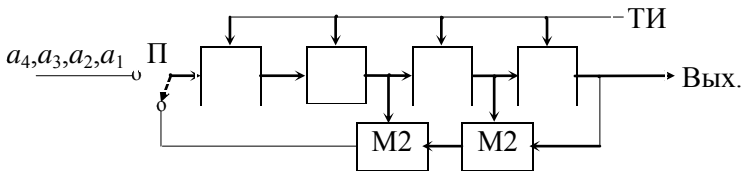


Рис. 7.3. Схема кодера циклического кода (7,4)

#### 2.4. Декодирование циклических кодов

В основе операции декодирования лежит основное свойство КК: полином разрешенной комбинации  $V(x)$  делится на производящий полином  $g(x)$  без остатка. При декодировании производят деление полинома  $V(x)$ , соответствующего принятой КК, на производящий полином в течение  $n$  тактов. Если остаток от деления  $R(x)=0$ , то считают, что ошибки нет; в противном случае  $R(x) \neq 0$  имеет место ошибка, которая не только обнаруживается, но и может быть исправлена.

Технически вычисление остатка  $R(x)$  производится с помощью регистра с обратными связями и сумматорами по mod2, выполняющего деление полиномов.

В соответствии с выбранным производящим полиномом  $g(x)$  регистры с обратными связями строят по следующим правилам [4]:

1) число каскадов регистра выбирают равным степени производящего полинома  $r$ ;

2) количество сумматоров по mod2 берется на единицу меньше числа ненулевых членов образующего полинома;

3) входы ячеек регистра обозначают  $x^i$ ,  $i=0,1,\dots,r$ , вход первой – это  $x^0$ , выход последней ячейки обозначается как  $x^r$ ;

4) сумматоры по mod2 устанавливаются на входах тех ячеек, для которых в формуле  $g(x)$  коэффициент при  $x^i$  имеет ненулевое значение;

5) выход последней ячейки соединяется с одним из входов сумматоров;

6) выходы предыдущих ячеек соединяются со входами последующих через сумматоры или без них в зависимости от того, установлены они между ячейками или нет.

Схема декодера для используемого в работе полинома  $g(x) = 1 + x + x^3$  показана на рис.7.4. Декодирование осуществляется в два этапа: обнаружение ошибок; исправление ошибок.

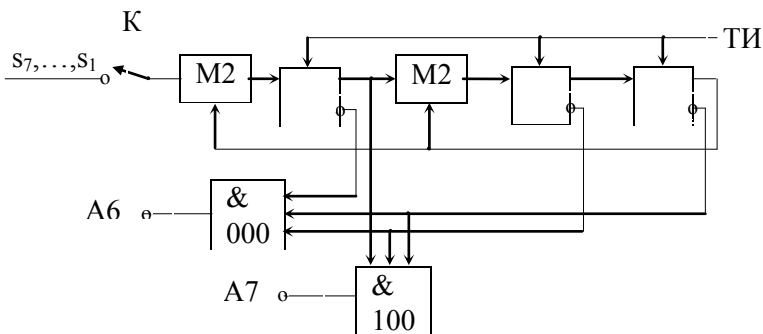


Рис. 7.4. Схема декодера циклического кода (7,4)

## 2.5. Обнаружение ошибок

В исходное (нулевое) состояние регистр сдвига приводится импульсами сброса, а затем в течение семи тактовых импульсов (ТИ) в декодер вводятся семь символов принятой КК.

Если в итоге в ячейках регистра окажется записанной комбинация 000, то есть остаток  $R(x)=0$ , считается, что в принятой КК ошибок нет (или ошибка такой кратности, при которой передаваемая КК превратилась в другую разрешенную КК). Это состояние индицируется появлением импульса в точке А6 на выходе схемы совпадения 000.

Если остаток  $R(x) \neq 0$ , т.е. содержимое регистра отлично от нуля, что свидетельствует о наличии ошибки, это индицируется отсутствием импульса в точке А6.

## 2.6. Исправление ошибок

В основе метода исправления ошибок лежит однозначная связь получаемого остатка с номером искаженного символа и его независимость от передаваемой КК. Такая связь существует, если кратность ошибки  $q \leq (d_{\text{код}} - 1) / 2$ .

Значения коэффициентов остатка, соответствующие различным комбинациям однократных ошибок, могут быть получены путем деления произвольной КК, например, нулевой, содержащей один искаженный разряд, на производящий полином  $g(x)$  с помощью того же регистра с обратной связью в течение семи тактов. Студенту предлагается вычислить остатки и заполнить таблицу 7.1.

Таблица 7.1

Комбинации остатков

Ошибочный символ	Вектор ошибок	Коэффициенты остатка (состояния триггеров)		
		T1	T2	T3
0 (нет ошибок)	0000000	0	0	0
$s_1$	0000001	1	0	1
$s_2$	0000010	...	...	...
...	.....			
$s_7$	1000000	1	0	0

Как следует из табл. 7.1, между комбинациями остатков и искаженными символами (комбинациями ошибки) существует взаимно-однозначное соответствие. Следовательно, можно выработать сигналы исправления ошибок и произвести исправление.

Когда установлен факт наличия ошибки, то есть  $R(x) \neq 0$ , то этот остаток представляет собой одну из трехразрядных двоичных комбинаций, исключая нулевую. Если остаток равен 100, то ошибка в первом символе. В противном случае вход декодера отключают и производят циклический сдвиг коэффициентов остатка в следующие семь тактовых импульсов – это цикл исправления ошибки. Можно убедиться, что номер ошибочного символа равен номеру шага, при котором в регистре формируется комбинация 100. Настроив селектор на эту заранее известную комбинацию, можно выработать сигнал исправления (индикация этого момента производится появлением импульса в точке А7).

В лабораторном макете декодирование на этом этапе заканчивается.

Итак, принятая из канала связи комбинация  $V$  поступает одновременно в регистр с обратными связями для деления на  $g(x)$  и на вход приемного регистра. В течение первых  $n=7$  тактов КК записывается в приемный регистр, а в регистре с обратными связями образуется остаток  $R(x)$  (цикл обнаружения ошибки). В следующие  $n=7$  тактов КК из приемного регистра поступает на сумматор по mod 2 (цикл исправления ошибки). В момент, когда искаженный символ поступает на сумматор по mod 2, с выхода селектора на второй вход этого сумматора поступает сигнал исправления, поэтому искаженный символ изменяется на противоположный, и его правильное значение записывается в соответствующую ячейку приемного регистра. Одновременно сигнал исправления разрывает цепь обратной связи в регистре и его устанавливают в нулевое состояние. Декодер готов к приему очередной КК из канала связи.

Рассмотрим в качестве примера процесс обнаружения и исправления ошибки для циклического кода (7,4), заданного производящим полиномом  $g(x) = 1 + x^2 + x^3$ .

*Пример:* показать, что КК 0110010 содержит ошибку. Произвести исправление ошибки.

*Решение:* В соответствии с изложенными правилами и образцом (рис. 7.4) составить схему регистра для деления полиномов на производящий полином  $g(x) = 1 + x^2 + x^3$ .

Выполним деление КК 0110010 в регистре (табл. 7.2). Напомним, что считывание КК циклического кода начинают с информационных разрядов, т.е. справа налево. Исходное состояние триггеров Т1, Т2, Т3 – нулевое. После окончания КК содержимое регистра (101) отлично от нуля. Это свидетельствует о наличии ошибки.

Таблица 7.2

Обнаружение ошибки

$s_j$	T1	T2	T3
0	0	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	1
1	0	0	1
1	0	0	1
0	1	0	1

Таблица 7.3

Исправление ошибки

Номер такта	T1	T2	T3
	1	0	1
1	1	1	1
2	1	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0

Отключив регистр от входа и, подавая на него тактовые импульсы, убедимся, что КК 100 формируется на четвертом такте (табл. 7.3), следовательно, искажен четвертый символ, и передавалась КК  $V'=0111010$ .

### 3. Оценка помехоустойчивости кода

Идея обнаружения ошибок состоит в том, что для передачи используются не все  $N=2^n$  возможных КК, а только часть  $N_p < N$  - разрешенные, остальные  $N_s = N - N_p$  называют запрещенными (они не используются для передачи информации). Если в результате ошибок переданная (разрешенная) КК превращается в одну из запрещенных, ошибка обнаруживается. Если совокуп-

ность ошибок превращает разрешенную КК в другую разрешенную, такая ошибка не обнаруживается.

Помехоустойчивость кода характеризуется вероятностью ошибки на этапе обнаружения  $P_{\text{ош о}}$  и вероятностью ошибки на этапе исправления  $P_{\text{ош и}}$ . Эти величины могут быть оценены аналитически. Пусть ошибки в элементах кода независимы и происходят с вероятностью  $p$ . В этом случае вероятность того, что в КК из  $n$  символов произойдет хотя бы одна ошибка

$$P(q \geq 1) = 1 - (1-p)^n. \quad (7.14)$$

Вероятность появления  $q$ -кратной ошибки в  $n$ -разрядной комбинации определяется известной биномиальной формулой

$$P(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q}, \quad (7.15)$$

где  $C_n^q = \frac{n!}{q!(n-q)!}$  – биномиальный коэффициент.

Вероятность ошибки на этапе обнаружения

$$P_{\text{ош о}} = \sum_{q=q_0+1}^n P(q), \quad (7.16)$$

а вероятность ошибки на этапе исправления

$$P_{\text{ош и}} = \sum_{q=q_n+1}^n P(q). \quad (7.17)$$

При экспериментальной оценке вероятности  $p$  появления некоторого события проводится  $N$  независимых испытаний и используют формулу непосредственного подсчета вероятности

$$\hat{P} = M / N, \quad (7.18)$$

где  $M$  – число испытаний, в которых произошло данное событие. Следует иметь в виду, что при больших  $M$  и  $N-M$  в силу центральной предельной теоремы распределение вероятностей возможных значений оценки приближенно описывается нормальным законом с математическим ожиданием и среднеквадратическим значением соответственно

$$m_{\hat{p}} = p, \quad \sigma_{\hat{p}} = (p(1-p) / N)^{1/2}, \quad (7.19)$$

поэтому для получения точных оценок нужно проводить много испытаний.

Например, число испытаний, требуемое для достижения относительной среднеквадратической ошибки в 10%, определим из (7.19) как

$$N = 100 \cdot (1 - p) / p. \quad (7.20)$$

#### 4. Лабораторная установка

Лабораторная установка содержит основные элементы (или их имитаторы) одноканальной двоичной системы передачи информации.

Генератор тактовых импульсов вырабатывает последовательность импульсов с периодом, определяющим длительность двоичного символа  $T = \tau = 2$  мкс.

Распределитель импульсов синхронизирует работу всех остальных элементов схемы и для этого вырабатывает синхроимпульсы следующих видов:

- 1) тактовые импульсы через  $T = 2$  мкс;
- 2) импульсы синхронизации КК  $\tau_{\text{КК}} = 7\tau$ ;
- 3) импульсы введения паузы между словами  $\tau_{\text{п}} = 13\tau$ .

В качестве имитатора источника информации использованы шесть тумблеров КОД ВХ., при помощи которых можно ввести любую комбинацию из шести информационных символов кода (7,6). При исследовании циклического кода (7,4) для ввода информационных символов используются первые четыре тумблера.

Кодер (7,6)-кода выполнен по схеме рис. 7.1, а кодер (7,4)-кода – по схеме рис. 7.3. Выбор кода осуществляется переключателем (7,4)–(7,6).

Имитатор двоичного симметричного канала с ошибками содержит сумматор по mod 2, на один вход которого подается последовательность символов с выхода кодера, а на другой вход – последовательность двоичных символов вектора ошибки. Установлены два режима введения ошибок: ручной и от генератора ошибок, причем выбор режима производится тумблером РУЧН–ГЕН. В первом режиме семь элементов вектора ошибки набираются при помощи семи тумблеров ОШИБКА. Во втором режиме в передаваемые символы вводятся случайные независи-

мые ошибки от генератора случайной двоичной импульсной последовательности. Требуемое значение вероятности  $p$  появления ошибки в одном символе может быть установлено переключателем " $-\log_2 P$ ", при этом  $p$  примерно равно одному из следующих значений:  $1/2, 1/4, 1/8, \dots, 1/256$  (более точная оценка истинного значения  $p$  определяется экспериментально).

Визуальная индикация КК на выходе канала осуществляется при помощи семи светодиодов Выход.

Декодер циклического кода выполнен по схеме рис. 7.4. Обнаружение ошибки осуществляется к моменту окончания приема КК (первые семь тактов), а пауза в передаче (следующие семь тактов) используется для выяснения номера ошибочного символа.

Декодер кода с проверкой на четность также производит обнаружение ошибки к концу приема КК. Поскольку код с проверкой на четность не способен исправлять ошибки, пауза является для него холостой.

Компаратор последовательно сравнивает каждую переданную КК с тем, что получилось на выходе канала или на выходе декодера и в зависимости от результата сравнения выдает или не выдает положительный импульс на разъем ЧАСТ.

Выбор одного из четырех возможных режимов работы компаратора производится переключателем ВИД ОШ., при этом частотомер (счетчик импульсов) ЧЗ-32, подключенный к разъему ЧАСТ., в зависимости от выбранного режима, фиксирует одну из следующих величин:

- 1) количество переданных кодовых комбинаций;
- 2) количество КК, в которых в канале произошли ошибки;
- 3) количество КК на выходе декодера с необнаруженными ошибками;
- 4) количество КК на выходе декодера с неисправленными ошибками.

Последний режим используется только при применении циклического кода.

Включение макета производится тумблером СЕТЬ ВКЛ. Синхроимпульсы, соответствующие началу каждой КК, подаются на осциллограф с разъема СИНХР. Контроль напряжений в



характерных точках схемы производится при помощи контрольной колодки, на гнезда которой подаются:

A1 – кодовая комбинация (КК) с выхода кодера;

A2 – вектор ошибки;

A3 – КК с выхода канала с ошибками;

A4 – сигнал с выхода счетного триггера декодера кода с проверкой на чётность;

A5 – сигнал с выхода счетчика импульсов (параллельно разъему ЧАСТ.);

A6 – сигнал с выхода схемы совпадения, индицирующей появление комбинации 000 в регистре декодера кода (7,4);

A7 – сигнал с выхода схемы совпадения, индицирующей появление комбинации 100 в регистре декодера кода (7,4).

## 5. Рекомендуемый порядок лабораторных исследований

5.1. Изучить краткие сведения из теории корректирующих кодов и продумать ответы на контрольные вопросы.

5.2. Уяснить принципы построения кодирующих и декодирующих устройств для кода с проверкой на четность (7,6) и циклического кода (7,4). Освоить методику кодирования и декодирования.

5.3. Для кода (7,6):

1) для заданной преподавателем последовательности информационных символов вычислить КК;

2) определить кодовое расстояние  $d_{\text{код}}$ , кратности гарантированно обнаруживаемых  $q_0$  и исправляемых  $q_1$  ошибок, избыточность кода  $R$ ;

3) сравнить с тем, что наблюдается на макете, зарисовав осциллограммы напряжений в контрольных точках лабораторного макета для двух случаев: без ошибки и с одиночной ошибкой, вводимой вручную.

5.4. Для кода (7,4):

1) для заданной преподавателем комбинации информационных символов вычислить КК на выходе кодера  $V$  всеми известными способами и объяснить, почему не всегда получается одна и та же комбинация;

2) определить кодовое расстояние, кратности гарантированно обнаруживаемых и исправляемых ошибок, избыточность кода;

3) выполнить операции декодирования для вычисленных КК для случаев: без ошибки и вводя одиночную ошибку в один из информационных символов. Деление выполнить алгебраически и с помощью регистра с обратными связями. Привести таблицы, поясняющие процесс декодирования с обнаружением и исправлением ошибки (см. пример табл. 7.2 и 7.3);

4) результаты, полученные вычислением, сравнить с наблюдаемыми на макете, зарисовав осциллограммы напряжений в контрольных точках лабораторного макета для случаев: без ошибки и с одиночной ошибкой, вводимой вручную.

5.5. Пользуясь ручным вводом ошибок, определить, какой кратности ошибки способен обнаруживать и исправлять каждый из кодов. Для циклического кода отметить факты, когда обнаруживаются некоторые из трехкратных ошибок. Объяснить полученные результаты.

5.6. Экспериментально определить, как способность кода обнаруживать и исправлять ошибки зависит от вероятности появления ошибки в одном символе. Сопоставить с результатами аналитических расчетов.

5.7. Проанализировать, как обнаруживающая способность кода зависит от его избыточности при разных уровнях помех.

5.8. Отчет должен содержать:

1) результаты выполнения индивидуального домашнего задания;

2) функциональные схемы кодеров и декодеров;

3) осциллограммы напряжений в характерных точках схемы;

4) результаты измерений, графики, расчеты;

5) необходимые выводы.

## 6. Контрольные вопросы

6.1. Какой канал называют двоичным симметричным?

6.2. Что такое вектор ошибки?

6.3. Что называют обнаружением ошибки?

6.4. Почему при коррекции ошибок наиболее важно обнаруживать и исправлять ошибки малых кратностей?

6.5. Что называют кодовым расстоянием?

6.6. Как кратность обнаруживаемых и исправляемых ошибок зависит от величины кодового расстояния?

6.7. Чему равно кодовое расстояние для кодов с проверкой на четность?

6.8. Почему линейный блочный код иногда называют кодом с многократными проверками на четность?

6.9. Укажите способы задания циклических кодов.

6.10. Запишите производящую и проверочную матрицы для кода с проверкой на четность (7,6) и циклического кода (7,4).

6.11. Какими корректирующими способностями обладают код с проверкой на четность (7,6) и циклический код (7,4)?

6.12. Нарисуйте схему кодера для циклического кода (7,4).

6.13. Сформулируйте принцип декодирования циклических кодов.

6.14. Нарисуйте схему декодера для циклического кода (7,4).

6.15. Зависит ли вероятность ошибочного декодирования от того, какая КК, принадлежащая линейному блочному коду, была передана? Обоснуйте.

6.16. В чем заключается преимущество циклических кодов по сравнению с другими разновидностями линейных блочных кодов?

## 7. Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд.: Пер. с англ. – М.: Изд. дом. “Вильямс”, 2003. – 1104 с.

2. Теория электрической связи: Учебник для вузов/ Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.

3. Зюко А.Г. и др. Теория передачи сигналов. - М.:

Связь, 1980 (и последующие издания). – 288 с.

4. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – Физматгиз,  
1963. – 276 с.