

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет компьютерных систем и сетей

Кафедра электронных вычислительных машин

В. С. Тимошенко, А. В. Жвакина

**ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ
И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ.
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано УМО по образованию
в области информатики и радиоэлектроники
в качестве пособия для специальности 1-40 02 01
«Вычислительные машины, системы и сети»*

Минск БГУИР 2018

УДК 004.387:621.3.087.92(076.5)

ББК 32.973.26-04я73

Т41

Рецензенты:

кафедра информационных систем и технологий
Белорусского национального технического университета
(протокол №4 от 18.12.2017);

заведующий лабораторией идентификации систем государственного научного учреждения «Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси» доктор технических наук, профессор А. А. Дудкин

Тимошенко, В. С.

Т41 Цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи. Лабораторный практикум : пособие / В. С. Тимошенко, А. В. Жвакина. – Минск : БГУИР, 2018. – 72 с. : ил.
ISBN 978-985-543-411-6.

В пособии приводятся описания аналоговых и цифровых сигналов, схем аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей, а также методика выполнения лабораторных работ по исследованию принципов функционирования и определения параметров преобразователей. Издание предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Схемотехника».

УДК 004.387:621.3.087.92(076.5)

ББК 32.973.26-04я73

ISBN 978-985-543-411-6

© Тимошенко В. С., Жвакина А. В., 2018

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018

СОДЕРЖАНИЕ

Теоретическая часть

1. Аналоговые сигналы датчиков первичной информации	6
1.1. Параметры и характеристики аналоговых сигналов	6
1.1.1. Закон модуляции	6
1.1.2. Длительность	8
1.1.3. Мощность и энергия	8
1.1.4. Спектр.....	8
1.1.5. Амплитудно-частотный и фазочастотный спектры	9
1.1.6. Ширина спектра.....	10
1.1.7. Корреляционная функция.....	11
1.1.8. Время корреляции	12
1.1.9. Связь между временем корреляции и шириной спектра	13
1.1.10. Энергетический спектр.....	13
2. Операции в процессе преобразования аналогового сигнала в цифровой	16
2.1. Выборка значений исходного аналогового сигнала в заданные дискретные моменты времени (дискретизация сигнала по времени).....	17
2.2. Квантование (окружение до известных величин) полученной в дискретные моменты времени последовательности выборок (мгновенных значений) по уровню	17
2.3. Кодирование – замена квантованных значений цифровым кодом	18
3. Виды двоичных сигналов	22
3.1. Потенциальные и импульсные двоичные сигналы.....	22
3.2. Параметры двоичных (цифровых) сигналов	22
4. Устройства преобразования аналоговых и цифровых сигналов	24
4.1. Аналого-цифровые преобразователи	24
4.2. Цифроаналоговые преобразователи	25
4.3. Параметры АЦП и ЦАП	26
4.4. Схемы ЦАП.....	29
4.4.1. ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями.....	29
4.4.2. ЦАП на основе резистивной матрицы $R-2R$	30
4.4.3. Умножающие ЦАП	35
4.4.4. ЦАП с косвенным преобразованием.....	39

4.5. Схемы АЦП.....	44
4.5.1. Схема выборки-хранения	44
4.5.2. АЦП последовательного преобразования	45
4.5.3. АЦП двойного интегрирования	47
4.5.4. АЦП поразрядного уравнивания	49
4.5.5. АЦП параллельного преобразования.....	51
Лабораторный практикум	
Лабораторная работа №1 «Исследование схем на основе цифроаналогового преобразователя».....	58
Лабораторная работа №2 «Исследование схем на основе аналого-цифрового преобразователя».....	64
Список использованных источников	71

Библиотека БГУИР

Теоретическая часть

Библиотека ВГУИР

1. АНАЛОГОВЫЕ СИГНАЛЫ ДАТЧИКОВ ПЕРВИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Сигнал любой физической природы (температура, давление, освещенность) с помощью специальных датчиков может быть преобразован в электрическое напряжение или ток. Это позволяет проводить дальнейшую обработку информации, содержащейся в сигнале, с помощью электронных устройств. Выходное напряжение (ток) датчиков обычно пропорционально (пропорционален) уровню преобразуемого сигнала и меняется непрерывно. Такие сигналы относятся к группе аналоговых.

Сигналы цифровых систем представляют собой наборы двухуровневых последовательностей. Их совокупность в текущий момент времени может быть интерпретирована как двоичный код числа, соответствующий значению некоторой величины. Таким образом, при необходимости обработки информации в цифровых вычислительных машинах данные об уровне сигнала необходимо представить в соответствующей (цифровой) форме. В ряде случаев полученные после цифровой обработки результаты требуется преобразовать в управляющие напряжения.

Вследствие существенных отличий и особенностей цифровых и непрерывно меняющихся сигналов для их преобразования из одной формы представления в другую используются специальные устройства – аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП). Первые осуществляют преобразование непрерывно меняющегося напряжения в эквивалентные ему значения цифровых кодов, а вторые трансформируют поступающие на его входы кодовые последовательности в соответствующие уровни выходных напряжений или токов.

1.1. Параметры и характеристики аналоговых сигналов

1.1.1. Закон модуляции

Сигнал в большинстве случаев представляет собой модулированное колебание, которое может быть описано выражением

$$u(t) = E_0 U(t) e^{i(\omega_0 t + \varphi_0)},$$

где E_0 , ω_0 , φ_0 – амплитуда, частота и начальная фаза колебания соответственно; $U(t) = U_a(t)e^{i[\varphi_0 + \psi](t)}$ – комплексный закон модуляции, где $U_a(t)$ и $\varphi(t)$ – закон амплитудной и фазовой модуляции сигнала.

Фазовой модуляции по закону $\psi(t)$ соответствует частотная модуляция по закону

$$v(t) = \delta \psi(t) dt$$

и, наоборот, частотная модуляция по закону $v(t)$ равносильна фазовой модуляции по закону

$$\psi(t) = \int_0^t v(x) dx .$$

Описываемый комплексный сигнал полностью определяется парой квадратурных составляющих $X_u(t)$ и $Y_u(t)$:

$$u(t) = X_u(t) + iY_u(t) ,$$

где

$$X_u(t) = \operatorname{Re} u(t) = E_0 U_a(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] ,$$

$$Y_u(t) = \operatorname{Im} u(t) = E_0 U_a(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0] .$$

В геометрическом представлении комплексный сигнал – это вектор длиной $E_0 U_a(t)$, вращающийся против часовой стрелки с угловой скоростью $\omega = \omega_0 + v(t)$ (рис. 1). Проекция этого вектора на оси прямоугольной системы координат совпадает с квадратурными составляющими $X_u(t)$ и $Y_u(t)$.

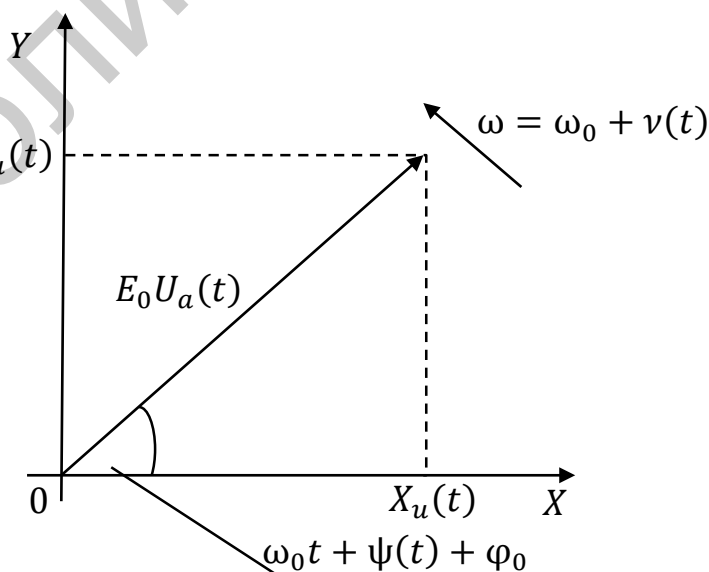


Рис. 1

1.1.2. Длительность

Закон модуляции ограниченного во времени сигнала $U(t)$ в дальнейшем будем полагать нормированным так, что

$$1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} U_a^2(t) dt = 1,$$

где T_0 – длительность сигнала.

Принятое условие нормировки приводит к следующему определению длительности сигнала:

$$T_0 = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt.$$

Для неограниченного во времени сигнала условие нормировки закона модуляции имеет несколько иной вид:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} |U(t)|^2 dt = 1.$$

1.1.3. Мощность и энергия

Мгновенная и средняя мощности и энергия любого радиосигнала определяются выражениями:

1) мгновенная мощность:

$$P(t) = 1/2 |u(t)|^2 = 1/2 E_0^2 |U(t)|^2;$$

2) средняя мощность ограниченного во времени сигнала:

$$P_0 = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} P(t) dt = 1/2 E_0^2 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = 1/2 E_0^2;$$

3) средняя мощность неограниченного во времени сигнала:

$$P_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \int_{-T/2}^{T/2} P(t) dt = 1/2 E_0^2;$$

4) энергия ограниченного во времени сигнала:

$$\mathcal{E}_0 = \int_{-\infty}^{\infty} P(t) dt = 1/2 E_0^2 T_0 = P_0 T_0.$$

Неограниченному во времени сигналу соответствует бесконечно большая энергия.

1.1.4. Спектр

Сигнал и его спектр связаны друг с другом парой преобразований Фурье:

1) прямым:

$$g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt;$$

2) обратным:

$$U(t) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{j\omega t} d\omega .$$

Таким образом, для спектра сигнала можем записать

$$g(\omega) = E_0 e^{j\omega t} G(\omega - \omega_0),$$

где $G(\omega)$ – спектр закона модуляции сигнала ($G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) e^{-j\omega t} dt$).

Отсюда, в частности, следует, что спектр сигнала с точностью до постоянного множителя совпадает с перенесенным на частоту колебания спектром закона модуляции.

1.1.5. Амплитудно-частотный и фазочастотный спектры

Амплитудно-частотный и фазочастотный спектры (АЧС и ФЧС) сигнала и его закона модуляции – это модуль и фаза их в общем случае комплексных спектров:

$$\begin{aligned} |g(\omega)| &= E_0 |G(\omega - \omega_0)|, \\ \arg g(\omega) &= \varphi_0 + \arg G(\omega - \omega_0). \end{aligned}$$

При этом

$$\begin{aligned} g(\omega) &= |g(\omega)| e^{j \arg g(\omega)}, \\ G(\omega) &= |G(\omega)| e^{j \arg G(\omega)}. \end{aligned}$$

Кроме того,

$$|G(\omega)| = 1/E_0 |g(\omega - \omega_0)|.$$

На рис. 2 изображены примерные амплитудно-частотные спектры сигнала и его закона модуляции.

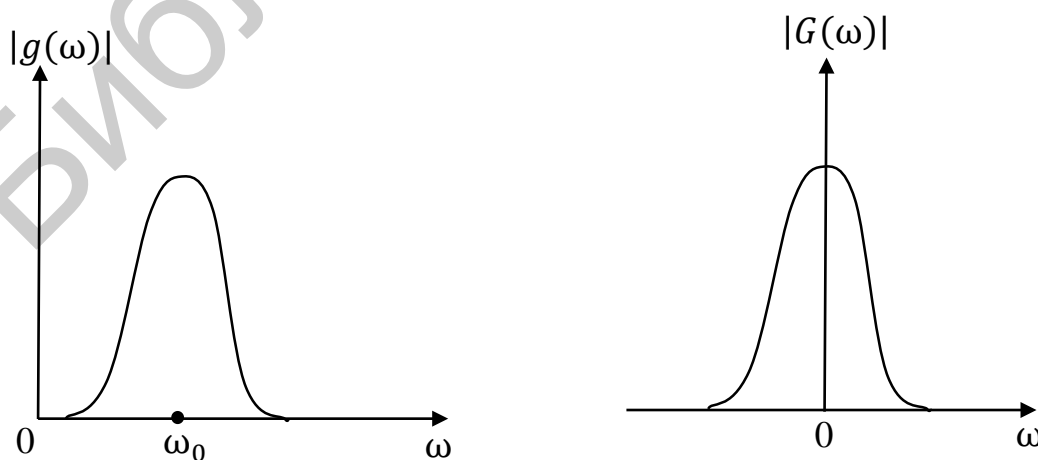


Рис. 2

1.1.6. Ширина спектра

Ширина спектра сигнала определяется в соответствии с соотношением

$$\Delta f_0 = \frac{1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |g(\omega)|^2 d\omega}{|g(\omega_0)|^2} = \frac{1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega}{|G(0)|^2}.$$

В геометрической интерпретации ширина спектра Δf_0 определяется как основание прямоугольника, площадь которого равна площади под кривой, описываемой нормированным квадратом амплитудно-частотного спектра сигнала или его закона модуляции, а высота совпадает с максимальным значением соответствующего спектра (рис. 3).

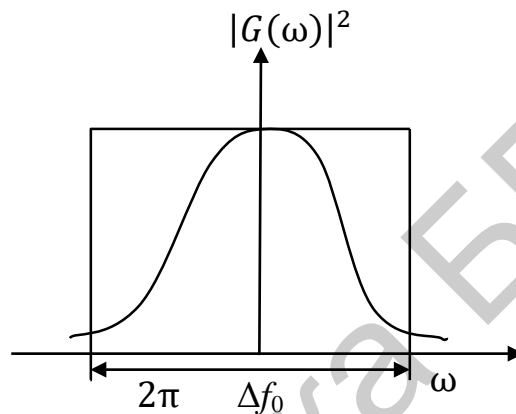


Рис. 3

Выражение для ширины спектра может быть преобразовано к виду

$$\Delta f_0 = \frac{T_0}{\left| \int_{-\infty}^{\infty} U(t) dt \right|^2}.$$

Действительно, подставляя в интеграл $1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega$ вместо спектра $G(\omega)$ соответствующее ему преобразование Фурье, а также имея в виду определение дельта-функции

$$\delta(t_1 - t_2) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega(t_1 - t_2)} d\omega$$

и ее фильтрующее свойство

$$\int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) \delta(t_1 - t_2) dt_1 = U(t_2),$$

получим

$$1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) U^*(t_2) e^{-j(t_1 - t_2)\omega} dt_1 dt_2 d\omega =$$

$$= \int \int_{-\infty}^{\infty} U(t_1) U^*(t_2) \delta(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 = \int_{-\infty}^{\infty} |U(t_2)| dt_2 = T_0.$$

Учитывая последнее соотношение и то, что $G(0) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) dt$, легко получаем нужное нам выражение.

1.1.7. Корреляционная функция

Под корреляционной функцией сигнала в дальнейшем будем понимать интеграл вида

$$c(\tau) = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) d\tau$$

для ограниченного во времени сигнала или вида

$$c(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t - \tau) d\tau$$

для неограниченного сигнала.

Раскрывая в этих интегралах $u(t)$ в соответствии с определением сигнала, получим $c(\tau) = 2P_0 C(\tau) e^{j\omega_0 \tau}$, где $C(\tau)$ – корреляционная функция закона модуляции сигнала. Для ограниченного и неограниченного во времени сигнала функция $C(\tau)$ определяется следующими выражениями:

$$C(\tau) = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} U(t) U^*(t - \tau) dt,$$

$$C(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T \int_{-T/2}^{T/2} U(t) U^*(t - \tau) dt.$$

Кроме того,

$$C(0) = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt = 1.$$

Корреляционная функция сигнала выражается через автокорреляционные и взаимно корреляционные функции его квадратурных составляющих. Действительно, выражая в $U(t)$ и $U(t - \tau)$ через их квадратурные составляющие, получим

$$\begin{aligned} c(\tau) &= 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} [x_u(t) + jy_u(t)] [x_u(t - \tau) - jy_u(t - \tau)] dt = \\ &= \left[1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} x_u(t) x_u(t - \tau) dt + 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} y_u(t) y_u(t - \tau) dt \right] + \\ &+ j \left[1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} y_u(t) x_u(t - \tau) dt - 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} x_u(t) y_u(t - \tau) dt \right] = \\ &= [c_{xx}(\tau) + c_{yy}(\tau)] + j[c_{yx}(\tau) - c_{xy}(\tau)], \end{aligned}$$

где $c_{xx}(\tau)$ и $c_{yy}(\tau)$ – автокорреляционные функции квадратурных составляющих сигнала ($c_{xx}(\tau) = \frac{1}{T_0 \int_{-\infty}^{\infty} x_u(t)x_u(t-\tau)dt}$, $c_{yy}(\tau) = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} y_u(t)y_u(t-\tau)dt$);

$c_{yx}(\tau)$ и $c_{xy}(\tau)$ – взаимно корреляционные функции квадратурных составляющих сигнала ($c_{yx}(\tau) = 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} y_u(t)x_u(t-\tau)dt$, $c_{xy}(\tau) = 1/T_0 \times \int_{-\infty}^{\infty} x_u(t)y_u(t-\tau)dt$; рис. 4).

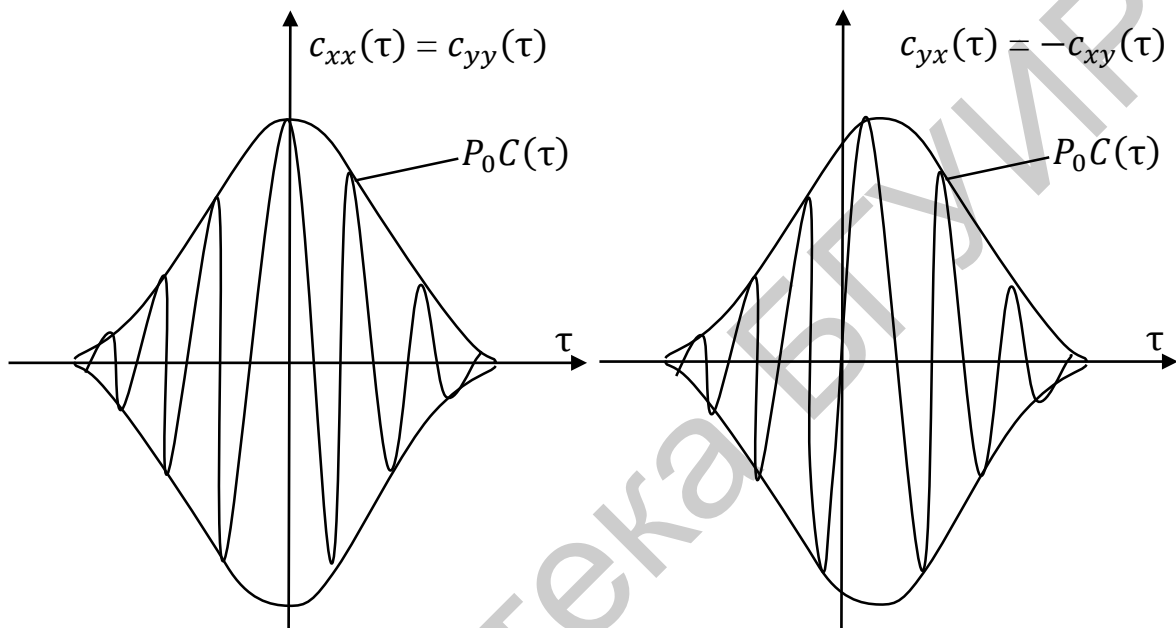


Рис. 4

$$c_{xx}(\tau) = c_{yy}(\tau) = 1/2 \operatorname{Re} c(\tau) = P_0 c(\tau) \cos \omega_0 \tau,$$

$$c_{yx}(\tau) = -c_{xy}(\tau) = 1/2 \operatorname{Im} c(\tau) = P_0 c(\tau) \sin \omega_0 \tau.$$

1.1.8. Время корреляции

Время корреляции сигнала определяется выражением

$$\tau_0 = 1/2 \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) dt$$

и интерпретируется геометрически как половина длины основания прямоугольника единичной высоты, площадь которого равна площади под кривой, описываемой корреляционной функцией закона модуляции (рис. 5).

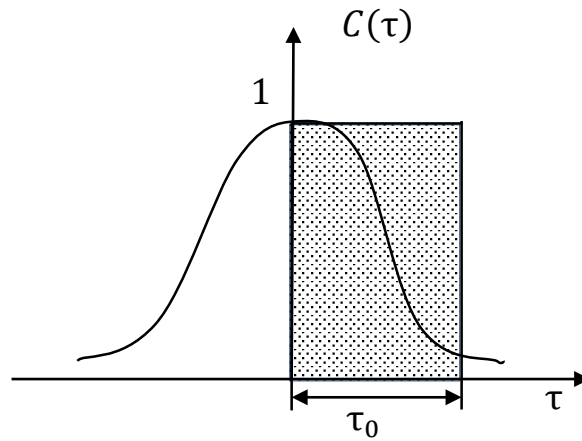


Рис. 5

1.1.9. Связь между временем корреляции и шириной спектра

Связь между временем корреляции и шириной спектра сигнала определяется соотношением

$$\tau_0 \Delta f_0 = 1/2 .$$

1.1.10. Энергетический спектр

Энергетический спектр сигнала определяется как прямое преобразование Фурье от корреляционной функции:

$$s(\omega) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

При этом обратное преобразование Фурье имеет вид

$$c(\tau) = 1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{-j\omega\tau} d\omega.$$

Аналогичным образом определяется энергетический спектр закона модуляции сигнала:

$$s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

С учетом того что $c(\tau) = 2P_0 C(\tau) e^{j\omega_0\tau}$, можно получить следующее соотношение для $s(\omega)$:

$$s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2P_0 \int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) e^{j(\omega-\omega_0)\tau} d\tau = 2P_0 S_0(\omega - \omega_0),$$

из которого, в частности, следует, что энергетический спектр сигнала с точностью до постоянного множителя P_0 совпадает с перенесенным на частоту ω_0 энергетическим спектром закона модуляции (рис. б).

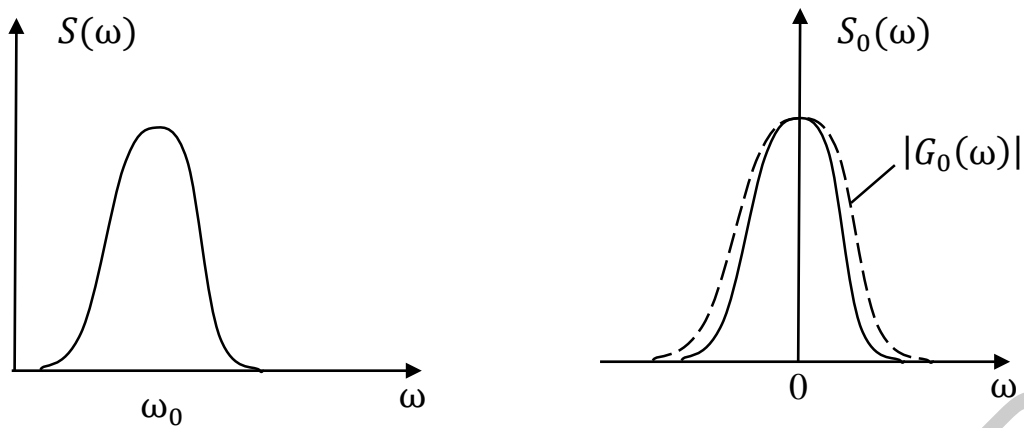


Рис. 6

Кроме того,

$$s_0(\omega) = \frac{s(\omega - \omega_0)}{2P_0}.$$

Можно также показать, что энергетические спектры ограниченного во времени сигнала и его закона модуляции имеют форму квадратов соответствующих амплитудно-частотных спектров. Действительно, подставляя вместо $c(\tau)$ интеграл и производя замену переменной интегрирования τ на $t - \tau_1$, будем иметь

$$\begin{aligned} s(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 1/T_0 \int \int_{-\infty}^{\infty} u(t) U^*(t - \tau) e^{j\omega\tau} dt d\tau = \\ &= 1/T_0 \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt \int_{-\infty}^{\infty} U^*(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau = 1/T_0 |g(\omega)|^2. \end{aligned}$$

Точно таким же образом получается соотношение

$$S_0(\omega) = 1/T_0 |G(\omega)|^2.$$

В случае неограниченного во времени сигнала аналогичные соотношения для $s(\omega)$ и $S(\omega)$ имеют вид

$$s(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T_0 |g_T(\omega)|^2,$$

$$S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/T_0 |G_T(\omega)|^2,$$

где

$$g_T(\omega) = - \int_{-T/2}^{T/2} u(t)e^{-j\omega t} dt,$$
$$G_T(\omega) = - \int_{-T/2}^{T/2} U(t)e^{-j\omega t} dt.$$

С учетом связи между амплитудно-частотным и энергетическим спектрами, а также очевидного равенства

$$1/2\pi \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)d\omega = C(0) = 1$$

для ширины спектра сигнала Δf_0 можем записать

$$\Delta f_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega}{2\pi |G(0)|^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) d\omega}{2\pi S(0)} = \frac{1}{S(0)} = \frac{1}{\int_{-\infty}^{\infty} C(\tau) d\tau}.$$

2. ОПЕРАЦИИ В ПРОЦЕССЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОЙ

Информация в вычислительную систему поступает в виде сигналов. Различные датчики преобразуют информацию о различных процессах в электрические сигналы. Для системы наиболее предпочтительной является представление сигнала в форме цифрового кода. Это можно объяснить рядом достоинств цифровой обработки сигналов:

1) высокая помехоустойчивость – способность цифрового устройства выполнять свои функции в условиях воздействия внешних и внутренних мешающих колебаний (помех). Это связано с тем, что сигнал в цифровой форме представлен двумя уровнями напряжения, имеющими достаточно большую разность;

2) простота обработки, хранения, передачи сигнала в цифровой форме гораздо проще, чем в аналоговой. Главным недостатком работы с цифровыми сигналами является снижение быстродействия, но взамен его мы получаем увеличение точности обработки.

Цифровая обработка сигналов применяется в таких различных областях, как биомедицина, акустика, звуковая локация, радиолокация, сейсмология, связь, системы передачи данных, ядерная техника и многих других. Например, при анализе электроэнцефалограмм, электрокардиограмм, а также передаче и распознавании речи требуется выделять некоторые характерные параметры сигнала. Иногда же возникает необходимость отделения помехи типа шума от сигнала или приведения сигнала к виду, который наиболее удобен для пользователя. В качестве другого примера обработки сигналов можно привести случай, когда сигнал, передаваемый по каналу связи, подвергается различным искажениям и приемник компенсирует их.

Таким образом, возникает ощутимая потребность в наличии устройств, преобразующих сигнал из аналогового представления в цифровое и обратно, а также в понимании этих процессов.

2.1. Выборка значений исходного аналогового сигнала в заданные дискретные моменты времени (дискретизация сигнала по времени)

Исходный физический сигнал является непрерывной функцией времени. Такие сигналы, определенные во все моменты времени, называют аналоговыми (*analog*). Последовательность чисел, представляющая сигнал при цифровой обработке, является дискретным рядом (*discrete series*) и не может полностью соответствовать аналоговому сигналу. Числа, составляющие последовательность, являются значениями сигнала в отдельные (дискретные) моменты времени и называются отсчетами сигнала (*samples*). Как правило, отсчеты берутся через равные промежутки времени T_d , называемые периодом дискретизации (или интервалом, шагом дискретизации (*sample time*)).

Величина, обратная периоду дискретизации, называется частотой дискретизации (*sampling frequency*): $f_d = 1/T_d$. Соответствующая ей круговая частота определяется следующим образом: $\omega_d = 2\pi/T_d$.

Процесс преобразования аналогового сигнала в последовательность отсчетов называется **дискретизацией** (*sampling*), а результат такого преобразования – дискретным сигналом.

2.2. Квантование (окружение до известных величин) полученной в дискретные моменты времени последовательности выборок (мгновенных значений) по уровню

При обработке сигнала в вычислительных устройствах его отсчеты представляются в виде двоичных чисел, имеющих ограниченное число разрядов. Вследствие этого отсчеты могут принимать лишь конечное множество значений и, следовательно, при представлении сигнала неизбежно происходит его округление. Процесс преобразования отсчетов сигнала в числа называется **квантованием** по уровню (*quantization*), а возникающие при этом ошибки округления – ошибками (или шумами) квантования (*quantization error, quantization noise*). Сигнал, дискретный во времени, но не квантованный по уровню, называется дискретным (*discrete-time*) сигналом. Сигнал, дискретный во времени и квантованный по уровню, называют цифровым (*digital*) сигналом. Сигналы, квантованные по уровню, но непрерывные во времени, на практике встречаются редко.

Разницу между аналоговыми, дискретными и цифровыми сигналами иллюстрирует рис. 7.

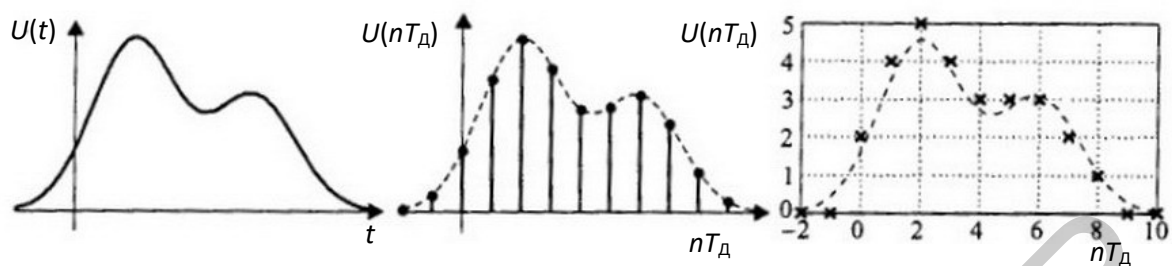


Рис. 7

2.3. Кодирование – замена квантованных значений цифровым кодом

Процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой предполагает последовательное выполнение следующих операций:

- 1) выборка значений исходной аналоговой величины в некоторые наперед заданные дискретные моменты времени, т. е. дискретизация сигнала по времени;
- 2) квантование (округление до некоторых известных величин) полученной в дискретные моменты времени последовательности значений исходной аналоговой величины по уровню;
- 3) **кодирование** – замена найденных квантованных значений некоторыми числовыми кодами.

Пусть задана некоторая аналоговая зависимость $U(t)$. Для получения ее дискретного эквивалента $U(nT_d) = \{U(0), U(T_d), U(2T_d), \dots\}$ необходимо провести выборку ее значений в дискретные моменты времени nT_d , где $n = 0, 1, 2, \dots$, т. е. n – целое число. Постоянная величина T_d – носит название периода выборки или периода дискретизации, а сам процесс замены исходной аналоговой функции $U(t)$ некоторой дискретной функцией $U(nT_d)$ называется дискретизацией сигнала во времени. Следует отметить, что полученная дискретная функция $U(nT_d)$ относительно самого сигнала $U(t)$ носит по-прежнему аналоговый характер, т. к. может принимать бесконечное число различных значений.

Период дискретизации должен быть таким, чтобы было возможно восстановление непрерывной функции по ее отсчетам с допустимой точностью.

При выборе периода дискретизации можно воспользоваться теоремой Котельникова, согласно которой всякий непрерывный сигнал, имеющий ограниченный частотный спектр, полностью определяется своими дискретными значениями в моменты отсчета, отстоящие друг от друга на интервалы времени:

$$T_{\text{д}} = 1/2F_{\text{max}} ,$$

где F_{max} – максимальная частота в частотном спектре сигнала.

Дискретизация по времени не связана с потерей информации, если частота дискретизации $f_{\text{д}} = 1/T_{\text{д}}$ в два раза выше максимальной частоты сигнала F_{max} . Однако почти все сигналы, используемые на практике, имеют неограниченный по частоте спектр, поэтому теорема Котельникова учитывает лишь 90 % спектра сигнала. Для неограниченного по частоте спектра частоту дискретизации увеличивают в 2-3 раза:

$$f_{\text{д}} = (2 \dots 3) 2 F_{\text{max}} = (4 \dots 6) F_{\text{max}} .$$

Для устранения недостатка теоремы Котельникова применяют критерий Железнова (выполняется для случайных сигналов, имеющих конечную длительность T_0 и неограниченный частотный спектр), в соответствии с которым рекомендуется принимать период дискретизации $T_{\text{д}}$, равный максимальному интервалу корреляции сигнала τ_0 , т. е.

$$T_{\text{д}} = \tau_0 .$$

Параметр τ_0 характеризует такой промежуток времени, в пределах которого отдельные значения случайного процесса можно считать статистически зависимыми (коррелированными). Таким образом, исходный непрерывный сигнал заменяется совокупностью $W = T/\tau_0$ некоррелированных отсчетов (выборок), следующих с частотой

$$f_{\text{д}} = 1/ T_{\text{д}} = 1/\tau_0 .$$

Кроме временной дискретизации необходимо производить еще квантование выборочных значений сигнала. Поскольку математической моделью непрерывного сигнала является случайный процесс $U(t)$, мгновенные значения сигнала $U_k = U(t_k)$ представляют собой случайную величину. Диапазон ее изменения, называемый непрерывной шкалой мгновенных значений сигнала, ограничен значениями U_{min} и U_{max} , что отражает условие физической реализуемости сигнала. Непрерывную шкалу мгновенных значений $U_{\text{max}} - U_{\text{min}}$ сигнала разбивают на m уровней. Отличительной особенностью дискретизации по уровню является замена непрерывной шкалы уровней сигнала $U(t)$ дискретной шкалой

\bar{U}_k ($k = 1, 2, \dots, M$), в которой различные значения сигнала отличаются между собой на некоторое фиксированное (или выбираемое в процессе квантования) значение ΔU , называемое *шагом квантования*. Таким образом, квантование представляет собой округление мгновенных значений преобразуемого сигнала. При равномерном квантовании ($\Delta U = \text{const}$) число разрешенных дискретных уровней составляет

$$m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{\Delta U} .$$

Чем больше шаг квантования, тем больше получается ошибка – шум квантования:

$$\xi(U) = U_k - \bar{U}_k.$$

Если в результате квантования любое из мгновенных значений сигнала $U(t)$ оказалось в интервале

$$(\bar{U}_k - \Delta U/2; \bar{U}_k + \Delta U/2),$$

то оно округляется до \bar{U} , а возникающая при этом ошибка равна

$$|\xi(U)|_{\max} = \Delta U/2 .$$

На практике ΔU выбирают следующим методом. Полагают ошибку квантования $\xi(U)$ случайной величиной, подчиненной равномерному закону распределения. Плотность вероятности $f(\xi)$ для случайной величины ξ принимает значение внутри интервала $(-\Delta U/2; +\Delta U/2)$ и равна нулю вне этого интервала (рис. 8).

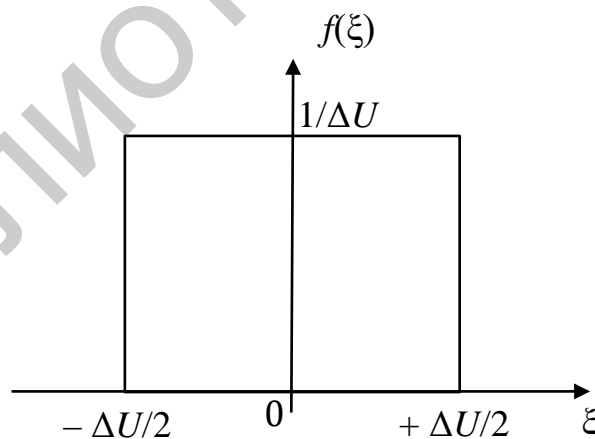


Рис. 8

Дисперсия $D[\xi]$ ошибки квантования ξ определяется как

$$D[\xi] = \int_{-\Delta U/2}^{\Delta U/2} \xi^2 f(\xi) d\xi = \frac{(\Delta U)^2}{12} ,$$

$$\Delta U = \sqrt{12D[\xi]} .$$

Для выполнения последней операции необходимо выбрать некоторый код $K = \{K_1, K_2, \dots\}$, способный отображать не менее $(N+1)$ -го значения, и каждому дискретному значению \bar{U}_k поставить в соответствие некоторый код K_i . В простейшем случае в качестве кода может быть использована последовательность чисел, соответствующих порядковым номерам уровней квантования. При таком выборе кода функция $U(t)$ может быть заменена последовательностью десятичных чисел $K_n = \{0, 1, 3, 4, 4, 5, 4, 4, 3, 2, 2\}$ или последовательностью чисел в двоичной форме $K_n = \{000, 001, 011, 100, 100, 101, 100, 100, 011, 010, 010\}$.

Р. Хартли предложил в качестве меры количества информации использовать логарифм числа возможных сообщений

$$I = W \log_a m.$$

Согласно этому логарифму, количество информации в дискретном сигнале зависит от числа отсчетов $W = T/\tau_0$ и от числа уровней квантования m .

Часто принимают $a = 2$, при этом значение I измеряется в битах.

Количество информации, приходящееся на один отсчет сигнала, называют удельной информативностью сигнала, или энтропией сигнала, которая определяется по формуле

$$H = I/W.$$

Энтропия является мерой неопределенности исследуемого процесса.

3. ВИДЫ ДВОИЧНЫХ СИГНАЛОВ

3.1. Потенциальные и импульсные двоичные сигналы

В компьютерной схемотехнике используются два основных вида двоичных сигналов: потенциальные и импульсные (рис. 9).

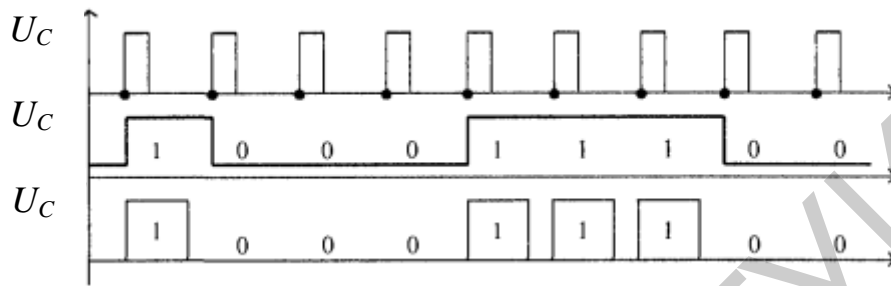


Рис. 9

Потенциальный сигнал изменяется только в тактовые моменты времени, а импульсный увеличивается в тактовый момент и уменьшается в пределах данного такта. При этом длительность потенциального сигнала равна или кратна длительности машинного такта.

3.2. Параметры двоичных (цифровых) сигналов

В логике значения двоичного сигнала и соответствующей переменной X кодируются символами 0 (логический нуль) и 1 (логическая единица). Напряжение, отображающее символ 1, обозначим через U^1 , а символ 0 – через U^0 . Различают два способа кодирования логических сигналов X_i потенциальными сигналами – положительный и отрицательный. При положительном кодировании (положительная логика или соглашение) больший уровень напряжения U_H с учетом знака отображает логическую единицу, а меньший U_L – логический нуль, т. е. $X = 1$, если $U^1 = U_H$, и $X = 0$ при $U^0 = U_L$ (рис. 10, а). При отрицательном кодировании (отрицательная логика и соглашение) больший уровень напряжения U_H с учетом знака отображает логический нуль, а меньший U_L – логическую единицу, т. е. $X = 1$, если $U^1 = U_L$, и $X = 0$ при $U^0 = U_H$ (рис. 10, б).

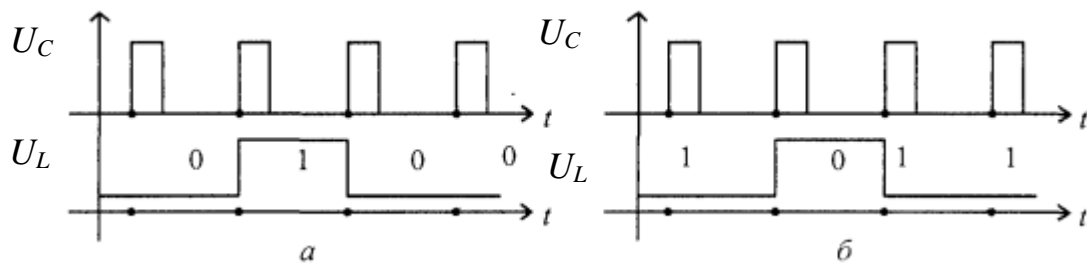


Рис. 10

Для импульсных сигналов различают два рода кодирования (рис. 11): первый – наличие импульса отображает логическую единицу, отсутствие – логический нуль; второй – наличие импульса одной полярности отображает логическую единицу, а другой полярности – логический нуль.

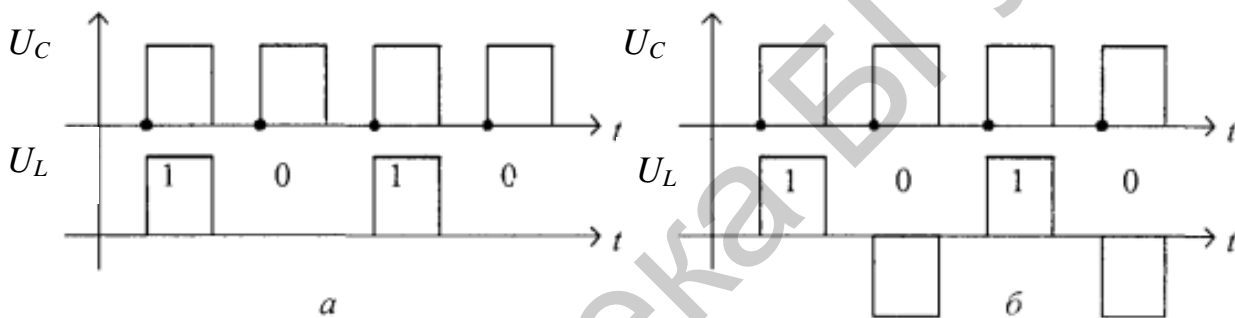


Рис. 11

4. УСТРОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Любая система, использующая цифровые методы обработки информации, должна содержать устройства взаимного преобразования аналоговых и цифровых сигналов. Роль таких устройств выполняют аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП).

4.1. Аналого-цифровые преобразователи

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ (АЦП) – устройство, предназначенное для преобразования непрерывно изменяющейся во времени аналоговой физической величины в эквивалентные ей значения числовых кодов (рис. 12).

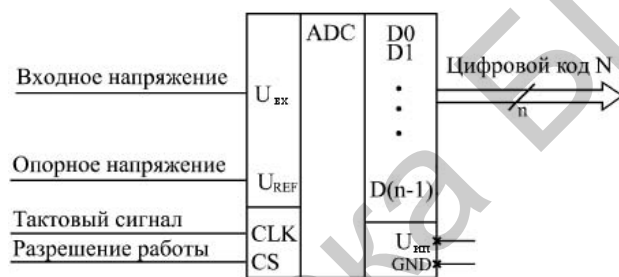


Рис. 12

В основу классификации (рис. 13) АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую.

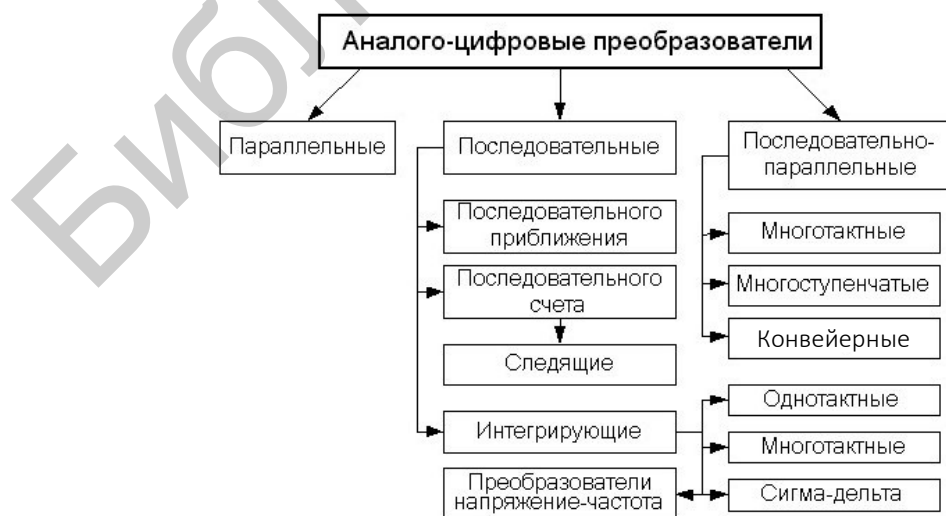


Рис. 13

В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедуры приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

4.2. Цифроаналоговые преобразователи

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ (ЦАП) – устройство, предназначенное для преобразования входной величины, представленной последовательностью числовых кодов, в эквивалентные им значения заданной физической величины (рис. 14).

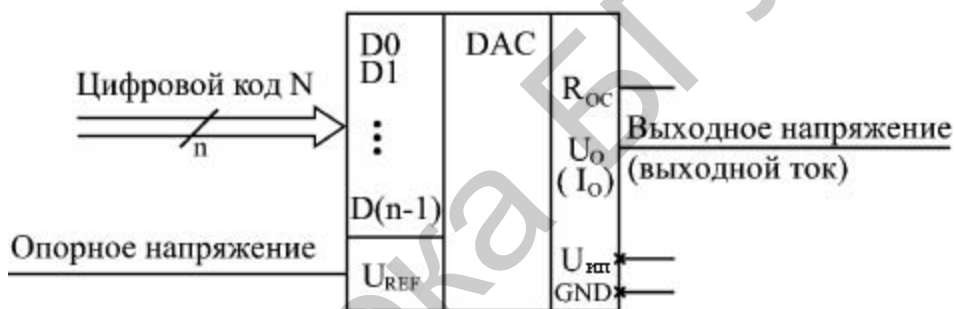


Рис. 14

Схемотехника цифроаналоговых преобразователей весьма разнообразна. На рис. 15 представлена классификационная схема ЦАП по схематехническим признакам. Кроме этого, ИМС цифроаналоговых преобразователей классифицируются по следующим признакам:

- 1) по виду выходного сигнала: с токовым выходом и выходом в виде напряжения;
- 2) по типу цифрового интерфейса: с последовательным вводом и с параллельным вводом входного кода;
- 3) по числу ЦАП на кристалле: одноканальные и многоканальные;
- 4) по быстродействию: умеренного и высокого быстродействия.

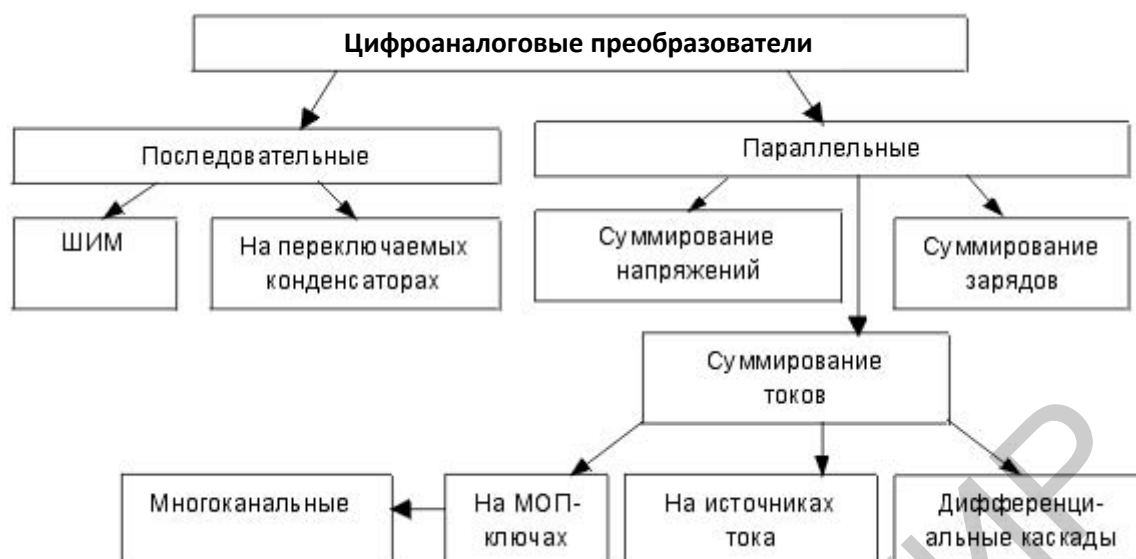


Рис. 15

4.3. Параметры АЦП и ЦАП

Рассмотрим основные электрические характеристики ЦАП и АЦП. Они подразделяются на статические, которые задают конечную точность преобразования, и динамические, характеризующие быстродействие данного класса устройств. Статические характеристики преобразователей определяются видом характеристики преобразования, которая устанавливает соответствие между значениями аналоговой величины и цифрового кода. Рассмотрим их подробнее.

ЧИСЛО РАЗРЯДОВ (b) – число разрядов кода, отображающего исходную аналоговую величину, которое может формироваться на выходе АЦП или подаваться на вход ЦАП. При использовании двоичного кода под b понимают двоичный логарифм от максимального числа кодовых комбинаций (уровней квантования) на выходе АЦП или входе ЦАП.

АБСОЛЮТНАЯ РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ – средние значения минимального изменения сигнала на выходе ЦАП (α), или минимального изменения входного сигнала АЦП (m), обусловленные увеличением или уменьшением его кода на единицу.

Значение абсолютной разрешающей способности является мерой измерения всех основных статических характеристик данного класса устройств и часто обозначается как ЕМР (единица младшего разряда), или просто МР (младший разряд).

АБСОЛЮТНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В КОНЕЧНОЙ ТОЧКЕ ШКАЛЫ (δF_S) – отклонение реальных максимальных значений входного для АЦП (U_{IRN}) и выходного для ЦАП (U_{ORN}) аналоговых сигналов от значений, соответствующих конечной точке идеальной характеристики преобразования ($U_{IRN_{max}}$ и $U_{ORN_{max}}$). Применительно к АЦП наличие δF_S означает, что максимальный выходной код будет сформирован на выходе устройства при входном сигнале ($U_{вх} = U_{IRN_{max}} - F_S$). По аналогии для ЦАП можно сказать, что при подаче на вход максимального кода его выходное напряжение будет отличаться от $U_{ORN_{max}}$ на величину F_S . Обычно δF_S измеряется в ЕМР. В технической литературе δF_S иногда называют мультипликативной погрешностью.

Напряжение смещения нуля U_0 для АЦП – это напряжение ($U_{вх0}$), которое необходимо приложить к его входу для получения нулевого выходного кода, для ЦАП – это напряжение, присутствующее на его выходе ($U_{вых0}$) при подаче на вход нулевого кода. Величина U_0 обычно выражается в ЕМР.

НЕЛИНЕЙНОСТЬ (δL) – отклонение действительной характеристики преобразования от оговоренной линейной, т. е. это разность реального напряжения, соответствующего выбранному значению кода, и напряжения, которое должно соответствовать этому коду в случае идеальной характеристики преобразования устройства. Для ЦАП это напряжение измеряется относительно центров ступеней указанных характеристик. В качестве оговоренной линейной характеристики используют либо прямую, проведенную через точки 0, U_{max} , либо прямую, обеспечивающую минимизацию δL , например, среднее квадратическое отклонение всех точек которой от реальной характеристики минимально. Величину δL измеряют в ЕМР ($\delta L = \delta' L / h$) или процентах ($L = 100 \cdot \delta' L_{дmax}$), где $\delta' L$ – абсолютное значение нелинейности. В справочной литературе обычно задается максимально возможная величина δL .

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНОСТЬ ($\delta L_{д}$) – это отклонение действительного шага квантования $\delta' L_{д}$ от его среднего значения (h). Величина $\delta' L_{д}$ измеряется либо в ЕМР [$\delta L_{д} = (\delta' L_{д} - h) / h$], либо в процентах $\delta L_{д} = (\delta' L_{д} - h) 100 / U_{max}$.

Величина дифференциальной нелинейности однозначно связана с понятием монотонности характеристик ЦАП и АЦП. Если $|\delta L_{д}| > 1 \text{ ЕМР}$, то приращение выходного сигнала в данной точке характеристики может быть как по-

ложительным, так и отрицательным. В последнем случае характеристика преобразования перестает быть монотонной.

Динамические свойства ЦАП и АЦП обычно характеризуют следующие параметры:

1) МАКСИМАЛЬНАЯ ЧАСТОТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ($f_{s\max}$) – наибольшая частота дискретизации, при которой заданные параметры соответствуют установленным нормам;

2) ВРЕМЯ УСТАНОВЛЕНИЯ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ($t_{уст}$) – интервал от момента заданного изменения кода на входе ЦАП до момента, при котором выходной аналоговый сигнал окончательно войдет в зону заданной ширины, симметрично расположенную относительно установившегося значения (рис. 16). Обычно ширина этой зоны задается равной 1EMР . Отсчет времени $t_{уст}$ ведется от момента достижения входным сигналом значения половины логического перепада:

$$|U_{\text{вых}} - U_{\text{пш}}| = d/2;$$

3) СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ – максимальная скорость изменения $U_{\text{вых}}(t)$ во время переходного процесса. Определяется как отношение приращения $\Delta U_{\text{вых}}$ ко времени t , за которое произошло это приращение. Обычно указывается в технических характеристиках ЦАП с выходным сигналом в виде напряжения. У ЦАП с токовым выходом этот параметр в большой степени зависит от типа выходного ОУ.

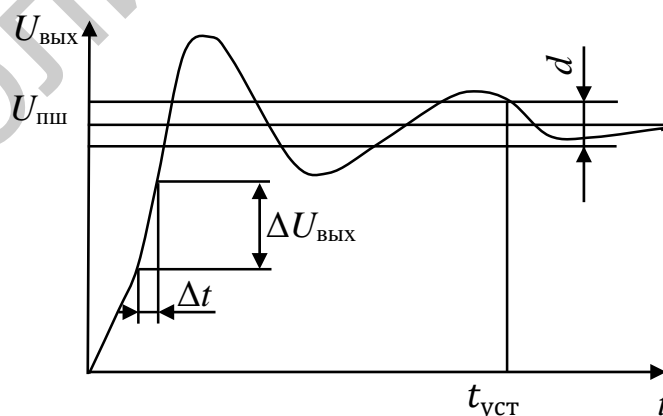


Рис. 16

4.4. Схемы ЦАП

4.4.1. ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями

Рассмотрим схему ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями, представленную на рис. 17. Для построения схемы предусмотрены источник опорного напряжения $U_{оп}$, электронные ключи $Кл_0 - Кл_{n-1}$, управляемые по сигналам цифрового кода $A_0 - A_{n-1}$, матрица резисторов с двоично-взвешенными номиналами ($R, 2R, 4R, \dots, 2^{n-1}R$) и суммирующий усилитель на основе операционного усилителя (ОУ) для получения аналогового выходного сигнала $U_{вых}$.

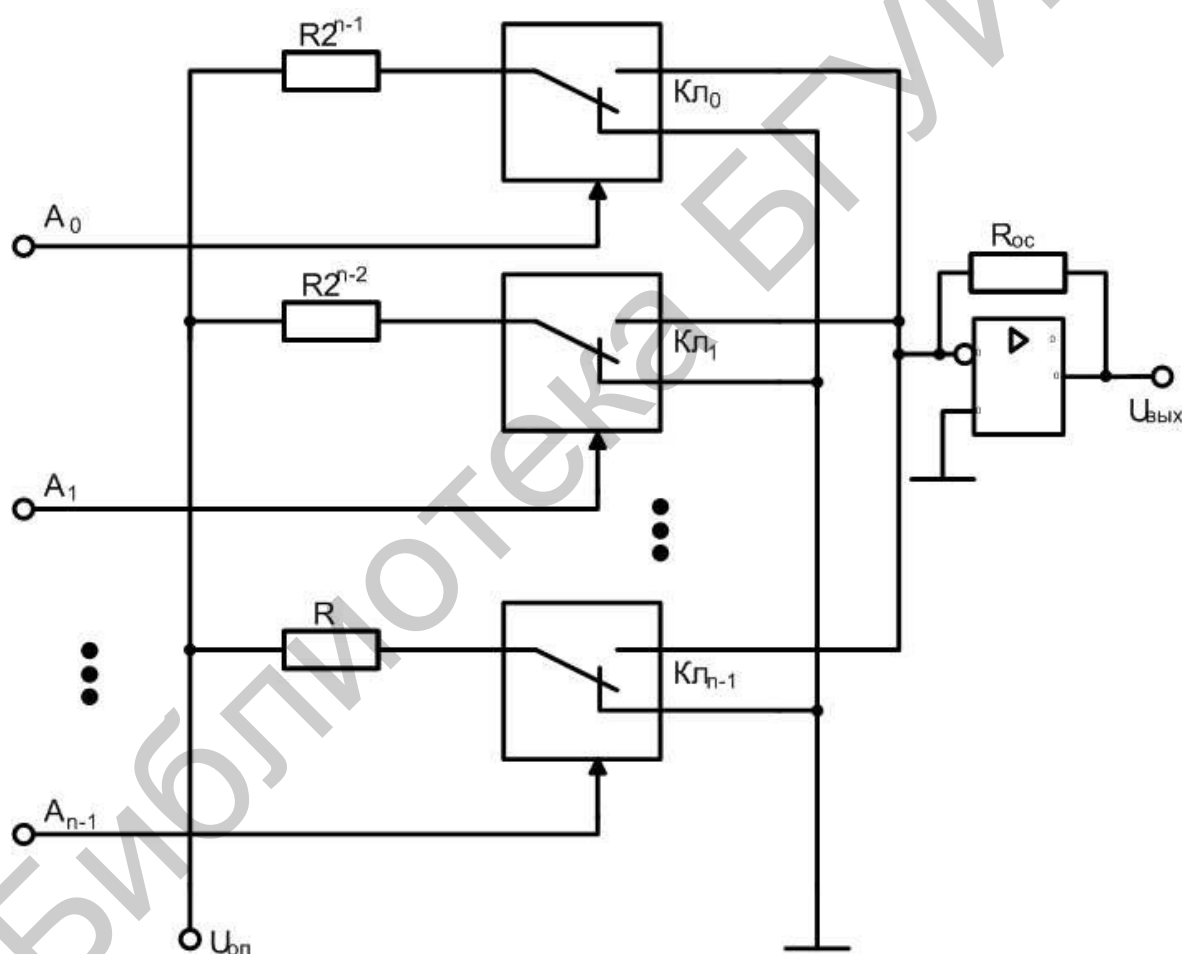


Рис. 17

Регистр, который обычно является внешним устройством по отношению к ЦАП, вырабатывает двоичный код N , состоящий из n двоичных разрядов: $N = A_{n-1}2^{n-1} + A_{n-2}2^{n-2} + \dots + A_12 + A_0 = \sum A_i 2^i, i = 0 \dots n - 1$, где A_i – коэффициент, имеющий значение 1 или 0.

Каждый i -й разряд управляется ключом $Кл_i$, который подключается к источнику опорного напряжения $U_{оп}$, когда $A_i = 1$, или к общей шине, когда $A_i = 0$. Сопротивления резисторов, соединенных с ключами, таковы, что обеспечивается пропорциональность протекающего в них тока двоичному весу соответствующего разряда входного кода. Сопротивление резистора в старшем знаковом разряде (СЗР) имеет значение R , сопротивление следующего резистора – $2R$ и так далее до сопротивления резистора в младшем знаковом разряде (МЗР), значение которого $2^{n-1}R$. Следовательно, ток, протекающий на входе ОУ, равен

$$I = A_n - 1 U_{оп}/R + A_n - 2 U_{оп}/2R + \dots + A_1 U_{оп}/2^{n-2}R + A_0 U_{оп}/2^{n-1}R.$$

Соответственно выходное напряжение ЦАП

$$U_{вых} = -IR_{oc} = \frac{-U_{оп}R_{oc}}{2^{n-1}R} \cdot \sum A_i 2^i, i = (0 \dots n - 1)$$

пропорционально взвешенному коду, у которого единичное значение принимают разряды, соответствующие ключам, связанным с источником $U_{оп}$. Максимальное выходное напряжение имеет место, когда все разряды примут значение 1:

$$U_{max} = | U_{оп}(2^n - 1)R_{oc}/2^{n-1}R |.$$

Существенным недостатком ЦАП с двоично-взвешенными сопротивлениями является необходимость получения широкого диапазона тщательно согласованных номиналов резисторов от R до $2^{n-1}R$, что усложняет технологию производства таких ЦАП в микроэлектронном исполнении.

4.4.2. ЦАП на основе резистивной матрицы $R-2R$

Значительное распространение получили ЦАП, построенные с последовательно-параллельной цепочкой резисторов $R - 2R$ (рис. 18), которая исключает сложности благодаря наличию дополнительного резистора в каждом разряде. Так как эта матрица резисторов является линейной цепью, ее работу можно проанализировать методом суперпозиции, т. е. вклад в выходное напряжение от каждого разряда рассчитать независимо друг от друга. Вклады от каждого разряда суммируются для получения на выходе ЦАП результата в виде напряжения.

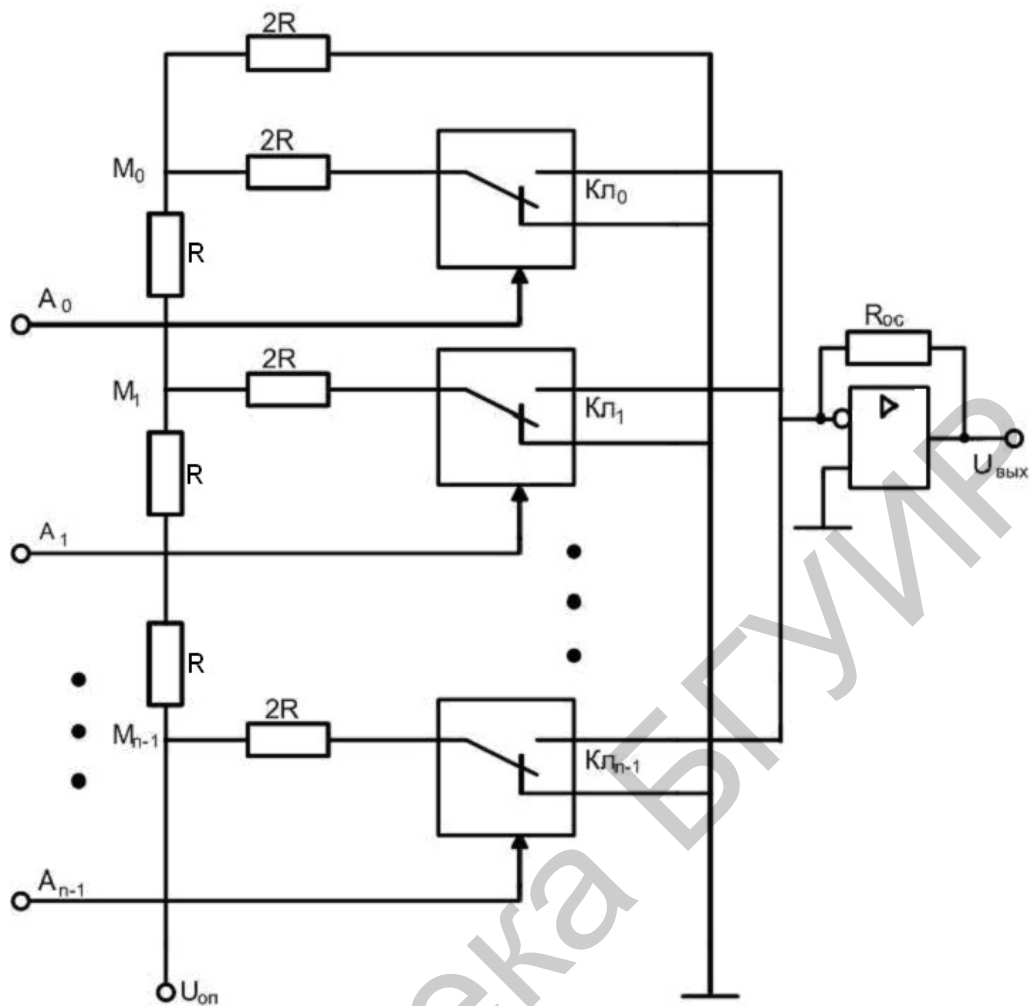


Рис. 18

Рассмотрим работу ЦАП, если ключ K_{n-1} старшего разряда подключен к источнику опорного напряжения $U_{оп}$, а все остальные ключи замкнуты на общую шину. Эквивалентное сопротивление цепи справа от узла M_{n-1} также равно $2R$.

Для рассматриваемого случая эквивалентная схема матрицы представлена на рис. 19. Ток, вызванный источником опорного напряжения $U_{оп}$ в узле M_{n-1} делится пополам (рис. 19, а), обеспечивая на выходе ОУ напряжение

$$U_{\text{вых}}(n-1) = -\frac{1}{2}IR_{oc}.$$

Отличительным свойством цепочки $R-2R$ является то, что в любом из узлов цепочки выходное сопротивление равно R . Например, в узле M_0 выходное сопротивление определяется параллельным сопротивлением двух резисторов с номиналами $2R$, т. е. равно R . В узле M_{n-1} выходное сопротивление также будет равно значению R , т. к. $(2R \parallel 2R) + R \parallel 2R = R$.

Учитывая это соотношение, можно записать

$$U_{\text{ВЫХ}(n-1)} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2R} R_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{2}.$$

Рассмотрим работу ЦАП, если ключ Кл подключен к источнику опорного напряжения $U_{\text{оп}}$, а все остальные ключи замкнуты на общую шину (рис. 19, б). Так как ток $I/2$ в узле M_{n-2} для этого случая снова делится пополам, получаем выходное напряжение ЦАП, обусловленное разрядом $(n-2)$:

$$U_{\text{ВЫХ}(n-2)} = -\frac{1}{4}IR_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{4R} R_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{4}.$$

Так как с остальными разрядами происходят аналогичные преобразования, то можно записать окончательное значение выходного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{оп}}R_{\text{ос}}}{R2^n} \sum A_i 2^i.$$

Так как ток $I/2$ в узле M_{n-2} для этого случая снова делится пополам, получаем выходное напряжение ЦАП, обусловленное разрядом $(n-2)$:

$$U_{\text{ВЫХ}(n-2)} = -\frac{1}{4}IR_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{4R} R_{\text{ос}} = -\frac{U_{\text{оп}}}{4}.$$

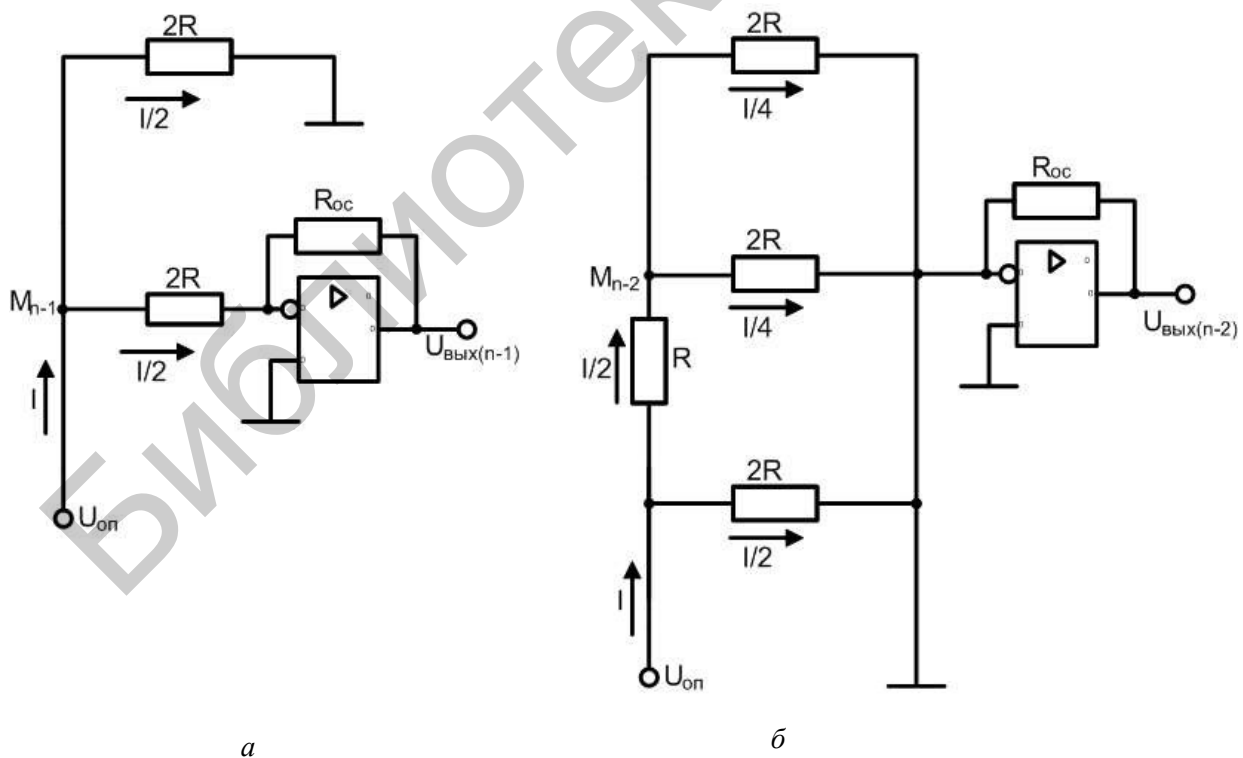


Рис. 19

Поскольку с остальными разрядами происходят аналогичные преобразования, то можно записать окончательное значение выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{U_{\text{оп}}R_{\text{ос}}}{R2^n} \sum A_i 2^i.$$

Таким образом, выходное напряжение ЦАП пропорционально сумме напряжений со своими весами, обусловленных теми ключами, которые подключены к источнику $U_{\text{оп}}$.

В рассмотренной схеме ЦАП используется токовый режим работы суммирующего элемента, т. е. ОУ выполняет суммирование токов. Соответственно формирование разрядных токов осуществляется с помощью ключей, коммутирующих токи (токовых ключей).

Существует ЦАП, использующий режим работы суммирующего элемента, близкий к холостому ходу (ОУ суммирует напряжения) (рис. 20). По сравнению с рис. 18 здесь используется обратное включение входа и выхода матрицы $R - 2R$. Преимуществом схемы является возможность работы ЦАП без выходного ОУ. При неизменном сопротивлении нагрузки последнее сказывается только на масштабе $U_{\text{вых}}$ и не создает погрешностей в выходном напряжении.

Однако ввиду существенной разницы потенциалов между контактами ключей, коммутирующих напряжение, а также ввиду относительно большой емкости между элементами в схемах с такими ключами возникают длительные переходные процессы, уменьшающие быстродействие ЦАП. Поэтому в ЦАП используют токовые ключи, потенциалы между контактами которых близки к нулю и, следовательно, переходные процессы протекают быстрее. По таким схемам (см. рис. 20) реализованы серийно выпускаемые ИМС 10- и 12-разрядных ЦАП К572ПА1, К572ПА2 с временем преобразования соответственно 5 и 15 мкс.

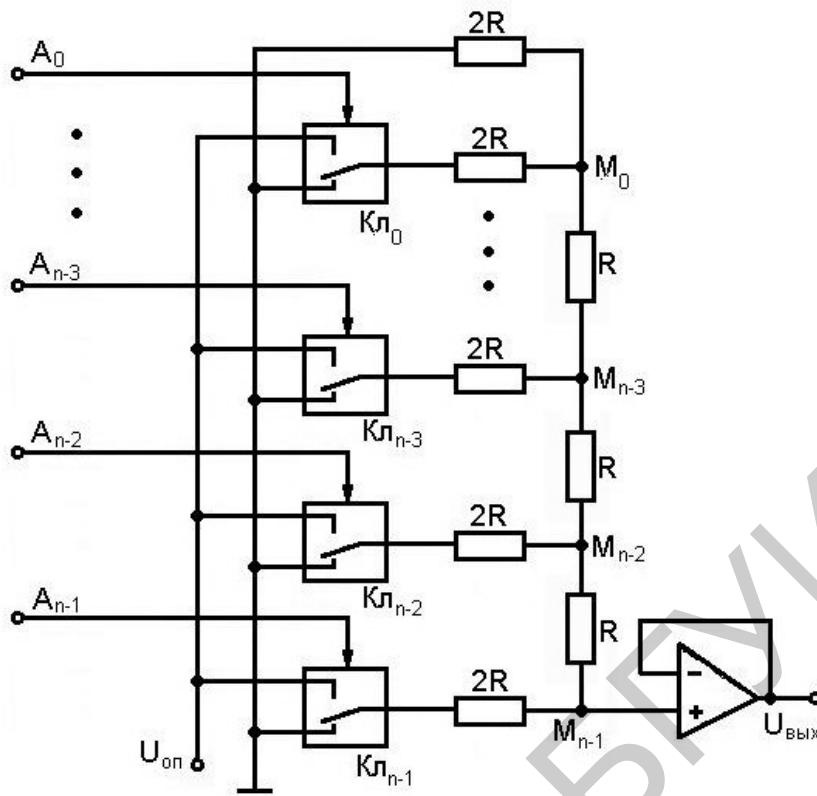


Рис. 20

Ключи преобразователя с суммированием напряжений на резисторной матрице могут быть выполнены по схеме, представленной на рис. 21, а. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ управляются напряжениями с выходов триггера.

Выход схемы подключается к резисторной матрице.

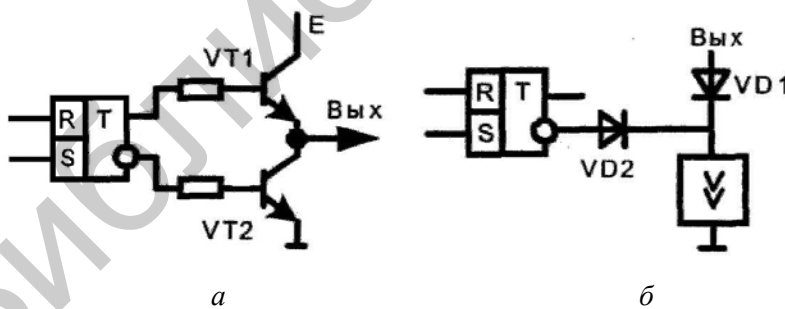


Рис. 21

Пусть триггер находится в состоянии единицы. На его инверсном выходе низкий потенциал и транзистор $VT2$, на базу которого поступает этот потенциал, закрыт. На прямом выходе триггера напряжение высокого уровня. Оно поступает на вход транзистора $VT1$ и удерживает его в открытом состоянии. Через открытый транзистор $VT1$ в резисторную матрицу подается напряжение, близкое к E . Если триггер находится в состоянии нуля, закрыт транзистор $VT1$, а че-

рез открытый транзистор $VT2$ в резисторную матрицу поступает напряжение низкого уровня. Таким образом, реализованное по данной схеме устройство выполняет роль двух ключей в разряде преобразователя.

В преобразователе с суммированием токов необязательно стремиться к малому сопротивлению открытого ключа. В этом преобразователе может быть использован диодный переключатель, схема которого представлена на рис. 21, б. Если триггер находится в состоянии нуля, высокое напряжение, поступающее с инверсного выхода триггера, удерживает диод $VD2$ в открытом состоянии. Ток источника замыкается через диод $VD2$ и триггер. Если триггер находится в состоянии единицы, диод $VD2$ закрыт и ток I замыкается через диод $VD1$ и резисторную матрицу.

ЦАП с резистивными матрицами $R - 2R$, в отличие от ЦАП с двоично-взвешенными резисторами, не требуют широкого диапазона номиналов и поэтому легко реализуются полупроводниковой интегральной технологией. Матрицы $R - 2R$ занимают меньшую площадь на поверхности кристалла и позволяют снизить до минимума паразитные емкости и индуктивности резисторов и соединительных проводников. Однако такие преобразователи также имеют недостатки. Наиболее существенный – сильное влияние на точность преобразования нестабильности сопротивлений ключей в замкнутом состоянии, что снижает временную и температурную стабильность их характеристик.

4.4.3. Умножающие ЦАП

Цифроаналоговый преобразователь имеет на выходе сигнал, определяемый как $U_{\text{вых}} = N \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} = kNU_0$. Таким образом, ЦАП перемножает опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ и код N , используя масштабный коэффициент $\frac{1}{2^n}$.

ЦАП на основе КМОП-ключей является умножающим по напряжению, при этом значение $U_{\text{оп}}$ изменяется от -15 до $+15$ В, а код N – от 0 до $2^n - 1$. Руководствуясь правилом знаков, можно сказать, что умножающие ЦАП могут работать в двух или четырех четвертях координатной плоскости, т. е. могут быть двух- и четырехквadrантными. Для двухквadrантных знак может изменяться у одной из величин. На рис. 22 приведена характеристика преобразования двухквadrантного цифроаналогового преобразователя, умножающего по напряжению, а на рис. 23 – ЦАП, умножающего по коду.

В случае использования четырехквadrантного устройства обе переменные могут изменять знак и соответствующая характеристика приведена на рис. 24.

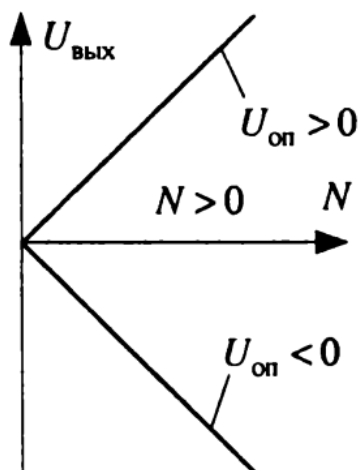


Рис. 22

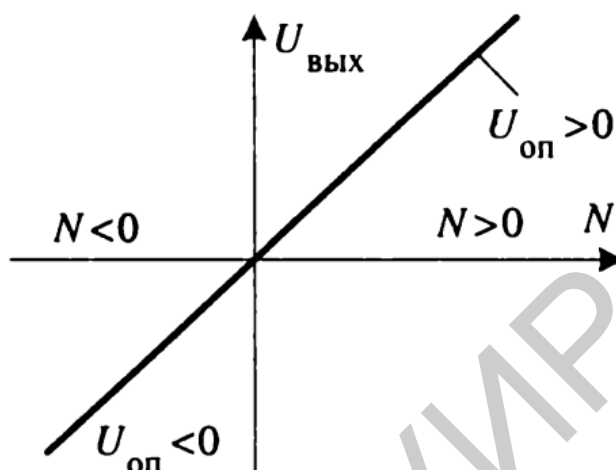


Рис. 23

Кодовая комбинация в случае цифроаналоговых преобразователей двухквadrантных по коду задается набором сигналов низкого и высокого уровней, поэтому необходимо рассмотреть понятие отрицательного кода. Для этого разобьем диапазон изменения входного кода на две части, условившись, что отрицательным числам соответствуют коды чисел, меньшие $\frac{N_{\max}}{2}$, а положительным числам – большие, чем $\frac{N_{\max}}{2}$.

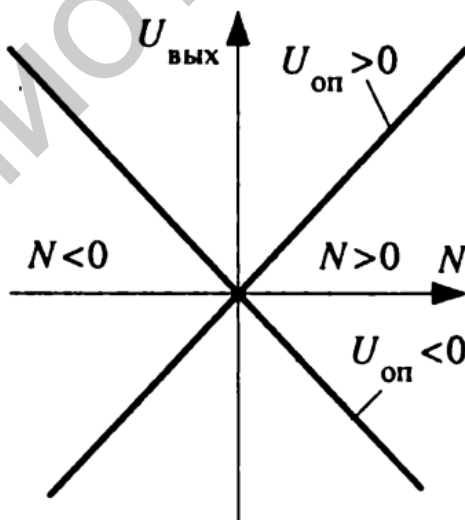


Рис. 24

В данном случае при положительном опорном напряжении получим сигнал ЦАП $-\frac{U_{\text{оп}}}{2}$ для комбинации кода 000...000, нулевой сигнал в случае ком-

бинации 100...000, $+\frac{U_{оп}}{2} - U_0$ при коде 111...111 на входе. В данном случае знак числа определяется значением старшего разряда кода (рис. 25), а величина числа – значениями остальных разрядов. Задание знака и отрицательных чисел в инверсном коде отличает данное представление от используемого при выполнении арифметических операций.

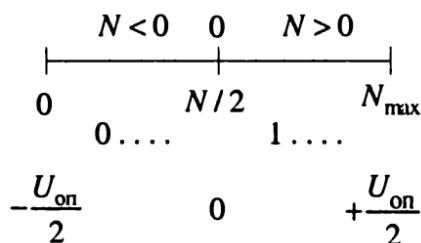


Рис. 25

Из рис. 26 очевидно, чтобы реализовать ЦАП, умножающий по коду, необходимо смещение выходной характеристики обычного ЦАП вниз на величину $\frac{U_{оп}}{2}$, т. е. трансформация одноквадрантного цифроаналогового преобразователя в двухквадрантный.

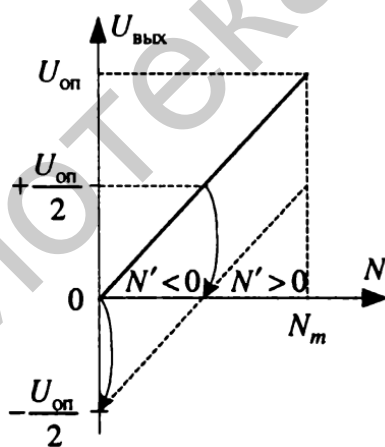


Рис. 26

Получить данный результат возможно путем вычитания из выходного напряжения ЦАП сигнала размером $\frac{U_{оп}}{2}$, т. е. $U_{вых} = \left(\frac{U_{оп}}{2^n} N - \frac{U_{оп}}{2^n}\right) = \frac{U_{оп}}{2^n} (N - 2^{n-1})$ является выходным сигналом двухквадрантного по коду ЦАП.

На рис. 27 представлен вариант схемы устройства, в котором формирователь напряжения (ФН) выполняет функции инвертирования $U_{оп}$ и деления его

пополам. Данная схема имеет свойства четырехквadrантного устройства в случае возможности для конструкции ЦАП подачи двухполярного опорного напряжения (рис. 28).

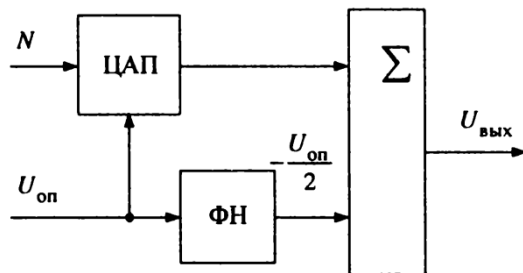


Рис. 27

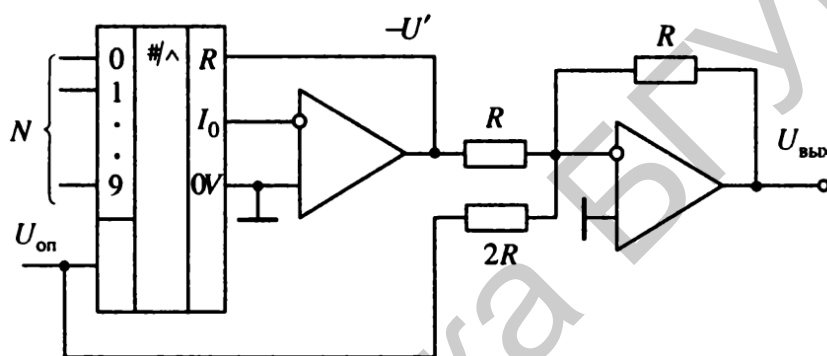


Рис. 28

Вариант микросхемы цифроаналогового преобразователя с ключами на биполярных транзисторах, в котором с помощью внутренних элементов реализован перевод в режим умножающего по коду ЦАП, представлен на рис. 29.

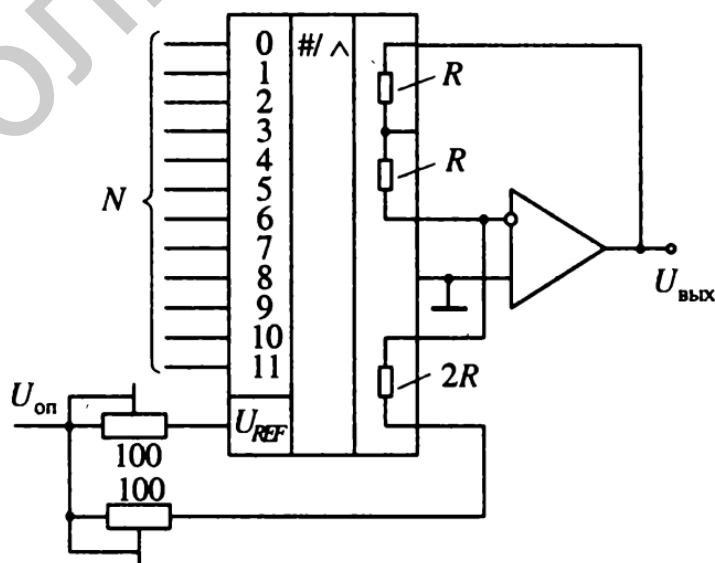


Рис. 29

В данном случае ток ЦАП и ток источника опорного напряжения, протекающий через резистор с сопротивлением $2R$, поступает в точку суммирования токов на инвертирующий вход операционного усилителя. В результате в два раза увеличивается масштаб изменения выходного напряжения ЦАП:

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\text{оп}} \frac{N}{2^n} - U_{\text{оп}} = 2 \left(U_{\text{оп}} \frac{N}{2^n} - \frac{U_{\text{оп}}}{2} \right) = \frac{U_{\text{оп}}}{2^n} (2N - 2^n).$$

Источник отрицательного напряжения задает токи через матрицу ключей ЦАП, поэтому суммируемые сигналы имеют разные знаки.

4.4.4. ЦАП с косвенным преобразованием

Высокие метрологические характеристики и быстродействие являются преимуществами ЦАП с прямым преобразованием кода в выходное напряжение, однако в данном случае недостатком является достаточно сложная структура. Использование более простых конструкций ЦАП с промежуточным преобразованием кода возможно, если нет больших требований по быстродействию.

Одним из вариантов подобного устройства является цифроаналоговый преобразователь с числоимпульсным преобразованием (рис. 30).

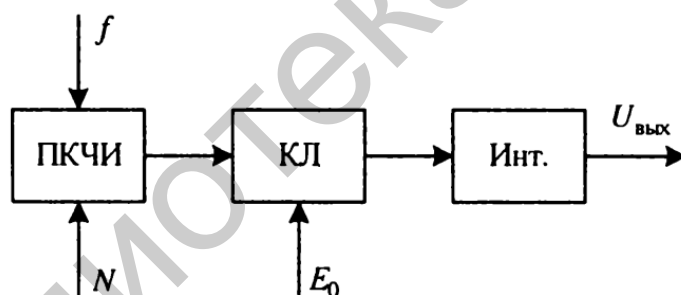


Рис. 30

В подобном устройстве преобразователь кода в число импульсов (ПКЧИ) формирует их пачки с длительностью каждого τ . Количество импульсов n на заданном временном интервале T пропорционально поступающему коду. Ключ (Кл) во время действия импульса подсоединяет к входу интегратора напряжение E_0 . Постоянную составляющую поступающего на вход интегратора сигнала для одного импульса в пачке (рис. 31) определяют как $U_0 = \frac{1}{T} \int_0^\tau E_0 dt$. Выходное напряжение пропорционально поступающему коду, при этом количество импульсов за интервал T равно N : $U_{\text{вых}} = \frac{N}{T} \int_0^\tau E_0 dt = N \frac{E_0 \tau}{T}$. Следовательно, данное устройство выполняет функцию ЦАП со значением $U_0 = N \frac{E_0 \tau}{T}$ и экви-

валентной разрядностью $n = \log_2 \frac{T}{\tau}$. Вклад каждого импульса в выходное напряжение при увеличении их количества одинаков, что обеспечивается отсутствием делителей токов и напряжений и высокой линейностью преобразования.

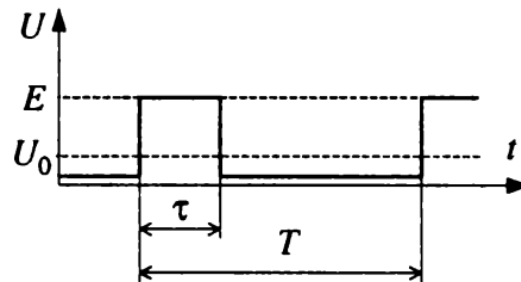


Рис. 31

На рис. 32 представлены внутренняя структура трехразрядного преобразователя кода в число импульсов, а на рис. 33 – временные диаграммы его работы.

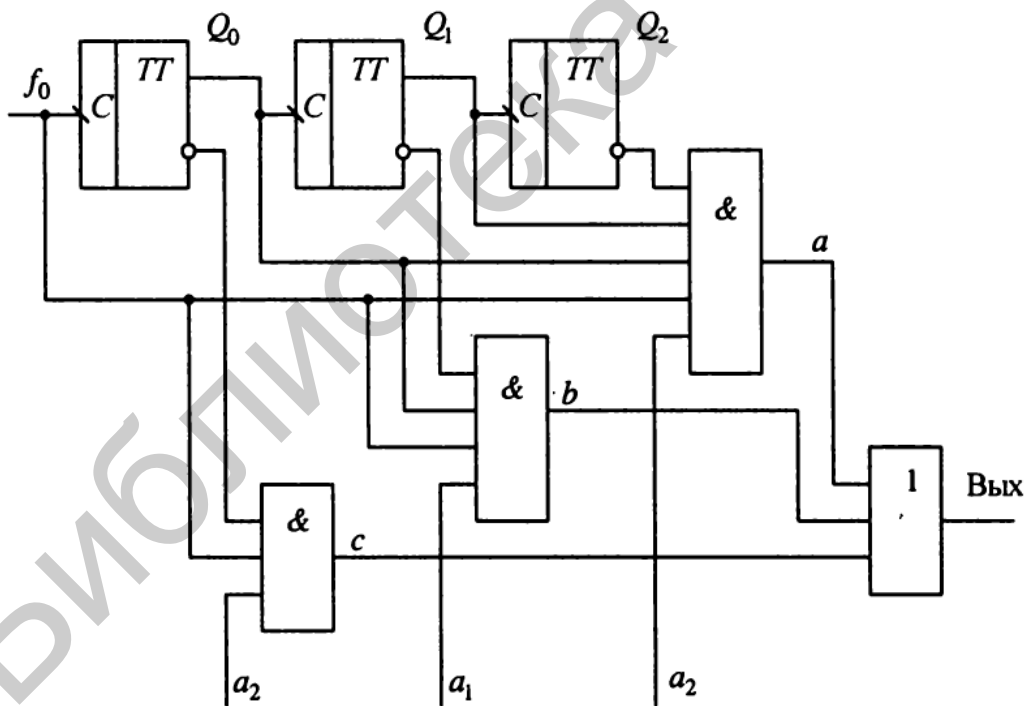


Рис. 32

Количество импульсов на выходе за интервал времени $T = 8t_0$ равно $N = a_0 + 2a_1 + 4a_2$, при этом длительность определяется как $\tau = \frac{t_0}{2}$, если значения разрядов двоичного кода поставить в соответствие управляющим сигналам a_i .

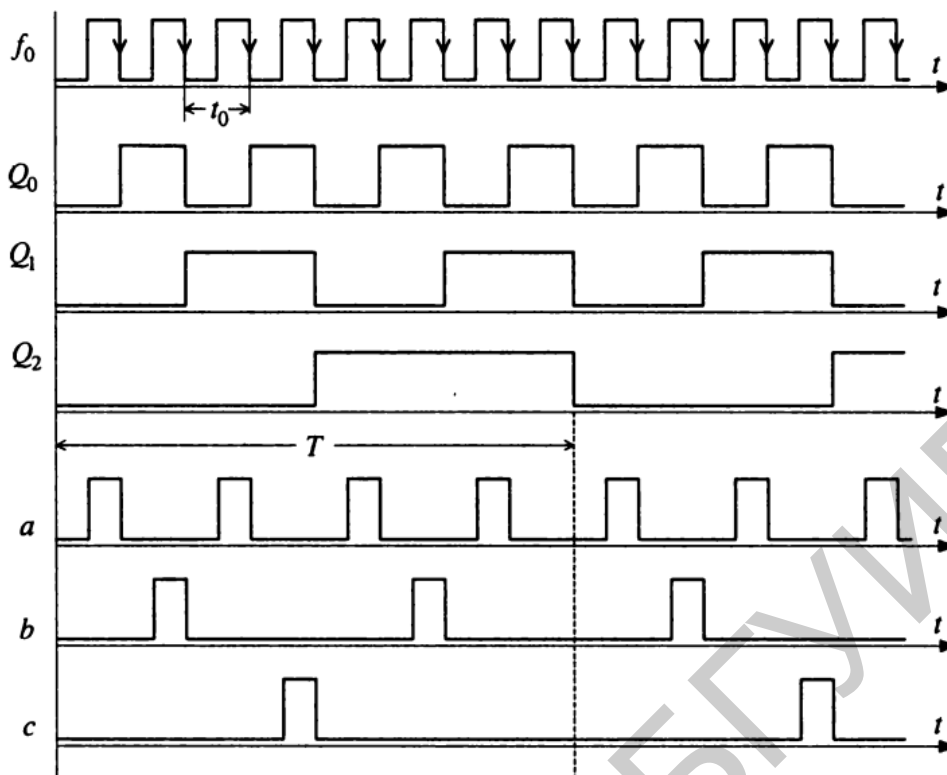


Рис. 33

Выходное напряжение в случае применения данного устройства в ЦАП рассчитывается по формуле $U_{\text{вых}} = N \frac{E_0 t_0}{2 \cdot 8 t_0} = N \frac{E_0}{16}$, т. е. определяется значением кода и величиной напряжения E_0 и не зависит от частоты тактирующего сигнала.

Особенности цифроаналоговых преобразователей, имеющих подобную структуру, не позволяют применять их в быстродействующих устройствах. Так выходное напряжение получит требуемое значение только к окончанию интервала времени T , а не в момент смены кода. Данная ситуация представлена на рис. 34 применительно к $N = 3$.

Вышесказанное обусловлено тем, что формирование выходного напряжения происходит путем интегрирования, причем каждый из импульсов вносит дополнительный вклад в уровень входного сигнала. Выходное напряжение ступенчато возрастает до необходимого значения в течение этапа преобразования. Уровень выходного сигнала необходимо запоминать к концу каждого этапа преобразования, периодически повторяющегося, или проводить процедуру фильтрации, чтобы получить для кода результат без пульсаций.

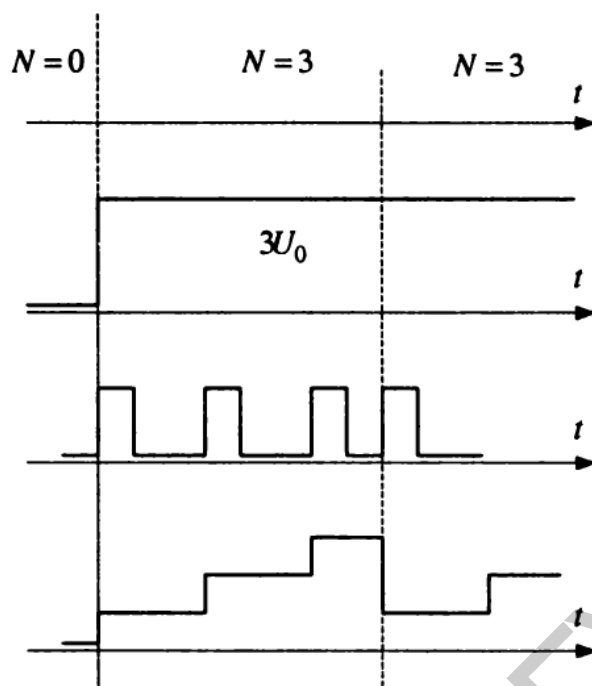


Рис. 34

Цифроаналоговые преобразователи с косвенным преобразованием используются в случаях, когда нет необходимости в высокой скорости преобразования, например, в системах дистанционного регулирования параметров звуковых и видеосигналов бытовой аппаратуры.

ЦАП имеют широкую область применения, например, в генераторах сигналов произвольной формы. На рис. 35 изображена обобщенная структура подобного устройства, в состав которого входит генератор прямоугольных импульсов (Г), n -разрядный счетчик (СЧ) с модулем $M = 2^n$, преобразователь кода (ПК) с такой же разрядностью по входу, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и фильтр (Ф).

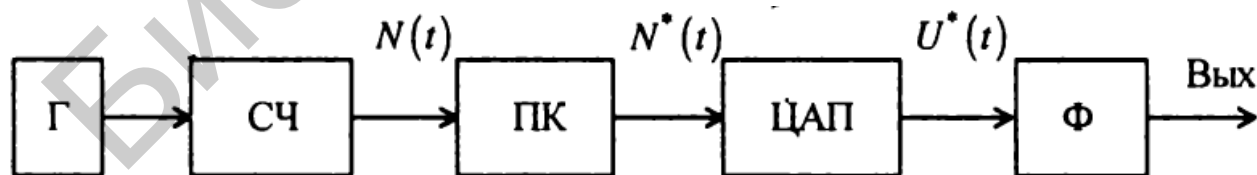


Рис. 35

На выходе счетчика под действием сигналов генератора формируется линейно изменяющийся во времени код $N(t)$. Затем периодически повторяется переполнение счетчика. Каждой входной комбинации кодов $N(t)$ преобразователь

кода ставит в соответствие комбинацию $N^*(t)$, поступающую на управление ЦАП. В результате получаем ступенчато меняющееся напряжение, пропорциональное текущему значению кода, которое дальше фильтруется.

Временные диаграммы упрощенного варианта генератора без преобразователя кода приведены на рис. 36.

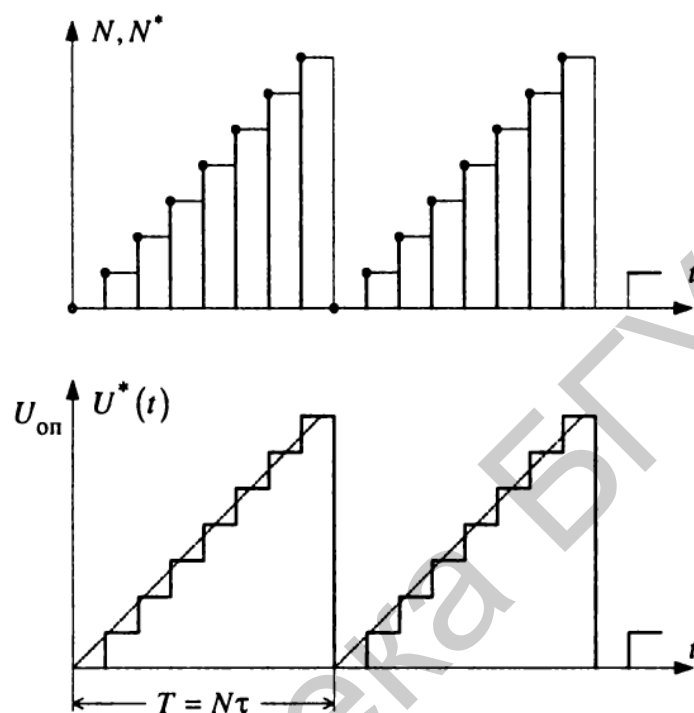


Рис. 36

В данном варианте на управление ЦАП подаются кодовые комбинации с выходов счетчика. Цифроаналоговый преобразователь формирует импульсы ступенчатой пилообразной формы, амплитуда которых равна значению $U_m = \frac{U_{оп}}{2^n} (2^n - 1) = U_{оп} - U_0$, где n – разрядность счетчика и ЦАП, период повторения определяется соотношением $N = \frac{2^n}{f} = M\tau$, где f – частота генератора Γ , а τ – период частоты. В результате фильтрации величина ступенек уменьшается и получается сигнал, близкий к линейно меняющемуся пилообразному напряжению.

Также ЦАП используются в цифровых системах воспроизведения звуковых и видеосигналов, в качестве регулируемых кодом источников напряжения и тока, при построении управляемых кодом делителей напряжения (цифровых потенциометров) и т. д.

4.5. Схемы АЦП

4.5.1. Схема выборки-хранения

В тех случаях, когда аналоговый сигнал на входе АЦП изменяется с большой скоростью, за время преобразования может произойти существенное изменение входного напряжения. Получаемое при этом на выходе АЦП числовое значение не будет соответствовать значению входного сигнала в тактовый момент времени. Устранение этого явления достигается использованием так называемой схемы выборки-хранения (рис. 37), на которой Кл – ключ. Элементом памяти схемы является конденсатор C , подключаемый на время работы к источнику сигнала. Эта схема производит из входного напряжения выборку значения, соответствующего тактовому моменту времени, и хранит эту выборку неизменной в течение времени, необходимого для ее преобразования в числовую форму.

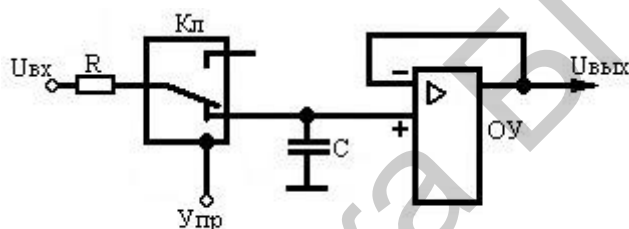


Рис. 37

К важнейшим характеристикам устройства выборки-хранения (УВХ) относятся: *время выборки* – время от момента подачи сигнала на выборку до момента установления выходного сигнала; *апертурное время* – интервал времени между моментом подачи сигнала на хранение и моментом завершения аналого-цифрового преобразования; *скорость разрушения информации* – изменение выходного напряжения вследствие разряда запоминающей емкости; *сквозная передача* – часть входного сигнала вследствие конечного сопротивления и разомкнутого ключа передается на выход.

УВХ имеет два устойчивых режима работы: выборки и хранения. В режиме выборки выходной сигнал УВХ $U_{\text{вых}}$ с максимально возможной скоростью достигает значения преобразуемого сигнала $U_{\text{вх}}$ и затем отслеживает его до тех пор, пока не придет команда на хранение. С этого момента УВХ будет хранить на входе мгновенное значение преобразуемого входного сигнала.

Время выборки ограничено снизу постоянной времени цепи заряда $\tau_3 = R_3C$ и требуемой точностью запоминания, а сверху – скоростью изменения

запоминаемого аналогового сигнала. Сопротивление цепи заряда равно $R_3 = R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{О.КЛ}}$, где $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление источника сигнала; $R_{\text{О.КЛ}}$ – сопротивление открытого ключа.

На практике время выборки несколько меньше расчетного за счет нелинейного режима источника сигнала в начальный момент заряда.

Когда устройство переходит в режим хранения, некоторая часть заряда утекает с конденсатора C через межэлектродную емкость ключа. Связанное с этим зарядом изменение напряжения на конденсаторе называют погрешностью сдвига уровня. В течение апертурного времени амплитуда запоминаемого сигнала не определена, поэтому в зависимости от требуемой точности запоминания и максимальной частоты переключаемого сигнала на апертурное время накладывают ограничения. Например: $f_{\text{max}} = 10$ Гц, $\delta = 0,4\%$, $t_a = 100$ мкс.

В режиме хранения максимальная длительность времени хранения сигнала ограничивается сверху разрядом конденсатора C , обусловленным входным током операционного усилителя, дрейфом нуля усилителя, конечным значением входного сопротивления операционного усилителя, токами утечки ключа.

4.5.2. АЦП последовательного преобразования

Типичная схема последовательного АЦП последовательного преобразования представлена на рис. 38.

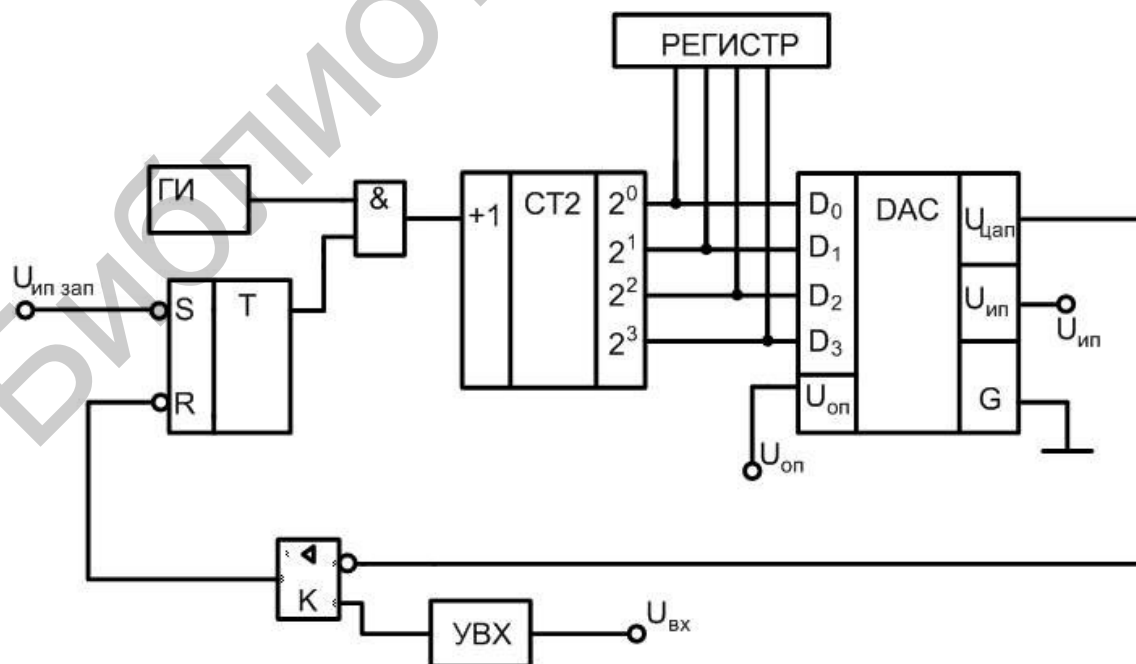


Рис. 38

Импульс начала цикла преобразования (импульс запуска) подключает счетчик СТ2 к выходу генератора импульсов (ГИ). Так как разряды счетчика соединены с разрядами ЦАП, то напряжение на выходе последнего $U_{\text{цап}}$ увеличивается по ступенчатому пилообразному закону (рис. 39), причем значение ступени соответствует ЕМР АЦП. Процесс преобразования заканчивается, когда напряжение $U_{\text{цап}}$ сравнивается с входным напряжением $U_{\text{вх}}$. При этом компаратор (К) прекращает поступление счетных импульсов на счетчик и осуществляет считывание с него выходного кода N , представляющего цифровой эквивалент входного напряжения в момент окончания преобразования.

Статическая погрешность преобразования определяется в основном суммарной статической погрешностью используемых ЦАП и компаратора.

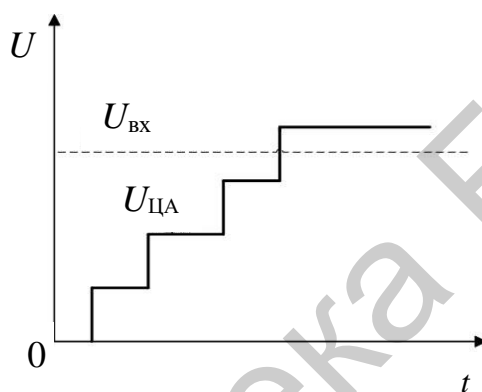


Рис. 39

Быстродействие рассматриваемого АЦП, характеризуемое временем преобразования, определяется числом разрядов n и частотой счетных импульсов $f_{\text{сч}}$. Время преобразования АЦП данного типа является переменным и определяется уровнем входного напряжения. Максимальное время преобразования, соответствующее максимальному входному напряжению, равно

$$t_{\text{пр max}} = (2n - 1)\Delta t_{\text{сч}},$$

где $\Delta t_{\text{сч}} = 1/f_{\text{сч}}$ — период следования счетных импульсов.

Так как число разрядов АЦП задается, время преобразования определяется частотой (периодом) счетных импульсов. Минимальный период импульсов $t_{\text{пр min}}$ необходимо выбирать из условия установления за это время всех переходных процессов с заданной погрешностью. Для схемы на рис. 39

$$t_{\text{сч min}} = t_{\text{сч}} + t_{\text{цап}} + t_{\text{тг}} + t_{\text{к}} + t_{\text{л}},$$

где $t_{\text{сч}}$ — максимальное время установления (для самого неблагоприятного случая) переходного процесса в счетчике;

$t_{\text{цап}}$ – время установления ЦАП;

$t_{\text{тг}}$ – время включения управляющего триггера;

$t_{\text{к}}, t_{\text{л}}$ – времена включения компаратора и логической схемы.

При работе без УВХ динамическая погрешность определяется временем преобразования АЦП, которое в данном случае играет роль апертурного времени. Учитывая невысокое быстродействие, АЦП данного типа без УВХ пригодны для работы только с медленно меняющимися сигналами, которые за цикл преобразования изменяются не более чем на значение шага квантования.

4.5.3. АЦП двойного интегрирования

АЦП интегрирующего типа используют в процессе преобразования операцию интегрирования входного сигнала за фиксированный интервал времени, что позволяет повысить помехоустойчивость.

Одним из наиболее распространенных вариантов такого преобразователя является АЦП двухтактного интегрирования (рис. 40). Полный цикл его работы состоит из двух тактов. В первом импульс запуска, воздействуя на триггер T_1 , открывает ключ K_1 , после чего преобразуемый сигнал $U_{\text{вх}}$ подается на вход интегратора. На один вход компаратора подается выходное напряжение интегратора $U_{\text{инт}}$, на другой – нулевое напряжение. Так как в начальный момент времени t_1 (рис. 41) напряжение интегратора равно нулю, компаратор срабатывает и перебрасывает триггер T_3 в состояние «1», в результате чего открывается элемент «И» и импульсы генератора (ГИ) начинают поступать на счетчик (Сч).

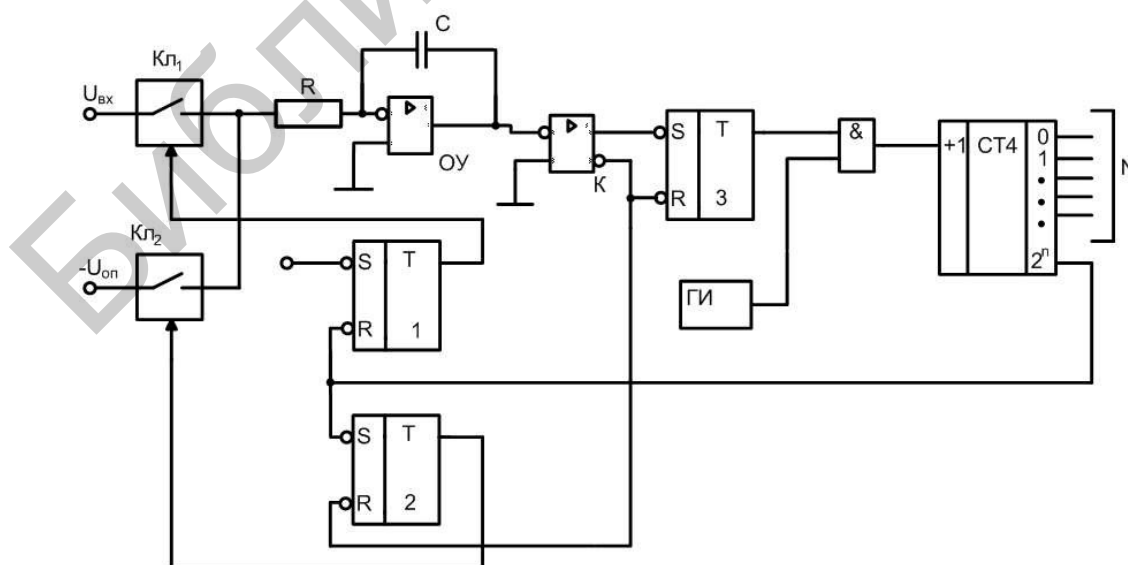


Рис. 40

Интегрирование напряжения $U_{\text{вх}}$ производится за фиксированный интервал времени

$$T = t_2 - t_1 = M \Delta t_{\text{сч}} = 2^n \Delta t_{\text{сч}},$$

где M – коэффициент пересчета счетчика ($M = 2^n$).

Выходное напряжение интегратора на интервале времени (t_1, t_2) изменяется по закону $U_{\text{инт}} = 1/RC \int_{t_2}^{t_3} U_{\text{оп}}(t) dt$.

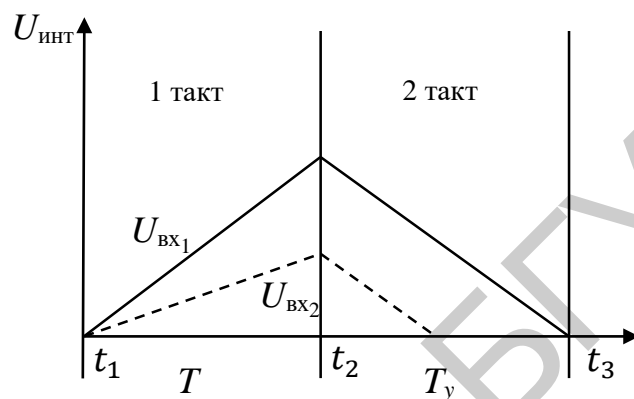


Рис. 41

Конец интервала T фиксируется счетчиком, который в момент времени t_2 выдает импульс переполнения, поступающий на триггеры T_{Γ_1} и T_{Γ_2} . При этом ключ K_{Γ_1} закрывается, ключ K_{Γ_2} открывается и начинается второй такт работы преобразователя. На вход интегратора теперь поступает опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, имеющее обратную полярность по отношению к $U_{\text{вх}}$. Начиная с момента времени t_2 счетчик вновь заполняется импульсами с генератора импульсов, а напряжение на входе интегратора уменьшается по закону

$$U_{\text{инт}} = U_{\text{инт}}(t_2) - 1/RC \int_{t_2}^{t_3} U_{\text{оп}}(t) dt,$$

причем в момент времени t_3 $U_{\text{инт}}$ становится равным нулю. Компаратор возвращается в исходное положение и по инверсному выходу перебрасывает триггеры T_{Γ_2} и T_{Γ_3} в нулевое состояние. При этом напряжение $U_{\text{оп}}$ отключается от входа интегратора, а сигнал с выхода T_{Γ_3} запрещает подачу импульсов ГИ на счетчик. В результате в счетчике фиксируется числовой код $N = T_x / \Delta t_{\text{сч}}$, где $T_x = t_3 - t_2$. В результате получаем $U_{\text{вх}} T = U_{\text{оп}} T_x$, где $U_{\text{вх}}$ – среднее значение входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ на интервале времени (t_1, t_2) . Конечная формула $N = T_x / \Delta t_{\text{сч}} = U_{\text{вх}} T / U_{\text{оп}} \Delta t_{\text{сч}} = 2U_{\text{вх}} / U_{\text{оп}}$, т. е. выходной код АЦП пропорционален входному напряжению (его среднему значению).

Интегрирование входного сигнала в рассмотренном АЦП приводит к его усреднению и сглаживанию (ослаблению) всех быстрых по сравнению с временем интегрирования T помех, наводок и шумов.

Высокая помехоустойчивость АЦП интегрирующего типа обусловлена тем, что интеграл от синусоидального сигнала за время, равное или кратное его периоду, равен нулю:

$$\int U_m \sin(\omega t + \varphi) dt = 0, \text{ если } t_2 - t_1 = kT_0, \text{ где } k = 1, 2, 3, \dots; T_0 = 2\pi/\omega.$$

Использование двухтактного интегрирования позволяет компенсировать ряд составляющих статической погрешности, вызванных нестабильностью порога срабатывания компаратора и постоянной времени интегратора.

Быстродействие данного АЦП невелико, при заданном числе разрядов оно определяется частотой счетных импульсов $f_{сч} = 1/t_{сч}$. Выбор последней ограничивается в основном временем включения компаратора.

4.5.4. АЦП поразрядного уравнивания

АЦП с поразрядным уравниванием АЦП нашли самое широкое распространение. АЦП характерны такие свойства, как большое число уровней квантования (до 14 двоичных разрядов), среднее быстродействие ($10^5 - 10^6$ преобразований в секунду). Существенным недостатком АЦП ПУ являются большие значения дифференциальной и интегральной нелинейностей (0,5–1 цены МЗР).

На рис. 42 приведена структурная схема АЦП поразрядного уравнивания, которая включает регистр последовательных приближений (РПП), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), компаратор (К), генератор тактовых импульсов (ГИ), регистр хранения (RG), схему управления (СУ), источник опорного напряжения (ИОН).

В момент поступления сигнала «Пуск» со схемы управления СУ на регистр последовательных приближений начинается цикл преобразований в АЦП в следующей последовательности:

- сигналом «Пуск» в старший разряд РПП заносится логическая единица, а в остальные разряды логический нуль;
- на выходе ЦАП появляется напряжение, равное половине опорного напряжения с ИОН. Если $U_{вх} > 1/2 U_{оп}$, то на выходе компаратора появляется

логическая единица, поступающая на РПП, и в старшем разряде РПП сохраняется единица, записанная при пуске преобразователя. В противном случае компаратор выдает нуль и в старшем разряде РПП стирается единица и записывается нуль;

– с поступлением второго импульса с ГИ на РПП происходит запись единицы в следующий старший разряд и на выходе ЦАП формируется напряжение, соответствующее коду двух старших разрядов РПП, которое также может быть меньше или больше входного напряжения и во второй разряд РПП запишется нуль или единица в зависимости от выходного состояния компаратора;

– далее происходит последовательное апробирование каждого следующего разряда РПП и последовательное сравнение входного напряжения и напряжения с ЦАП. После опроса младшего (последнего) разряда с РПП появляется сигнал «КП» (конец преобразования), а в РПП будет записан код, соответствующий входному напряжению с погрешностью, равной $\pm 1/2$ цены младшего значащего разряда;

– по сигналу «КП» схема управления вырабатывает сигнал «Запись» на регистр хранения и данные переносятся в *RG*. После этого цикл измерений повторяется по сигналу «Пуск» со схемы управления.

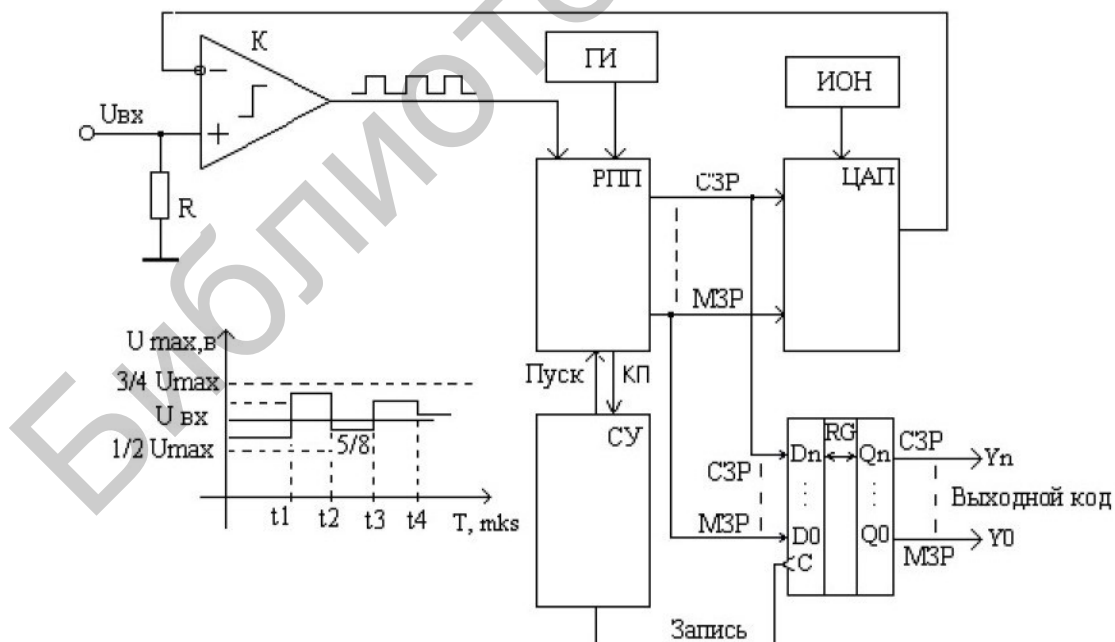


Рис. 42

4.5.5. АЦП параллельного преобразования

Простейшая схема трехразрядного параллельного АЦП дана на рис. 43. Преобразователи этого типа осуществляют одновременное квантование сигнала с помощью набора компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала. Пороговые уровни компараторов устанавливаются с помощью резистивного делителя, подключенного к источнику опорного напряжения $U_{оп}$, в соответствии с используемой шкалой квантования. Число уровней квантования, а соответственно число компараторов для n -разрядного АЦП равно $2^n - 1$.

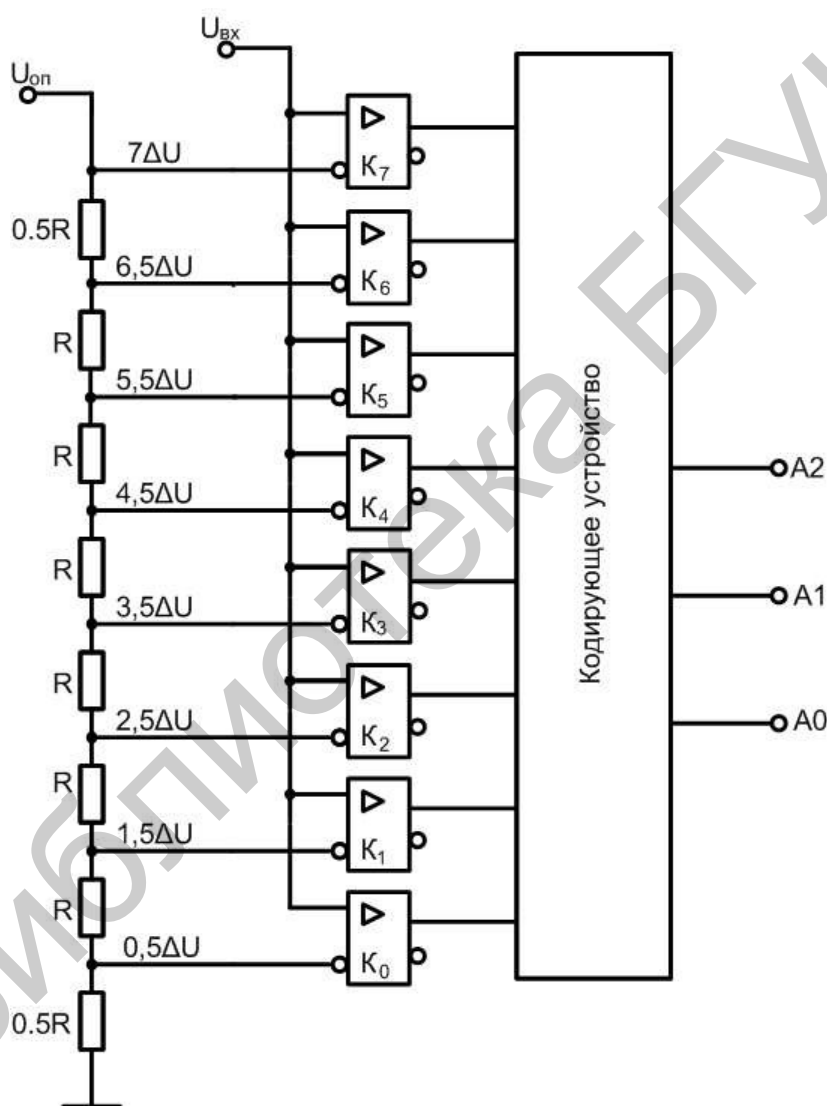


Рис. 43

При подаче на такой набор компараторов сигнала $U_{вх}$ на их выходах имеет место квантованный сигнал, представленный в унитарном коде. Так, напри-

мер, если входное напряжение не выходит за пределы диапазона от $2,5\Delta U$ до $3,5\Delta U$ (ΔU – шаг квантования), то компараторы с первого по третий устанавливаются в состояние единицы, а компараторы с четвертого по седьмой – в состояние нуля. Для преобразования унитарного кода в двоичный используется соответствующее кодирующее устройство.

Состояния данного кодирующего устройства (для трехразрядного АЦП) показаны в табл. 1.

Таблица 1

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$	Состояние компараторов							Выходной двоичный код		
	K_7	K_6	K_5	K_4	K_3	K_2	K_1	A_2	A_1	A_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
2	0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
4	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ дано в условных единицах.

Основным вопросом, возникающим при проектировании параллельных АЦП, является выбор компараторов и кодирующего устройства, от которых зависят точность, быстродействие, а также надежность работы преобразователя. В схеме рис. 43 при преобразовании изменяющихся во времени входных сигналов могут возникнуть критические состояния, приводящие к сбоям в работе АЦП. Для борьбы с ними используются различные способы противогоночного кодирования и стробирования (тактирования).

Рассмотрим две схемы параллельных АЦП. В обеих схемах (рис. 44 и 45) используются стробируемые компараторы с памятью. При подаче на управляющие входы компараторов сигнала, равного единице ($C = 1$), они работают в

режиме сравнения и усиления, а при подаче сигнала, равного нулю ($C = 0$), – в режиме запоминания.

В схеме рис. 44 выборка входного аналогового сигнала происходит после появления фронта стробирующего импульса C . Кодирование происходит с момента поступления на управляющий вход кодирующего устройства среза стробирующего импульса. Результат записывается в выходной буферный регистр с появлением фронта следующего стробирующего импульса. В данной схеме компараторы работают в режиме слежения и запоминания, т. е. кроме функции сравнения они выполняют функции устройств выборки и хранения. Таким образом, процесс квантования совмещается с процессом дискретизации, а для запоминания выборочных значений $U_{вх}(t)$ используются цифровые устройства. Такие УВХ, в отличие от аналоговых, называют *цифровыми*.

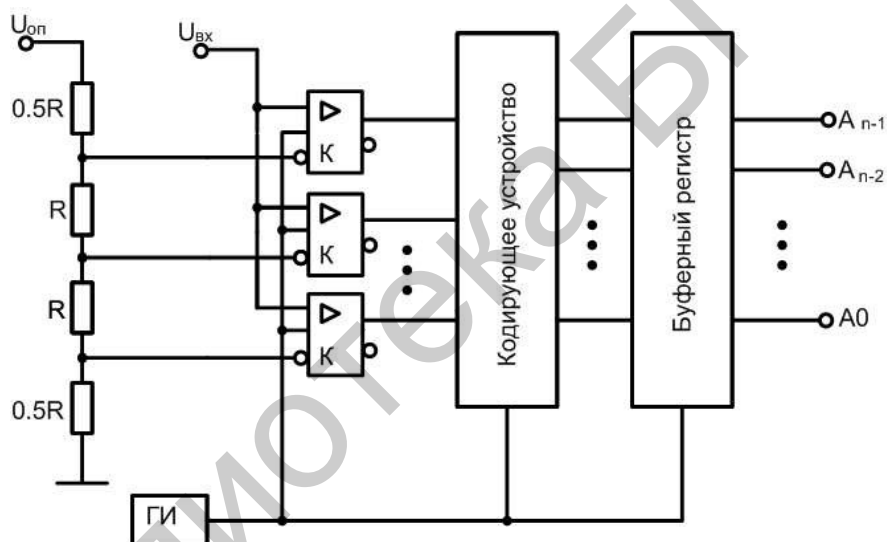


Рис. 44

Как следует из таблицы состояний кодирующего устройства, компараторы устанавливаются в состояние единицы по очереди – снизу вверх. Однако такая очередность не гарантирует при крутых фронтах (в данном случае срезах) стробирующего импульса, т. к. из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в любом порядке. Это переходное состояние при определенных неблагоприятных обстоятельствах (когда срез стробирующего импульса и фронт сигнала $U_{вх}(t)$ совпадают) может быть записано в память компараторов. Чтобы избежать этого, в параллельном АЦП, представленном на рис. 45, используется логическое устройство (ЛУ), осуществляющее выделение

верхнего срабатывающего компаратора, а в качестве кодирующего устройства – постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), выполненное на диодной матрице и работающее только на считывание.

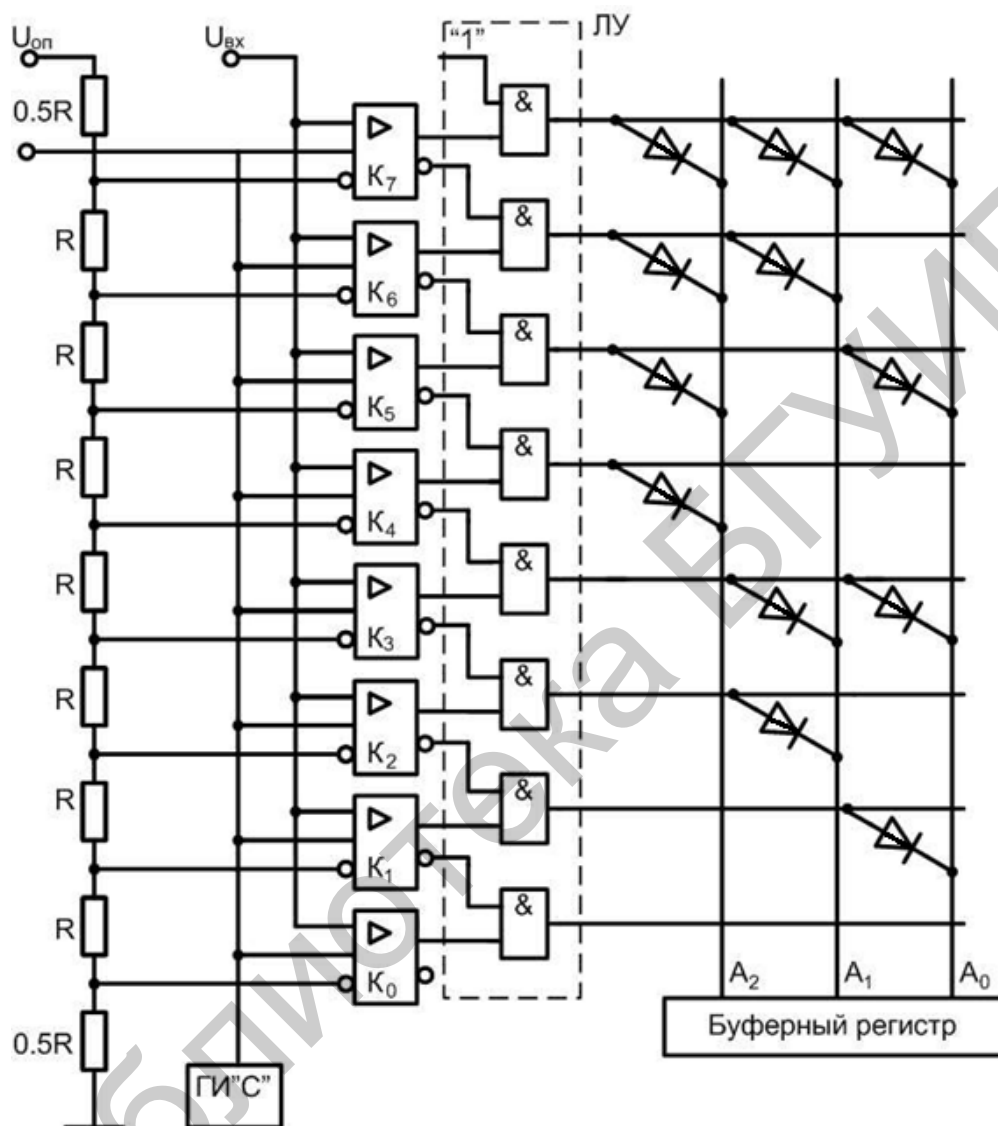


Рис. 45

На рис. 45 ЛУ преобразует прямые и инверсные выходные сигналы компараторов с памятью таким образом, что логическая единица остается только на одной шине, соответствующей высшему (при отсчете снизу) номеру сработавшего компаратора. Этот сигнал позволяет считывать нужный результат из ПЗУ (выполнено на диодной матрице и работает только на считывание), которое имеет все возможные для данного АЦП кодовые комбинации.

В рассмотренных схемах для работы АЦП без сбоев необходимо, чтобы

за время считывания t_c результатов с выходов компараторов входной сигнал $U_{вх}(t)$ изменился не более чем на значение шага квантования ΔU , т. е.

$$\Delta U \geq U_{вх}(t) t_c.$$

Параллельные АЦП обладают самым высоким быстродействием среди других типов АЦП, определяемым быстродействием компараторов и задержками в кодирующем устройстве. Недостатком их является необходимость в большом количестве компараторов. Так, для восьмиразрядного АЦП требуется 255 компараторов. Это затрудняет реализацию многоразрядных (свыше 6–8) АЦП в интегральном исполнении. Кроме того, точность преобразования ограничивается точностью и стабильностью компараторов и резистивного делителя. На основе этого способа строят наиболее быстродействующие АЦП со временем преобразования в пределах десятков и даже единиц наносекунд, но ограниченной разрядности (не более шести разрядов).

Одним из вариантов применения ЦАП и АЦП является построение линии задержки аналоговых сигналов, структура данного устройства представлена на рис. 46.

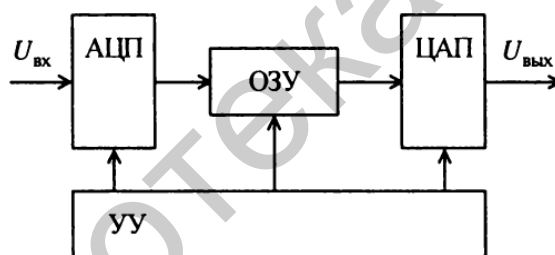


Рис. 46

Узел управления (УУ) обеспечивает занесение кодов выборок входного напряжения в ячейки оперативного запоминающего устройства (ОЗУ), где они сохраняются необходимое время. В дальнейшем коды выборок считываются из ОЗУ, преобразовываясь при этом с помощью ЦАП в аналоговый сигнал. При считывании с задержкой по отношению к моментам записи на выходе цифро-аналогового преобразователя формируется задержанная копия входного сигнала. Если считывание производится с частотой, отличающейся от частоты дискретизации, реализуется сжатие или растяжение сигнала во времени. При направлении считывания в обратном порядке получаем зеркальную копию входного сигнала.

Также АЦП применяется в системах сбора данных, которые разрабаты-

ваются в виде интегральных схем и включают следующие элементы (рис. 47):

- аналоговый коммутатор;
- масштабирующий усилитель с программируемым коэффициентом усиления (УПК);
- АЦП со встроенной схемой устройства выборки-хранения (УВХ);
- источник опорного напряжения;
- оперативное запоминающее устройство (ОЗУ);
- устройство управления;
- буфер вывода данных.

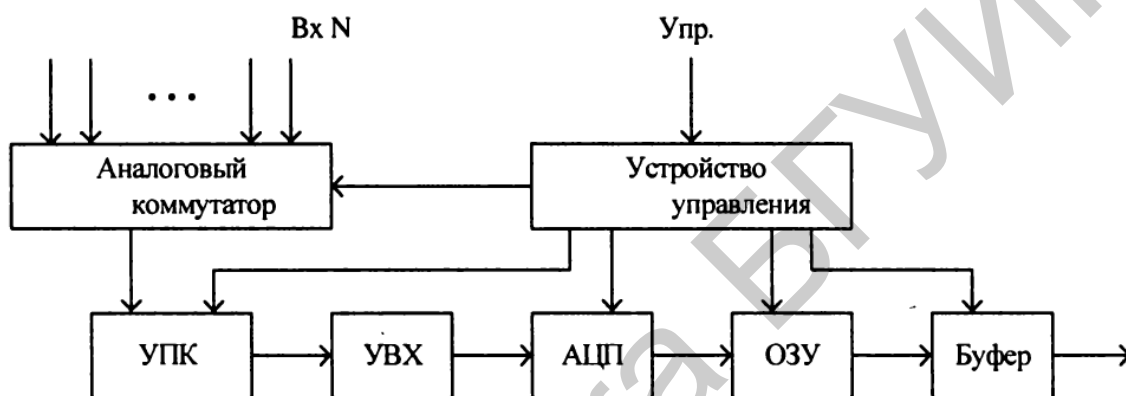


Рис. 47

Подобные системы используются для представления в цифровой форме сигналов, поступающих с множества датчиков и обрабатываемых в дальнейшем. С помощью коммутатора выполняется выбор необходимого сигнала. Устройство управления используется для изменения коэффициента усиления масштабирующего усилителя для выравнивания уровней аналоговых сигналов с различных входов. Коды, полученные в АЦП, запоминаются в ОЗУ и передаются в параллельном или последовательном виде на внешнюю шину.

АЦП и ЦАП встраиваются во многие разновидности современных микроконтроллеров и входят в состав программируемых аналоговых интегральных схем.

Лабораторный практикум

Библиотека БГУИР

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМ НА ОСНОВЕ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При проведении лабораторных работ используется учебный лабораторный стенд NI ELVIS II (рис. 48). Данный модуль предназначен для работы как с цифровыми, так и с аналоговыми устройствами.

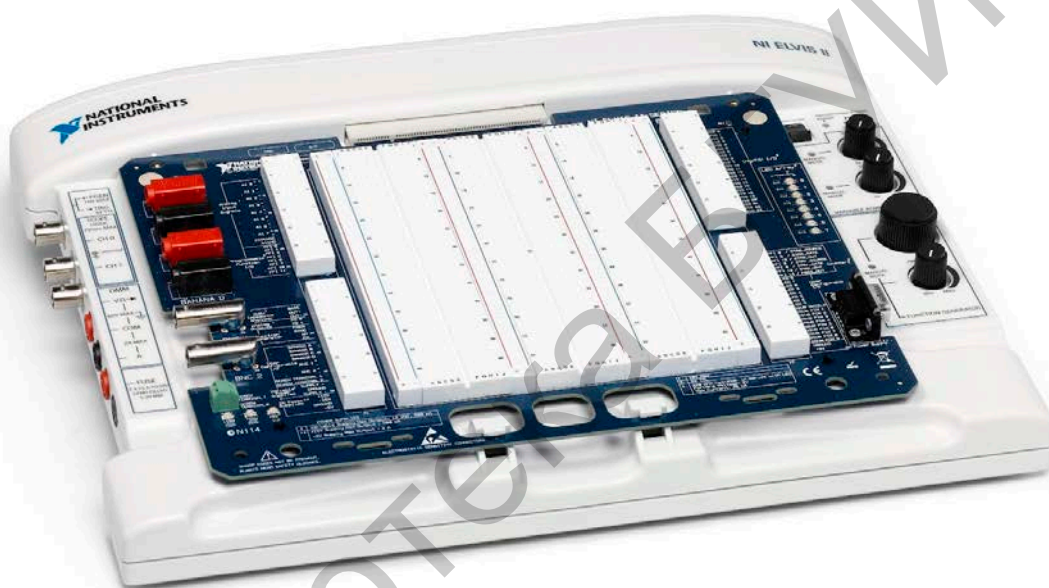


Рис. 48

Для управления лабораторным стендом используется компьютер с установленным на нем специальным программным обеспечением от National Instruments Lab View.

Данное приложение представляет графический интерфейс для управления аналоговым входом. Кроме того, в данном приложении можно отобразить полученный в результате преобразования аналогового сигнала двоичный код.

Цели лабораторной работы:

- исследование работы ЦАП;
- ознакомление с характеристиками ЦАП;

- ознакомление с принципами построения и действия ЦАП;
- изучение ЦАП $R-2R$ матрицы и с перераспределением зарядов.

Описание лабораторного стенда с микромодулем ЦАП

В состав лабораторного стенда входят:

- базовый лабораторный стенд (см. рис. 48).
- лабораторный модуль ЦАП для исследования схем на основе цифро-аналогового преобразователя.

Настройка и подключение лабораторного модуля

Для подключения лабораторного модуля потребуется:

- 1) четыре провода;
- 2) макетная плата лабораторной станции NI ELVIS II.

Образец подключения лабораторного модуля ЦАП к макетной плате лабораторной станции NI ELVIS II представлен на рис. 49.

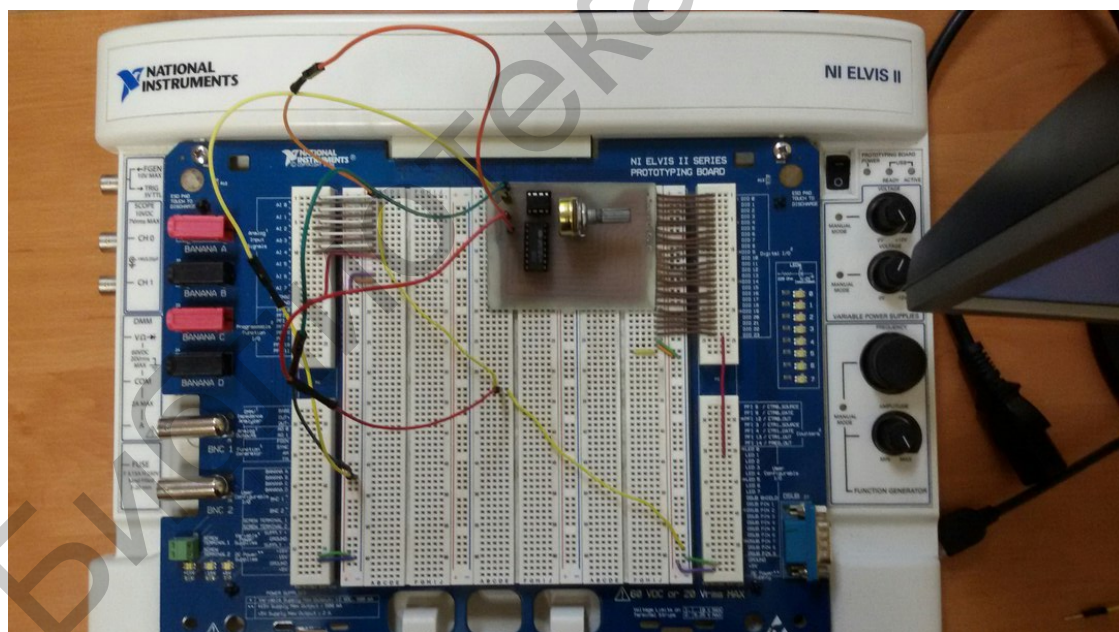


Рис. 49

Из-за того что данный лабораторный модуль имеет подстроечный резистор, нужно производить первоначальную надстройку, для чего:

1. Установите лабораторный модуль ЦАП на макетную плату лабораторной станции NI ELVIS II.

2. Загрузите и запустите программу DAC_17.vi.

3. Установите в самый младший разряд D0 значение «0» и установите в старший разряд D9 значение «1» и крутите винт подстроечного резистора до того момента, пока не получите на аналоговом выходе значение, равное 5,12.

4. Установите в самый старший разряд D9 значение «0».

Первоначальная надстройка лабораторного модуля ЦАП завершена.

Рабочее задание

Подготовьте шаблон отчета в редакторе MS Word.

Установите лабораторный модуль ЦАП на макетную плату лабораторной станции NI ELVIS II. Внешний вид модуля показан на рис. 50.



Рис. 50

Загрузите и запустите программу DAC_17.vi.

После ознакомления с целями работы нажмите кнопку «Начать работу». На экране появится изображение передней панели ВП, используемого для выполнения задания (рис. 51).

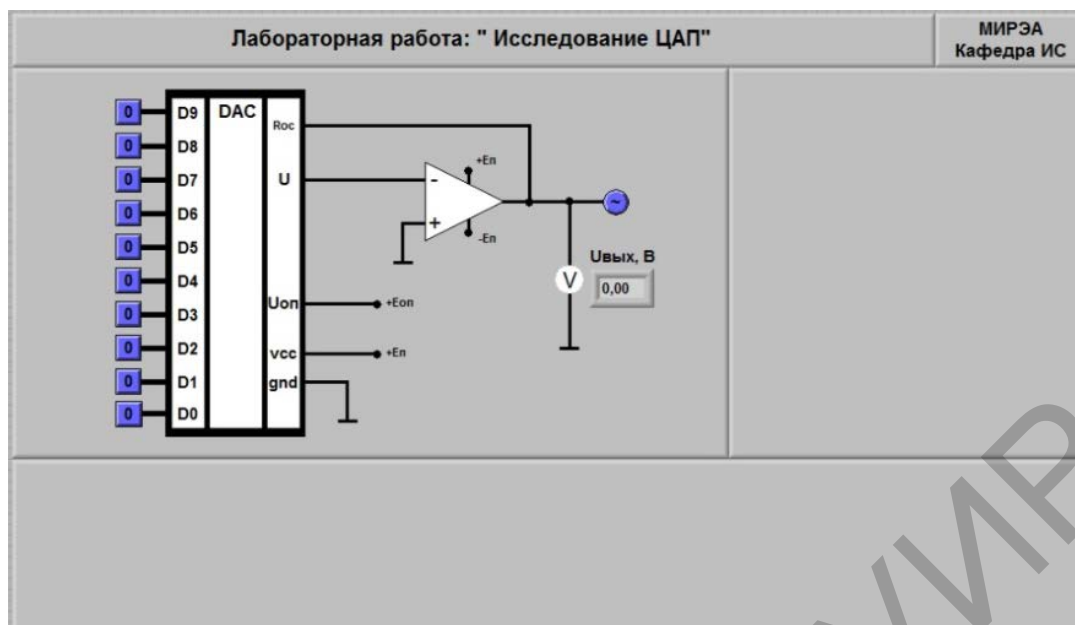


Рис. 51

Задание: получить напряжение на аналоговом выходе при подаче 10-разрядного прямого двоичного кода на цифровых входах.

Для получения напряжения на аналоговом выходе цифроаналогового преобразователя используется схема, изображенная на рис. 52.

Примечание. Допускается кратковременное (не более 2 ч за все время эксплуатации) повышение напряжения питания до 17,85 В при условии $I_{\text{шт}} \leq 15 \text{ мА}$.

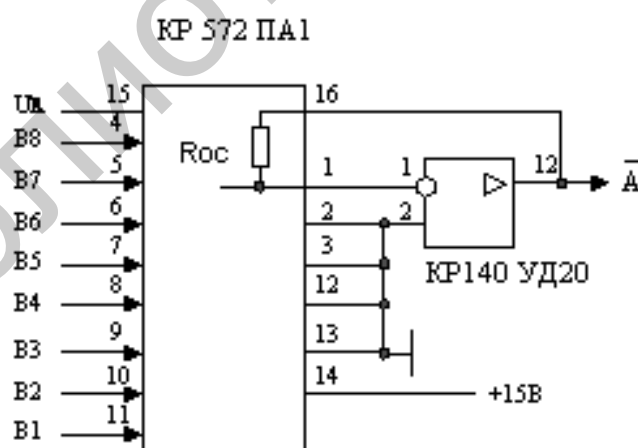


Рис. 52

С помощью элементов управления ВП установите на цифровые входы $D1 = D3 = D5 = \langle 1 \rangle$. На аналоговом выходе вы получите напряжение, равное 0,42 В. Из это следует, что каждый цифровой разряд отвечает за некоторое

значение на аналоговом выходе. Заполните табл. 2, устанавливая поочередно логические единицы на цифровые входы схемы.

Таблица 2

Разряды на цифровом входе	Двоичный код	Десятичный эквивалент	Эквивалент на аналоговом выходе
D9	1000000000	512	
D8	0100000000	256	
D7	0010000000	128	
D6	0001000000	64	
D5	0000100000	32	
D4	0000010000	16	
D3	0000001000	8	
D2	0000000100	4	
D1	0000000010	2	
D0	0100000001	1	

С помощью элементов управления ВП, поочередно устанавливая на цифровые входы значения из столбца «Двоичный код» (табл. 3), заносите в соответствующую строку столбца «Аналоговый эквивалент» (табл. 3) полученные на выходе схемы значения.

Таблица 3

Двоичный код	Десятичный эквивалент	Аналоговый эквивалент
1	2	3
0000000000	0	
0000000001	1	
0000000010	2	
0000000011	3	
...
0100000000	256	
0100000001	257	
0100000010	258	
0100000011	259	
...

1	2	3
1000000000	512	
1000000001	513	
1000000010	514	
1000000011	515	
...
1111111100	1020	
1111111101	1021	
1111111110	1022	
1111111111	1023	

Контрольные вопросы

1. Что такое двоичный позиционный код и каково его математическое отображение?
2. Какова классификация ЦАП?
3. Какие основные параметры ЦАП вы знаете? Назовите и поясните их.
4. Каков принцип действия ЦАП?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМ НА ОСНОВЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Цель работы – исследование работы АЦП.

Описание лабораторного стенда

В состав лабораторного стенда входят:

- базовый лабораторный стенд NI ELVIS II (см. рис. 48);
- лабораторный модуль ЦАП для генерации аналогового сигнала;
- лабораторный модуль АЦП.

Рабочее задание

Подготовьте шаблон отчета в редакторе MS Word.

Установите лабораторный модуль ЦАП и АЦП на макетную плату лабораторной станции NI ELVIS II, как показано в лабораторной работе №1. Внешний вид модуля показан на рис. 53.

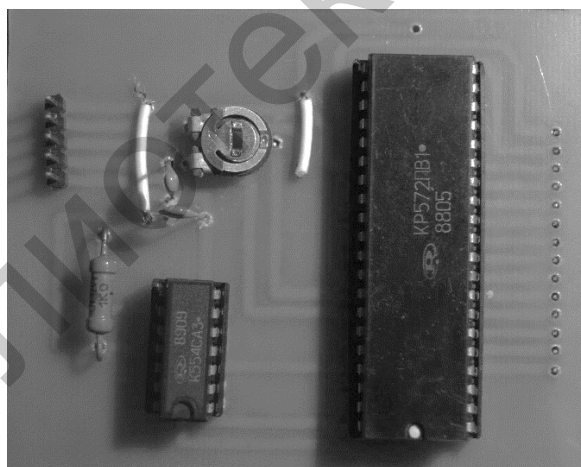


Рис. 53

Загрузите файл ADC.vi. На экране появится изображение ВП, необходимого для выполнения работы (рис. 54). Запустите программу, щелкнув левой кнопкой мыши на экранной кнопке RUN.

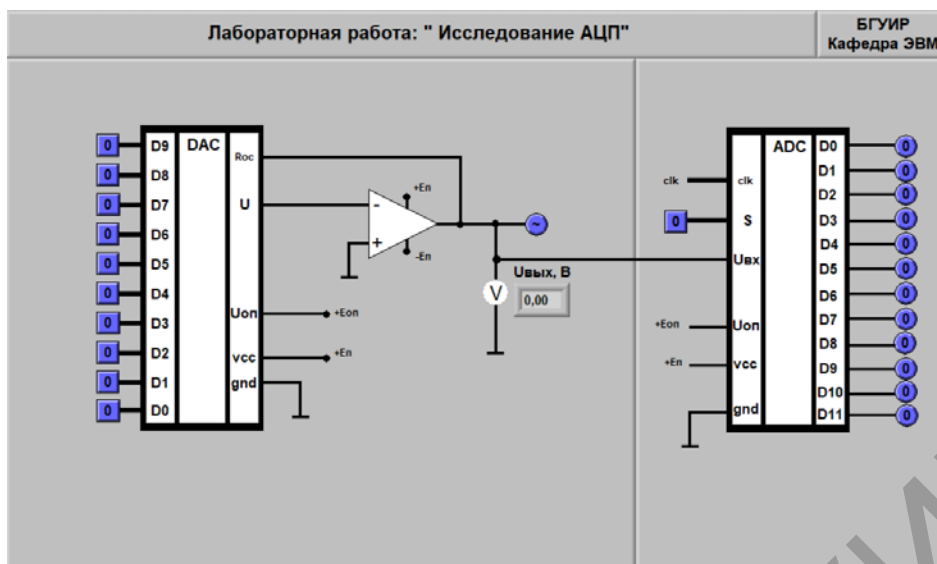


Рис. 54

Исследование АЦП

1. Установите на цифровых входах ЦАП D0–D9 значения сигналов, приведенные в первой строке табл. 4, для генерации аналогового сигнала. Логический уровень изменяется при однократном нажатии левой кнопки мыши на кнопку квадратной формы, расположенную около соответствующего входа. При этом на кнопке отображается состояние входа («0» – синий цвет, «1» – оранжевый цвет).

Таблица 4

D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	D9
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	1	0	1	0	0	0
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1

2. Для преобразования полученного аналогового сигнала установите на входе АЦП «S» сигнал «1».

3. Занесите значения аналогового входа и логическое состояние выходов АЦП в таблицу в редакторе MS Word.

4. Повторите пп. 1–3 для остальных строк табл. 4.

5. Выключите ВП, щелкнув левой кнопкой мыши на экранной кнопке ABORT EXECUTION.

Описание элементов схемы

Элементы схемы лабораторного модуля:

1. Микросхема АЦП последовательного приближения (КР572ПВ1).
2. Микросхема аналогового компаратора (К554СА3).
3. Источник опорного напряжения на основе подстроечного резистора.
4. Соединительные штыревые разъемы.
5. Печатная плата.

Микросхема выполнена в корпусе DIP-40, ее внешний вид приведен на рис. 55.



Рис. 55

В качестве аналогового компаратора была выбрана микросхема К544СА3, выполненная в корпусе DIP-14. Для работы данного компаратора требуется однополярное питание 5 В. На лабораторном стенде NI ELVIS II имеется источник стабилизированного однополярного напряжения +5 В, что вписывается в допустимые для данной микросхемы рамки. Таким образом, данная микросхема была выбрана для реализации лабораторного модуля как наиболее подходящая и легкодоступная. Внешний вид микросхемы приведен на рис. 56.

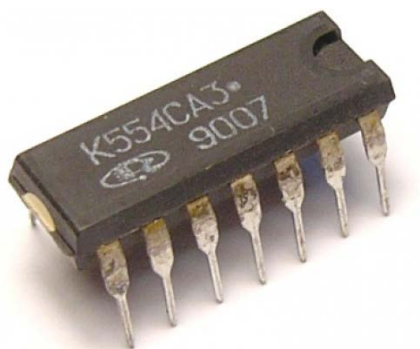


Рис. 56

Источник опорного напряжения реализован на подстроечном резисторе номиналом 10 кОм и представляет собой регулируемый резисторный делитель напряжения. Один вывод подстроечного резистора подключен к +15 В, а другой – к –15 В. Так как источники напряжения +15 В и –15 В на лабораторном стенде являются стабилизированными, то таким образом обеспечивается стабилизация опорного напряжения.

Внешний вид подстроечного резистора приведен на рис. 57.



Рис. 57

Штыревые соединители представляют собой совокупность штырей, расположенных в несколько рядов. Сечение контакта штыревого соединителя имеет форму квадрата. Штыревые соединители поставляются, как правило, на 40 контактов (однорядные), 80 контактов (двухрядные) или на 81 контакт (трехрядные), но при желании можно отломить любое количество контактов. По количеству рядов штыревые соединители бывают однорядные, двухрядные или трехрядные с шагом 2,54 мм.

Внешний вид соединительных штыревых разъемов представлен на рис. 58.



Рис. 58

Печатная плата создана на основе одностороннего текстолита.

Рассмотрим технологию травли дорожек, используемую при изготовлении схемы.

Сначала требуется распечатать схему на обычной бумаге, используя лазерный принтер.

Следующий шаг заключается в том, чтобы перенести дорожки с листа бумаги на текстолит. Для этого используем утюг. Необходимо положить бумагу на текстолит и подержать под утюгом в течение 1 мин. Полученный рисунок защищает нужные нам дорожки от травления.

После чего необходимо вытравить схему, используя специальный раствор:

- перекись водорода (200 мл);
- лимонная кислота (40 г);
- соль (1 столовая ложка).

В полученной вытравленной схеме желательно залудить дорожки, для чего необходимо использовать припой и флюс.

Схема дорожек для травли платы представлена на рис. 59.

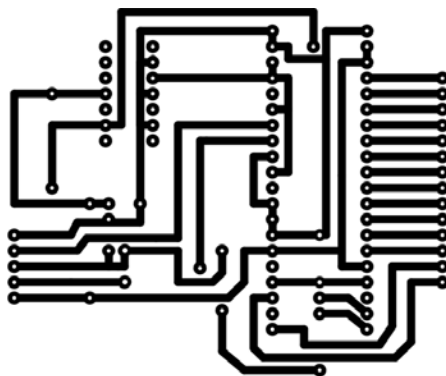


Рис.59

На рис. 60 представлена схема соединения микро модуля.

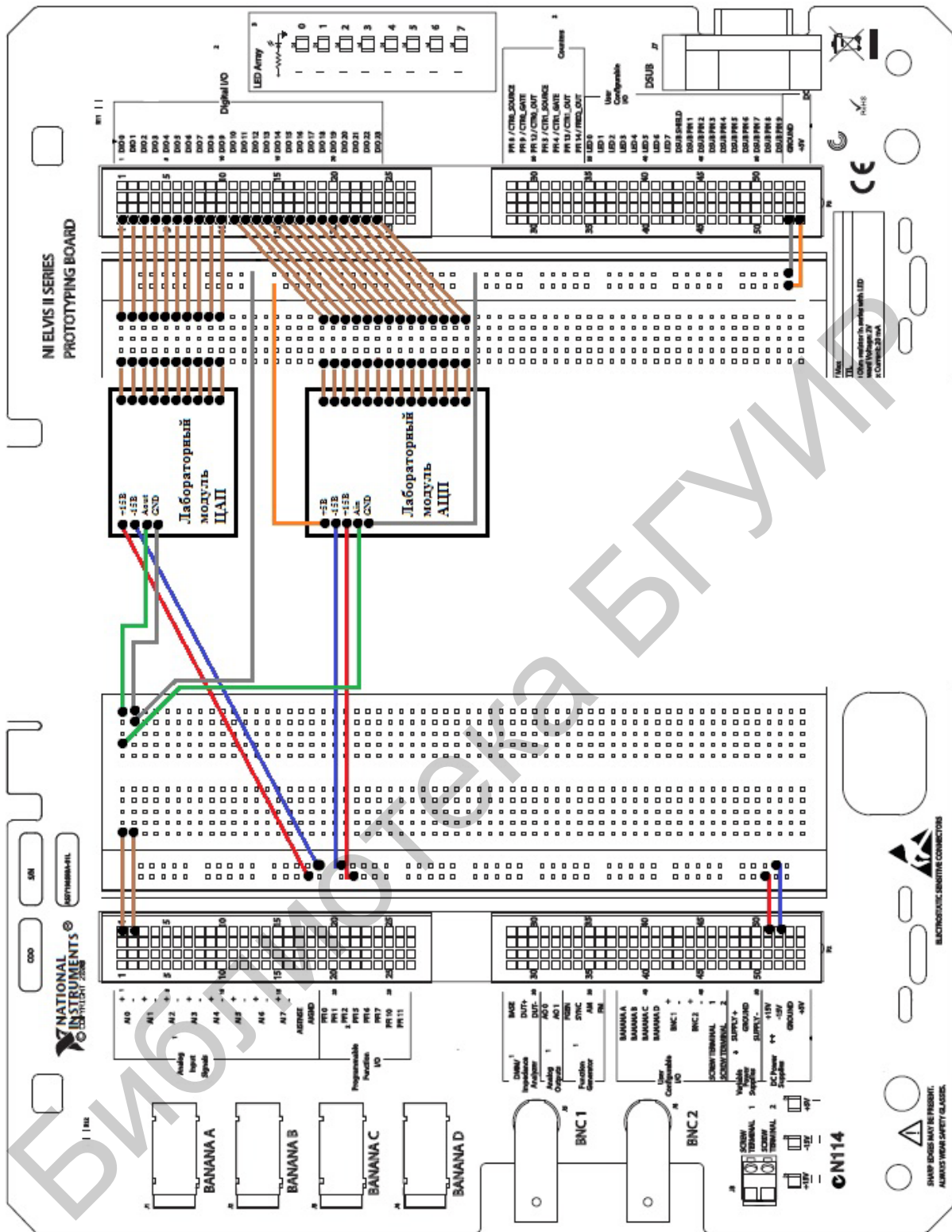


Рис. 60

Контрольные вопросы

1. Какие основные виды АЦП вы знаете?
2. Для чего предназначен АЦП?
3. Каковы основные параметры АЦП? Назовите и поясните их.
4. В чем заключается принцип действия АЦП последовательного приближения?

Библиотека БГУИР

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Авдоченко, Б. И. Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства. Курс лекций / Б. И. Авдоченко. – Томск : ТУСУР, 2009. – 165 с.
2. Александров, К. К. Электрические чертежи и схемы / К. К. Александров, Е. Г. Кузьмина. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
3. Алексенко, А. Г. Основы микросхемотехники / А. Г. Алексенко. – М. : Бинوم. Лаборатория знаний, 2009. – 448 с.
4. Бабич, Н. П. Компьютерная схемотехника: методы построения и проектирования / Н. П. Бабич, И. А. Жуков. – Киев : МК-Пресс, 2004. – 575 с.
5. Волович, Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. – М. : Изд. дом «Додэка – XXI», 2007. – 527 с.
6. Каплан, Д. Практические основы аналоговых и цифровых схем / Д. Каплан, К. Уайт ; пер. с англ. А. А. Кузьмичевой ; под ред. А. А. Лапина. – М. : Техносфера, 2006. – 174 с.
7. Лебедев, О. Н. Изделия электронной техники. Цифровые микросхемы. Микросхемы памяти. Микросхемы ЦАП и АЦП : справочник / О. Н. Лебедев, А. И. Мирошниченко, В. А. Телец ; под ред. А. И. Ладика, А. И. Сташкевича. – М. : Радио и связь, 1994. – 247 с.
8. Макарычев, П. К. Применение интегральных ЦАП и АЦП в измерительной технике : учеб. пособие / П. К. Макарычев, В. А. Панфилов, В. Ф. Семенов. – М. : МЭИ, 1988. – 47 с.
9. Цифровые интегральные микросхемы : справочник / П. П. Мальцев [и др.]. – М. : Радио и связь, 1994. – 240 с.
10. Ратхор, Т. С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП / Т. С. Ратхор ; пер. с англ. Ю. А. Заболотной ; под ред. Е. Л. Свинцова. – М. : Техносфера, 2006. – 390 с.
11. Федорков, Б. Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Б. Г. Федорков. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 318 с.
12. Васильев, В. И. Электронные промышленные устройства : учебник для студ. вузов спец. «Промышленная электроника» / В. И. Васильев, Ю. М. Гусев, В. Н. Миронов. – М. : Высш. шк., 1988. – 303 с.
13. Бабич, Н. П. Основы цифровой схемотехники : учеб. пособие / Н. П. Бабич, И. А. Жуков. – Киев : МК-Пресс, 2007. – 480 с.

14. Тимошенко, В. С. Устройства преобразования информации ЭВМ / В. С. Тимошенко. – Минск : БГУИР, 1996. – 78 с.

15. Тимошенко, В. С. Схемотехника: электронный учеб.-метод. комплекс / В. С. Тимошенко, С. А. Байрак [Электронный ресурс]. – Дата доступа : 20.12.2017. – Режим доступа : <https://erud.bsuir.by/?PageID=83978>.

16. Тимошенко, В. С. Схемотехника. Лабораторный практикум : пособие / В. С. Тимошенко, С. А. Байрак. – Минск : БГУИР, 2016. – 76 с.

17. Уэйкерли, Дж. Ф. Проектирование цифровых устройств. В 2 т. / Дж. Ф. Уэйкерли ; пер. с англ. – М. : Постмаркет, 2002. – Т. 1. – 544 с. ; Т. 2. – 528 с.

18. Лехин, С. Н. Схемотехника ЭВМ / С. Н. Лехин. – СПб. : Издательство «БХВ-Петербург», 2010. – 672 с.

Библиотека БГУИР