

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

Кафедра метрологии и стандартизации

В. Т. Ревин, М. М. Касперович

***ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ***

*Рекомендовано УМО по образованию
в области информатики и радиоэлектроники для специальности
1-54 01 04 «Метрологическое обеспечение информационных систем и сетей»
в качестве пособия к практическим занятиям*

Минск БГУИР 2013

УДК 621.317.39.084.2(076)

ББК 32.842-5я73

Р32

Рецензенты:

кафедра информационных систем и технологий учреждения образования
«Белорусский государственный технологический университет»
(протокол №7 от 20.02.2013);

инженер 1 категории Республиканского унитарного предприятия
«Белорусский государственный институт метрологии»,
кандидат технических наук Т. К. Зезюлина

Ревин, В. Т.

Р32 Преобразователи измерительной информации : пособие /
В. Т. Ревин, М. М. Касперович. – Минск : БГУИР, 2013. – 70 с. : ил.
ISBN 978-985-488-957-3.

Рассматриваются основные принципы и способы построения измерительных преобразователей, изучаемых студентами на практических занятиях по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», приводятся краткие сведения из теории построения измерительных преобразователей, даются рекомендации по методике проведения каждого практического занятия, а также примеры задач, которые необходимо решить студентам на каждом практическом занятии.

УДК 621.317.39.084.2(076)
ББК 32.842-5я73

ISBN 978-985-488-957-3

© Ревин В. Т., Касперович М. М., 2013
© УО «Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники», 2013

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	4
Практическое занятие №1 «Генераторные измерительные преобразователи»	6
Практическое занятие №2 «Параметрические измерительные преобразователи»..	13
Практическое занятие №3 «Преобразователи магнитных величин и характери- стик магнитных материалов в электрические величины»	21
Практическое занятие №4 «Преобразователи частоты и фазовых сдвигов в циф- ровой код»	28
Практическое занятие №5 «Аналого-цифровые преобразователи напряжений»...	35
Практическое занятие №6 «Цифроаналоговые преобразователи»	44
Практическое занятие №7 «Электрические информационные сигналы»	50
Практическое занятие №8 «Преобразование измерительной информации»	56
Литература	70

Библиотека БГУИР

ВВЕДЕНИЕ

Перед началом проведения практических занятий каждый студент группы получает от преподавателя задание на разработку цифрового измерительного прибора, предназначенного для определения функции преобразования, чувствительности и погрешности преобразования одного из измерительных преобразователей, представленных в таблице 1 (перечень преобразователей может быть дополнен, исходя из количества студентов в группе). Важно, чтобы у каждого студента был свой преобразователь, который он должен углубленно изучить.

Таблица 1

Наименование преобразователя	
1	Полосовой фильтр как измерительный преобразователь
2	Индукционные преобразователи для измерения линейных вибраций
3	Пьезоэлектрические преобразователи
4	Фотоэлектрические преобразователи
5	АЦП времяимпульсного преобразования
6	Преобразователи частоты в цифровой код
7	АЦП частотно-импульсного преобразования
8	Индукционные преобразователи для измерения угловых вибраций
9	Преобразователи Гаусса
10	Реостатные преобразователи
11	АЦП кодоимпульсного преобразования
12	Емкостные преобразователи с переменным зазором
13	Преобразователи Холла
14	Термоэлектрические преобразователи
15	Терморезистивные преобразователи
16	Измерительные катушки (магнитные преобразователи)
17	Фоторезистивные преобразователи
18	Преобразователь фазового сдвига в цифровой код
19	Ферроиндукционные преобразователи
20	Пиковые преобразователи переменного тока в постоянный
21	Преобразователи среднего квадратического значения переменного напряжения в постоянный
22	Квантовые измерительные преобразователи
23	Преобразователи средневыпрямленного значения переменного напряжения
24	Усилитель постоянного тока МДМ
25	Сверхпроводниковые преобразователи
26	Тензорезистивные преобразователи
27	Преобразователи на эффекте Джозефсона
28	Цифроаналоговые преобразователи

Допускается объединение студентов в бригады для разработки совместного измерительного прибора. Например, одному студенту дается задание детально разработать измерительный прибор на основе емкостного преобразователя, а другому – на основе преобразователя средневыпрямленного значения напряжения.

Первый студент описывает устройство и принцип действия емкостного преобразователя, включает его в мостовую схему формирования электрического сигнала переменного тока. Для аналого-цифрового преобразования выходного сигнала моста (напряжения разбаланса) необходимо его предварительное усиление усилителем переменного тока с последующим детектированием.

Второму студенту для определения функции преобразования преобразователя средневыпрямленного значения напряжения потребуется источник переменного напряжения с регулируемым выходом.

В результате объединения первый студент получает возможность использовать результаты работы второго студента и использовать преобразователь $U_{СВ}$ в своем приборе, а второй студент использует выходной усиленный сигнал мостовой измерительной цепи в качестве источника сигнала переменного тока. В результате каждый студент разрабатывает свою часть прибора и получается один хорошо проработанный прибор.

По итогам разработки каждый студент представляет письменный отчет о проделанной работе (желательно в электронном варианте с соблюдением требований стандартов к оформлению текстовых документов) преподавателю на проверку с его последующей защитой.

Разработке таких приборов и призваны помочь практические занятия, на которых изучаются темы, позволяющие студентам разобраться в вопросах определения функции преобразования различных преобразователей.

Опрос студентов на практических занятиях может проходить по следующему алгоритму:

- на первом занятии студент рассказывает о своем измерительном преобразователе;

- на втором занятии – о включении измерительного преобразователя в схему формирования электрического сигнала;

- на третьем занятии рассматриваются вопросы преобразования сигналов переменного тока в постоянный;

- на четвертом занятии рассматриваются вопросы аналого-цифрового преобразования сигналов постоянного тока в цифровой код;

- на пятом занятии – вопросы цифроаналогового преобразования;

- на шестом – вопросы дешифрирования и цифровой индикации измерительной информации;

- на седьмом занятии – вопросы построения функции преобразования, определения чувствительности измерительного преобразователя и погрешности снятия функции преобразования;

- восьмое занятие – итоговое. Предусматривается защита отчетов по результатам разработки цифровых измерительных приборов.

Далее дается детальная проработка каждого практического занятия, включающая в себя краткие сведения из теории и методику проведения практического занятия.

ГЕНЕРАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

1 Цель практического занятия

1.1 Классификация генераторных измерительных преобразователей.

1.2 Изучение принципа действия, конструкции и основных характеристик индукционных, пьезоэлектрических, термоэлектрических, фотоэлектрических и гальванических измерительных преобразователей неэлектрических величин в электрические.

1.3 Изучение методов измерения неэлектрических величин с помощью индукционных, пьезоэлектрических, термоэлектрических, фотоэлектрических и гальванических измерительных преобразователей.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Термоэлектрические измерительные преобразователи

Явление термоэлектричества было открыто в 1821 г. Т. И. Зеебеком и заключается в возникновении термоЭДС в электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных разных проводников, контакты между которыми поддерживаются при разных температурах. Действительно, если составить цепь из двух различных проводников (или полупроводников) А и В, соединив их между собой концами (рисунок 1.1), причем температуру одного места соединения сделать отличной от температуры другого, то в цепи потечет ток под действием ЭДС, называемой термоэлектродвижущей силой (термоЭДС) и представляющей собой разность функций температур в местах соединения проводников. Подобная цепь называется термоэлектрическим преобразователем или, иначе, термопарой, проводники, составляющие термопару, – термоэлектродами, а места их соединений – рабочим (горячим) и свободным (холодным) спаями.

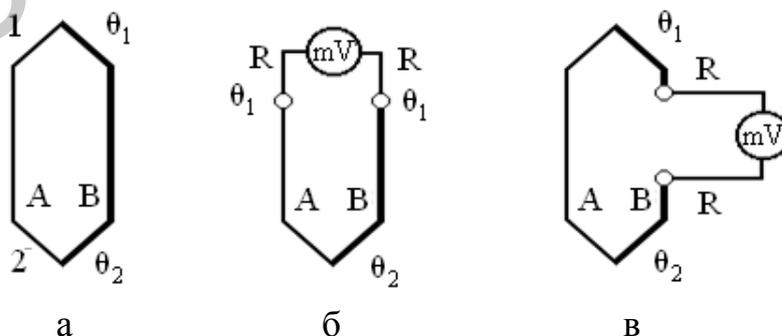


Рисунок 1.1 – Термоэлектрический преобразователь и схемы включения измерительных приборов для измерения термоЭДС

Явление термоэлектричества принадлежит к числу обратимых явлений, обратный термоэлектрический эффект был открыт в 1934 г. Жаном Пельтье и назван его именем. Если через цепь, состоящую из двух различных проводников или полупроводников, пропустить электрический ток, то теплота выделяется в одном спае и поглощается в другом. Теплота Пельтье связана с силой тока линейной зависимостью, а нагревание или охлаждение спаев зависит от направления протекания тока через спай.

Принцип действия термоэлектрических преобразователей

Принцип действия термоэлектрического преобразователя основан на термоэлектрическом эффекте, возникающем в цепи термопары. Конструктивно термоэлектрический преобразователь представляет собой термопару, состоящую из двух разнородных проводников А и В, соединенных между собой в двух точках, как схематически показано на рисунке 1.1, а. На границе раздела двух различных металлов возникает контактная разность потенциалов $E_{AB}(\theta)$, зависящая от рода металлов и температуры контакта. В цепи, показанной на рисунке 1.1, а, контактные разности потенциалов образуются в точках 1 и 2. Если $\theta_1 = \theta_2$, то они равны между собой и, будучи противоположно направленными, взаимно уравниваются. Если же $\theta_1 \neq \theta_2$, то в цепи образуется результирующая ЭДС:

$$E = E_{AB}(\theta_1) - E_{AB}(\theta_2). \quad (1.1)$$

Термопары обладают следующими свойствами:

1 ТермоЭДС зависит от природы термоэлектродов, образующих термопару, и является функцией двух независимых температур – температур ее спаев $E = E(\theta_1, \theta_2)$ – и не зависит от распределения температуры в других точках термопары.

2 Если в цепи термопары включен третий проводник (проводник R на рисунке 1.1, б) и его концы находятся при одинаковых температурах ($\theta_{21} = \theta_{22}$), то включение третьего проводника не изменяет ЭДС цепи. Другими словами, термоэлектрический контур можно разомкнуть в любом месте и включить в него один или несколько разнородных проводников. Таким образом, прибор для измерения термоЭДС может быть включен как между свободными концами термопары, так и в разрыве одного из термоэлектродов.

3 Если термопара имеет температуры спаев θ и θ_0 , то термоЭДС равна алгебраической сумме двух ЭДС, одна из которых генерируется при температуре спаев θ и θ_{01} , а другая – при температурах θ_{01} и θ_0 :

$$E(\theta, \theta_0) = E(\theta, \theta_{01}) + E(\theta_{01}, \theta_0). \quad (1.2)$$

Это свойство используется при измерении температуры спаев θ , если температура второго спаев θ_{01} отличается от температуры θ_0 , при которой была проведена калибровка термопары.

При $\theta_0 = 0$ °С функция $E(\theta, 0)$ представляет собой градуировочную функцию преобразования данной термопары. Значение $E(\theta, \theta_{01})$ определяется экспериментально, а значение $E(\theta_{01}, 0)$ – по значению температуры θ_{01} и градуировочной функции преобразования. По значениям $E(\theta_0, \theta_{01})$ и $E(\theta_{01}, 0)$ вычисляется $E(\theta_0, 0)$, по которой определяется измеряемая температура.

В измерительной технике термоэлектрические преобразователи получили широкое распространение для измерения температур. Кроме того, полупроводниковые термоэлементы используются как обратные тепловые преобразователи, преобразующие электрический ток в тепловой поток. В таблице 1.1 приведены основные характеристики наиболее широко распространенных термопар. ЭДС термопары обычно не превышает 50 мВ. Для повышения выходной ЭДС используются несколько последовательно соединенных термопар, образующих термобатарейку.

Таблица 1.1

Материал	ТермоЭДС, мВ	Материал	ТермоЭДС, мВ
Кремний	+44,80	Свинец	+0,44
Сурьма	+4,70	Олово	+0,42
Хромель	+2,40	Алюминий	+0,40
Нихром	+2,20	Графит	+0,32
Железо	+1,80	Уголь	+0,30
Сплав (90 % Pt, 10 % Ir)	+1,30	Ртуть	0,00
Молибден	+1,20	Палладий	- 0,57
Вольфрам	+0,80	Никель	- 1,50
Манганин	+0,76	Алюмель	- 1,70
Медь	+0,76	Сплав (60 % Au, 30 % Pd, 10 % Pt)	- 2,30
Золото	+1,75	Константан	- 3,40
Серебро	+0,72	Копель	- 4,50
Иридий	+0,65	Пирит	- 12,10
Родий	+0,64	Молибденит	- 69...- 104
Сплав (90 % Pt, 10 % Rh)	+0,64		

В настоящее время практически все выпускаемые промышленностью термоэлектрические преобразователи стандартизированы и им присвоены буквенные (латинский алфавит) обозначения (таблица 1.2).

Таблица 1.2

Обозначение типа термопары	Обозначение промышленного термопреобразователя
A (A-1, A-2, A-3)	ТВР (вольфрам – рений/вольфрам – рений)
B	ТПР (платина – 30 % родий/платина – 6 % родий)
E	ТХКн (никель – хром/медь – никель (хромель – константан))
J	ТЖК (железо/медь – никель (железо – константан))
K	ТХА (никель – хром/никель – алюминий (хромель – алюмель))
L	ТХК (хромель/копель)

Продолжение таблицы 1.2

Обозначение типа термопары	Обозначение промышленного термопреобразователя
M	ТМК (медь/копель)
N	ТНН (никель – хром – кремний/никель – кремний (нихросил/нисил))
R	ТПП (платина – 13 % родий/платина)
S	ТПП (платина – 10 % родий/платина)
T	ТМК ((медь / медь – никель (медь/константан))

Значения термоЭДС термопар для каждой температурной точки можно определить по таблицам, приводимым в соответствующем стандарте. В таблице 1.3 приведены значения термоЭДС для термопары хромель – алюмель.

Таблица 1.3

Температура, °С	ТермоЭДС, мВ									
	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
–	0	–0,39	–0,77	–1,14	–1,50	–1,86	–	–	–	–
0	0	0,40	0,80	1,20	1,61	2,02	2,43	2,85	3,26	3,68
100	4,10	4,51	4,92	5,33	5,73	6,16	6,53	6,93	7,33	7,73
200	8,13	8,53	8,93	9,34	9,74	10,15	10,56	10,97	11,38	11,80
300	12,21	12,62	13,04	13,45	13,87	14,30	14,72	15,14	15,56	15,99
400	16,40	16,83	17,25	17,67	18,09	18,51	18,94	19,37	19,79	20,22
500	20,65	21,08	21,50	21,93	22,35	22,78	23,21	23,63	24,06	24,49
600	24,91	25,33	25,76	26,19	26,61	27,04	27,46	27,88	28,30	28,73
700	29,15	29,57	29,99	30,41	30,83	31,24	31,66	32,08	32,49	32,90
800	33,32	33,72	34,13	34,55	34,95	35,36	35,76	36,17	36,57	36,97
900	37,37	37,77	38,17	38,57	38,97	39,36	39,76	40,15	40,54	40,93
1000	41,32	41,71	42,09	42,48	42,88	43,26	43,64	44,02	44,40	44,78
1100	45,16	45,54	45,91	46,29	46,66	47,03	47,40	47,77	48,14	48,50
1200	48,87	49,23	49,59	49,95	50,31	50,67	51,02	51,38	51,73	52,08
1300	52,43	–	–	–	–	–	–	–	–	–

Внимание: свободный спай термопары должен находиться при температуре 0 °С.

Но эти же значения можно получить и из аппроксимирующих полиномов. Например, для термопары типа В значения термоЭДС в диапазоне температур от 0 °С до 630,615 °С можно определить из полинома

$$E = \sum_{i=0}^6 A_i t_i ,$$

где $A_0 = 0$;

$$A_1 = -2,4650818346 \cdot 10^{-4};$$

$$A_2 = 5,9040421171 \cdot 10^{-6};$$

$$A_3 = -1,3257931636 \cdot 10^{-9};$$

$$A_4 = 1,5668291901 \cdot 10^{-12};$$

$$A_5 = -1,6944529240 \cdot 10^{-15};$$

$$A_6 = 6,2990347094 \cdot 10^{-19}.$$

При конструировании термопар, естественно, стремятся сочетать термоэлектроды, один из которых развивает с платиной положительную, а другой – отрицательную термоЭДС. При этом необходимо учитывать также пригодность того или иного термоэлектрода для применения в заданных условиях измерения (влияние на термоэлектрод среды, температуры и т. Д.).

2.2 Фотозлектрические преобразователи

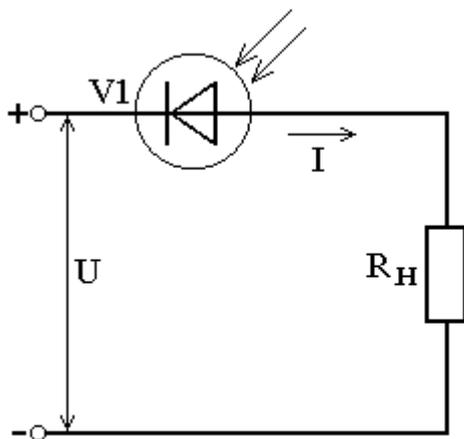
Принцип действия фотозлектрических преобразователей

Фотозлектрические преобразователи позволяют преобразовывать в электрические сигналы информацию, содержащуюся в видимом свете или излучении соседних длин волн – инфракрасном и ультрафиолетовом.

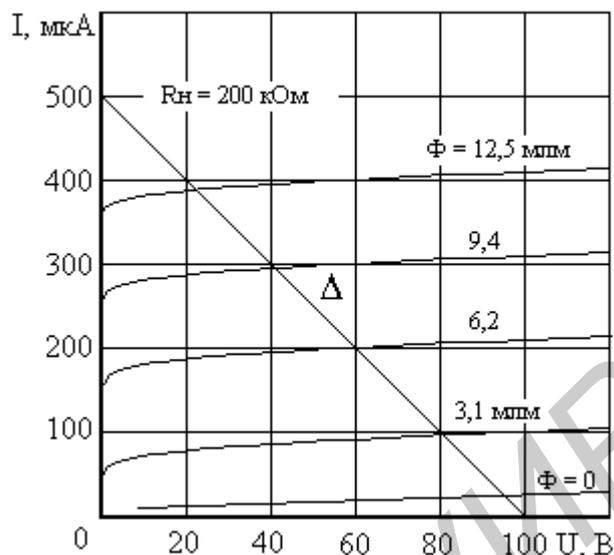
Фотозлектрический преобразователь представляет собой фотозлектронный прибор (фотоэлемент), используемый в качестве измерительного преобразователя. Имеются три типа преобразователей: преобразователи с внешним фотоэффектом, преобразователи с внутренним фотоэффектом и фотогальванические преобразователи. Наибольшее применение нашли преобразователи последних двух типов.

Фотогальванические преобразователи представляют собой фотозлектронные приборы с р-п-переходом: *фотодиоды и фототранзисторы*. При освещении перехода создается дополнительная концентрация носителей в п-слое. Это приводит к усилению их диффузии к р-п-переходу и в самом переходе. У диода, подключенного к запирающему напряжению (рисунок 1.2, а), под действием света возрастает обратный ток. Вольт-амперная характеристика германиевого фотодиода приведена на рисунке 1.2, б. При отсутствии освещения она не отличается от характеристики обычного диода, а при освещении смещается вверх пропорционально значению светового потока. Наибольшее распространение получили германиевые и кремниевые фотодиоды. Их спектральные характеристики заходят в область инфракрасного излучения (для германиевых фотодиодов до $\lambda_{гр} = 2$ мкм, для кремниевых фотодиодов до $\lambda_{гр} = 1,2$ мкм).

Фотодиоды могут работать в фотодиодном и генераторном (вентильном) режимах. В фотодиодном режиме преобразователь подключают к запирающему напряжению (рисунок 1.2, а). При увеличении его освещенности возрастает обратный ток, что приводит к увеличению напряжения U_n на сопротивлении R_n . Напряжение U_n и чувствительность можно определить по ВАХ и нагрузочной прямой (рисунок 1.2, б). Зависимость тока фотодиода от освещенности практически линейна. Внутренне дифференциальное сопротивление фотодиода имеет значение порядка единиц Мом, поэтому обычно они работают в режиме, близком к короткому замыканию.



а



б

а – принципиальная схема; б – семейство вольт-амперных характеристик при различных значениях светового потока и нагрузочная прямая Δ

Рисунок 1.2 – Фотодиодный режим работы преобразователя

В генераторном режиме фотодиод включают по схеме, приведенной на рисунке 1.3, и он сам является источником тока. Фототок, напряжение на нагрузке U_n и чувствительность преобразователя можно определить по ВАХ, приведенной на рисунке 1.4.

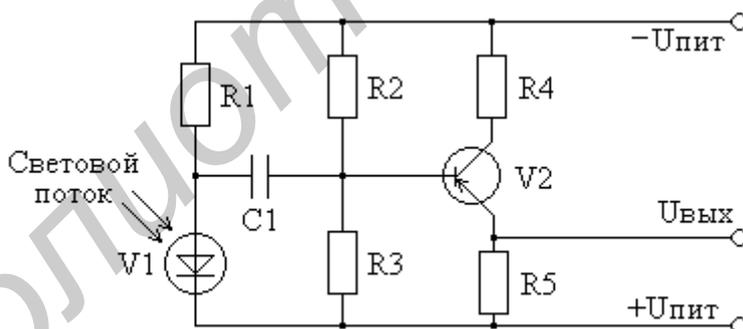


Рисунок 1.3 – Схема включения фотодиода при работе в генераторном режиме

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами фотоэлектрических преобразо-

вателей и преобразование сигналов измерительной информации с помощью цифровых измерительных приборов.

Время – 30 минут.

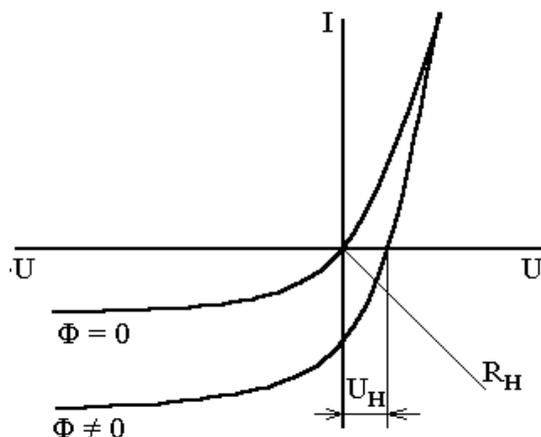


Рисунок 1.4 – Вольт-амперная характеристика фотодиода при работе в генераторном режиме

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Пример задачи

Генераторный измерительный преобразователь, имеющий внутреннее сопротивление $R_i = 10 \text{ Ом}$, подключен к измерительному прибору с сопротивлением $R_{нп} = 10 \text{ Ом}$. Определить коэффициент передачи мощности K_p и мощность $P_{нп}$, передаваемую в измерительный прибор, если собственная ЭДС преобразователя равна $E_1 = 200 \text{ мВ}$. Привести эквивалентную схему включения генераторного измерительного преобразователя и сделать вывод, соответствует ли режим работы преобразователя согласованию по мощности.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

1 Цель практического занятия

1.1 Классификация параметрических измерительных преобразователей.

1.2 Изучение принципа действия, конструкции и основных характеристик резистивных, емкостных, электромагнитных, ионизационных и электрохимических измерительных преобразователей неэлектрических величин в электрические.

1.3 Изучение схем включения параметрических преобразователей для формирования электрического сигнала: потенциметрические, мостовые, контурные и генераторные схемы формирования электрического сигнала.

1.4 Изучение методов измерения неэлектрических величин с помощью резистивных, емкостных, электромагнитных, ионизационных и электрохимических измерительных преобразователей.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Резистивные преобразователи

Принцип действия резистивных преобразователей основан на зависимости сопротивления постоянному току от измеряемой неэлектрической величины. Проводник длиной l с площадью поперечного сечения s и удельным сопротивлением ρ имеет сопротивление

$$R = \rho \frac{l}{s}. \quad (2.1)$$

При нормальных условиях и отсутствии мешающих факторов сопротивление резистивного ИП, определенное по формуле (2.1), называется *номинальным сопротивлением* и является его основным параметром.

При включении резистивного ИП в электрическую цепь на нем рассеивается мощность, определяемая протекающим током и падением напряжения на нем. При подаче на него большой мощности может произойти перегрев преобразователя и выход его из строя. Поэтому для резистивных преобразователей нормируется допустимая рассеиваемая мощность $P_{\text{доп}}$. Зная значение $P_{\text{доп}}$, можно определить допустимый рабочий ток (при максимальном сопротивлении) или допустимое рабочее падение напряжения (при минимальном сопротивлении). При небольших значениях собственного сопротивления преобразователей приходится учитывать сопротивление подводящих проводников и сопротивление утечки (изоляции), а при питании преобразователя переменным током – и паразитные реактивности. Поэтому для некоторых резистивных ИП нормирует-

ся допустимая рабочая частота или постоянная времени, что позволяет учесть паразитные параметры. Иногда приходится учитывать также собственные шумы и паразитные электродвижущие силы (ЭДС).

В более общем случае на резистивный преобразователь воздействуют разнообразные по своей физической природе величины: электрические – $X_э$, магнитные – $X_м$, тепловые – $X_т$ и т. Д. При этом изменение сопротивления ИП, обусловленное воздействием этих величин на преобразователь, составит

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial X_э} \Delta X_э + \frac{\partial R}{\partial X_м} \Delta X_м + \dots + \frac{\partial R}{\partial X_т} \Delta X_т \dots \quad (2.2)$$

Частные производные в формуле (2.2) определяют чувствительность преобразователя к конкретному влияющему фактору, а функциональная зависимость

$$R = f(X_э, X_м, X_т, \dots) \quad (2.3)$$

используется для построения разнообразных резистивных ИП. При этом другие величины считаются мешающими и служат источниками погрешности.

На практике широко используются резистивные ИП с проводящим элементом не только из металлов, но и из полупроводников и различных композиционных материалов. Рассмотрение резистивных преобразователей начнем с наиболее простых – контактных измерительных преобразователей.

Для изготовления металлических тензорезистивных преобразователей обычно используются сплавы на основе никеля. В таблице 2.1 приведены наиболее часто используемые составы и соответствующие коэффициенты преобразования.

Таблица 2.1

Сплав	Состав	Коэффициент преобразования
Константан	45 % Ni, 55 % Cu	2,1
Изоэластик	52 % Fe, 36 % Ni, 8 % Cr, 4 % (MnMo)	3,5
Карма	74 % Ni, 20 % Cr, 3 % Cu, 3 % Fe	2,1
Нихром V	80 % Ni, 20 % Cr	2,5
Платина – вольфрам	92 % Pt, 8 % W	4,1

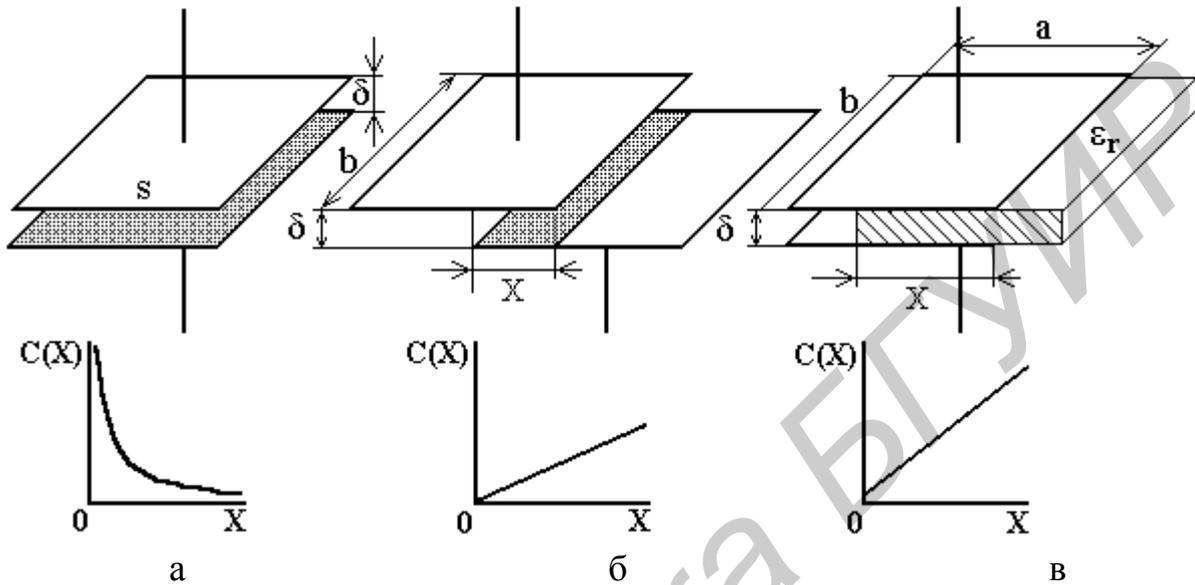
2.2 Емкостные измерительные преобразователи

Емкостный преобразователь представляет собой плоский или цилиндрический конденсатор, одна из обкладок которого испытывает подвергаемое контролю перемещение, вызывая изменение емкости.

Емкость C плоского конденсатора является функцией расстояния δ между электродами преобразователя, площади электродов s и диэлектрической проницаемости ϵ диэлектрика между электродами:

$$C = F(\delta, s, \epsilon). \quad (2.4)$$

Очевидно, что имеются три метода реализации емкостного измерительного преобразователя: можно изменять δ , s или ϵ . Эти три метода проиллюстрированы на рисунке 2.1.



а – с изменяемым расстоянием между электродами; б – с изменяемой площадью перекрытия электродов; в – с изменяемым диэлектриком

Рисунок 2.1 – Емкостные измерительные преобразователи

Если выбрать конденсатор с плоскими параллельными пластинами, разнесенными на расстояние X , и пренебречь всеми краевыми эффектами, то емкость такого преобразователя с параллельными пластинами равна

$$C(X) = \frac{\epsilon_0 s}{X}. \quad (2.5)$$

Однако этот преобразователь нелинеен и имеет гиперболическую передаточную характеристику, как показано на рисунке 2.1, а. Этот тип преобразователя часто применяют для измерения малых приращений смещения без контакта с измеряемым объектом. Характеристика преобразователя обычно линеаризируется путем применения балансной схемы.

Если у плоского конденсатора изменяется площадь электродов, то получаем

$$C(X) = \frac{\epsilon \cdot b \cdot X}{\delta}. \quad (2.6)$$

Теперь преобразователь имеет линейную зависимость от X . Обычно этот тип преобразователя реализуется в виде поворотного конденсатора для измерения угловых смещений, а не в виде варианта со сдвигом, приведенного на рисунке 2.1, б.

Конструкция с поворотным конденсатором применяется также в качестве выходного преобразователя для измерения электрических напряжений (емкостный вольтметр).

Для плоского конденсатора изменение положения диэлектрика приводит к следующему результату:

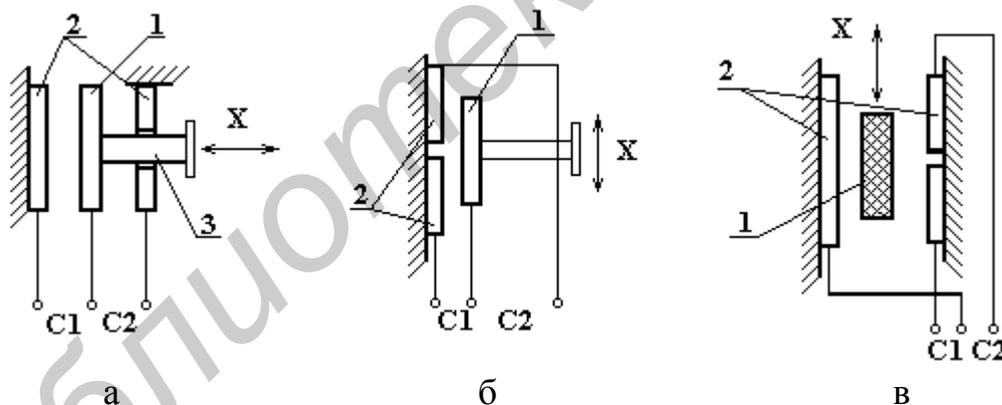
$$C(X) = C_0 \left\{ 1 + \frac{X}{a} (\epsilon_r - 1) \right\}, \quad (2.7)$$

где $C_0 = C(0) = \frac{\epsilon_0 \cdot a \cdot b}{\delta}$.

Этот преобразователь (рисунок 2.1, в) также линеен. Он реализуется главным образом в форме двух concentрических цилиндров и используется для измерения уровня жидкости в резервуаре. Непроводящая жидкость играет роль диэлектрика.

Таким образом, *принцип действия* емкостных преобразователей (ЕП) основан на изменении емкости между двумя или более телами под воздействием преобразуемой неэлектрической величины (линейного или углового перемещения, влажности и т. Д.).

Дифференциальный вариант аналогичных типов емкостных преобразователей приведен на рисунке 2.2. Под воздействием преобразуемой величины X смещается подвижная пластина или диэлектрическая прокладка 1, в результате чего изменяется емкость между неподвижными пластинами 2 и подвижной.



а – с изменяемым расстоянием между электродами; б – с изменяемой площадью перекрытия электродов; в – с изменяемым диэлектриком

Рисунок 2.2 – Дифференциальные емкостные преобразователи

Такие ЕП, благодаря высокой чувствительности, используются для измерения малых (менее 1,0 мм) механических перемещений. Если подвижную пластину закрепить на пружинных опорах или соединить через шток 3 с мембраной, то ЕП можно использовать, например, для измерения давления газов или жидкостей. *Достоинствами* преобразователей с переменным зазором являются высокая чувствительность (до 500 В/мм), линейная зависимость емкостного сопротивления от зазора, малые погрешности, простота конструкции.

2.3 Индуктивные преобразователи

Принцип действия индуктивных преобразователей (ИНП) основан на зависимости индуктивности катушки с сердечником от преобразуемой неэлектрической величины путем воздействия на параметры или пространственное положение магнитопровода.

Известно, что индуктивность катушки с числом витков w , расположенной на магнитопроводе с модулем полного магнитного сопротивления Z_M , может быть определена по формуле

$$L = \frac{w^2}{Z_M}. \quad (2.8)$$

Активная составляющая R_M полного сопротивления определяется сопротивлением магнитной цепи R_m и магнитным сопротивлением зазора R_3 :

$$R_M = R_m + R_3 = \frac{l_m}{\mu_m \cdot S_m} + \frac{\delta_3}{\mu_3 \cdot S_3}, \quad (2.9)$$

где l_m, δ_3 – длины магнитных цепей;

μ_m, μ_3 – абсолютные магнитные проницаемости;

S_m, S_3 – площади поперечных сечений магнитопровода и зазора соответственно.

Реактивная составляющая X_M определяется потерями в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи P , а также значением магнитного потока Φ :

$$X_M = \frac{P}{(\omega \Phi^2)^2}, \quad (2.10)$$

где ω – угловая частота питающего напряжения.

Из выражений (2.8)–(2.10) следует, что из всех величин, влияющих на индуктивность, наиболее просто изменять параметры зазора, оставляя при этом постоянными ω, R_M, X_M . Представив формулу (2.8) в виде

$$L = \frac{w^2}{\sqrt{\left[\frac{l_m}{\mu_m \cdot S_m} R_T + \frac{\delta_3}{(\mu_3 \cdot S_3)} \right]^2 + X_M^2}}, \quad (2.11)$$

получим, что возможно создание ИНП с замкнутым магнитопроводом трех основных типов: с переменным зазором $L = f_1(\delta_3)$, с переменной площадью зазора $L = f_2(S_3)$ и переменной магнитной проницаемостью $L = f_3(\mu_3)$ зазора.

Кроме того, из выражения (2.11) видно, что все три зависимости будут нелинейны.

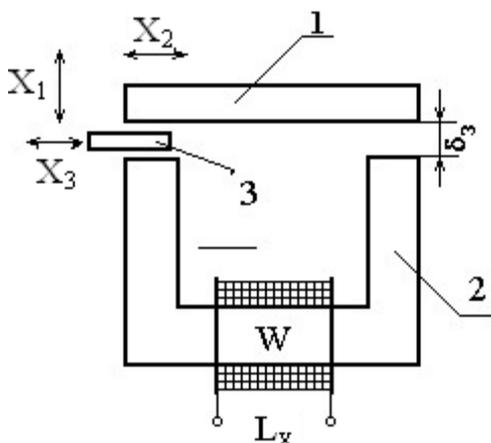


Рисунок 2.3 – Индуктивный измерительный преобразователь

0,01 до 1,0 мм) перемещений. При дальнейшем увеличении зазора зависимость становится существенно нелинейной.

Во втором случае якорь сместится в направлении X_2 . При этом изменится активная площадь зазора и реализуется второй тип зависимости. Индуктивные измерительные преобразователи этого типа используют для измерения сравнительно больших (до 10 мм) перемещений.

Третий способ основан на перемещении X_3 в зазоре прокладки 3 из немагнитного материала. На практике этот вид зависимости для измерения линейных перемещений используют весьма редко, так как он не обладает какими-либо существенными преимуществами в сравнении с двумя первыми. Однако его можно использовать для измерения угловых перемещений. При этом, применяя профилированный диск, получают желаемую зависимость индуктивности от угла поворота.

Для измерения больших перемещений (до 100 мм) широко используют ИТП с разомкнутым магнитопроводом. Такой преобразователь (рисунок 2.4) представляет собой соленоид 1, внутри которого перемещается сердечник 2 из магнитного материала.

Существенными недостатками рассмотренных ИТП являются значительная начальная индуктивность, большая температурная погрешность, большое электромагнитное притяжение и нелинейность ФП.

Значительно лучшими параметрами обладают дифференциальные индуктивные преобразователи (меньше погрешность, большая длина линейного участка). Поэтому на практике дифференциальные ИТП получили преимущественное распространение.

Все три способа реализации индуктивных преобразователей с замкнутой магнитной цепью схематически показаны на рисунке 2.3.

Первый способ предполагает перемещение X_1 подвижного якоря 1 относительно неподвижного магнитопровода 2 с катушкой w . Очевидно, что при этом будет изменяться зазор, а сечение и проницаемость останутся постоянными. ИТП этого типа имеют высокую чувствительность и используются при измерении небольших (от

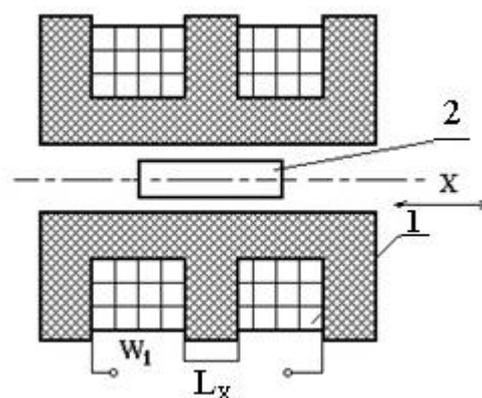
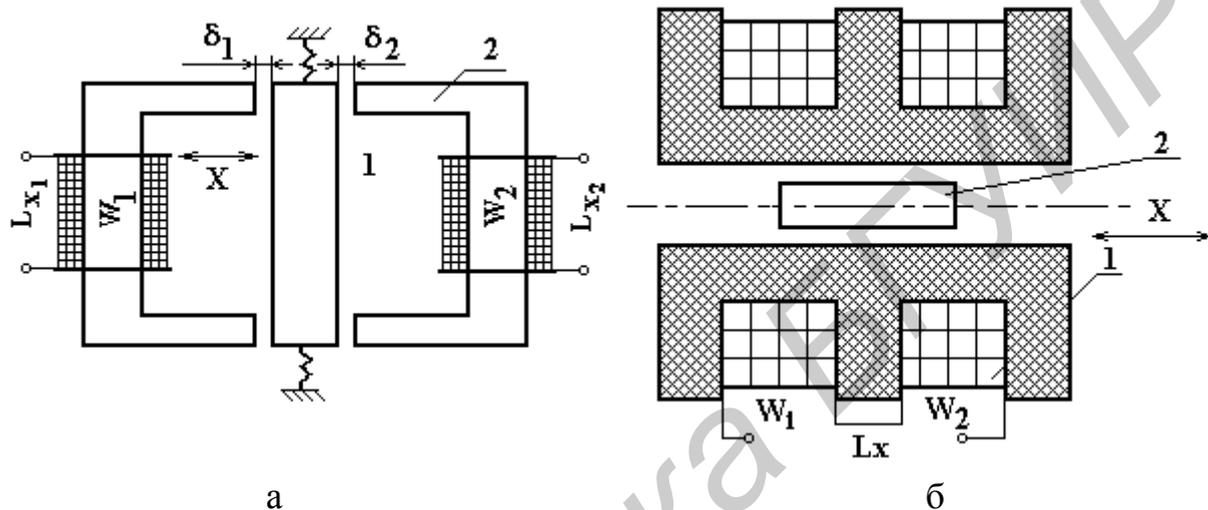


Рисунок 2.4 – Индуктивный преобразователь с разомкнутой магнитной цепью

На рисунке 2.5 схематически изображены примеры конструктивного исполнения дифференциальных преобразователей с переменным зазором и разомкнутой магнитной цепью. Якорь 1 (рисунок 2.5, а) располагается симметрично относительно обоих сердечников 2, и поэтому магнитные сопротивления для потоков, создаваемых катушками, исходно равны.

Под воздействием неэлектрической величины X происходит изменение комплексных сопротивлений катушек, а следовательно, и их индуктивностей с противоположным знаком. Аналогичные процессы происходят в преобразователе (рисунок 2.5, б). Подобным образом строятся ИНП других разновидностей.



а – с замкнутой магнитной цепью; б – с разомкнутой магнитной цепью
Рисунок 2.5 – Дифференциальные индуктивные измерительные преобразователи

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами резистивных, емкостных и индуктивных преобразователей и вопросов включения их в цепь формирования электрических сигналов.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Примеры задач

1 Определить, какая часть от допустимой рассеиваемой мощности реостатного измерительного преобразователя передается в измерительный прибор с сопротивлением $R_{н2} = 0,6 \text{ Ом}$, если преобразователь включен в цепь последовательного включения, имеет начальное сопротивление $R_0 = 1,5 \text{ кОм}$ и изменяет свое сопротивление на $\pm \Delta R = 0,5 \text{ Ом}$ под воздействием преобразуемой величины. Привести упрощенную схему измерительной цепи и сделать вывод, соответствует ли режим работы преобразователя согласованию по мощности.

2 Резистивный измерительный преобразователь включен в измерительную цепь в виде делителя напряжения, причем напряжение питания равно $E_2 = 6 \text{ В}$, сопротивление верхнего плеча делителя $R_1 = R_0 = 1,5 \text{ кОм}$, преобразователь имеет начальное сопротивление R_0 и изменяет свое сопротивление на $\pm \Delta R = 0,5 \text{ кОм}$ под воздействием преобразуемой величины. Сопротивление вольтметра, включенного параллельно преобразователю, гораздо больше начального сопротивления преобразователя R_0 .

Определить пределы измеряемого вольтметром напряжения ($U_{вн}$ и $U_{вв}$), а также чувствительность схемы S . Привести упрощенную схему измерительной цепи.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН И ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ

1 Цель практического занятия

1.1 Классификация измерительных преобразователей магнитных величин и характеристик магнитных материалов в электрические сигналы.

1.2 Изучение принципа действия, конструкции и основных характеристик измерительных преобразователей, основанных на явлении электромагнитной индукции.

1.3 Изучение принципа действия, конструкции и основных характеристик измерительных преобразователей, основанных на гальваномагнитных моментах.

1.4 Изучение принципа действия, конструкции и основных характеристик измерительных преобразователей, основанных на силовом воздействии магнитного поля.

1.5 Изучение схем включения преобразователей магнитных величин для формирования электрического сигнала.

1.6 Изучение методов измерения магнитных величин с помощью измерительных преобразователей, преобразующих магнитные величины и характеристики магнитных материалов в электрические величины.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Физические основы преобразования магнитных величин

Классификация измерительных преобразователей

Для преобразования магнитных величин в электрические используются различные проявления магнитного поля – электрическое, механическое, оптическое и др. При создании магнитных измерительных преобразователей наиболее широко используются следующие проявления магнитного поля: явление электромагнитной индукции, силовое взаимодействие поля с телами и частицами, обладающими магнитными моментами, и гальваномагнитные эффекты.

Классифицировать магнитоизмерительные преобразователи можно по различным классификационным признакам, наиболее широкое распространение среди которых нашли следующие:

- по принципу используемого физического явления или эффекта;
- по назначению;
- по виду физической величины, в которую преобразуется измеряемая магнитная величина.

Классификационная схема наиболее широко используемых магнитоизмерительных преобразователей, дифференцированных на группы и виды по типу используемого в них физического явления или эффекта, представлена на рисунке 3.1.

Согласно этой схеме все преобразователи объединены в три большие группы. Общим для преобразователей, образующих первую группу, является то, что процессы, протекающие в них, так или иначе подчиняются закону электромагнитной индукции. Вторую группу составляют преобразователи, принцип действия которых основан на использовании физических явлений, возникающих при воздействии магнитного поля на движущиеся носители электрических зарядов и получивших название гальваномагнитных. В третью группу объединены преобразователи, принцип действия которых основан на силовом воздействии магнитного поля с намагниченными телами или обладающими магнитным моментом микрочастицами.



Рисунок 3.1 – Классификационная схема магнитоизмерительных преобразователей

Схема (см. рисунок 3.1) учитывает далеко не все существующие магнитоизмерительные преобразователи. Не представлены здесь, как не находящие широкого применения в современных условиях из-за невысоких метрологических, технических и эксплуатационных характеристик, пьезострикционные, электрострикционные, электрокинетические, магнестрикционные, а также магнитотепловые и фотомангнитные преобразователи.

Далее будут рассмотрены принцип действия, важнейшие свойства и характеристики наиболее широко применяемых магнитоизмерительных преобразо-

вателей, осуществляющих преобразование магнитных величин в электрические.

2.2 Индукционные магнитоизмерительные преобразователи

Индукционные магнитоизмерительные преобразователи получили наиболее широкое применение при измерении различных магнитных величин. Наиболее характерным представителем данного вида преобразователей являются измерительные катушки (ИК), витки которых сцепляются с преобразуемым магнитным потоком Φ .

Если ИК содержит w_k витков, то при изменении потока Φ в катушке возникает ЭДС, описываемая формулой

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -w_k \frac{d\Phi}{dt}, \quad (3.1)$$

где $\Psi = w_k \Phi$ – потокосцепление магнитного поля с ИК.

Для магнитного поля, однородного в пределах охватываемого катушкой пространства и ориентированного вдоль оси ИКУ, выражение (3.1) может быть приведено к виду

$$e = -w_k s_k \frac{dB}{dt} = -\mu w_k s_k \frac{dH}{dt}, \quad (3.2)$$

где s_k – площадь каждого из витков измерительной катушки.

Таким образом, измерительная катушка является измерительным преобразователем, посредством которого магнитные величины Φ , B , H могут быть преобразованы в электрическую величину – ЭДС.

Если ИК ориентирована в пространстве так, что ее ось составляет с направлением вектора $\vec{H}(\vec{B})$ угол α , то выражение (3.2) может быть приведено к виду

$$e = -w_k s_k \frac{d}{dt} (H \cdot \mu \cdot \cos \alpha), \quad (3.3)$$

из которого следует, что индукционные магнитоизмерительные преобразователи в виде ИК могут быть выполнены в виде трех основных разновидностей:

- преобразователи, у которых изменение магнитного потока Φ , сцепляющегося с ИК, осуществляется за счет изменения H ;
- преобразователи, у которых изменение магнитного потока Φ осуществляется за счет изменения $\cos \alpha$;
- преобразователи, у которых изменение магнитного потока Φ осуществляется за счет изменения магнитной проницаемости среды μ , в которой действует магнитное поле.

Преобразователи первого вида применяются для измерения магнитных величин в постоянных и переменных магнитных полях. При этом во втором случае преобразователь остается неподвижным. При измерениях в постоянных

магнитных полях изменение Φ осуществляют за счет изменения H путем удаления катушки из поля или внесения ее в поле при неизменной ориентации катушки относительно направления \vec{H} .

Преобразователи второго вида применяются для измерений магнитных величин в постоянных полях и представляют собой катушки, поворачиваемые скачкообразно, например, от $\alpha = 0$ до 90° или от $\alpha = 0$ до 180° , поворачиваемые периодически, например, от плюс α до минус α , или же непрерывно вращающиеся с угловой скоростью $\omega = \frac{d\alpha}{dt}$.

Преобразователи третьего вида получили название ферроиндукционных и рассмотрены отдельно.

Размеры, форма и конструкция измерительных катушек определяются их назначением. Так, при измерениях магнитных величин в воздушных средах обычно применяют цилиндрические или плоские прямоугольного сечения катушки, размеры которых уменьшаются в зависимости от увеличения неоднородности исследуемого поля. Измерение напряженности поля у поверхности постоянных магнитов и намагниченных тел лучше проводить с помощью миниатюрных плоских катушек прямоугольного сечения, а у поверхности листовых ферромагнитных материалов – с помощью длинных плоских катушек, выполненных на очень тонком (узком) каркасе, чтобы обеспечить возможность измерения у поверхности образца. При измерениях магнитного потока или индукции внутри ферромагнитных материалов измерительные катушки (стационарные) наматываются непосредственно на исследуемый образец. Конструктивно измерительные катушки могут выполняться путем намотки на каркас из диэлектрика либо могут быть бескаркасными.

Важнейшей характеристикой ИК является ее постоянная K_{sw} , которая согласно определению находится как сумма площадей поперечных сечений S_k всех витков катушки:

$$K_{sw} = \sum_1^{w_k} S_k, \quad (3.4)$$

или

$$K_{sw} = w_k S_k \quad (3.5)$$

при равенстве s_k для всех витков катушки.

Определение K_{sw} расчетным путем по геометрическим размерам не всегда обеспечивает необходимую точность, поэтому часто ее определяют экспериментально в известном магнитном поле.

Наиболее широкое применение при измерениях параметров постоянных магнитных полей нашли следующие индукционные преобразователи:

- в виде измерительных катушек, вносимых в поле или удаляемых из поля при неизменной ориентации относительно направления H (преобразователи первого вида);

- в виде вращающихся или колеблющихся измерительных катушек (преобразователи второго вида).

Выходную ЭДС, возникающую в измерительной катушке при ее внесении в поле или удалении из него, можно записать как

$$\Delta\Phi = \frac{1}{w_k} \int_0^{\infty} e \cdot dt = \frac{1}{w_k} \int_0^{\infty} i \cdot r \cdot dt, \quad (3.6)$$

где r – сопротивление цепи измерительной катушки;

i – ток, протекающий в цепи ИК при условии, что она замкнута.

Из соотношения (3.6) видно, что для преобразования магнитного потока $\Delta\Phi$, сцепляющегося с ИК, необходимо включить на выходе катушки электроизмерительные устройства, интегрирующие индуктируемую в катушке ЭДС или импульсы тока. При быстром удалении измерительной катушки из измеряемого поля или внесении ее в поле выполняется равенство $\Delta\Phi = \Phi$.

Вращающиеся с постоянной скоростью в измеряемом магнитном поле измерительные катушки используются в качестве первичных преобразователей в магнитоизмерительных приборах, называемых измерительными генераторами. Катушки в них бывают чаще всего прямоугольными, круглыми или в виде многополюсного ротора диаметром от единиц до нескольких десятков миллиметров. Из (3.3) можно получить выражение для амплитуды ЭДС E_m , возникающей на выходе таких преобразователей:

$$E_m = A \cdot K_{sw} \cdot B \cdot \omega, \quad (3.7)$$

где A – постоянный коэффициент;

$$\omega = \frac{d\alpha}{dt} - \text{угловая скорость вращения ИК.}$$

Из уравнения преобразования (3.7) можно выразить измеряемую индукцию B через выходную ЭДС преобразователя.

Диапазон преобразования для вращающихся измерительных катушек составляет $10^{-4} - 10$ Т. Основным источником погрешности преобразования для них является нестабильность скорости вращения ω . Для уменьшения этой погрешности применяют компенсационный метод преобразования, в соответствии с которым две катушки с постоянными K_{sw1} и K_{sw2} , вращающиеся синхронно от одного двигателя, помещаются: первая в измеряемое поле B , а вторая – в образцовое поле B_0 . Если включить катушки встречно и путем изменения B_0 осуществить полную компенсацию ЭДС на выходах катушек, то измеряемую индукцию B можно определить из условия компенсации:

$$e_1 = e_2; \quad K_{sw1} B = K_{sw2} B_0. \quad (3.8)$$

Образцовое поле может создаваться с помощью образцовых мер магнитной индукции (катушки Гельмгольца, электро- или постоянные магниты).

Например, управляемое магнитное поле можно сформировать парой катушек Гельмгольца (рисунок 3.2).

Конфигурация катушек подобрана таким образом, чтобы создавать в пространстве между ними однородное магнитное поле с индукцией B :

$$B = 9 \cdot 10^{-7} \frac{N \cdot I}{R} \quad (\text{Т}), \quad (3.9)$$

где N – общее число витков в обеих катушках;

I – значение тока через катушки;

R – средний радиус катушек.

Погрешность преобразования индукционных измерительных преобразователей в виде вращающихся или колеблющихся катушек составляет единицы процентов (у компенсационных – доли процента). Они обладают достаточно линейной функцией преобразования, широким диапазоном значений преобразуемых величин и практически постоянной чувствительностью. Эти их достоинства обуславливают широкое применение указанных преобразователей.

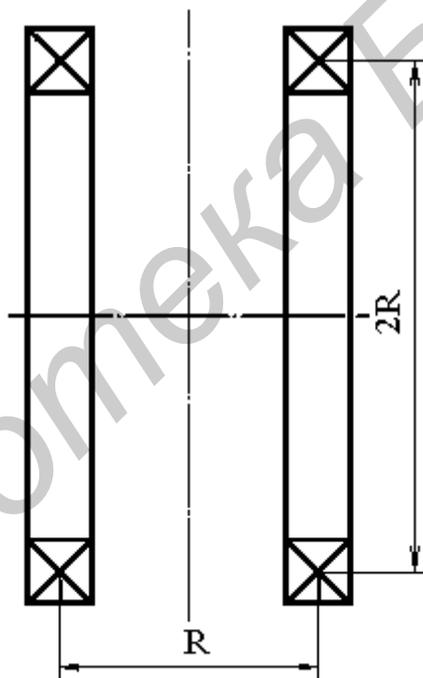


Рисунок 3.2 – Катушки Гельмгольца

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами измерительных преобразователей магнитных величин и магнитных материалов с замкнутой и разомкнутой

магнитными цепями и вопросов включения их в цепь формирования электрических сигналов.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Примеры задач

1 Измерение магнитного потока Φ_x проводилось с помощью преобразователя Холла. При этом были определены ЭДС Холла $E_x = 0,01$ В и ток $I_x = 15$ А. Определите значение магнитного потока Φ_x , если известно, что толщина пластины преобразователя Холла $h = 1,0$ мм.

2 Измерение магнитной индукции B_x однородного в пространстве магнитного поля проводилось с помощью магнитоэлектрического веберметра и измерительной катушки.

Определите значение магнитной индукции B_x . Показания $\alpha = 46$ дел., цена деления его шкалы $C_{вб} = 51$ Вб/дел, число витков катушки $w_k = 102$ вит., площадь витка $S = 12$ мм² измерительной катушки.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ И ФАЗОВЫХ СДВИГОВ В ЦИФРОВОЙ КОД

1 Цель практического занятия

1.1 Классификация методов преобразования частоты, периода, временных интервалов и отношения частот в цифровой код.

1.2 Классификация методов преобразования фазовых сдвигов в цифровой код.

1.3 Изучение принципа действия и основных характеристик измерительных преобразователей частоты, периода, временных интервалов и отношения частот в цифровой код.

1.4 Изучение принципа действия и основных характеристик измерительных преобразователей фазовых сдвигов в цифровой код.

1.5 Изучение схем включения преобразователей частоты и фазовых сдвигов в цифровой код с целью определения их функций преобразования.

1.6 Решение задач по теме практического занятия.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Преобразователи частоты в цифровой код

Опираясь на классификацию аналого-цифровых преобразователей, можно утверждать, что подавляющее большинство типов преобразователей частоты являются приборами прямого преобразования, осуществляющими счет числа идентичных событий за определенный интервал времени измерения. В зависимости от значения этого интервала (называемого иногда «временными воротами») можно выделить преобразователи мгновенных значений, измеряющие частоту f_x за один период колебаний T_x , и преобразователи средних значений, измеряющие частоту f_x путем подсчета числа периодов T_x за интервал времени измерения $T_{и} > T_x$ и деления полученного числа на $T_{и}$.

Типовая структурная схема преобразователя

Типовая структурная схема преобразователя представлена на рисунке 4.1.

Преобразование частоты в цифровой код

При преобразовании частоты сигнал подается на вход, а блок образцовой частоты (БОЧ) подключается к формирующему устройству (ФУ2). Формирующие устройства ФУ1 и ФУ2 необходимы для преобразования гармонических сигналов в короткие импульсы, соответствующие моментам перехода сигналов через нуль в одну сторону. Благодаря этому образуются периодическая последовательность импульсов с периодом T_x ФУ1, которые удобно считать при из-

мерении f_x , и импульсы, с помощью которых ФУ2 формирует интервал времени $T_{и}$ (метки времени). В качестве БОЧ применяется кварцевый генератор с системой делителей и умножителей частоты, позволяющих выбрать требуемый коэффициент деления или умножения при формировании $T_{и}$. Само формирование $T_{и}$ осуществляется с помощью устройства управления. Управление работой преобразователя может быть ручным или автоматическим.

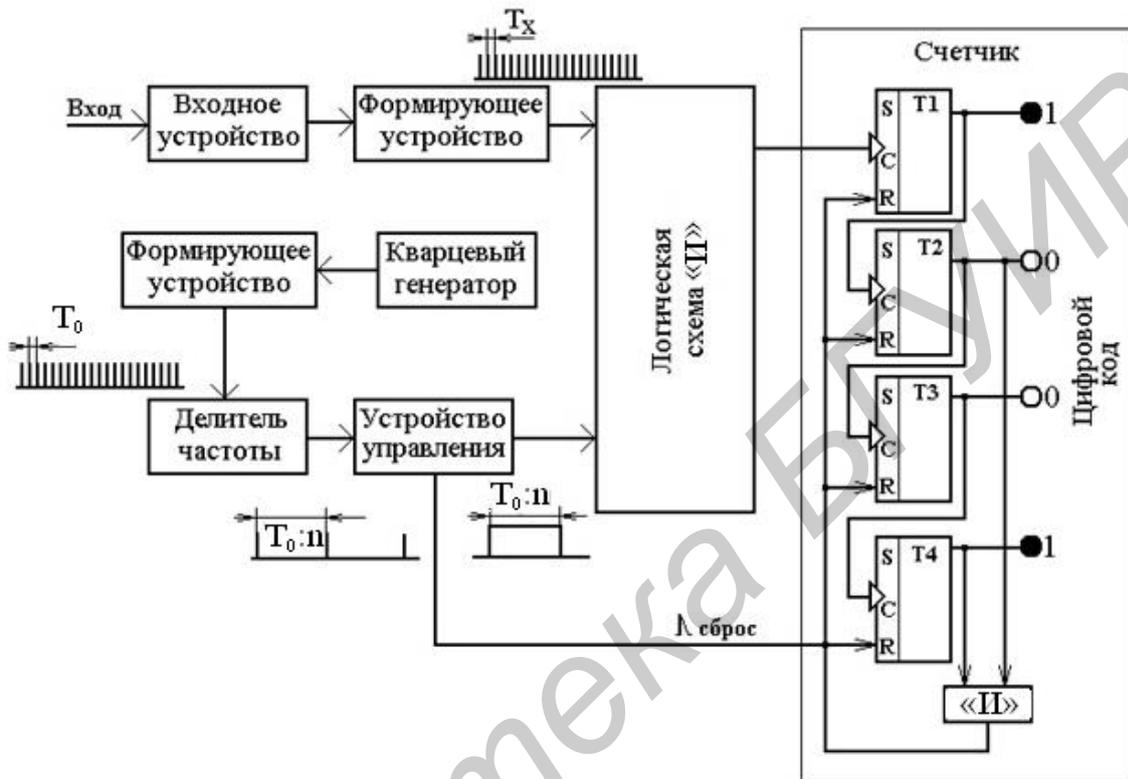


Рисунок 4.1 – Типовая структурная схема преобразователя частоты в цифровой код

Процесс преобразования наглядно поясняется временными диаграммами, приведенными на рисунке 4.2. Импульсы U_1 поступают на вход селектора, который открыт во время действия напряжения U_3 , сформированного из колебаний БОЧ U_2 . Это напряжение может иметь вид прямоугольного импульса длительностью $T_{и}$, называемого стробирующим импульсом (строб-импульсом) или меткой времени.

Таким образом, счетчик фиксирует число импульсов N (диаграмма U_4), связанное с T_x и $T_{и}$ очевидным соотношением

$$T_{и} = N \cdot T_x,$$

откуда

$$f_x = \frac{N}{T_{и}}, \quad (4.1)$$

т. е. при $T_{и} = 10^n$ с ($n = 1, 0, -1, -2, \dots$) показание счетчика соответствует f_x .

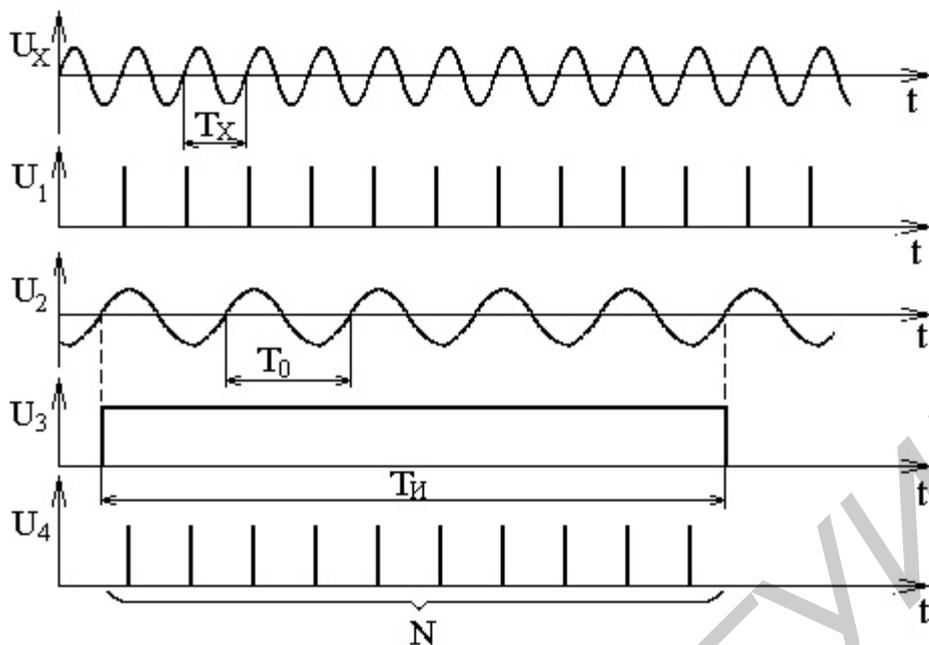


Рисунок 4.2 – Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя частоты в цифровой код

2.2 Преобразование фазового сдвига в интервал времени

Преобразование измеряемой величины в интервал времени Δt_x очень эффективно при построении средств измерений, предназначенных для измерения фазовых сдвигов.

По определению производится преобразование среднего значения φ_x за время $T_{И} > T$ и не зависящее от T (поэтому такие преобразователи называют еще преобразователями с постоянным временем измерения). Обозначим число фазовых интервалов Δt_x , попадающих в интервал времени $T_{И}$, через N_T . В этом случае $N T_{И} = T_{И}/T$, и счетчик зафиксирует общее число импульсов:

$$N = N_{\varphi_x} N_{T_{И}} = \frac{\varphi_x^0}{360^\circ} \frac{T_{И}}{T_0}. \quad (4.2)$$

Таким образом, результат преобразования φ_x не зависит от значения периода исследуемого сигнала T_x , т. е. устраняется самый существенный недостаток неинтегрирующего преобразователя. Если, кроме того, обеспечить схемным путем выполнение соотношения $T_{И}/T_0 = 36 \cdot 10^n$, то получим прямую зависимость фазового сдвига от количества сосчитанных импульсов. Рассмотрим возможные схемные решения интегрирующих преобразователей.

На рисунке 4.3 представлена упрощенная структурная схема однополупериодного интегрирующего преобразователя, реализующая алгоритм $\varphi_x \rightarrow \Delta t_x \rightarrow \text{код}$. На выходе селектора 1 образуются пачки счетных импульсов, причем число импульсов в одной пачке равно N_{φ_x} . Эти пачки поступают на вход селектора 2, который открыт во время действия стробирующего импульса. Стробирующий импульс формируется в устройстве управления из импульсов ГсЧИ,

частота следования которых предварительно понижается в $36 \cdot 10^n$ раз с помощью делителя частоты. Таким образом, $T_{\text{и}}/T_0 = 36 \cdot 10^n$, а число пачек счетных импульсов, прошедших на выход селектора 2, равно N_T . В результате счетчик фиксирует число импульсов N , прямо определяющее измеряемое значение φ_x .

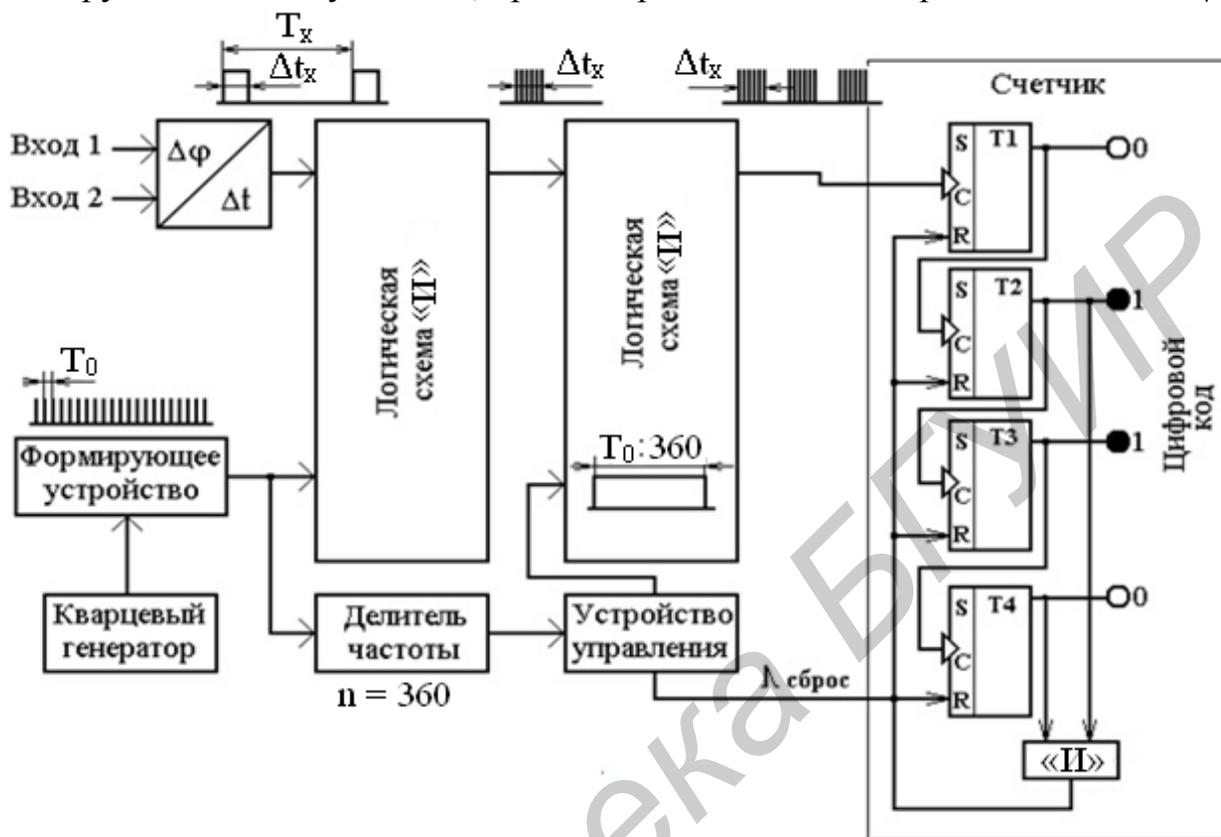


Рисунок 4.3 – Структурная схема однополупериодного преобразователя

В практике проектирования преобразователей фазовых сдвигов наряду со схемой (см. рисунок 4.3) широкое применение находит схема, реализующая алгоритм $\varphi_x \rightarrow \Delta t_x \rightarrow$ цифровой код. На возможность такой реализации было указано при характеристике самого метода преобразования φ_x в Δt_x . Структурно она реализуется достаточно просто, если преобразователи на рисунке 4.3 дополнить фиксаторами U_{T1} и U_{T2} по уровню (для минимизации погрешности преобразования $\Delta t_x \rightarrow U_{x=}$), сумматорами U_{T1} и U_{T2} (для двухполупериодного интегрирующего преобразователя) и фильтром нижних частот (интегратором), выделяющим постоянную составляющую полученной периодической последовательности нормированных по амплитуде прямоугольных импульсов. Потенциально такой интегрирующий преобразователь менее точен по сравнению с предыдущим (за счет дополнительного преобразования $\Delta t_x \rightarrow U_{x=}$). Однако практические схемы фазометров имеют аналогичные характеристики и обеспечивают измерение φ_x в диапазоне низких радиочастот и радиочастот с основной погрешностью не более $\pm 1^\circ$. Она в $\sqrt{N_{Tи}}$ раз меньше погрешности неинтегрирующих преобразователей (за счет уменьшения погрешности дискретности). Во

столько же раз выше верхняя граница диапазона частот интегрирующих преобразователей. Основным недостатком интегрирующих преобразователей по сравнению с неинтегрирующими – пониженное быстродействие, поскольку для достижения высоких характеристик требуется, как правило, обеспечение $T_{и} \gg T$.

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами преобразователей частоты, периода, отношения частот и фазовых сдвигов в цифровой код. Обратит при этом особое внимание именно вопросам преобразования последовательности счетных импульсов в цифровой код, используя схемы счетчиков импульсов (рисунки 4.4 и 4.5).

Время – 30 минут.

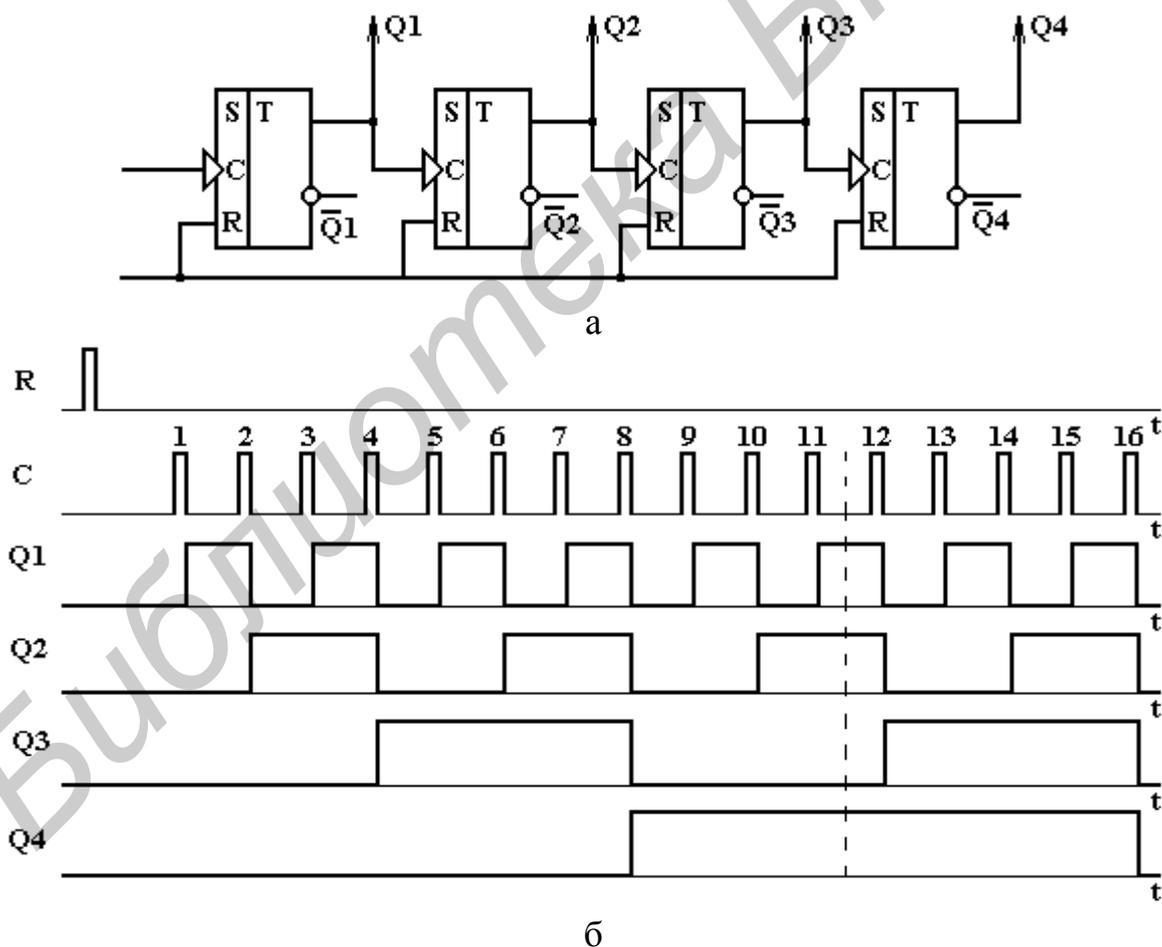


Рисунок 4.4 – Структурная схема (а) и диаграммы работы (б) двоичного асинхронного счетчика

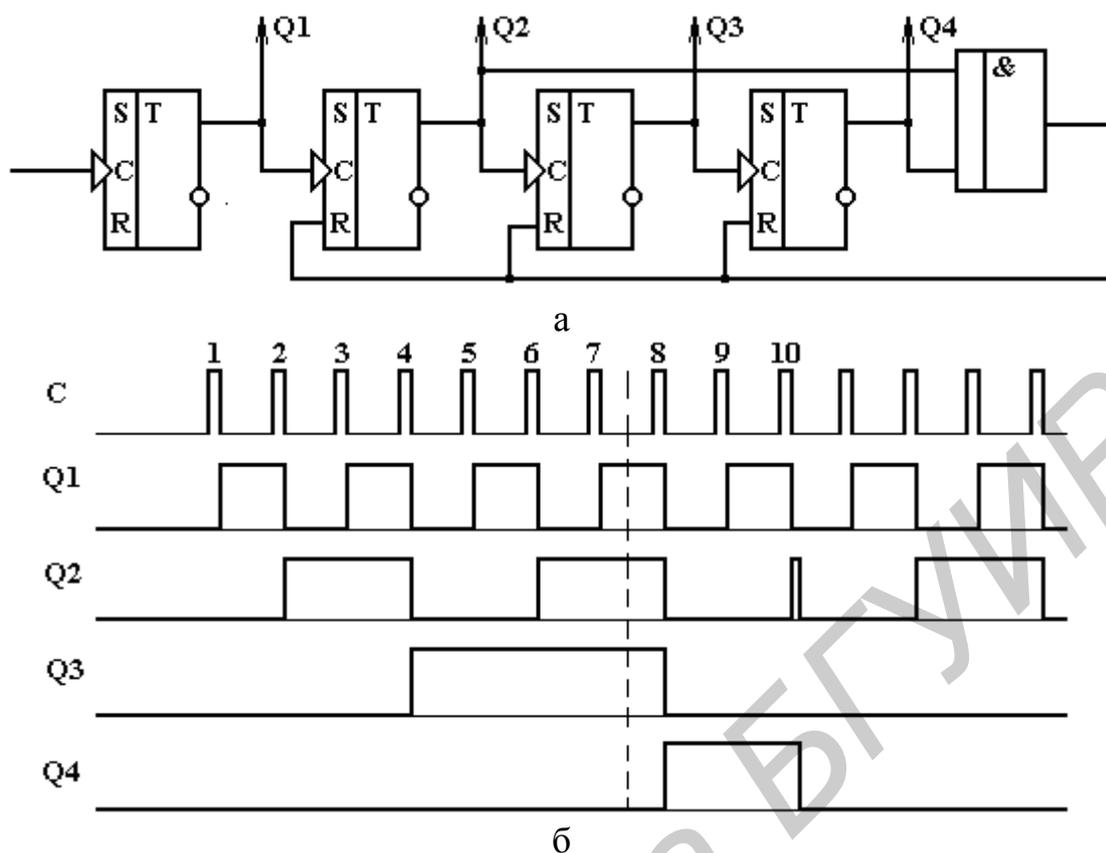


Рисунок 4.5 – Структурная схема (а) и временная диаграмма (б), характеризующие работу декадного асинхронного счетчика в коде 8–4–2–1

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Примеры задач

1 На аналого-цифровой преобразователь частота → цифровой код подан сигнал с частотой f_x . В результате преобразования на выходе счетчика был зафиксирован цифровой код в двоично-десятичной системе 0111 0011.

Определить частоту преобразуемого сигнала f_x и погрешность ее преобразования, если известны частота кварцевого генератора $f_0 = 1$ МГц, коэффициент деления делителя частоты 10^5 , нестабильность частоты кварцевого генератора $\delta_0 = 5 \cdot 10^{-6}$. Привести структурную схему преобразователя и временные диаграммы его работы.

2 Измерение разности фаз производится неинтегрирующим цифровым фа-

зомером с генератором счетных импульсов частоты $f_0 = 3,6$ МГц.

Определить частоту, на которой проводились измерения, если разрешающая способность фазометра $n = 10$ ед/град.

3 Определить время измерения T_u цифрового интегрирующего фазометра, если он имеет разрешающую способность $n = 100$ ед/град и частоту опорного кварцевого генератора $f_0 = 3,6$ МГц. Найти также относительную погрешность измерения фазового сдвига $\varphi_x = 165,5^\circ$, если нестабильность частоты опорного кварцевого генератора $\delta_0 = \pm 1,2 \cdot 10^{-5}$.

Библиотека БГУИР

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЙ

1 Цель практического занятия

- 1.1 Классификация методов преобразования напряжения в цифровой код.
- 1.2 Изучение аналого-цифрового преобразователя параллельного действия.
- 1.3 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего время-импульсный метод преобразования.
- 1.4 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего частотно-импульсный метод преобразования.
- 1.5 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего кодо-импульсный метод преобразования.
- 1.6 Изучение схем включения преобразователей напряжения в цифровой код с целью определения их функций преобразования.
- 1.7 Решение задач по теме практического занятия.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Преобразование напряжения постоянного тока в цифровой код

Самый быстрый метод преобразования аналогового сигнала (метод непосредственного считывания) в цифровой состоит в подаче аналогового напряжения постоянного тока $U_{вх}$ на набор параллельных компараторов напряжения с различными порогами срабатывания (рисунок 5.1). Пороги срабатывания формируются путем деления опорного напряжения постоянного тока $U_{оп}$ с помощью делителя напряжения, образованного набором последовательно соединенных резисторов R . Затем сигнал с выходов компараторов K поступает в логическую схему (шифратор) и превращается в цифровой код, несущий информацию о значении преобразованного аналогового напряжения.

В этом методе входной сигнал сравнивается одновременно со всеми пороговыми уровнями с помощью компараторов, смещенных по уровню опорного сигнала на 1 МЗР относительно друг друга.

Смещение в преобразователе обеспечивается путем использования генератора опорного сигнала и прецизионной резистивной схемы. При подаче аналогового сигнала на вход АЦП-компараторы, смещенные выше уровня входного сигнала, имеют на выходе логический 0, а смещенные ниже этого уровня – логическую 1. Так как все компараторы изменяют свое состояние одновременно, процесс квантования осуществляется за один шаг. Быстродействующий шифратор преобразует выходные сигналы компараторов в выходной сигнал всего АЦП. Скорость преобразования в этом случае достигает 100 МГц при 8-разрядном разрешении. Однако разрешение монолитных параллельных пре-

образователей ограничено из-за большого числа требуемых компараторов (255 для 8-разрядного АЦП).

Этот процесс называется импульсным преобразованием и является очень быстродействующим, но также и дорогим, поскольку требует для своей реализации значительного количества электронных схем. В основе метода лежит принцип шкалы, аналогичный тому, который используется при считывании измерительной информации со стрелочного прибора. Роль шкалы в АЦП выполняет набор компараторов (К), каждый из которых сравнивает входной сигнал со своим уровнем квантования.

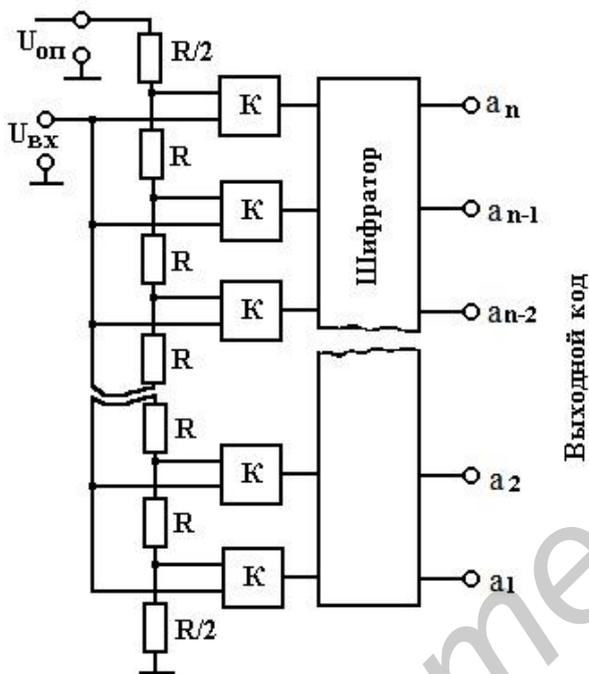


Рисунок 5.1 – АЦП, реализующий метод непосредственного считывания

Состояния компараторов преобразуются шифратором в выходной код. Быстродействие АЦП непосредственного считывания достигает $2 \cdot 10^{-8}$ с при 64 уровнях квантования и 10^{-7} с при 256 уровнях.

Преобразователи, реализующие времяимпульсный метод преобразования

В АЦП, реализующих времяимпульсный метод преобразования, измеряемая величина (в данном случае $U_{x=}$) предварительно преобразуется в пропорциональный ей интервал времени путем сравнения со значением известной величины, изменяющейся по определенному закону. Затем полученный интервал времени (также аналоговая величина)

на) непосредственно преобразуется в цифровой код.

Таким образом, преобразователи, реализующие этот метод, должны быть отнесены к средствам измерения прямого преобразования. Среди них встречаются как преобразователи мгновенного значения, так и преобразователи с аналоговым интегрированием и усреднением результатов преобразования.

Неинтегрирующий преобразователь – это преобразователь мгновенного значения с типовой структурной схемой, приведенной на рисунке 5.2. Синхронная работа всех узлов вольтметра обеспечивается с помощью управляющего устройства (УУ), причем управление может быть как ручным, так и автоматическим. В первом случае измерения будут однократными, а во втором – периодически повторяющимися через определенный промежуток времени.

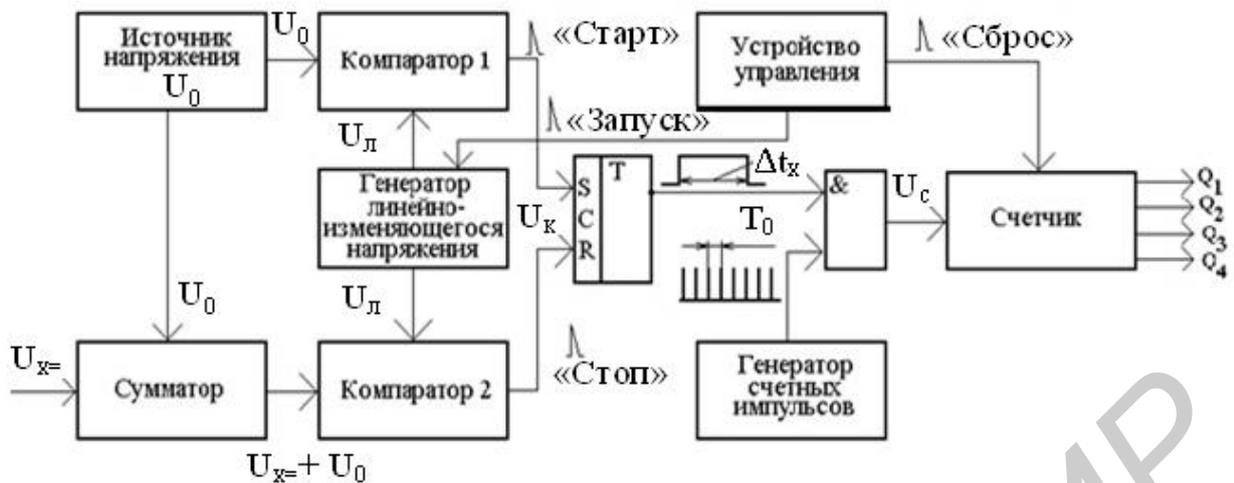
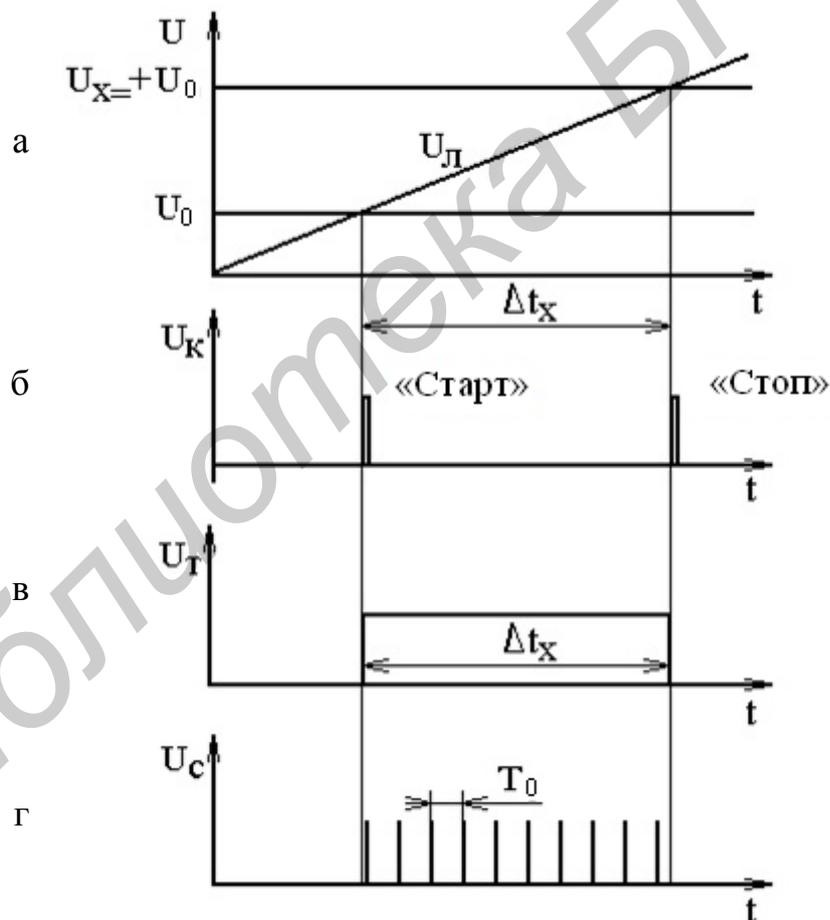


Рисунок 5.2 – Неинтегрирующий преобразователь, реализующий метод времяимпульсного преобразования



а – сравнение напряжений U_x и U_L при преобразовании во временной интервал Δt_x ; б – импульсы на выходе компараторов; в – времязадающий импульс на выходе триггера; г – счетные импульсы

Рисунок 5.3 – Временные диаграммы, характеризующие работу интегрирующего преобразователя с времяимпульсным преобразованием

Тактовый импульс УУ сбрасывает на нуль показания счетчика, полученные во время предыдущего такта, и запускает генератор линейно изменяющегося напряжения $U_{\text{л}}$ (ГЛИН), с которым и осуществляется сравнение $U_{\text{х=}}$ при преобразовании его во временной интервал (рисунок 5.3, а). Это сравнение производится в сравнивающих устройствах – *компараторах* К1 и К2, причем компаратор К1 имеет уровень срабатывания U_0 , а компаратор К2 – уровень срабатывания $U_{\text{х=}} + U_0$. При $U_{\text{л}} = U_0$ срабатывает К1 и образуется старт-импульс (рисунок 5.3, б), который открывает селектор.

С этого момента времени начинается подсчет счетчиком импульсов, поступающих через открытый селектор от генератора счетных импульсов (ГсЧИ). Импульсы следуют с периодом T_0 , определяющим шаг квантования в данной схеме (рисунок 5.3, г). Подсчет их продолжается до тех пор, пока $U_{\text{л}}$ не возрастет до значения $U_{\text{л}} = U_{\text{х=}} + U_0$. В этот момент времени срабатывает компаратор К2 и образуется стоп-импульс (см. рисунок 5.3, б), который закрывает селектор. Подсчет импульсов генератора счетных импульсов прекращается, счетчик фиксирует некоторое число импульсов N , которое по команде УУ подается на выход преобразователя (например, для воспроизведения результата измерения в цифровой форме или для дальнейшего преобразования).

Как видно из рисунка 5.3, измеряемое напряжение $U_{\text{х=}}$ преобразовалось в интервал времени $\Delta t_{\text{х}}$, причем $U_{\text{х=}} = k\Delta t_{\text{х}}$, где $k = \frac{dU_{\text{л}}}{dt}$. В свою очередь, $\Delta t_{\text{х}} = N \cdot T_0$, т. Е. в результате $U_{\text{х=}} = kT_0N$. При $kT_0 = \text{const}$ показание счетчика прямо пропорционально $U_{\text{х=}}$, а при $kT_0 = 1$ – равно преобразованному напряжению в вольтах.

На примере схемы (см. рисунок 5.2) можно указать основные источники погрешностей времяимпульсных преобразователей:

- погрешность дискретности;
- погрешность меры ($T_0 \neq \text{const}$), в качестве которой в современных типах преобразователей применяют кварцевые ГсЧИ;
- погрешность преобразования $U_{\text{х=}}$ в $\Delta t_{\text{х}}$, определяемая нелинейностью $U_{\text{л}}$ ($k \neq \text{const}$) и погрешностью компараторов (временное положение старт- и стоп-импульса). Применение двух компараторов позволяет исключить с помощью U_0 начальный нелинейный участок $U_{\text{л}}$ и значительно компенсировать нестабильность их характеристик;
- погрешность за счет наложения на $U_{\text{х=}}$ гармонической помехи $U_{\text{п}}$ с амплитудой U_{nm} . В неблагоприятном случае эта погрешность может оказаться равной $U_{\text{nm}}/U_{\text{х=}}$, т. Е. должны предусматриваться эффективные меры обеспечения помехозащищенности.

Преобразователи с **аналоговым интегрированием** позволяют определить среднее значение измеряемого напряжения за определенный фиксированный интервал времени (интервал интегрирования). Распространенным способом аналогового интегрирования является двухтактное интегрирование, называемое еще двойным, двукратным, двухшаговым и поочередным. Упрощенная струк-

турная схема такого преобразователя приведена на рисунке 5.4, а временные диаграммы его работы показаны на рисунке 5.5.

Как видно из рисунка 5.4, тактовый импульс УУ сбрасывает предыдущее показание счетчика и через триггер Т1 (триггер начала и конца счета) запускает ГсЧИ, а через триггер Т2 замыкает ключ КЛ1 (старт-импульс на рисунке 5.5, а). В результате преобразуемое напряжение $U_{X=}$ подается на вход интегратора и начинается разряд интегрирующего конденсатора от начального (опорного) уровня U_0 с постоянной времени τ (рисунок 5.5, б). Процесс продолжается до момента времени t_2 , соответствующего поступлению на счетчик k -го импульса ГсЧИ. Этот импульс (импульс переполнения на рисунке 5.5, д) возвращает счетчик в исходное состояние, а через триггеры Т2 и Т3 размыкает ключ КЛ1 и замыкает ключ КЛ2. Временные диаграммы работы КЛ1 и КЛ2 показаны на рисунке 5.5, в, г. Работа интегратора в промежуток времени $(t_2 - t_1)$, являющийся первым тактом (шагом) интегрирования, может быть описана уравнением

$$U_{И} = U_{mn} = U_0 - \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} U_{X=} dt = U_0 - \frac{t_2 - t_1}{\tau} U_{X=}. \quad (5.1)$$

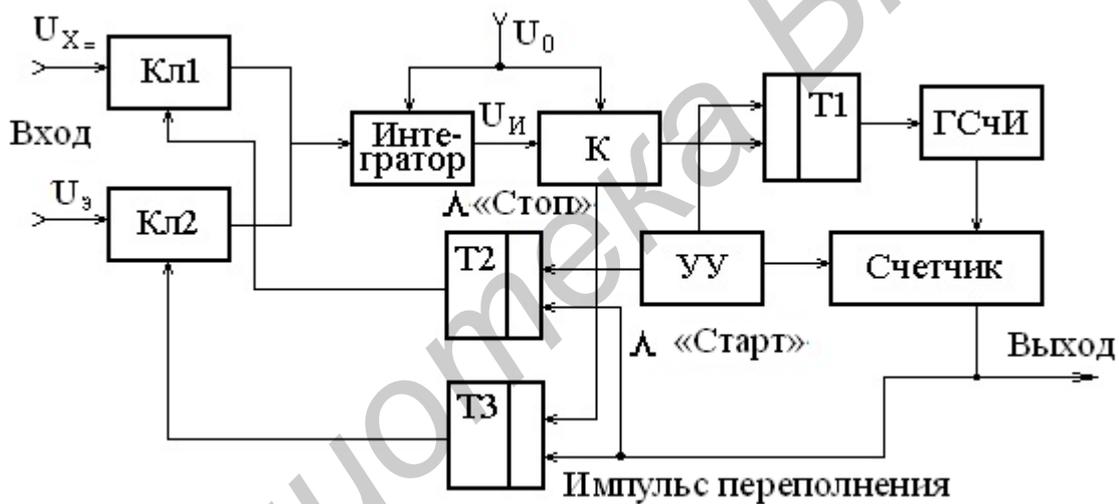


Рисунок 5.4 – Структурная схема преобразователя с двухтактным интегрированием

Начиная с момента времени t_2 ко входу интегратора подключается источник постоянного образцового напряжения U_{\ominus} (см. рисунок 5.4) с полярностью, обратной полярности $U_{X=}$. Начинается второй такт интегрирования, но теперь интегрируется U_{\ominus} . Этот процесс продолжается до момента времени, когда $U_{И} = U_0$ (t_3 на рисунке 5.5, б), и может быть описан уравнением

$$U_{И} = U_0 = U_{min} - \frac{1}{\tau} \int_{t_1}^{t_2} U_{\ominus} dt = U_{min} - \frac{t_2 - t_1}{\tau} U_{\ominus}. \quad (5.2)$$

В момент времени t_3 срабатывает компаратор К и образуется стоп-импульс, который через Т1 останавливает ГсЧИ, а через триггер Т3 размыкает ключ КЛ2.

Напряжение U_0 отключается от интегратора, и счетчик фиксирует количество импульсов:

$$N = \frac{t_3 - t_2}{T_0}. \quad (5.3)$$

Для первого такта интегрирования аналогично можно записать

$$k = \frac{t_2 - t_1}{T_0}. \quad (5.4)$$

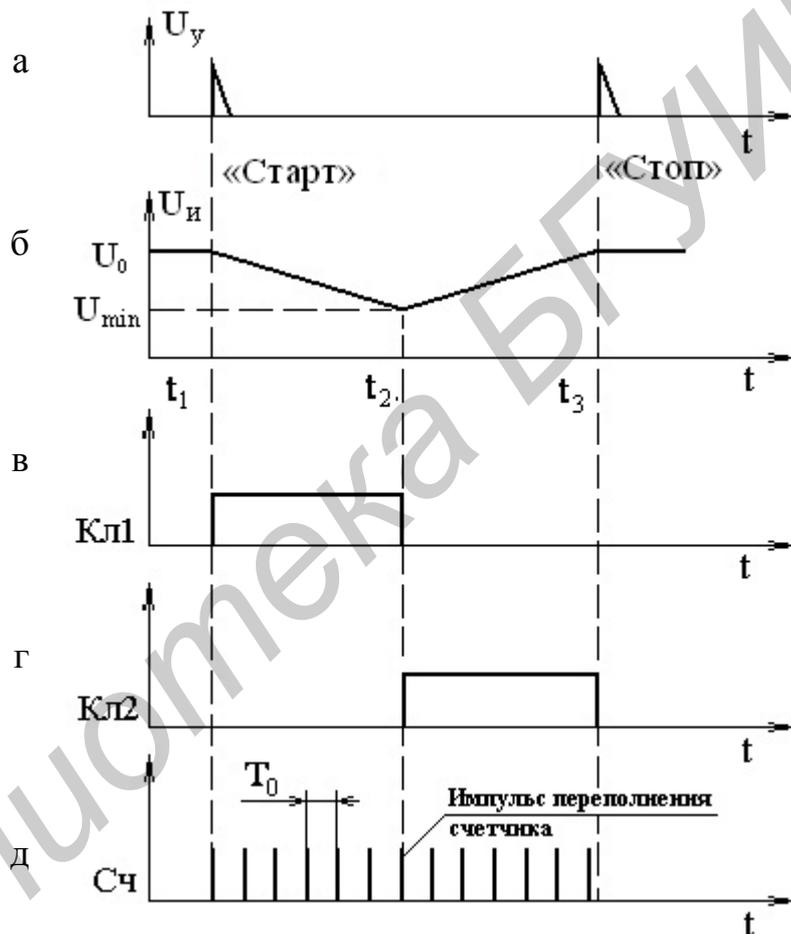


Рисунок 5.5 – Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя с двухтактным преобразованием

В результате из уравнений (5.1–5.4) следует, что

$$U_{X_2} = \frac{U_0}{k} N, \quad (5.5)$$

т. е. при постоянных U_0 и k (например $k = 1000$) значение преобразуемого напряжения равно количеству счетных импульсов. При этом результат измере-

ния, как видно из уравнения (5.5), не зависит от стабильности параметров интегратора.

Кроме того, при (t_2-t_1) , равном целому числу периодов U_{Π} (помехой чаще всего является напряжение сети или его гармоники), он будет свободен от погрешности за счет U_{Π} , так как в этом случае

$$\int_{t_1}^{t_2} U_{\Pi}(t)dt = 0. \quad (5.6)$$

Преобразователи с *усреднением результатов* позволяют существенно повысить точность и помехозащищенность за счет обработки результатов многократных наблюдений. Рассмотрим упрощенно схему преобразователя с усреднением мгновенных значений $U_{x=}$ (рисунок 5.6). Процесс усреднения можно рассматривать как цифровое интегрирование.

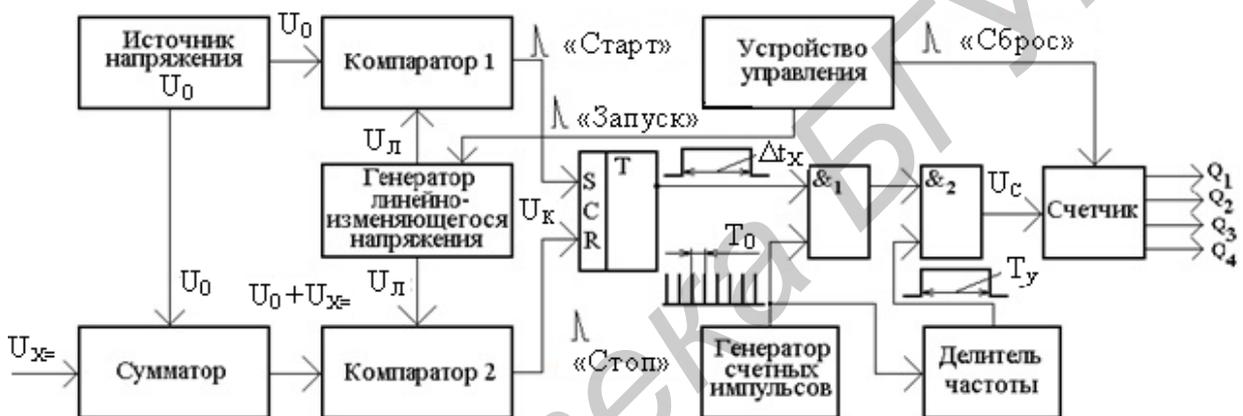


Рисунок 5.6 – Структурная схема аналого-цифрового преобразователя с усреднением мгновенных значений измеряемого напряжения

Как видно из рисунка 5.6, структурная схема преобразователя с усреднением базируется на схеме неинтегрирующего преобразователя с время-импульсным преобразованием. Управляющее устройство не только обеспечивает синхронную работу всех узлов, но и определяет время усреднения T_y путем подачи сигнала U_y на схему совпадения, выполняющую функции селектора. На второй вход схемы совпадения подаются импульсы длительностью Δt_{xi} , сформированные в аналоговой части с помощью уже известных узлов.

На третий вход схемы совпадения поступают импульсы от ГсЧИ. Временные диаграммы, характеризующие работу преобразователя, приведены на рисунке 5.7. Видно, что на выходе схемы совпадения образуются пачки счетных импульсов T_0 . Они поступают на счетчик, где производится счет импульсов и усреднение за время T_y . Очевидно,

$$\bar{U}_{x=} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_{x=i}, \quad (5.7)$$

где $n = T_y / \Delta t_{xi}$ – число усредняемых измерений;

$$U_{X_i} = k \Delta t_{xi} = k T_0 N_{X_i}.$$

Таким образом,

$$\bar{U}_{X=} = k T_0 \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n N_{X_i} = k T_0 \bar{N}. \quad (5.8)$$

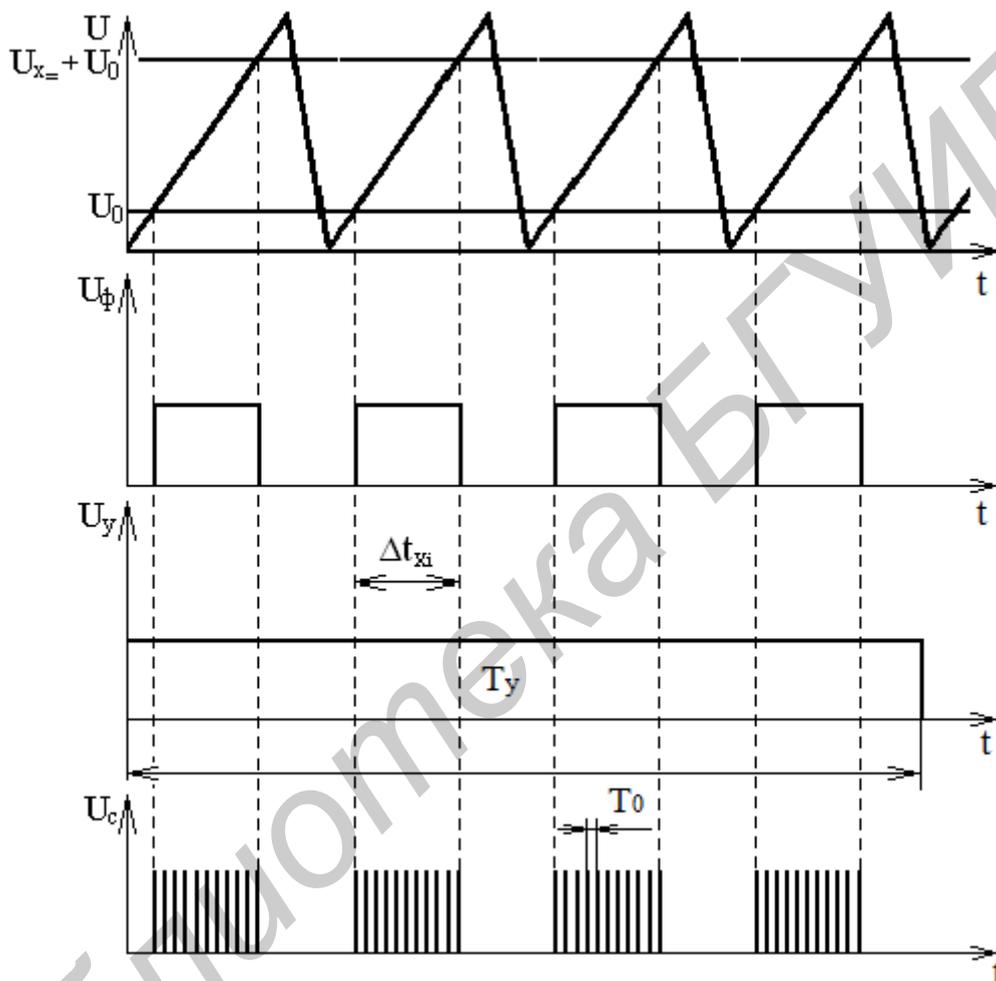


Рисунок 5.7 – Временные диаграммы, характеризующие работу аналого-цифрового преобразователя с усреднением

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами преобразователей напряжения в цифровой код. Уделить при этом особое внимание именно вопросам преобразования последовательности счетных импульсов в цифровой код.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Примеры задач

1 При измерении постоянного напряжения цифровым вольтметром частотно-импульсного преобразования на выходе компаратора за временной интервал $T_{и}$ было сформировано N импульсов.

Определить значение постоянного напряжения, поданного на вход частотно-импульсного преобразователя, имеющего пороговое напряжение компаратора $U_о$ и начальное напряжение интегратора E .

Определить погрешность измерения напряжения, обусловленную погрешностью дискретности. Значения $T_{и}$, $U_о$ и E приведены в таблице 5.1.

2 При измерении постоянного напряжения цифровым вольтметром кодоимпульсного преобразования на выходе декадного счетчика был получен двоично-десятичный код $N_{дд}$. Цифроаналоговый преобразователь, формирующий компенсирующее напряжение $U_к$, выполнен по четырехразрядной десятичной схеме с весовыми коэффициентами 8–4–2–1. Младший разряд соответствует 1 мВ.

Определить измеренное значение постоянного напряжения и погрешность его измерения, обусловленную погрешностью дискретности. Значения $N_{дд}$ приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Параметр	Вариант									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
N	500	100	200	150	300	250	400	70	80	90
$T_{и}, с$	0,01	0,10	1,00	0,01	0,10	1,00	0,01	0,10	1,00	0,01
$F_{пов}, МГц$	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
$V_к, В/с$	0,010	0,001	0,020	0,030	0,040	0,050	0,060	0,070	0,080	0,090
$E, В$	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
$U_о, В$	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
$N_{дд}$	0101	0001	0011	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
	0011	0101	1001	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
	0001	0011	1000	0001	0001	0001	0001	0001	0001	0001
	1001	0101	0100	1001	1001	1001	1001	1001	1001	1001

Информация, содержащаяся в выделенной строке таблицы 5.1, соответствует младшему разряду счета цифрового вольтметра.

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

1 Цель практического занятия

- 1.1 Классификация методов преобразования цифрового кода в напряжение.
- 1.2 Цифроаналоговые преобразователи, реализованные на дискретных резистивных элементах.
- 1.3 Цифроаналоговые преобразователи на основе резистивной матрицы R-2R.
- 1.4 Изучение схем включения преобразователей цифрового кода в напряжение с целью определения их функций преобразования.
- 1.5 Решение задач по теме практического занятия.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Цифроаналоговые преобразователи

Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует цифровой сигнал в аналоговый. Цифровой сигнал, представленный $n + 1$ битами параллельно, в некоторый фиксированный момент времени имеет значение

$$N = (a_n a_{n-1} \dots a_1 a_0).$$

Если не рассматривать дробные числа и числа со знаком, то цифроаналоговое преобразование описывается следующим простым соотношением:

$$U_A = U_0 N = U_0 \sum_{i=0}^n a_i 2^i,$$

где U_0 – малое фиксированное приращение напряжения;

U_A – аналоговое напряжение на выходе ЦАП.

График, характеризующий передаточную характеристику ЦАП, приведен на рисунке 6.1. Цифровой сигнал N может принимать только конечное число дискретных значений. Минимальный шаг, с которым может увеличиваться U_A , равен U_0 .

На рисунке 6.2 показана простая реализация ЦАП. Цифровой вход N состоит из всех битов a_i ($i = 0, 1, \dots, n$). Если $a_i = 1$, то соответствующий переключатель a_i подключен к отрицательному напряжению – U_R , если же $a_i = 0$, то переключатель коммутируется на землю. Так как коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи A_0 очень велик, в узле S реализуется состояние виртуального замыкания. Ток во входной цепи этого усилителя, пре-

образующего ток в напряжение, равен сумме токов, протекающих по всем резисторам R_i , для которых $a_i = 1$. Этот ток равен

$$I = -\sum_{i=0}^n \frac{a_i U_R}{R_i}.$$

Следовательно, аналоговое выходное напряжение $U_A = -I \cdot R_r$. Для того чтобы выполнялось равенство $U_A = U_0 \cdot N$, выбираем сопротивление резистора R_i вдвое больше сопротивления последующего резистора R_{i+1} . Так, если $R_0 = R$, то $R_1 = R/2$, $R_2 = R/4$, $R_i = 2^{-i}R$. Тогда для U_A находим

$$U_A = \frac{U_R R_i}{R} \sum_{i=0}^n a_i 2^i.$$

У преобразователя с 11-битовым входом $n = 10$. При $U_R = 5$ В, $R_i = 1$ кОм и $R_0 = R = 1$ Мом наименьший шаг приращения напряжения $U_0 = 5$ мВ. Наименьшее сопротивление имеет резистор R_{10} , оно соответствует старшему разряду a_{10} и должно быть в 2^{10} раз меньше, чем сопротивление резистора R_0 , т. е. $R_{10} = 1/1024$ Мом. (Здесь следует иметь в виду, что i – это нижний индекс в обозначении отдельных разрядов a_i , $i = 1, 2, \dots, n$). Так что всего имеется $n + 1$ бит.

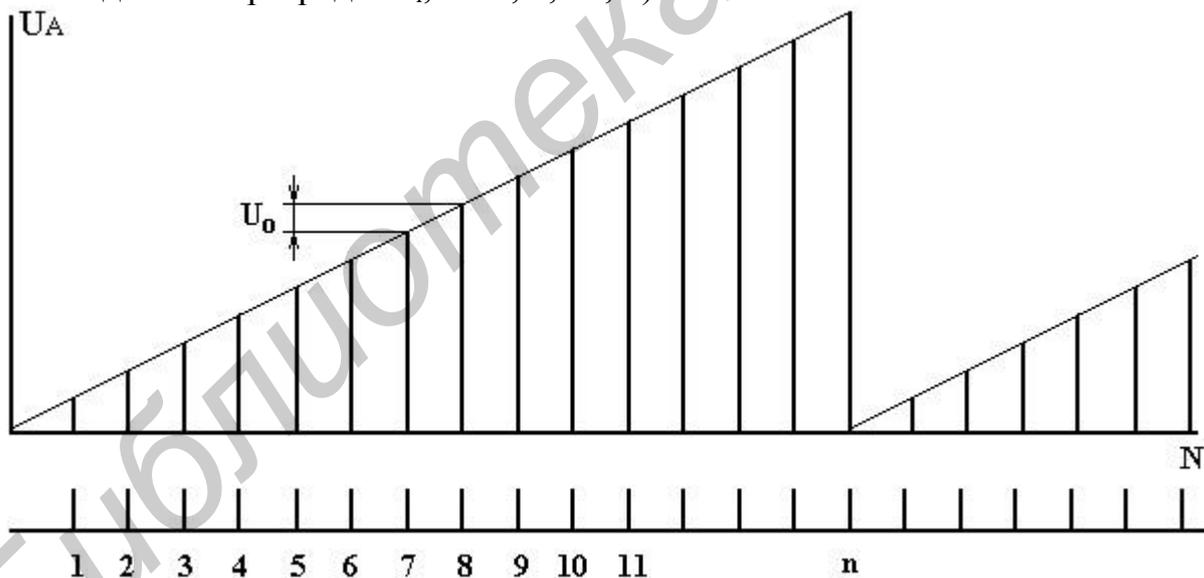


Рисунок 6.1 – Передаточная характеристика ЦАП

Основной недостаток такого ЦАП состоит в том, что соотношение между наибольшим сопротивлением (R_0) и наименьшим (R_n) становится слишком большим с практической точки зрения, когда число бит велико. При $n+1$ битах это соотношение равно $R_0/R_n = 2^n$. Когда размеры резисторов малы (например, при изготовлении их методом тонкопленочной технологии), трудно точно обеспечить требуемое значение сопротивления в таком широком диапазоне значений. Резисторы с наименьшими сопротивлениями R_n , R_{n-1} , которые соот-

ветствуют битам с наибольшим весом a_n, a_{n-1} , должны быть определены особенно точно по отношению к резистору обратной связи R_{oc} .

Разрешающая способность ЦАП равна отношению максимального выходного напряжения к шагу приращения напряжения U_0 . Таким образом, разрешающая способность r равна

$$r = \sum_{i=0}^n 2^i = 2^{n+1} - 1.$$

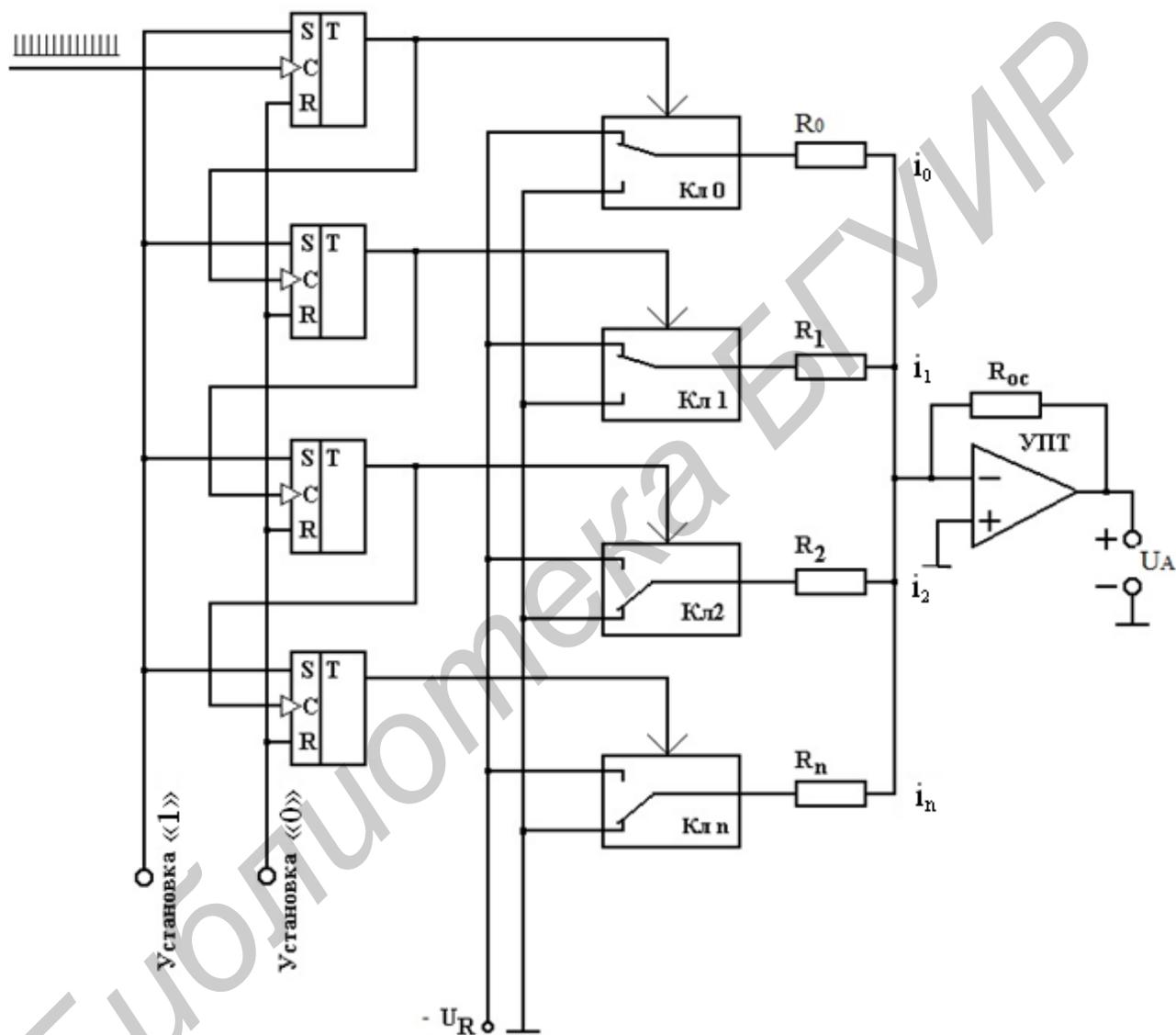


Рисунок 6.2 – Реализация ЦАП, в котором сопротивление каждого резистора R_i соответствует весу двоичной цифры или бита

Очевидно, что разрешение ЦАП должно быть достаточно высоким, чтобы обеспечить требования, предъявляемые к точности измерительной системы. Если бы сопротивления всех резисторов ЦАП были выдержаны с исключительно высокой точностью, но разрешающая способность была бы низкой, то точность ЦАП полностью определялась бы большой ошибкой квантования, как следствие низкого разрешения. Если допустимую относительную погрешность

значения $U_A = U_0 \cdot N$ обозначить через ϵ , то разрешающая способность должна удовлетворять неравенству $r \geq 1/\epsilon$.

Погрешность ЦАП, изображенного на рисунке 6.2, с указанными выше сопротивлениями резисторов может достигать приблизительно 10^{-3} . Это требует разрешения 10^3 , т. е. по крайней мере, 10 бит, поскольку $2^{10} - 1 = 1023$.

На рисунке 6.3 приведена схема ЦАП, в которой используются резисторы только двух различных номиналов.

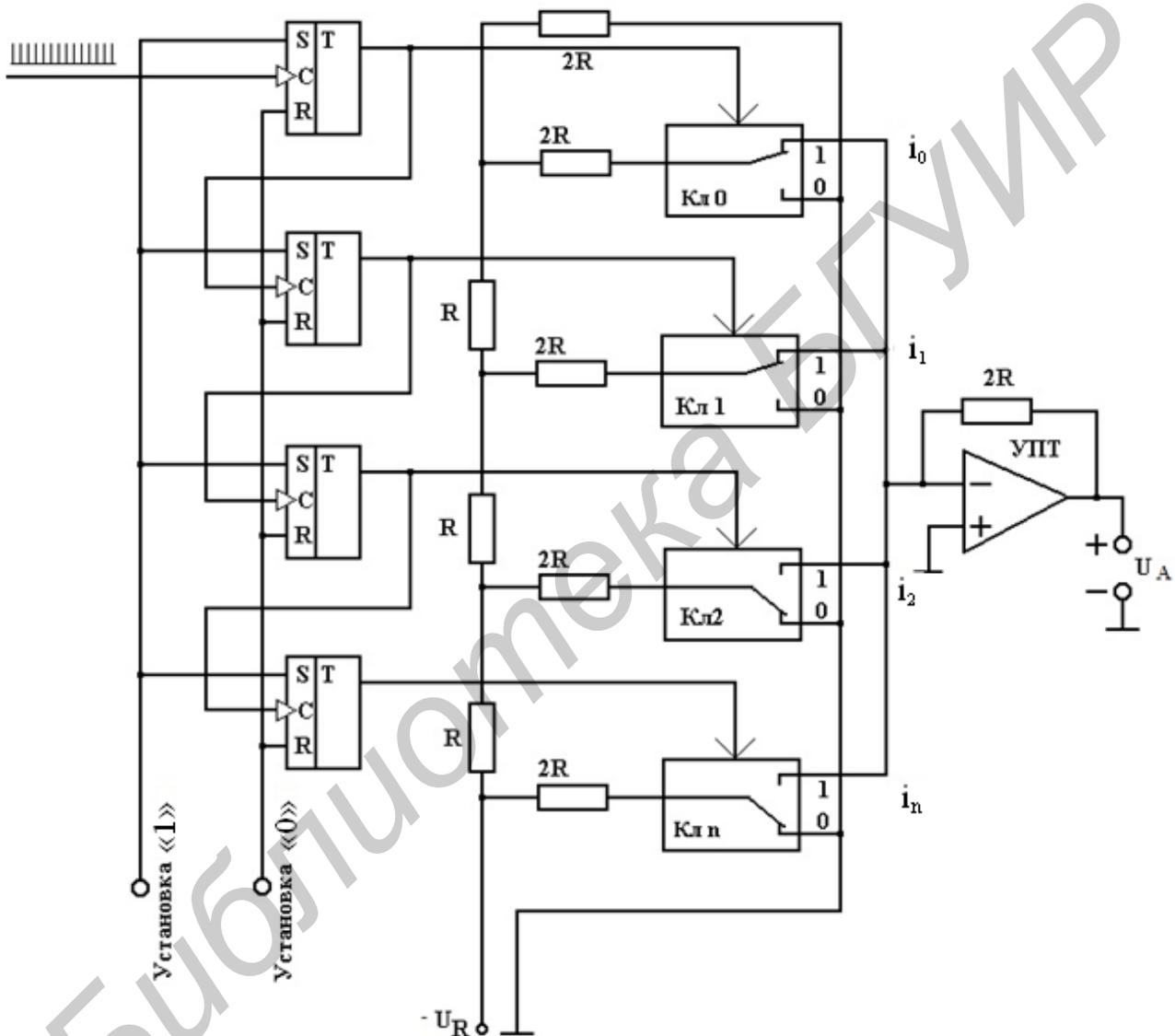


Рисунок 6.3 – Цифроаналоговое преобразование с использованием резисторной матрицы R-2R

Схема состоит из резистивной матрицы и усилителя, преобразующего ток в напряжение. Очевидно, что сопротивление участка матрицы вправо от узлов 0, 1, 2, ..., n остается одним и тем же (равным $2R$), независимо от номера узла, так как потенциал в точке переключения всегда равен потенциалу земли (независимо от того, установлено $a_i = 0$ или $a_i = 1$). Как следствие, ток в каждом узле 0, 1, 2, ..., n

будет делиться поровну между равными резисторами с $2R$ сопротивлением вправо от узла и с сопротивлением $2R$, подключенным к переключателю. Ток, текущий от источника опорного напряжения U_R к n -му узлу, равен $-U_R/R$. В этой точке он делится поровну на два тока величиной $-U_R/2R$, причем один из них течет через переключатель, положение которого определяется значением бита a_n , а другой – в остальную часть матрицы, вправо от этого узла. Этот процесс повторяется в узле $n - 1$, так что ток через резистор и переключатель, относящийся к биту a_{n-1} , становится равным $-U_R/4R$ и т. д. Эти токи суммируются на виртуально заземленном входе операционного усилителя. Ток, соответствующий младшему разряду a_0 , равен $-U_R/2^{n+1}R$ и им определяется минимально возможный шаг напряжения U_0 на выходе. Для этого минимального шага получаем: $U_0 = U_R/2^n$, следовательно, функция передачи ЦАП в целом равна

$$U_A = -2R \sum_{i=0}^n \frac{-a_i U_R}{2R 2^{n-i}} = U_0 \sum a_i 2^i.$$

В этой схеме требуется, чтобы отношение сопротивлений резисторов R и $2R$ -резистивной матрицы, относящихся к старшим битам a_n, a_{n-1}, \dots , к сопротивлению резистора обратной связи $2R$ выдерживалось точно. Так как здесь используются только два номинала резисторов, у такого ЦАП точность может быть гораздо большей, чем в предыдущем случае. Достижима погрешность ниже 10^{-4} . Хотя в этом случае необходимо обеспечить по крайней мере 14-битное разрешение, так как $2^{14} = 16384$.

В модели ВОС эти преобразователи, так же как и АЦП, являются компонентами физического уровня, но в отличие от последних выполняют обратную операцию – ретрансляцию информации из цифрового сигнала в аналоговый, ЦАП служат не только для управления объектом исследования, но и для сопряжения измерительной системы с аналоговыми периферийными устройствами. Кроме того, ЦАП придает измерительной системе дополнительную метрологическую гибкость, наделяя эту систему способностью перенастраиваться с режима измерения на режим воспроизведения физической величины. Например, КИС, содержащая в своем составе прецизионный ЦАП, может работать в режиме программно перестраиваемой меры напряжения.

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время – 15 минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами преобразователей цифрового кода в напряжение и сопротивление.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисци-

плине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Пример задачи

При преобразовании цифрового кода, приведенного в таблице 6.1, в напряжение исследуемого сигнала с помощью цифроаналогового преобразователя после перебора 12-ти двоичных разрядов с весовыми коэффициентами 8–4–2–1 на его выходе было зафиксировано напряжение U_x .

Определите значение преобразованного напряжения и погрешность его преобразования. Приведите структурную схему цифроаналогового преобразователя и поясните принцип его работы с учетом значения преобразуемого напряжения.

Таблица 6.1

№ варианта	Цифровой код	№ варианта	Цифровой код
1	000100100001	6	010100110100
2	001001010000	7	001110011011
3	001101110011	8	011110101000
4	010000110110	9	100110010111
5	010100011001	10	000000111000

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ

1 Цель практического занятия

- 1.1 Классификация электрических информационных сигналов.
- 1.2 Изучение аналого-цифрового преобразователя параллельного действия.
- 1.3 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего время-импульсный метод преобразования.
- 1.4 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего частотно-импульсный метод преобразования.
- 1.5 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего кодо-импульсный метод преобразования.
- 1.6 Изучение схем включения преобразователей напряжения в цифровой код с целью определения их функций преобразования.
- 1.7 Решение задач по теме практического занятия.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Происхождение физических сигналов и единицы их измерения

Прежде всего рассмотрим несколько ключевых понятий и определений, необходимых для понимания сущности предмета.

Характеристики сигналов:

- сигналы являются физическими величинами;
- сигналы можно измерить;
- сигналы содержат информацию;
- все сигналы являются аналоговыми;
- единицы измерения;
- температура: °С;
- давление: Н/м²;
- масса: кг;
- напряжение: В;
- электрический ток: А;
- мощность: Вт.

По своей природе все сигналы являются аналоговыми, будь то сигнал постоянного или переменного тока, цифровой или импульсный. Тем не менее принято делать различие между аналоговыми и цифровыми сигналами, которое выражается в том, что в природе все измеримые физические величины представляются аналоговыми сигналами. В данном пособии аналоговые сигналы характеризуются электрическими переменными, скоростью их изменения и связанной с ними энергией или мощностью. Для преобразования других физических величин (температуры, давления и т. П.) в электрические сигналы ис-

пользуются преобразователи. Такая область, как нормализация сигнала, означает подготовку физических сигналов к обработке и включает в себя такие аспекты, как преобразователи (например, преобразователи температуры и давления), изолирующие и инструментальные усилители и т. Д.

Некоторые сигналы представляют собой реакции на другие сигналы. Хороший пример – отраженный сигнал радара или ультразвуковой системы отображения, в которых отраженный сигнал является результатом действия известного переданного сигнала.

С другой стороны, существуют сигналы, которые называются *цифровыми*, где сигнал, определенным образом обработанный, преобразован в цифровой код. Возможно, эти цифровые сигналы связаны с реальными аналоговыми сигналами, но возможно, что между ними и нет связи. В качестве примера можно привести передачу данных в локальных вычислительных сетях (LAN) или в других высокоскоростных сетях.

В случае цифровой обработки сигнала (ЦОС) аналоговый сигнал преобразуется в двоичную форму устройством, которое называется аналого-цифровым преобразователем (АЦП). На выходе АЦП получается двоичное представление аналогового сигнала, которое затем обрабатывается арифметически цифровым сигнальным процессором (ЦСП). После обработки содержащаяся в сигнале информация может быть преобразована обратно в аналоговую форму с использованием цифроаналогового преобразователя (ЦАП).

Другой ключевой концепцией в определении сигнала является тот факт, что сигнал всегда несет некоторую информацию. Это ведет нас к ключевой проблеме обработки физических аналоговых сигналов – проблеме извлечения информации.

2.2 Цели обработки физических сигналов

Главная цель обработки физических сигналов заключается в необходимости получения содержащейся в них информации. Эта информация обычно присутствует в амплитуде сигнала (абсолютной или относительной), в частоте или в спектральном составе, в фазе или в относительных временных зависимостях нескольких сигналов. Как только желаемая информация будет извлечена из сигнала, она может быть использована различными способами.

В некоторых случаях желательно переформатировать информацию, содержащуюся в сигнале. В частности, смена формата имеет место при передаче звукового сигнала в телефонной системе с многоканальным доступом и частотным разделением. В этом случае аналоговые методы используются, чтобы разместить несколько голосовых каналов в частотном спектре для передачи через радиорелейную станцию микроволнового диапазона, коаксиальный или оптоволоконный кабель. В случае цифровой связи аналоговая звуковая информация сначала преобразуется в цифровой код с использованием АЦП. Цифровая информация, представляющая индивидуальные звуковые каналы, мультиплексируется во времени (многоканальный доступ с временным разделением) и пере-

дается по последовательной цифровой линии связи.

Еще одна причина обработки сигналов заключается в сжатии полосы частот сигнала (без существенной потери информации) с последующим форматированием и передачей информации на пониженных скоростях, что позволяет сузить требуемую полосу пропускания канала. В высокоскоростных модемах и системах адаптивной импульсно-кодовой модуляции широко используются алгоритмы устранения избыточности данных (сжатия), так же как и в цифровых системах мобильной связи, системах записи звука MPEG, в телевидении высокой четкости (HDTV).

Промышленные системы сбора данных и системы управления используют информацию, полученную от преобразователей, для выработки соответствующих сигналов обратной связи, которые, в свою очередь, непосредственно управляют процессом. Обратите внимание, что эти системы требуют наличия как АЦП и ЦАП, так и датчиков, устройств нормализации сигнала и ЦСП (или микроконтроллеров). В некоторых случаях в сигнале, содержащем информацию, присутствует шум, и основной целью является восстановление сигнала. Такие методы, как фильтрация, автокорреляция, свертка и т. Д., часто используются для выполнения этой задачи и в аналоговой, и в цифровой областях.

Цели обработки сигналов:

- извлечение информации о сигнале (амплитуда, фаза, частота, спектральные составляющие, временные соотношения);
- преобразование формата сигнала;
- сжатие данных;
- формирование сигналов обратной связи (управление промышленными процессами);
- выделение сигнала из шума (фильтрация, автокорреляция, свертка);
- выделение и сохранение сигнала в цифровом виде для последующей обработки (быстрое преобразование Фурье – БПФ).

2.3 Методы и технологии обработки физических сигналов

Сигналы могут быть обработаны с использованием методов аналоговой обработки сигналов, цифровых методов обработки сигналов или комбинации аналоговых и цифровых методов (комбинированной обработки сигналов). Что касается ЦСП, то главное отличие его от традиционного компьютерного анализа данных заключается в высокой скорости и эффективности выполнения сложных функций цифровой обработки, таких, как фильтрация, анализ с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) и сжатие данных в реальном масштабе времени.

Термин «комбинированная обработка сигналов» подразумевает, что системой выполняется и аналоговая, и цифровая обработка сигнала. Такая система может быть реализована в виде печатной платы, гибридной интегральной схемы (ИС) или отдельного кристалла с интегрированными элементами. АЦП

и ЦАП рассматриваются как устройства комбинированной обработки сигналов, так как в каждом из них реализованы и аналоговые, и цифровые функции.

Недавние успехи технологии создания микросхем с очень высокой степенью интеграции позволяют осуществлять комплексную (цифровую и аналоговую) обработку на одном кристалле. Сама природа ЦОС подразумевает, что эти функции могут быть выполнены в режиме реального масштаба времени.

2.4 Сравнение аналоговой и цифровой обработки сигнала

Современный инженер стоит перед выбором надлежащей комбинации аналоговых и цифровых методов для решения задачи обработки сигналов. Невозможно обработать физические аналоговые сигналы, используя только цифровые методы, так как все преобразователи (микрофоны, термопары, тензорезисторы, пьезоэлектрические кристаллы, головки накопителя на магнитных дисках и т. Д.) являются аналоговыми устройствами. Поэтому, некоторые виды сигналов требуют наличия цепей нормализации для дальнейшей обработки сигналов аналоговым или цифровым методом. В действительности, цепи нормализации сигнала – это аналоговые процессоры, выполняющие такие функции как усиление, накопление (в измерительных и предварительных (буферных) усилителях), обнаружение сигнала на фоне шума (высокоточными усилителями синфазного сигнала, уравнивателями и линейными приемниками), динамическое сжатие диапазона (логарифмическими усилителями, логарифмическими ЦАП и усилителями с программируемым коэффициентом усиления) и фильтрация (пассивная и активная).

Несколько методов реализации процесса обработки сигналов показано на рисунке 7.1. В верхней области рисунка изображен чисто аналоговый подход. В остальных областях изображена реализация ЦОС. Обратите внимание, что, как только выбрана ЦСП-технология, следующим решением должно быть определение местоположения АЦП в тракте обработки сигнала.

Вообще, поскольку АЦП перемещен ближе к преобразователю, большая часть обработки аналогового сигнала теперь производится АЦП. Увеличение возможностей АЦП может выражаться в увеличении частоты дискретизации, расширении динамического диапазона, повышении разрешающей способности, отсечении входного шума, использовании входной фильтрации и программируемых усилителей, наличии источников опорного напряжения на кристалле и т. Д. Все упомянутые дополнения повышают функциональный уровень и упрощают систему. При наличии современных технологий производства ЦАП и АЦП с высокими частотами дискретизации и разрешающими способностями существенный прогресс достигнут в интеграции все большего числа цепей непосредственно в АЦП/ЦАП. В сфере измерений, например, существуют 24-битные АЦП со встроенными программируемыми усилителями (PGA), которые позволяют оцифровывать полномасштабные мостовые сигналы 10 mV непосредственно, без последующей нормализации.



Рисунок 7.1 – Методы обработки аналоговых и цифровых сигналов

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время 15 – минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами вопроса записи и воспроизведения сигналов измерительной информации с помощью быстродействующей оперативной памяти.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача студентами решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

Пример задачи

На вход АЦП устройства записи быстропротекающих процессов было подано переменное напряжение неизвестной формы с периодом T_x , которое затем было воспроизведено в более медленном формате с помощью устройства, представленного на рисунке 7.2. Период повторения тактовых импульсов генератора записи (рисунок 7.3) – 1 мкс, период повторения тактовых импульсов генератора воспроизведения 1 с.

Определить вид входного сигнала, поданного на вход АЦП и записанного в памяти устройства, и рассчитать коэффициент трансформации временного масштаба.

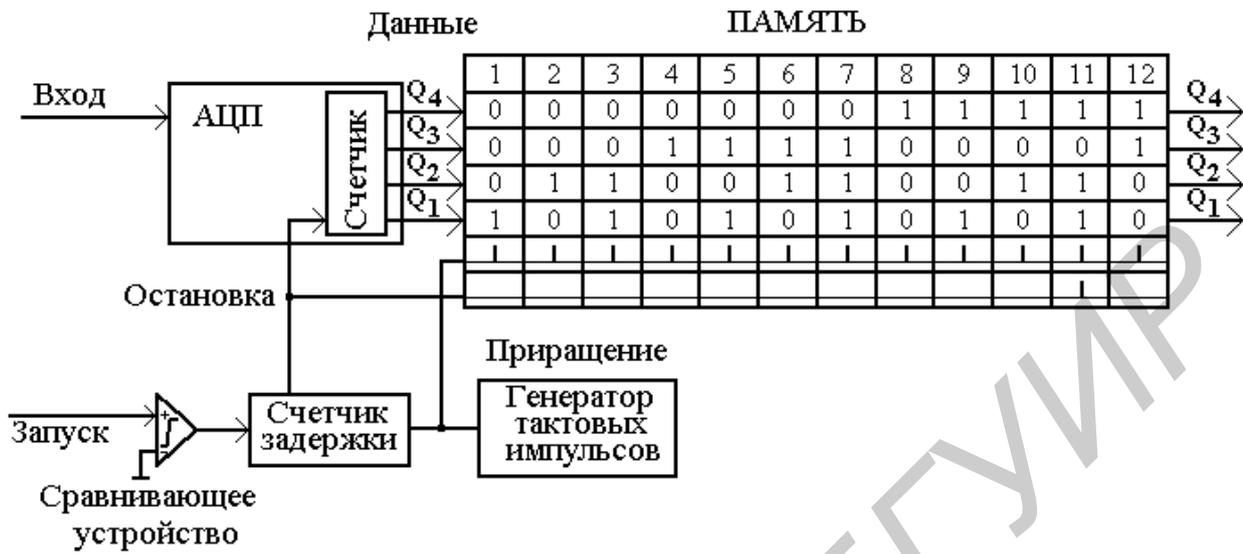


Рисунок 7.2 – Устройство записи быстропротекающих процессов

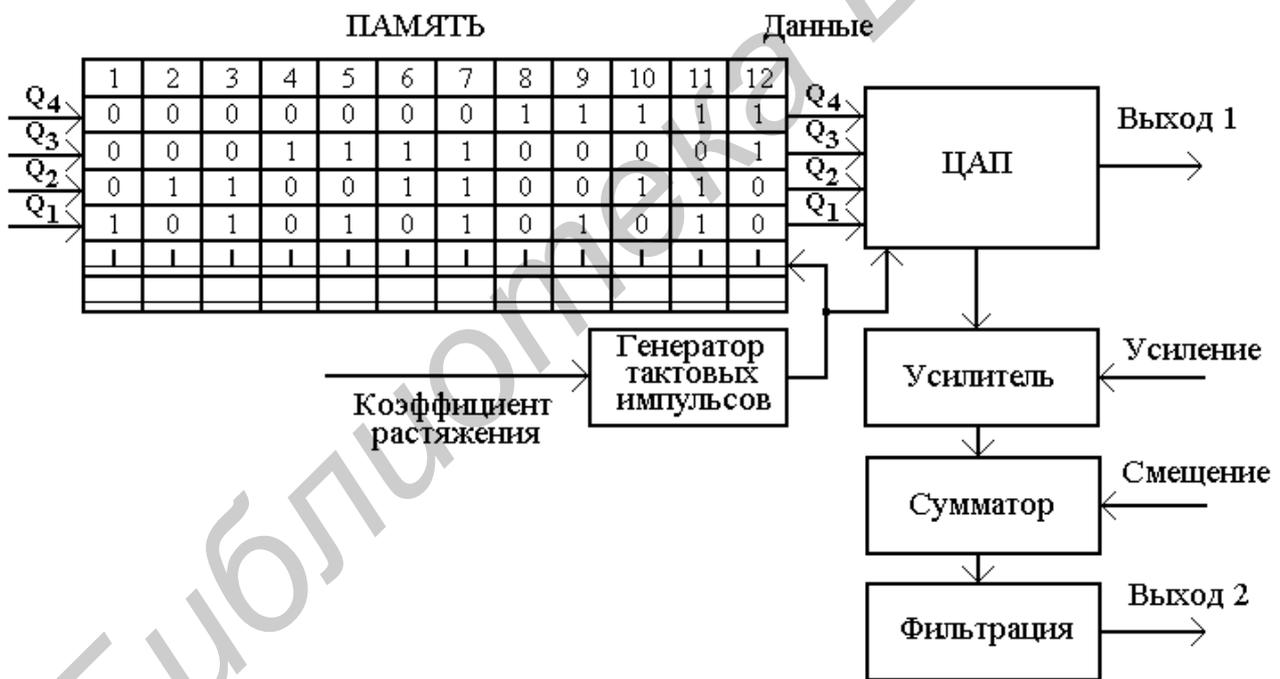


Рисунок 7.3 – Устройство воспроизведения быстропротекающих процессов

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

1 Цель практического занятия

- 1.1 Классификация методов преобразования измерительной информации.
- 1.2 Изучение аналого-цифрового преобразователя параллельного действия.
- 1.3 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего время-импульсный метод преобразования.
- 1.4 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего частотно-импульсный метод преобразования.
- 1.5 Изучение аналого-цифрового преобразователя, реализующего кодо-импульсный метод преобразования.
- 1.6 Изучение схем включения преобразователей напряжения в цифровой код с целью определения их функций преобразования.
- 1.7 Решение задач по теме практического занятия.

2 Краткие сведения из теории

2.1 Нормирование диапазонов сигналов преобразователей

Этот вид обработки необходим в связи с тем, что в большинстве преобразовательных схем используются общие блоки и узлы (например аналого-цифровой преобразователь), рассчитанные на один общий диапазон входных сигналов. В то же время датчики имеют выходные сигналы, различающиеся не только по диапазонам, но в ряде случаев и по видам носителей, а также модулируемых параметров этих носителей.

Приведение всех указанных сигналов к сигналу одного вида и диапазона выполняется обычно отдельными схемами или блоками. Существуют элементы нормирования либо индивидуальные для каждого канала измерения, либо групповые, обрабатывающие поочередно сигналы от нескольких преобразователей одного типа. Групповые блоки нормирования имеют на входе переключатель (коммутатор), поочередно подключающий источники сигналов.

Нормирующие преобразователи

На рисунке 8.1 показаны примеры структурных схем наиболее распространенных типов нормализующих преобразователей: для термопар, для термометров сопротивления, для дифференциально-трансформаторных датчиков. Все они выдают сигнал постоянного напряжения $U_{\text{н}}$ с унифицированным диапазоном (например от 0 до 10 В).

Схема для термопар (рисунок 8.1, а) включает элемент компенсации температуры холодного спая ЭК, усилитель постоянного тока УПТ и элемент ли-

неаризации ЭЛ. Последний может отсутствовать, если функция линейризации выполняется общим устройством обработки информации.

Схема для термометров сопротивления (рисунок 8.1, б) включает мост М, одним из плеч которого служит терморезистор R_t , и усилитель постоянного тока УПТ.

Схема для дифференциально-трансформаторных преобразователей (рисунок 8.1, в) содержит усилитель переменного тока У и фазочувствительный выпрямитель ФЧВ.

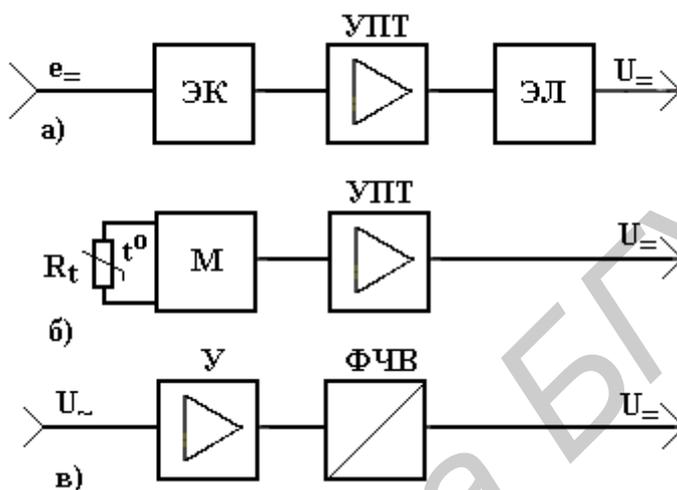


Рисунок 8.1 – Структурные схемы нормирующих преобразователей

Нормирующие преобразователи могут быть индивидуальными и групповыми.

Масштабирование

Этот термин получил применение по отношению к операции приведения диапазона значений чисел N , подаваемых на устройство цифрового воспроизведения, к диапазону значений воспроизводимой величины X в принятых для нее единицах измерения. В многоканальной системе сигналы от разных источников приводятся к одному диапазону на входе общего АЦП. Поэтому числа N_0 на его выходе пропорциональны соответствующим значениям X , но не равны им. Их требуется умножать на индивидуальные масштабные коэффициенты. Масштабирование выполняется в измерительных системах либо специализированным блоком, либо общим устройством обработки информации.

Если в данном информационном канале присутствуют измерительные преобразователи с нелинейной функцией преобразования, операции масштабирования должна предшествовать операция линейризации.

Масштабирование часто приходится совмещать с операцией смещения диапазона шкалы. Например, X представляет собой температуру, диапазон значений которой изменяется от 250 до 1000 °С, а этому диапазону соответствуют сигналы от 0 до 10 В на входе АЦП и числа N_0 от 0 до 1000 на его выходе. Тогда масштабирование заключается в вычислении N по формуле

$$N = 250 + 0,75 \cdot N_0. \quad (8.1)$$

Преобразование цифровых сигналов из одной системы счисления в другую

Этот вид обработки требуется в связи с тем, что для разных задач удобно выражать цифровую информацию в разных системах счисления. Для математических вычислений, передачи по каналам связи и хранения удобнее всего использовать двоичный код. Для управления устройствами цифрового воспроизведения (показывающими и регистрирующими) требуется единично-десятичный код. Кроме того, многие источники информации выдают ее в цифровой форме и при этом не всегда в одной и той же системе счисления. Это же относится к некоторым получателям информации, например к цифровым регуляторам.

Преобразования кодов могут выполняться либо специализированными блоками (шифраторами, дешифраторами), либо общим устройством обработки информации.

Преобразование аналоговых сигналов в цифровые и обратно

Первый из этих видов обработки нужен по ряду причин:

а) человеку удобно получать результаты измерений в виде чисел, воспроизводимых цифровыми указывающими и регистрирующими приборами; такие результаты объективнее и точнее результатов, читаемых человеком на шкалах аналоговых приборов;

б) большая часть разнообразных задач обработки информации, рассматриваемых ниже, решается в современных системах средствами цифровой вычислительной техники;

в) хранить результаты измерений проще в цифровой форме;

г) передача информации по каналам связи наиболее устойчива к воздействию помех при использовании цифровых (кодоимпульсных) сигналов.

Обратное преобразование (цифровых сигналов в аналоговые) требуется в тех случаях, когда результаты измерений или обработки информации нужно воспроизвести в графической форме или подать на вход аналогового регулятора или исполнительного механизма непрерывного действия. Наконец, в преобразователях аналогового сигнала в цифровой часто используются блоки отрицательной обратной связи, преобразующие выходное число в аналоговый сигнал для сравнения его с входным сигналом.

Описанная обработка выполняется АЦП и ЦАП.

2.2 Обработка сигналов измерительной информации

Вычисление результатов косвенных, совокупных и совместных измерений

Эта задача возникает в тех случаях, когда некоторые физические величины не удастся измерить прямым методом с помощью измерительных преобразователей или приборов, непосредственно реагирующих на эти величины, но можно

нять так, чтобы результат достаточно точно повторял функцию $X(t)$. Если частотные спектры перекрываются частично, то такой фильтр ослабляет часть помехи. Физическая реализация схемы фильтра с применением реактивных элементов – конденсаторов, дросселей, трансформаторов – может оказаться затруднительной, особенно когда требуется получить сравнительно малое значение верхней граничной частоты, например, сотые доли герца.

Действие фильтра может быть заменено определенной математической обработкой функции времени, выражаемой входным суммарным сигналом:

$$u_{\Sigma}(t) = u(t) + s(t). \quad (8.6)$$

Один из видов такой обработки – это вычисление текущего среднего значения по формуле

$$u_{\text{cp}}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u_{\Sigma}(\tau) d\tau. \quad (8.7)$$

При этом обязательно выполнение следующего условия: период верхней частотной составляющей спектра сигнала $u(t)$ должен в несколько раз превышать период исследуемого сигнала. Если одновременно оказывается, что период нижней частотной составляющей спектра помехи $S(t)$ в несколько раз меньше периода полезного сигнала, то результат интегрирования достаточно точно повторяет форму сигнала $u(t)$. Если соблюдается первое условие, а второе не соблюдается, то помеха подавляется частично.

Интегрирование по формуле (8.7) означает, что в момент t вместо ординаты $u_{\Sigma}(t)$ выдается среднее значение u_{Σ} , найденное по интервалу шириной T , от $t - T$ до t , т. е. площадь заштрихованного участка на рисунке 8.2, а, деленная на T . С течением времени t интервал усреднения непрерывно скользит вправо, сохраняя ту же ширину T (см. пунктирные границы на той же диаграмме для нового момента времени t_1).

При вычислении интеграла (8.7) на ЭВМ непрерывная функция $u_{\Sigma}(t)$ заменяется последовательностью дискретных ординат, взятых через интервал θ (рисунки 8.2, б). Обозначим u_i ординату, соответствующую текущему значению времени t . Тогда ближайшая предшествующая ордината обозначается u_{i-1} , ей предшествует u_{i-2} и т. д. Предположим, в интервал T уместается n интервалов θ . Тогда интеграл (8.7) заменяется суммой

$$u_i^* = \frac{1}{n+1} \sum_{k=0}^n u_{i-k}. \quad (8.8)$$

Со сдвигом на очередной шаг θ в сумму вовлекается следующая ордината функции $u_{\Sigma}(t)$, но исключается ордината, которая в формуле (8.8) обозначена u_{i-n} .

Для выполнения этих действий ЭВМ должна содержать в своей оперативной памяти наряду с очередным результатом усреднения u_i^* еще и значения

$n + 1$ ординат. При большом числе обрабатываемых величин становится важной задача экономного использования памяти ЭВМ.

Известен и широко применяется другой вариант сглаживания, требующий меньшего объема памяти. Сущность его заключается в том, что при получении очередной ординаты сглаживаемой функции u_i выполняется операция

$$u_i^* = q \cdot u_{i-1}^* + (1 - q) \cdot u_i, \quad (8.9)$$

где u_i^* – результат сглаживания на очередном шаге;
 u_{i-1}^* – результат сглаживания на предыдущем шаге;
 q – коэффициент меньше 1.

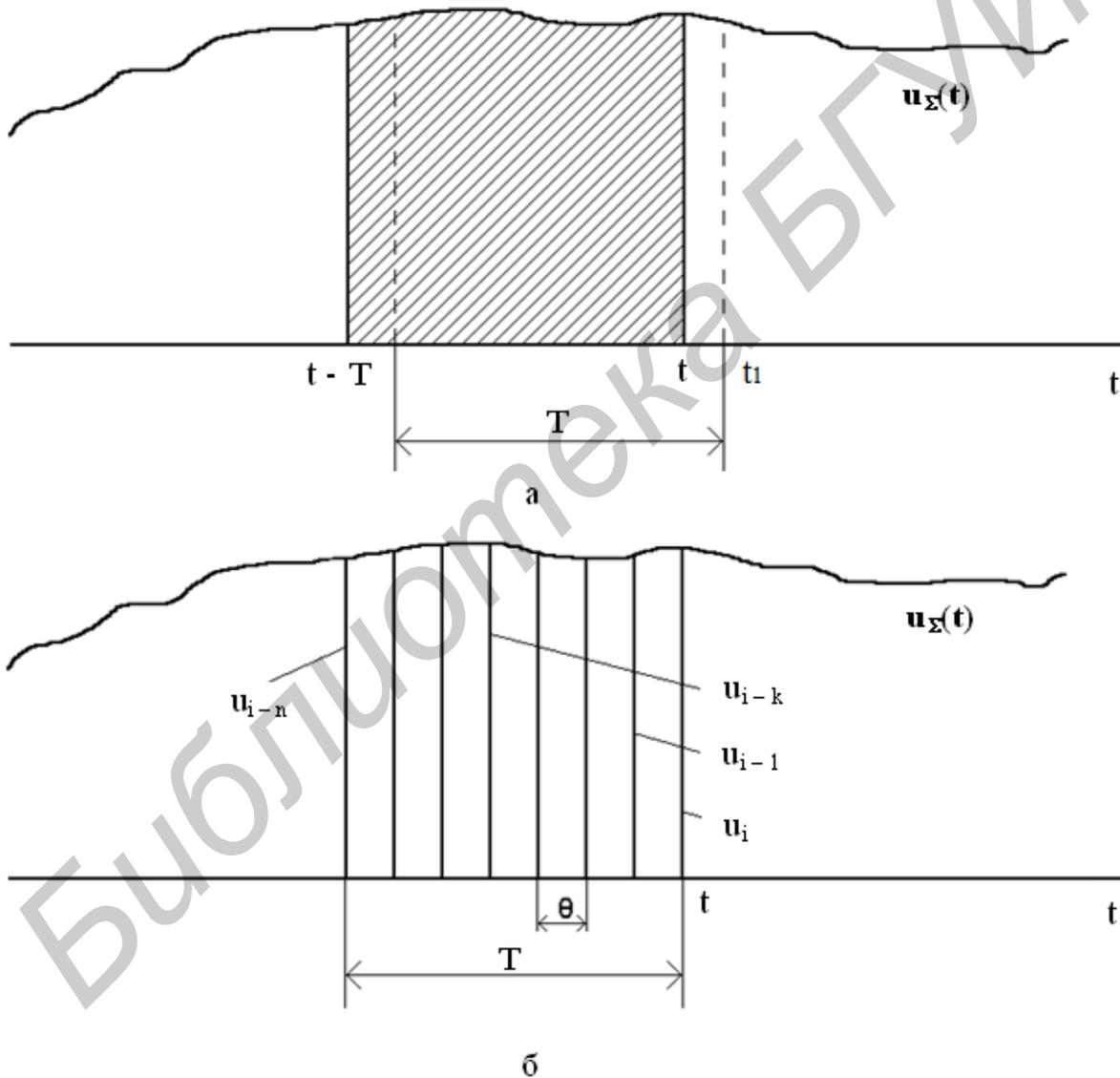


Рисунок 8.2 – Сглаживание данных

Это означает усреднение, при котором вес каждой ординаты функции $u_{\Sigma}(t)$ уменьшается по мере ее удаления в прошлое от текущего момента t . При этом

скорость уменьшения веса прошлых ординат задается значением q . Рекуррентное соотношение (8.8) преобразуется в выражение

$$u_i^* = (1-q)(u_i + q \cdot u_{i-1} + q^2 u_{i-2} + \dots + q^n u_{i-n} + \dots). \quad (8.10)$$

Легко убедиться, что если u_Σ в течение длительного времени равно постоянной величине U_0 , то

$$u_i^* = (1-q)U_0(1 + q + q^2 \dots). \quad (8.11)$$

Выражение в скобках справа представляет собой сумму членов убывающей геометрической прогрессии, стремящейся при возрастании числа членов к значению $1/(1-q)$. Следовательно, результат сглаживания в этом случае будет стремиться к $u(t)$. Если максимальная скорость изменения $u(t)$ такова, что изменение u за несколько шагов θ не превышает допустимой погрешности измерения, то рассматриваемое сглаживание не исказит существенно функцию $u(t)$. В то же время более быстрые помехи $S(t)$, входящие в состав суммарного сигнала $u_\Sigma(t)$, будут в значительной мере сглажены, поскольку от каждого приращения u_Σ за один шаг θ в выходной сигнал u_i^* входит относительно малая часть, определяемая коэффициентом $1-q$.

Для закона убывания коэффициентов $q, q^2, q^3 \dots$ при членах ряда (8.11) всегда можно подобрать экспоненциальную функцию e^{-at} из условия, что за время, равное шагу дискретизации θ , она должна уменьшиться до значения q :

$$E^{-a\theta} = q.$$

Отсюда

$$a = \frac{1}{\theta} \cdot \ln \frac{1}{q}.$$

Благодаря убыванию значений коэффициентов ряда по экспоненциальному закону рассматриваемому методу обработки информации присвоено название экспоненциального сглаживания. Он экономичен в отношении требуемого объема оперативной памяти ЭВМ: в ней нужно хранить только последнее значение результата сглаживания.

2.3 Статистическая обработка результатов измерений с целью повышения точности

Погрешность измерений представляет собой обычно случайную величину. Во многих случаях математическое ожидание (т. е. среднее значение) погрешности равно нулю. Если заранее известно, что это условие соблюдается, то можно повысить точность, измеряя n раз данную величину X и вычисляя затем среднее из результатов измерений X_1, \dots, X_n :

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i . \quad (8.12)$$

При этом погрешность \bar{X} остается случайной величиной, но ее дисперсия в n раз меньше дисперсии погрешности отдельных измерений X :

$$D(\Delta\bar{X}) = \frac{D(\Delta X)}{n} , \quad (8.13)$$

где ΔX – случайная погрешность отдельного измерения X ;

$\Delta\bar{X}$ – случайная погрешность определения среднего значения \bar{X} ;

$D(\Delta X)$, $D(\Delta\bar{X})$ – дисперсии этих погрешностей.

Следовательно, среднеквадратичное значение погрешности, равное корню квадратному из дисперсии, уменьшается в результате описанной обработки в \sqrt{n} раз.

Если математическое ожидание погрешности $M(\Delta X) \neq 0$, но значение его известно из предыдущих статистических исследований характеристик данного измерительного прибора, то можно выполнять аналогичную обработку, вычитая предварительно из каждого результата измерений X_i значение $M(\Delta X)$:

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [X_i - M(\Delta X)] . \quad (8.14)$$

Известны и другие способы статистической обработки результатов измерений с целью повышения точности.

Вычисление статистических характеристик измеряемых величин

Измеряемая величина X , как правило, тоже случайна. В ряде случаев при исследовании тех или иных объектов возникает задача определения не отдельных случайных значений X , а их статистических характеристик с целью последующего использования в расчетах, в прогнозировании и планировании.

В число таких статистических характеристик входят:

- а) плотность распределения $f(X)$ или интегральная функция распределения $F(X)$ (эти две характеристики взаимно однозначно связаны);
- б) математическое ожидание (среднее значение) $M(X)$;
- в) дисперсия (среднее значение квадрата отклонения от математического ожидания) $D(X)$ или среднеквадратичное отклонение $\sigma(X) = \sqrt{D(X)}$.

Математическое ожидание и дисперсию называют соответственно первым и вторым моментами распределения $f(X)$. Иногда бывает нужно определять и моменты более высоких порядков.

В ряде случаев несколько параметров, характеризующих состояние исследуемого объекта, имеют между собой корреляционные связи. Тогда говорят о

системе случайных величин и о законах распределения таких систем. Например, для системы двух взаимно коррелированных случайных величин X , Y бывает необходимо определять как порознь плотности распределения каждой из них $f(X)$, $f(Y)$, так и плотность совместного распределения $f(X, Y)$ или условные плотности распределения $f(X|Y)$, $f(Y|X)$. Как известно из теории случайных величин, перечисленные функции связаны соотношением

$$f(X, Y) = f(X|Y) \cdot f(Y) = f(Y|X) \cdot f(X). \quad (8.15)$$

Может потребоваться определение отдельных числовых характеристик (моментов) этих функций распределения.

Вычисление статистических характеристик выполняется устройством обработки информации по формулам математической статистики. Исходным материалом служат результаты многократных измерений значений X , Y .

Вычисление статистических характеристик случайных процессов

Перечисленные выше статистические характеристики случайных измеряемых величин дают довольно полное представление о диапазоне разброса их значений, о зонах предпочтительного сосредоточения, о взаимных корреляционных связях и т. Д., но никоим образом не отражают их динамические свойства, т. Е. характер изменения во времени. Между тем большую часть измеряемых величин следует рассматривать в процессе их измерения во времени. Как правило, точно предсказать их измерение во времени на основе предшествующих значений нельзя, потому что это случайные функции времени. Их называют также случайными процессами. Но существует набор статистических характеристик, отражающих в усредненном виде именно динамические свойства таких случайных процессов. Во временной области динамика случайного процесса $X(t)$ хорошо характеризуется автокорреляционной функцией. Для широко распространенного класса эргодических стационарных случайных процессов автокорреляционная функция определяется выражением

$$R_X(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [X(t) - M(X)][X(t + \tau) - M(X)] dt. \quad (8.16)$$

Эта функция характеризует степень корреляционной связи между ординатами процесса $X(t)$, отстающими одна от другой на интервал τ . При этой обработке пара перемножаемых ординат, взятых в моменты t и $t + \tau$, непрерывно скользит по оси времени. Поэтому получается усредненная характеристика. По скорости изменения $R(\tau)$ можно судить о динамических свойствах процесса $X(t)$: чем медленнее затухает $R(\tau)$, тем ниже скорость изменения x во времени, потому что быстрому изменению x через интервал τ от момента t препятствует наличие корреляционной связи между $X(t)$ и $X(t + \tau)$.

С автокорреляционной функцией однозначно связана преобразованием Фурье частотная характеристика случайного процесса $S(\omega)$, называемая спектральной плотностью:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_X(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (8.17)$$

Она также характеризует динамические свойства случайного процесса $x(t)$, а именно показывает, как распределена по диапазону частот средняя мощность процесса. Чем медленнее затухает автокорреляционная функция, тем спектральная плотность убывает быстрее. Это означает, что медленные процессы имеют узкий частотный спектр. При быстро затухающей корреляционной функции спектр получается, наоборот, широким.

Для характеристики динамики взаимно коррелированных случайных процессов $X(t)$ и $Y(t)$ используются взаимно корреляционная функция

$$R_{XY}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [X(t) - M(X)][Y(t + \tau) - M(Y)] dt \quad (8.18)$$

и связанная с ней преобразованием Фурье взаимная спектральная плотность $S_{XY}(\omega)$.

Если в функции измерительной системы входит отыскание перечисленных статистических характеристик случайных процессов, то их расчет возлагается на устройство обработки информации.

2.4 Сжатие данных

Сигналы, с помощью которых передаются разнообразнейшие сообщения, обладают, как правило, очень большой избыточностью в информационном смысле. Поясним это примером. Согласно теореме Котельникова функцию $X(t)$ с граничной частотой спектра можно однозначно восстановить по значениям дискретных ординат, взятых через интервал $T = 1/2f_{гр}$.

В этих ординатах содержится полная информация о функции преобразования $X(t)$. Тем не менее трудности восстановления функции преобразования приводят к тому, что практически дискретизацию по времени ведут с интервалом в десятки раз меньшим, а каналы связи занимают избыточными сигналами, несущими чрезвычайно малое количество информации. Между тем каналы связи большой протяженности весьма дороги – велика стоимость их сооружения и эксплуатации. Любое уменьшение избыточности передаваемых сигналов (сжатие данных) позволяет загрузить тот же канал сообщениями от дополнительного числа источников, что дает большой экономический эффект. Сжатие данных дает возможность разгрузить устройства хранения информации, что также весьма важно и дает существенную экономию.

Для сжатия данных требуется применять устройства обработки информации. Например, если на приемной стороне имеется устройство, способное

умножать дискретные ординаты X_i на функцию вида $\sin 2\pi f_{гр}(t - iT) / 2\pi f_{гр}(t - iT)$ и суммировать получаемые функции, то можно на передающей стороне выполнять дискретизацию с периодом T , соответствующим требованию теоремы Котельникова. Необходимо лишь иметь в виду, что при этом восстановление функции $X(t)$ будет происходить с большим запаздыванием во времени.

Можно получить сжатие данных с помощью более простой обработки сигналов на приемной стороне. Например, вместо ступенчатой аппроксимации функции $X(t)$ можно применить аппроксимацию прямолинейными отрезками, соединяющими вершины дискретных ординат (рисунок 8.3, а).

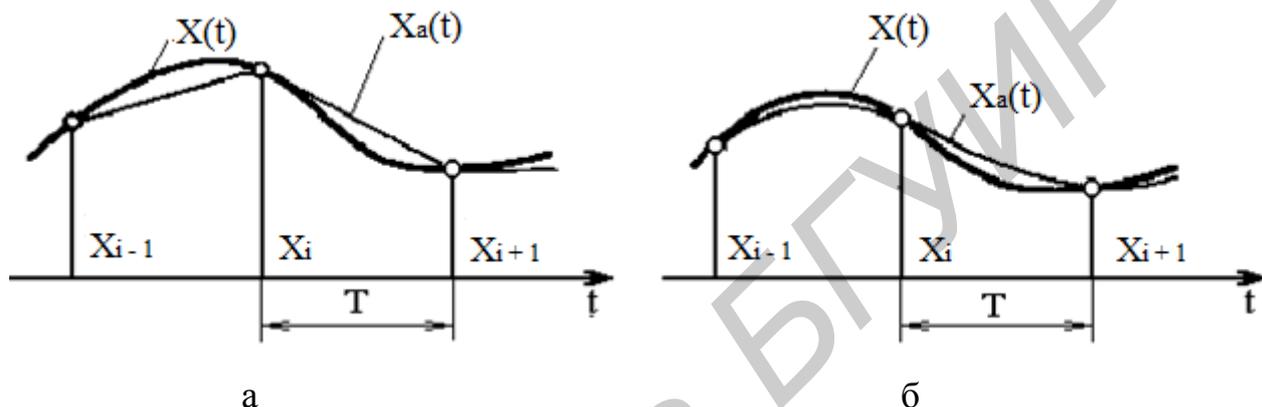


Рисунок 8.3 – Аппроксимация функции $X(t)$

При той же допустимой погрешности можно выбрать большее значение интервала T , чем при ступенчатой аппроксимации. Если аппроксимировать функцию отрезками парабол, соединяющими вершины дискретных ординат (рисунок 8.3, б), то интервал T можно еще увеличить. Разумеется, степень сжатия данных при этом далеко не та, что при обработке по теореме Котельникова, но зато и обработка намного проще и задержка по времени меньше.

Но больший эффект сжатия данных получается, если установить на передающей и приемной сторонах одинаковые устройства предсказания поведения функции $X(t)$. Предсказание ведется на малый интервал времени t , и с этим же интервалом передающее устройство выполняет отбор ординат $X(t)$.

Известны и другие методы сжатия данных. Среди них полезно упомянуть метод статистического кодирования, при котором используются кодовые комбинации неравной длины. Короткие комбинации приписываются значениям X_i , чаще повторяющимся при передаче, длинные – значениям, реже повторяющимся. Для этого используется код, предложенный Шенноном и Фэнно. Обязательным условием его применения является наличие сведений о законе распределения измеряемой величины.

2.5 Централизованная и децентрализованная обработка информации

В крупных информационных системах с разнообразной и сложной обработкой информации применяют для этой цели ЭВМ универсального типа, об-

ладающую достаточным быстродействием и необходимым объемом оперативной и постоянной памяти. Структура измерительной системы обеспечивает выполнение требуемых функций. Но она имеет существенный недостаток: любой отказ ЭВМ приводит к нарушению всех функций обработки информации. Для повышения надежности системы применяют резервирование ЭВМ. Но это весьма сложно и дорого.

В последние годы развитие электроники привело к созданию больших интегральных схем (БИС). Из нескольких БИС собирается микропроцессор – объединение арифметико-логического блока с блоком, хранящим микропрограммы для выполнения набора стандартных команд, и блоком микропрограммного управления.

Микропроцессор способен выполнять самые разнообразные математические вычисления и решать логические задачи. Это как бы сердцевина ЭВМ. Но для его работы необходимы дополнительные блоки: оперативной и постоянной памяти, ввода команд и входной информации, вывода результатов вычислений. Все упомянутые дополнительные блоки также существуют в виде БИС.

Объединяя микропроцессоры с набором перечисленных блоков, строят микрокомпьютеры (микроЭВМ). Микропроцессоры и микрокомпьютеры уступают большим ЭВМ по быстродействию и объему памяти, по числу разрядов кодовых слов, с которыми выполняются математические и логические операции. Поэтому они обладают меньшей производительностью. По этим же причинам они, как правило, не приспособлены для использования языков высокого уровня, что создает некоторые дополнительные трудности при программировании. Но вместе с тем у микрокомпьютеров имеются существенные преимущества перед большими ЭВМ и даже перед миникомпьютерами. Это дешевизна, высокая надежность, малые габариты, малое потребление мощности.

Применительно к компьютерно-измерительным системам (КИС) появление микропроцессоров и микрокомпьютеров привело к возможности децентрализации обработки информации с вытекающими отсюда последствиями – повышением надежности и живучести систем, увеличением разнообразия и сложности выполняемых ими функций. Микрокомпьютеры можно специализировать в ИИС по отдельным задачам или группам родственных задач. На их основе становится рациональным построение блоков, прежде выполнявшихся в виде специализированной электронной аппаратуры.

Возможно, например, такое разбиение функций по обработке информации между микрокомпьютерами:

- 1) линеаризация характеристик, сглаживание сигналов, масштабирование и преобразование кодов;
- 2) вычисление результатов косвенных и совокупных измерений, интегральных расходов, технико-экономических показателей;
- 3) сравнение параметров с уставками, прогнозирование аварийных ситуаций, логическая обработка информации;
- 4) статистическая обработка данных в статике и в динамике;
- 5) сжатие данных.

Для информационных систем, охватывающих территориально разобщенные объекты, может оказаться выгодной децентрализация обработки информации по территориальному признаку или по сложившемуся разделению между объектами по технологическому признаку.

3 Методика проведения занятия

3.1 Краткий теоретический опрос студентов по основным теоретическим положениям, рассмотренным на лекционных занятиях, применительно к теме практического занятия.

Время 15 – минут.

3.2 Рассмотрение совместно со студентами вопроса записи и воспроизведения сигналов измерительной информации с помощью быстродействующей оперативной памяти.

Время – 30 минут.

3.3 Решение совместно со студентами задачи из сборника задач по дисциплине «Преобразование и преобразователи измерительной информации», касающейся темы практического занятия (по выбору преподавателя).

Время – 20 минут.

3.4 Выдача задания и самостоятельное решение студентами задачи из сборника задач (по усмотрению преподавателя).

Время – 20 минут.

3.5 Сдача решений задачи и выдача студентам задания для подготовки к следующему практическому занятию.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Ревин, В. Т. Преобразование и преобразователи измерительной информации : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1. / В. Т. Ревин. – Минск : БГУИР, 2002. – 69 с.
- 2 Ревин, В. Т. Преобразование и преобразователи измерительной информации : учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 2. / В. Т. Ревин. – Минск : БГУИР, 2003. – 103 с.
- 3 Датчики измерительных систем. В 2 ч. / Ж. Аш [и др.]; пер. с фр. – М. : Мир, 1992. – 480 с.
- 4 Измерение электрических и неэлектрических величин : учеб. пособие для вузов / под ред. Н. Н. Евтихиева. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
- 5 Касаткин, А. С. Электротехника / А. С. Касаткин, М. А. Перекалин, П. С. Сергеев. – М. : Гос. Энерг. Изд-во, 1953. – 430 с.
- 6 Клаассен, К. Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / К. Б. Клаассен. – М. : Постмаркет, 2000. – 352 с.
- 7 Малышев, В. М. Гибкие измерительные системы в метрологии / В. М. Малышев, А. И. Механиков. – М. : Изд-во стандартов, 1988. – 176 с.
- 8 Мейзда, Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений / Ф. Мейзда; пер. с англ. – М. : Мир, 1990. – 535 с.
- 9 Метрология и радиоизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для вузов / В. И. Нефедов [и др.]; под ред. В. И. Нефедова. – М. : Высш. Шк., 2001. – 383 с.
- 10 Основы автоматизации измерений: учеб. пособие / В. Б. Коркин [и др.]. – М. : Изд-во стандартов, 1991. – 256 с.
- 11 Основы метрологии и электрические измерения: учебник для вузов / под ред. Е. М. Душина. 6-е изд., перераб. И доп. – Л. : Энергоатомиздат, Ленингр. Отд-ние, 1987. – 480 с.
- 12 Сергеев, А. Г. Метрология: учеб. пособие для вузов / А. Г. Сергеев, В. В. Крохин. – М. : Логос, 2001. – 408 с.
- 13 Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера; пер. с англ. – М. : Мир, 1992. – 259 с.
- 14 Цапенко, М. П. Измерительные информационные системы / М. П. Цапенко. – М. : Энергоатомиздат, 1985. – 440 с.
- 15 Электрические измерения: учебник для вузов / под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душиной. – Л. : Энергия, Ленингр. Отд-ние, 1980. – 392 с.

Учебное издание

Ревин Валерий Тихонович
Касперович Марина Михайловна

***ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ***

ПОСОБИЕ

Редактор *Е. И. Герман*
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Подписано в печать Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. Уч.-изд. л. 4,0. Тираж 100 экз. Заказ 2.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6