ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЙ СЛУЖБЫ
ПРИ СОВЕТЕ МИНИСТРОВ СССР

ГЛАВНАЯ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ГЕОФИЗИЧЕСКАЯ ОБСЕРВАТОРИЯ ИМЕНИ А. И. ВОЕЙКОВА

06
Т78

ТРУДЫ

ВЫПУСК 216

АВТОМАТИЧЕСКИЕ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЕ СТАНЦИИ И УСТРОЙСТВА

21874

Под редакцией
канд. техн. наук
Л. П. АФИНОГЕНОВА
и канд. физ-мат. наук
М. С. СТЕРНЗАТА

БИБЛИОТЕКА
Ленинградского
Гидрометеорологического
Института

ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
ЛЕНИНГРАД • 1967

УДК 551. 508 : 551. 501/002.5

В сборнике излагаются некоторые принципы построения новых автоматических метеорологических станций. Рассматривается один тип станции, а также принципы, положенные в основу отдельных метеорологических датчиков и элементов автоматики станции. Освещаются способы контроля исправности станции и некоторые другие вопросы, связанные с автоматизацией метеорологических измерений.

Сборник рассчитан на научных сотрудников и инженеров, занимающихся разработкой метеорологической аппаратуры, студентов соответствующих специальностей. Он также представляет интерес для лиц, работающих в области автоматизации и в других областях науки и техники.

2-9-7
111-67

Л. П. АФИНОГЕНОВ, Т. М. ГОЛЬЦМАН, С. И. ГРУШИН, С. И. ЗАЧЕК, В. Е. КАРПУША, Р. А. КРУГЛОВ, С. М. ПЕРСИН, Н. Г. ПРОТОПОПОВ, Е. В. РОМАНОВ, М. С. СТЕРНЗАТ

К ВОПРОСУ АВТОМАТИЗАЦИИ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

В статье анализируются некоторые задачи, которые требуется решить при автоматизации метеорологических измерений, и рассматривается разработанный в Главной геофизической обсерватории им. А. И. Воейкова (ГГО) вариант системы с полным циклом измерения и обработки метеорологических параметров.

Введение

Осуществляемая в настоящее время в Гидрометслужбе комплексная автоматизация включает создание автоматических систем сбора и обработки первичной метеорологической информации, т. е. автоматизацию процессов, выполняемых персоналом гидрометеорологических станций. В основе такой автоматизации лежит условие, что все действия, выполняемые в настоящее время персоналом сетевых станций, можно систематизировать и подчинить определенному алгоритму, который в свою очередь будет определять работу автоматической станции. Анализ функций автоматической метеостанции и задач, которые она должна решать, дает возможность представить общую структуру устройства для обработки и передачи метеорологической информации.

§ 1. Анализ основных процессов, осуществляемых персоналом метеостанций, с точки зрения возможностей их автоматизации. Состав станции

Основными моментами работы, выполняемой на существующих метеорологических станциях, являются:

1. Измерения и наблюдения:
   а) измерение с помощью приборов в определенные сроки и при возникновении опасных явлений (подготовка приборов к измерениям, отсчет, запись результатов);
   б) визуальные наблюдения (наблюдение, анализ наблюдений, запись результатов);
   в) отметки на лентах самописцев и смена лент.
2. Непрерывное наблюдение за состоянием погоды с целью обнаружения момента возникновения и исчезновения опасных явлений.
3. Обработка данных:
   а) введение поправок,

б) вычисление производных величин,
в) составление таблиц,
г) составление телеграмм.

4. Информационная работа:
а) передача телеграмм в заранее фиксированные сроки, при штормовой ситуации и по запросу,
б) выдача справок по запросу и по списку.

Большинство характеристик атмосферы на метеорологических станциях получаются путем измерений (с помощью приборов).

Автоматизация этих измерений не встречает каких-либо принципиальных затруднений. Но до настоящего времени ряд метеорологических характеристик на станциях получают путем визуальных наблюдений, как, например, характеристики погоды, облачности, состояния почвы и др. Практически визуально (по форме записи барографа) получают характеристики тенденции давления. Автоматизация процесса получе-

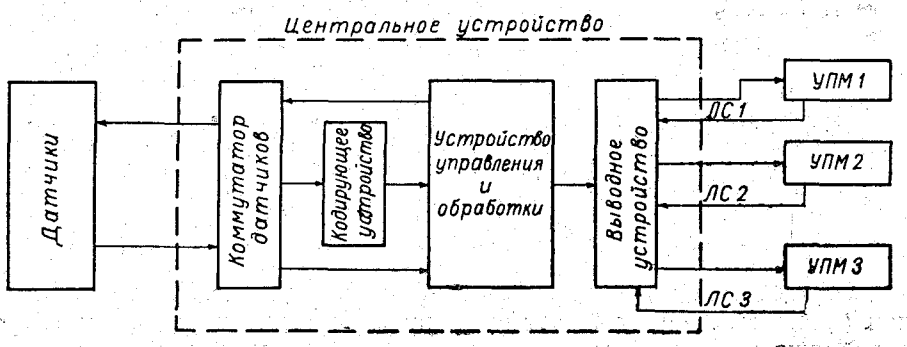


Рис. 1. Укрупненная структурная схема автоматической станции.

ния этих данных невозможна до появления приборов для производства соответствующих прямых измерений или методов получения этих данных на основе косвенных измерений. Однако следует иметь в виду, что детальные данные о полях облачности по большим территориям будут получаться с помощью локационной системы и искусственных спутников Земли, и поэтому эти данные могут быть исключены из объема информации, выдаваемой автоматическими станциями; характеристики тенденции атмосферного давления могут быть получены по данным несколько учащенных измерений давления. Аналогично может решиться вопрос и по ряду других характеристик. Однако трудно рассчитывать на то, что уже в ближайшее время все необходимые данные, получаемые пока путем визуальных наблюдений, можно будет получать с помощью приборов. Во всяком случае, в автоматической метеостанции должна быть предусмотрена возможность ручного ввода и передачи данных, не измеряемых автоматически.

Автоматические метеорологические станции могут иметь различную структуру, однако общая их структура определяется главным образом функциями, которые должна выполнять автоматическая станция. Эти функции в свою очередь должны определяться на основе анализа процессов, выполняемых персоналом существующих метеорологических станций, с точки зрения возможных путей их автоматизации, а также необходимости и целесообразности этих процессов на станциях.

Укрупненная структурная схема станции (рис. 1) включает комплект датчиков, центральное устройство (ЦУ) и устройства приема метеорологической информации (*УПМ1, УПМ2, УПМ3*). Последние могут

располагаться на значительном удалении от станции и подключаются к ней с помощью линий связи (*ЛС1, ЛС2, ЛС3*).

Количество направлений выдачи информации может быть различным в зависимости от места установки и назначения станции.

Центральное устройство состоит из коммутатора датчиков (*КД*), кодирующего устройства (*КУ*), выводного устройства (*ВУ*) и устройства управления и обработки. В станции должна быть обеспечена двусторонняя связь между центральным устройством и датчиками, а также между ЦУ и устройствами приема метеоинформации. Это необходимо для управления датчиками и приема от них результатов измерения, для передачи телеграмм на УПМ и приема с УПМ сигналов запроса метеоинформации в произвольные моменты времени.

Следует отметить, что приведенная структурная схема является общей для различных вариантов станции, независимо от объема обработки данных, поступающих от датчиков. Это объясняется тем, что в данной схеме учтены лишь основные функции, связанные с организацией измерительного процесса и процесса передачи метеоинформации, которые являются необходимыми при любой структуре. Разница в требованиях, предъявляемых к автоматической станции, в первую очередь отражается на устройстве управления и обработки (ЦУ), а также на составе датчиков.

Ниже рассматривается автоматическая метеорологическая станция, разработанная в ГГО, в которой для управления и обработки используется специальное вычислительное устройство.

§ 2. Задачи управления и обработки, решаемые станцией. Варианты построения центрального устройства

Станция с вычислительным устройством производит на месте всю первичную обработку, передавая в пункты приема информации результаты измерений по метеорологическому или другому коду. В этом случае центральное устройство должно решать следующие задачи.

1. Счет времени.

Счет времени нужен для того, чтобы осуществлять необходимые измерения и выдавать информацию в заданные сроки. В телеграммах, выдаваемых станцией, должно указываться время измерений, включая дату (число, месяц). Кроме этих основных задач, сигналы времени нужны для включения датчиков за определенный срок до измерений, для периодического измерения параметров с частым циклом измерения и для ряда других целей.

2. Управление датчиками в зависимости от времени и других обстоятельств, влияющих на режим работы станции.

В задачу управления датчиками входит включение аспирации и питания с учетом времени, необходимого на подготовку к измерениям, выключение питания, подача различных управляющих сигналов. При управлении датчиками возникает ряд дополнительных требований. К ним относится, например, решение вопроса о выключении питания датчиков после измерения, в том числе и внеочередного, по вызову. Такое выключение не должо производиться, если до ближайшего измерения остается промежуток времени, меньший, чем время, необходимое для подготовки датчиков.

3. Съем информации, поступающей от датчиков.

В зависимости от характера измерений (очередная оперативная или климатологическая информация, возникновение опасных явлений — штормовая информация, выдача сведений по запросу) программа измерений может меняться.

4. Оценка метеорологической обстановки с целью обнаружения опасных явлений и подача штормовых телеграмм, а через определенное время после прекращения опасных явлений — телеграмм отбоя.

5. Введение поправок в результаты измерений. Необходимость введения поправок определяется следующим:

а. Некоторые датчики имеют нелинейную характеристику, и это приходится учитывать;

б. В ряде случаев требуется вносить поправки в показания одних датчиков в зависимости от показаний других датчиков. Примером может служить датчик атмосферного давления, нуждающийся в температурных поправках.

в. При измерении датчиков с выходным параметром напряжение или сопротивление возникает необходимость в компенсации погрешностей, связанных с нестабильностью кодирующего устройства. Для этого можно использовать набор эталонных сопротивлений, точные значения которых известны. ЦУ должно выбрать необходимый эталон в зависимости от значения измеренной величины, осуществить измерение этого эталона и внести соответствующую поправку.

6. Обработка результатов измерений.

Целью такой обработки является приведение информации к форме, определяемой наставлениями, инструкциями и установившейся практикой. Можно указать много видов такой обработки, например, округление результатов, специальные правила кодирования температуры, позволяющие не передавать знак в составе метеотелеграммы, аналогичные правила для давления, обработка данных по высоте нижней границы облаков и метеорологической дальности видимости в соответствии с требованиями применяемого кода. Из различных видов обработки следует особо выделить определение величины и характеристики барической тенденции и экстремальных температур между сроками по результатам периодических измерений давления и температуры, определение максимальной и средней скорости ветра за десятиминутные интервалы, вычисление температуры точки росы по сопротивлению сухого и смоченного термометров или по относительной влажности и ряд других аналогичных задач.

Использование вычислительного устройства позволяет определять указанные выше параметры и ряд других характеристик без специальных датчиков, путем достаточно частых измерений давления, температуры воздуха и скорости ветра с последующей обработкой результатов.

Автоматическая станция, выполняющая перечисленные выше действия, может выдавать информацию в той же форме, что и обычные сетевые метеостанции. Это обстоятельство, имеющее с точки зрения полностью автоматизированной сети второстепенное значение, может явиться важным на первых этапах, так как первое время автоматические метеостанции должны будут работать наряду с обычными, постепенно их заменяя. Такая станция может строиться двумя принципиально различными способами. При первом способе для каждой конкретной задачи делается специализированный блок или устройство. Например, для управления работой станции в соответствии с программой требуется достаточно сложный блок времени и устройство управления, для определения экстремальных температур — соответствующие экстремальные датчики, для определения барической тенденции — специальный датчик и т. д. Второй способ заключается в использовании специализированного вычислительного устройства, имеющего блок памяти, арифметический и управляющий блоки. Имеется ограниченный набор команд (элементарных операций), которые могут выполняться таким устрой-

ством. Из этих операций составляется программа (последовательность команд), записанная в постоянной памяти. Все задачи по управлению датчиками, измерениям, обработке и т. п. сводятся к определенной последовательности элементарных операций и выполняются вычислительным устройством в соответствии с программой.

Сравнивая оба способа построения центрального устройства, можно отметить, что целесообразность применения того или другого из них зависит от конкретных условий. Если задачи, выполняемые автоматикой, сравнительно просты и число их невелико, то первый способ приводит к более простой системе. При увеличении количества решаемых задач и их усложнении оказывается более простым второй вариант, позволяющий решать задачи одной и той же группой блоков.

Анализ функций автоматической метеостанции показывает, что в данном случае более рациональна структура с вычислительным устройством. Это объясняется рядом причин.

1. При любой структуре в состав ЦУ должны входить: запоминающее устройство (например, для того, чтобы разделить по времени измерение и выдачу данных), арифметическое устройство или сумматор (для внесения поправок и коррекции систематической погрешности кодирующего устройства), управляющее устройство (для реализации последовательности условий). Но эти блоки уже сами по себе составляют основу вычислительного устройства.

2. Использование структуры вычислительного устройства позволяет уменьшить количество блоков станции и упростить их задачи. Так, например, могут отсутствовать датчики экстремальных температур, максимальной скорости ветра за длительный промежуток времени, датчик барической тенденции, устройства для определения штормовых параметров. Все эти данные могут быть получены путем соответствующей обработки результатов периодических измерений, производимых обычными датчиками.

3. Второй вариант структурной схемы является значительно более гибким. Если в процессе эксплуатации станции потребуется внести изменения в алгоритм ее работы, учесть некоторые дополнительные требования, то это можно сделать за счет изменения программы, без переделки каких-либо узлов. В варианте со специализированными блоками все изменения связаны с более или менее существенной переработкой схем и производственной документации.

4. Важное значение имеет то обстоятельство, что вычислительная техника быстро развивается и совершенствуется, надежность ее растет, а стоимость уменьшается. В близком будущем вычислительные устройства найдут широкое применение в самых различных отраслях народного хозяйства. Уже сейчас технически возможно создание аппаратуры, которая будет обладать достаточной надежностью, позволяющей ее эксплуатацию без постоянного обслуживания.

Учитывая вышеизложенное, при разработке центрального устройства автоматической метеостанции за основу была принята структурная схема со специализированным вычислительным блоком, работающим по программе, которая обеспечивает управление датчиками, выполнение всех видов обработки, формирование и выдачу информации и все другие необходимые функции.

§ 3. Структурная схема станции

Структурная схема станции изображена на рис. 2. Используемые условные обозначения сведены в табл. 1, а наименование связей между блоками дается в табл. 2. В данной схеме по сравнению со схемой

Таблица 1

Условные обозначения по структурной схеме

№ пп	Обозначение	Наименование блока
1	*ДСВ*	Датчик скорости ветра
2	*ДНВ*	Датчик направления ветра
3	*ДД*	Датчик атмосферного давления
4	*ДТВ*	Датчик температуры воздуха
5	*ДВВ*	Датчик влажности воздуха
6	*ДТП*	Датчик температуры почвы
7	*ДМДВ*	Датчик метеорологической дальности видимости
8	*ДВНГО*	Датчик высоты нижней границы облаков
9	*ПЧДВ*	Приемная часть датчика скорости и направления ветра
10	*БКД*	Блок коммутации датчиков
11	*ИКУ*	Измерительно-кодирующее устройство
12	*ПРУ*	Пульт ручного управления
13	*ДВ*	Датчик времени
14	*УУ*	Управляющее устройство (включает *СК* и *ДКО*)
15	*СК*	Счетчик команд
16	*ДКО*	Дешифратор кода операций
17	*ЗУ*	Запоминающее устройство (включает *ДА, БМВ, ДЗУ, ОЗУ, БУ, БИ* и *КК*)
18	*ДА*	Дешифратор адреса *ЗУ*
19	*БМВ*	Блок матриц ввода
20	*ДЗУ*	Долговременное запоминающее устройство
21	*ОЗУ*	Оперативное запоминающее устройство
22	*БУ*	Блок выходных усилителей *ЗУ*
23	*БИ* и *КК*	Блок инвертирования и контроля кода
24	*АУ*	Арифметическое устройство
25	*ВУ*	Выводное устройство
26	*БВ*	Блок вызова
27	*РЦПА*	Рулонный цифропечатающий аппарат
28	*ТА*	Телеграфный аппарат
29	*БК* и *РВД*	Блок контроля и ручного ввода данных

на рис. 1 более подробно расшифрованы центральное устройство, датчики и направления передачи метеоинформации.

Имеется два пункта выдачи информации: телеграфный аппарат узла связи и рулонный цифропечатающий аппарат, обычно размещаемый

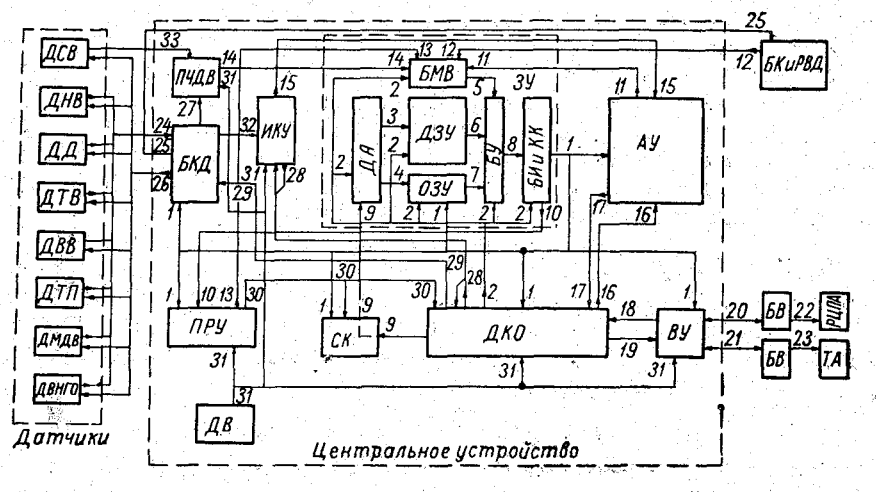


Рис. 2. Структурная схема автоматической станции с вычислительным устройством.

Таблица 2

Наименование связей между блоками

№ связи	Наименование и характеристика связи
1	Передача инвертированного кода числа или команды из *ЗУ* в *АУ, ВУ, ДКО, СК, ПРУ, БКД* и в *ОЗУ*
2	Управление запоминающим устройством со стороны *ДКО* (подготовка *ЗУ*, подготовка считывания *ДЗУ*, запись кода в *ДЗУ*, считывание *ОЗУ* и *ДЗУ*, совпадение выходных усилителей *ЗУ*, считывание *БИ* и *КК*, запрет в *ОЗУ*)
3	Считывание и запись кода в *ДЗУ* по адресу в дешифраторе адреса
4	Считывание и запрет по адресу в *ДА*
5	Передача числа из *БМВ* в *БУ*
6	Передача числа из *ДЗУ* в *БУ*
7	Передача числа из *ОЗУ* в *БУ*
8	Передача прямого кода числа или команды из *БУ* в *БИ* и КК
9	Передача адреса числа или команды из счетчика команд в *ДА* по сигналу от *ДКО*
10	Сигнал «сбоя» о наличии неправильной кодовой комбинации на входе *БИ* и *КК* (поступает из *БИ* и *КК* в *ПРУ*)
11	Передача числа из *АУ* в *БМВ*
12	Передача числа из *БК* и *РВД* в *БМВ*
13	Передача числа с клавиатуры *ПРУ* в *БМВ*
14	Передача данных по максимальной и средней скорости ветра из *ПЧДВ* в *БМВ*
15	Передача результата измерений в виде числа импульсов из *ИКУ* в *АУ*. Счет числа импульсов производится в *АУ*
16	Управление арифметическим устройством со стороны *ДКО* (подготовка *АУ*, сигналы сложения, вычитания, присвоения знака, логического умножения и т. п.)
17	Знак результата вычислений и ответ об окончании арифметических операций из *АУ* в *ДКО*
18	Ответ об окончании операции вывода из *ВУ* в *ДКО*
19	Управление *ВУ* со стороны *ДКО* (подготовка *ВУ*, сигналы вывода цифры и вывода буквы)
20	Передача информации из *ВУ* на *РЦПА* через блок вызова, прием сигналов вызова от *БВ*
21	Передача информации из *ВУ* на *ТА* через *БВ*, прием сигналов вызова от *БВ*
22	Передача информации из *БВ* на *РЦПА*
23	Передача информации из *БВ* на *ТА*
24	Передача данных о состоянии метеопараметров от датчиков в *БКД*
25	Опрос *БК* и *РВД* по сигналам из *БКД*, передача информации о работе *БДК*
26	Управление включением датчиков со стороны *БКД*
27	Опрос *ПЧДВ* по сигналам из *БКД*
28	Включение *ИКУ* по сигналу из *ДКО*; передача ответа об окончании измерения из *ИКУ* в *ДКО*
29	Включение *БКД* по сигналу из *ДКО*
30	Передача команды с клавиатуры команды *ПРУ* в *ДКО*
31	Сигналы времени (такты) из *ДВ* в *ПРУ, ИКУ, ПЧДВ, ДКО, ВУ*
32	Передача выходных величин датчиков от *БКД* на вход *ИКУ*
33	Передача скорости ветра от *ДСВ* в *ПЧДВ*

в месте установки ЦУ. Связь с печатающими аппаратами обеспечивается через блок вызова, который позволяет контролировать исправность линии связи и осуществлять запрос информации о метеообстановке. ЦУ связано также с *БК* и *РВД*, с помощью которого производится ввод данных по параметрам, не измеряемым автоматически, и сигнализация о режимах работы и неисправности датчиков.

Работа станции определяется программой, которая представляет собой набор команд, хранящихся в *ДЗУ*. В результате последовательного выполнения этих команд осуществляется управление датчиками,

измерение и кодирование метеопараметров, обработка результатов измерений, формирование телеграмм и передача их в пункт приема информации.

Необходимость выполнения тех или иных операций в каждый данный момент определяется следующими факторами: текущим временем, возникновением и прекращением штормовых явлений, поступлением сигналов вызова с узла связи или рулонного аппарата. Каждую минуту программа запускается импульсом, поступающим из *ДВ* в *ДКО* по связи *31*. Счет времени ведется с помощью самой программы, для чего в *ОЗУ* хранятся четыре числа, определяющие время суток (часы, минуты) и дату (число, месяц). Эти числа корректируются каждую минуту в процессе выполнения программы. В дальнейшем производится оценка времени, проверка штормовых параметров и устройств, воспринимающих сигналы вызова. В зависимости от этих данных выполняются необходимые операции.

Для представления чисел и команд в ЦУ применена десятичная система кодирования. Каждое число или код команды содержит четыре десятичных разряда и знак. Каждый десятичный разряд кодируется пятью двоичными разрядами, причем используются только такие комбинации, которые содержат две единицы и три нуля. Этот сочетательный код (называемый кодом «2 из 5») приведен в табл. 3.

Таблица 3

Код „2 из 5“

Десятичная цифра	Элементы кода				
	a	*b*	*c*	*d*	*e*
0	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	1
2	1	1	0	0	0
3	0	1	1	0	0
4	0	0	1	1	0
5	1	0	0	1	0
6	0	1	0	0	1
7	1	0	1	0	0
8	0	1	0	1	0
9	0	0	1	0	1

Знак кодируется двумя двоичными разрядами, причем используются две комбинации, содержащие в одном разряде единицу, а в другом — нуль. Использование сочетательного кода позволяет осуществить контроль правильной работы блоков станции, в частности, запоминающего устройства.

Таким образом, каждое число представляется 22 двоичными разрядами: знаком (два двоичных разряда) и мантиссой (четыре десятичных разряда, каждый из которых кодируется пятью двоичными разрядами). При выполнении арифметических операций считается, что запятая фиксирована перед старшим разрядом мантиссы. Эти же 22 разряда используются для представления команд; из них 15 разрядов (первый, второй и третий десятичные разряды) относятся к адресной части и 7 разрядов (четвертый десятичный разряд и знак; плюс (+) соответствует нулю, минус (—) — единице) относятся к коду операции. Такая система позволяет закодировать 20 команд. Из них используется только 18; две команды запасные. Список команд приведен в табл. 4.

Для пояснения принципа работы ЦУ рассмотрим реализацию отдельных команд по структурной схеме. Перед началом любой команды при окончании предыдущей в *ДКО* по связи *1* вводится код операции, а в *СК* — адресная часть команды. В счетчике команд, кроме того, хранится адрес выполняемой команды. При выполнении команды «передача *ЗУ*→*РА АУ*» (код операции 00) нужно число из *ЗУ* (адрес этого числа закодирован в адресной части команды) передать в регистр *А АУ*. Управление *ЗУ* со стороны *ДКО* производится по связи *2*. Адрес числа или команды из *СК* передается в дешифратор адреса по связи *9*. Обращение к *ЗУ* по заданному адресу занимает шесть тактов: подго-

Таблица 4

Список команд

Код операции	Наименование команды	Содержание адресной части
00	Передача *ЗУ → РА АУ* (*РА* — регистр числа *А*)	Адрес передаваемого числа *(А)*
01	Передача *ЗУ → РВ АУ* (РВ — регистр числа В)	Адрес передаваемого числа *(В)*
02	Сложение *РА АУ* + ЗУ. Сумма остается в *РА АУ*	Адрес числа *В* (второго слагаемого)
03	Вычитание *РА АУ — ЗУ*. Разность остается в *РА АУ*	Адрес числа *В* (вычитаемого)
04	Логическое умножение	Адрес числа *В*
05	Присвоение знака	Адрес числа *В*
06	Выдача 1-й цифры в канал связи	Адрес выводимого числа
07	Вывод 1-й буквы в канал связи	Адрес выводимой буквы
08	Передача числа из *ПРУ* в *ОЗУ*	Адрес, в который записывается передаваемое число
09	Передача *РА АУ → ЗУ*	То же
10	Передача *РА АУ → ЗУ* со сдвигом влево на один десятичный разряд	„
11	Передача *РА АУ → ЗУ* со сдвигом вправо на один десятичный разряд	„
12	Сравнение *РА ≷ РВ* Условный переход по знаку разности (—)	Адрес условного перехода, уменьшенный на единицу
13	Включение БКД	1-й разряд — время задержки; 2-й и 3-й разряды — адрес датчика или номерного импульса
14	Окончание программы	Адрес безусловного перехода, уменьшенный на единицу
15	Безусловный переход к *ОЗУ* и 1-й тысяче адресов *ДЗУ*	То же
16	Безусловный переход к *ДЗУ* (2-я тысяча)	„
17	Безусловный переход к *ДЗУ* (3-я и 4-я тысячи)	„

товка *ЗУ*, ввод адреса числа в *ДА*, подготовка считывания *ДЗУ*, запись кода в *ДЗУ*, считывание *ОЗУ* или *ДЗУ* с подачей сигнала совпадения на выходные усилители, считывание *БИ* и *КК*. Эта серия управляющих воздействий подается в *ЗУ* независимо от того, к *ОЗУ* или *ДЗУ* производится обращение за числом. Выбор места обращения (ячейки *ДЗУ* или *ОЗУ*) определяется дешифратором по адресу числа. При считывании числовая информация из *ОЗУ* или *ДЗУ* по связям *6* и *7* подается на вход *БУ*. Одновременно в этот блок по связи *2* подается сигнал совпадения. *БУ* усиливает сигналы, поступающие из *ОЗУ* или *ДЗУ*, и по связи *8* передает их в *БИ* и *КК*. Считывание *БИ* и *КК* производится в следующем такте сигналом из *ДКО* по связи *2*. При этом инвертированный код числа передается по связи *1* в арифметическое устройство и другие блоки станции. В команде 00 этот код используется только в *АУ*, но при любом обращении к *ОЗУ* импульсы инвертированного кода обеспечивают регенерацию (сохранение) в *ОЗУ* считываемой информации. Более подробно работа запоминающего устройства станции рассмотрена в статье [1]. Управление арифметическим устройством осуществляется по связи *16*. При выполнении команды 00 в *АУ* поступают из *ДКО* сигналы подготовки к приему кода и после формирования инвер-

тированного кода в *ЗУ* сигналы передачи числа из приемного регистра *АУ* в *РА АУ*.

После этой передачи заканчивается выполнение первой части команды. Во второй части, одинаковой при всех кодах операции, производится обращение в *ЗУ* за следующей по счету командой. Для этого в *СК* формируется адрес следующей команды путем прибавления единицы к содержимому *СК*. Этот адрес по связи *9* передается в *ДА* и, кроме того, остается в одном из регистров *СК*. Считывание кода команды из *ЗУ* и передача его в *УУ* производится совершенно так же, как и при обращении за числом.

Выполнение команды 01 (передача *ЗУ*→*РВ АУ*) отличается от предыдущей только тем, что число из *ЗУ* передается в регистр *В АУ*. Для этого по связи *16* подается специальный сигнал.

При выполнении операций сложения или вычитания предполагается, что в *РА* уже находится первое слагаемое или уменьшаемое. Второе число передается из *ЗУ* (адрес второго числа содержится в адресной части команды) в процессе выполнения операции. Обе команды требуют передачи из *УУ* в *АУ* вспомогательных тактов во время сложения или вычитания. Эти такты получаются за счет остановки *УУ* перед обращением за следующей командой. После окончания сложения и вычитания из *АУ* по связи *17* в *ДКО* поступает сигнал об окончании операции, по которому производится обращение за следующей командой.

Команды 04 и 05 — логическое умножение и присвоение знака — выполняются над двумя числами. Одно из них хранится в регистре *А АУ* (первое число), а второе поступает из *ЗУ* в процессе выполнения операции. Как и в командах 02 и 03, в адресной части записан адрес второго числа. Сущность этих команд состоит в следующем.

При операции 05 первому числу (хранящемуся в регистре *А АУ*) приписывается знак второго числа (поступающего из *ЗУ*), а прежний знак первого числа стирается.

При операции 04 разряды мантиссы второго числа состоят только из двух цифр — единиц и нулей. В ходе этой операции производится поразрядное умножение первого числа на второе. Таким образом, часть разрядов первого числа заменяется нулями («стирается»), а часть — сохраняется («выделяется»).

Обе эти операции значительно облегчают составление программ и потому введены в систему команд.

В ходе выполнения этих операций характерные сигналы, так же как и в предыдущих случаях, передаются в *АУ* по связи *16*.

Вывод букв и цифр производится в командах 06 и 07. При этом в выводное устройство из *ЗУ* по связи *1* подается выводимое число или буква, а из *УУ* по связи *19* — сигнал подготовки и характерный сигнал операции. *ВУ* преобразует параллельный код, поступающий из *ЗУ* в последовательный, необходимый для работы телеграфного аппарата. Длительность кодовых посылок (20 м/сек.) устанавливается датчиком времени по связи *31*. На время передачи цифры или буквы *УУ* останавливается и продолжает выполнять вторую часть команды по сигналу ответа об окончании вывода (связь *18*). Группа команд 08, 09, 10, 11 используется для передачи числовой информации в *ОЗУ*. Запись нового числа в *ЗУ* производится через *БМВ*, в который перед записью передается число из *ПРУ* по связи *13* в команде 08 и из *АУ* по связи *11* в командах 09, 10, 11. Управление работой *ЗУ* осуществляется, как и в предыдущих случаях, управляющим устройством по связи *2*.

При выполнении условного перехода (код операции 12) предполагается, что в *АУ* уже введены два числа *А* и *В* (например, в резуль-

тате выполнения операций 00 и 01). Операция может заканчиваться двояко в зависимости от знака результата вычитания этих двух чисел. Знак результата поступает в *ДКО* по связи *17*. Если результат вычитания имеет знак (+), то производится обращение к следующей по счету команде, если (—), то производится обращение за командой по адресу, который записан в адресной части команды.

С помощью команды 13 производится управление коммутатором датчиков и измерительно-кодирующим устройством. Команда имеет несколько модификаций в зависимости от значения кода в адресной части: измерение сопротивления или напряжения на выходе одного из датчиков, включение реле, управляющих датчиками и системой связи, задержка на *n* секунд, выдача номерного импульса. Включение реле осуществляется управляющим устройством по связи 29. Если требуется произвести измерение, то по связи *28* из *УУ* в *ИКУ* подается сигнал включения, а в *АУ* по связи *16* — сигнал подготовки к приему информации, поступающей от *ИКУ*. Затем *КД* соединяет вход *ИКУ* с выходом датчика, номер которого закодирован в адресной части команды. Таким образом, на *ИКУ* поступает напряжение. Величина этого напряжения пропорциональна измеряемому параметру. В процессе измерения *ИКУ* вырабатывает и передает в *АУ* по связи *15* «пакет» импульсов, причем число импульсов в пакете пропорционально напряжению на входе *ИКУ*. Арифметическое устройство производит счет числа импульсов и сохраняет результат измерения для дальнейшей обработки. По окончании измерения в *ДКО* из *ИКУ* по связи *28* поступает ответ об окончании операции. При включении реле и задержке на заданное время *ДКО* производит задержку на время, указанное в адресной части команды. Если в процессе выполнения команды 13 требуется выдать номерной импульс, то задержка перед обращением за следующей командой не производится. Номерные импульсы служат для всякого рода вспомогательных действий — опрос наличия вызова с *ТА* или *РЦПА*, съем чисел с клавиатуры ручного ввода, выдача информации о неисправности датчиков и др.

Команда 14 осуществляет остановку управляющего устройства до прихода ближайшего минутного сигнала из *ДВ* по связи *31*. После прихода этого сигнала производится обращение за новой командой по адресу, записанному в адресной части команды 14. Таким образом, этой операцией заканчивается выполнение любой программы, причем работа станции приостанавливается до прихода следующего минутного импульса.

Команды 15, 16, 17 дают возможность осуществить безусловный переход по новому адресу, записанному в адресной части команды. Наличие нескольких команд безусловного перехода определяется малой разрядной сеткой команды (три десятичных разряда в адресной части), недостаточной для записи номера тысячи. Команда 15 служит для обращения за командой в *ОЗУ* и первую тысячу адресов *ДЗУ*; 16 — для обращения во вторую тысячу адресов *ДЗУ*, 17 — для обращения в третью и четвертую тысячи адресов *ДЗУ*. Обращение к третьей и четвертой тысячам производится выполнением двух команд. Перед командой 17 должен подаваться специальный номерной импульс, указывающий номер тысячи безусловного перехода.

§ 4. Некоторые характеристики станции

1. Схемы блоков ЦУ выполнены на ферритах с использованием принципа распределения тока [2], оперативное запоминающее устройство выполнено на ферритовых парах, а долговременное запоминающее устройство — на ферритах с постоянной прошивкой [1].

Емкость *ДЗУ* составляет 3800 адресов, емкость *ОЗУ* 200 адресов. Скорость выполнения безответных операций составляет около 700 в секунду, а операций сложения и вычитания — около 300 в секунду. Скорость вывода информации определяется быстродействием телеграфного аппарата. Время измерения одного метеопараметра 1,5—2 сек. Диапазон измеряемого напряжения на входе *ИКУ* равен 0—200 мв. Система преобразования напряжения в код время-импульсная. При кодировании в качестве счетчика используется арифметическое устройство. Исключение систематической погрешности *ИКУ* производится измерением эталонных напряжений при проведении общей программы измерений. Точность кодирования с учетом коррекции систематической погрешности не меньше 0,1%. Подключение выходов датчиков к *ИКУ* осуществляется через релейный коммутатор датчиков. Коммутатор датчиков, кроме того, управляет датчиками (включение и выключение) и выдает различные вспомогательные сигналы.

Система коммутации и система команд рассчитаны на подключение к станции до 50 различных датчиков.

В ЦУ используется поразрядный контроль кода. В каждом десятичном разряде и знаке контролируется число единиц и число нулей. При однократном сбое (в течение одной минуты) программа повторяется, а при двухкратном — станция останавливается. Контроль исправности датчиков производится в процессе обработки программным путем.

Питание ЦУ осуществляется от сети переменного тока 220/127 вольт. Потребляемая мощность составляет 250÷300 вт.

§ 5. Характеристики датчиков метеорологических элементов

а) Датчики температуры воздуха и почвы и влажности воздуха

В качестве датчиков температуры воздуха и почвы в данной станции используются платиновые термометры сопротивления, включенные в плечо неравновесного моста, напряжение с диагонали которого подается через коммутатор в *ИКУ*.

Для измерения влажности воздуха при $t > 0°$ С используется психрометр, состоящий из сухого и смоченного термометров сопротивления (платиновых), также включенных в неравновесные мосты.

Для измерения влажности при $t < 0°$ С используется волосной гигрометр, показания которого (напряжение) с помощью бесконтактного индукционного потенциометра передаются в ЦУ.

б) Датчик атмосферного давления

В качестве датчика используется автоматический весокомпенсационный барометр с вакуумированным сильфонным чувствительным элементом [3]. Перемещение компенсационного грузика, пропорциональное величине изменения атмосферного давления, преобразуется в значение сопротивления прецизионного потенциометра.

в) Датчик параметров ветра

Используемый в автоматической станции датчик параметров ветра имеет чувствительные элементы скорости (четырехлопастной винт) и направления (флюгарка), заимствованные с целью унификации от анеморумбометра М-63 и анеморумбографа М-64 [4]. Для измерения макси-

мальной и средней скорости ветра разработаны специальные схемы [5]. Для измерения осредненного направления ветра используется следящий привод на трансформаторных сельсинах. Осреднение направления осуществляется за счет замедленной отработки сигнала рассогласования сельсинов. Осредненный угол направления ветра преобразуется в пропорциональное значение сопротивления.

г) Датчик высоты нижней границы облаков

В основу датчика высоты нижней границы облачности положен серийно выпускаемый светолокационный измеритель нижней границы облачности, к которому разработана специальная приставка для преобразования временного интервала, пропорционального высоте нижней границы облаков, в значение напряжения постоянного тока.

д) Датчик метеорологической дальности видимости

В автоматической станции используется компенсационный регистратор прозрачности атмосферы [6], выпускаемый нашей промышленностью. На выходе этого прибора значение прозрачности атмосферы при помощи логарифмического потенциометра преобразуется в напряжение, пропорциональное значению метеорологической дальности видимости.

Таблица 5

Измеряемый параметр	Пределы измерения	Точность измерения	Примечание
Атмосферное давление	500—1100 мб	±0,5 мб	Диапазон измерения 100 мб
Температура воздуха	—60, +50°C	±0,2°C	
Относительная влажность воздуха	15—100%	±5% при $t > 0$°C ±10% при $t < 0$°C	Точка росы с точностью косвенного метода измерения
Средняя скорость ветра за $t = 10$ мин.	1—40 м/сек.	± (0,5+0,05 V) м/сек.	
Максимальная скорость ветра	3—60 м/сек.	± (1,0+0,05 V) м/сек.	Максимальное среднее значение скорости ветра за интервал $t = 3$ сек.
Направление ветра	0—360°	±10°	
Метеорологическая дальность видимости	200—2000 м 2000—4000 м 4000—6000 м	±7,0% ±15% ±20%	
Высота нижней границы облаков	50—2000 м	±15%	
Температура почвы на глубинах 5, 10, 15, 20, 40, 60, 80, 120, 160, 320 см.	—60—+70°C	±0,2°C	

Центральное устройство совместно с комплектом перечисленных выше датчиков представляет собой модификацию автоматической метеорологической станции, позволяющей измерять метеорологические элементы, приведенные в табл. 5.

ЛИТЕРАТУРА

1. Анискин Л. В., Грушин С. И. Некоторые вопросы построения запоминающего устройства для автоматической метеостанции. См. наст. сб.
2. Афиногенов Л. П., Радомысльская Н. И. Логические элементы на принципе распределения тока и их использование для построения дискретных схем. См. наст. сб.
3. Карпуша В. Е., Стернзат М. С. Компенсационный измеритель давления (разрежения). Авторское свидетельство № 159316. Бюллетень изобретений № 24, 1963.
4. Протопопов Н. Г. Комплект новых ветроизмерительных приборов. Анеморумбометр М-63 и анеморумбограф М-64. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
5. Грушин С. И., Протопопов Н. Г. Датчик параметров ветра. Труды ГГО, вып. 199, 1966.
6. Горышин В. И. Компенсационный фотометр. Авторское свидетельство № 126643. Бюллетень изобретений № 5, 1960.
7. Грушин С. И., Протопопов Н. Г. Датчик параметров ветра. Авторское свидетельство № 180415. Бюллетень изобретений № 7, 1966.
8. Корзун В. И., Сидельников В. В., Стернзат М. С. Комплексная автоматизация гидрометеорологических работ и создание сетевой автоматической телеизмерительной станции. Метеорология и гидрология. № 2, 1961.
9. Стернзат М. С., Сидельников В. В. К вопросу о комплексной автоматизации метеорологических измерений. Труды ГГО, вып. 103, 1960.

Л. П. АФИНОГЕНОВ, Н. И. РАДОМЫСЛЬСКАЯ

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ПРИНЦИПЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ СХЕМ. ЧАСТЬ I. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СХЕМЫ ТИПОВЫХ УЗЛОВ

Рассматриваются дискретные устройства и схемы, основанные на принципе распределения тока (ПРТ). Изложен принцип действия и схемы типовых узлов. Ферритовые схемы такого типа применяются, в частности, в автоматических метеостанциях УАТГМС-1. Статья может быть полезной для работников гидрометеослужбы, занимающихся производством, эксплуатацией и ремонтом автоматических станций.

Введение

Ферритовые сердечники в настоящее время, по-видимому, являются наиболее надежными и дешевыми элементами дискретных автоматических устройств. Кроме того, они отличаются малым потреблением энергии, способностью запоминать информацию в обесточенном состоянии и некоторыми другими положительными качествами. Для питания ферритовых схем обычно применяются импульсные формирователи на транзисторах.

В автоматических станциях УАТГМС применяются ферритовые схемы, работа которых основана на зависимости сопротивления обмоток от магнитного состояния сердечника (так называемые схемы на принципе распределения тока — ПРТ). В настоящее время опубликован ряд статей, посвященных схемам на ПРТ [1, 2, 3, 4]. Однако использование этих работ затрудняется тем, что в каждой из них рассматриваются отдельные вопросы, связанные со схемами такого типа, и, кроме того, эти статьи опубликованы в различных журналах и изданиях.

В данной работе сделана попытка объединить основные вопросы работы схем на ПРТ: принцип их работы, методику расчета, наиболее распространенные типовые схемы, вопросы температурной устойчивости и быстродействия.

Часть изложенного материала ранее нигде не публиковалась.

§ 1. Система обозначений и принцип распределения токов

В рассматриваемых схемах принята следующая система обозначений (рис. 1а).

Сердечники обозначены вертикальными жирными линиями, а шины (или провода схемы), связанные с сердечниками — горизонтальными тонкими линиями. Если шина проходит через сердечник, то это

БИБЛИОТЕКА
Ленинградского
Гидрометеорологического
Института

обозначается наклонным штрихом, стоящим в месте пересечения сердечника и токовой шины. Направление наклона штриха определяется следующим мнемомоническим правилом: импульс тока, отражаясь от наклонной линии как от зеркала, указывает направление, в котором он намагничивает сердечник. Например, на рис. 1а импульсы тока I и I_2 намагничивают сердечник Φ «вверх», а импульс тока I_1 — «вниз». Эти обозначения используются и тогда, когда связь между проводом (шиной) и сердечником осуществляется при помощи обмотки. В схемах используется два типа обмоток: управляющие (обмотки подготовки, $w_п$) с малым числом витков и распределяющие (w), содержащие значительное число витков. Иногда управляющие обмотки представляют собой шины, проходящие через сердечник. Для того чтобы удобнее было

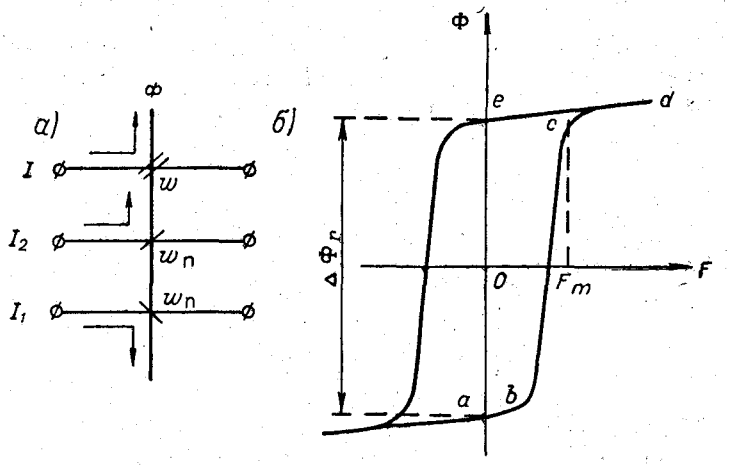


Рис. 1. Способ считывания, использующий различное индуктивное сопротивление обмотки (*а*) и петля гистерезиса для сердечника с ППГ (*б*).

различать эти два типа обмоток, на схемах управляющим обмоткам соответствует один штрих, а распределяющим — двойной (см. рис. 1а).

Принцип распределения токов основан на том, что обмотка, в зависимости от магнитного состояния сердечника, представляет собой разное сопротивление для проходящего через нее импульса тока.

Если сердечник был ранее намагничен согласно относительно импульса тока (т. е. в том же направлении, в котором действует импульс), то сопротивление невелико; оно определяется активным сопротивлением обмотки и ее индуктивностью при перемагничивании сердечника по пологой части гистерезисной петли (например, участок *ed* и далее, на рис. 1б).

Если сердечник был намагничен встречно относительно импульса тока, то сопротивление обмотки велико; оно определяется главным образом индуктивностью при перемагничивании сердечника по крутой части гистерезисной петли (участок *bc* на рис. 1б).

Например, если импульсу тока I (см. рис. 1а) предшествовал импульс I_1 по обмотке $w_п$, то обмотка w будет обладать большим сопротивлением по отношению к импульсу I. Если току I предшествовал импульс I_2, то сопротивление будет малым.

Для ПРТ характерна двухтактная работа, так как подготовка сердечников (запись информации) и их считывание (считывание инфор-

мации) должны быть распределены во времени. Простейшей схемой является ключ на два выхода (рис. 2).

Предположим, что в начале на вход *1* подается управляющий импульс I_1, который, проходя по управляющим обмоткам $w_п$, намагничивает сердечник $Ф_1$ «вверх», а $Ф_2$ — «вниз». После такой подготовки можно считать, что сердечник $Ф_1$ находится в проводящем состоянии (его обмотка w представляет собой малое сопротивление), а $Ф_2$ — в запирающем (большое сопротивление) состоянии относительно тока считывания $I_{сч}$.

Подаваемый затем на вход *3* ток считывания $I_{сч}$ распределяется на две ветви: полезный ток $I_п$ (идет через $Д_1$, выход *1* и нагрузку Z_1) и ложный ток $I_л$ (через $Д_2$, выход *2*; Z_2).

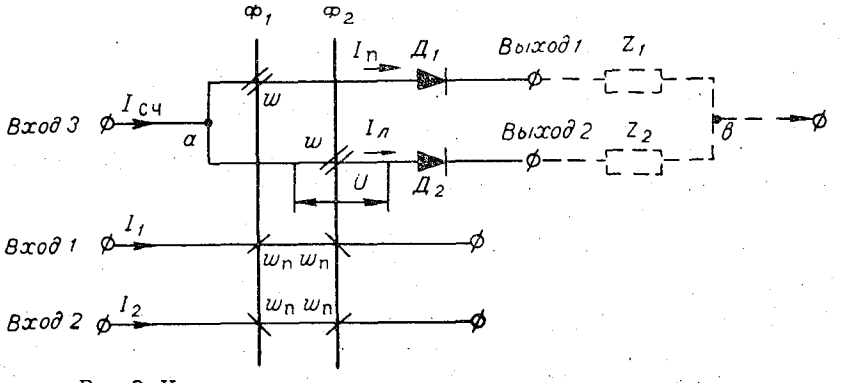


Рис. 2. Ключ на два выхода на принципе распределения тока.

Для понимания физического принципа работы схемы основное значение имеют два момента: соотношение между токами $I_п$ и $I_л$ (уровень помехи) и время перемагничивания сердечника $Ф_2$. Рассмотрим это подробнее.

Во время действия импульса $I_{сч}$ сердечник $Ф_2$ перемагничивается из «нижнего» положения (точка *a* на рис. 1б) в «верхнее» (точка *c*). Это происходит под влиянием напряжения U, приложенного к обмотке w сердечника $Ф_2$. Очевидно, напряжение U не больше чем напряжение U_{ab} — между точками *a* и *b*. Напряжение U_{ab} — это результат прохождения полезного тока $I_п$ по проводящей ветви.

$$U_{ab} = U_w + U_{Д_1} + U_{Z_1},$$

где U_w — падение напряжения на обмотке w сердечника $Ф_1$, перемагничивающегося по пологому участку петли гистерезиса; $U_{Д_1}$ — падение напряжения на диоде $Д_1$; U_{Z_1} — падение напряжения на нагрузке.

Для приближенной оценки напряжения $U \approx U_{ab}$ полагаем, что основная составляющая напряжения $U_{ab} \cong U_{Z_1}$ (величинами U_w и $U_{Д_1}$ пренебрегаем; в реальных случаях $U_w + U_{Д_1} \cong 0{,}2 \div 0{,}3\ U_{Z_1}$). Тогда

$$U \approx U_{Z_1}.$$

Например, если принять, что $I_п = 1$а, $Z_1 = 2$ом, то $U \approx 2$в, т. е. сердечник $Ф_2$ перемагничивается под действием напряжения U, равного 2в.

При перемагничивании запирающего сердечника по крутой части петли гистерезиса (под действием U) величина тока определяется шириной петли, т. е.

$$I_л \leqslant \frac{F_m}{w}, \qquad (1)$$

где F_m — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания сердечника (см. рис. 1б), w — число витков распределяющей обмотки.

Если в процессе перемагничивания Φ_2 точка, характеризующая состояние сердечника, выйдет на пологий участок cd (рис. 1б), то ложный ток резко возрастет, а полезный соответственно уменьшится и это может привести к нарушению работы схемы. Поэтому необходимо, чтобы считывающий импульс окончился раньше, чем произойдет полное перемагничивание сердечника Φ_2. Процесс перемагничивания запирающего сердечника под воздействием напряжения U определяется равенством:

$$\frac{d\Phi_{\text{гр.}}}{dt} w = U,$$

$$\text{или } w d\Phi = U dt,$$

$$\int_0^\tau w d\Phi = \int_0^\tau u dt. \qquad (2)$$

Предположим, что

а) $U = \text{const}$,

учитывая, кроме того, что

б) при полном перемагничивании сердечника $\int d\Phi\, w = \Delta\Phi_r w$;

в) за время действия импульса длительностью τ

$$\int_0^\tau u dt = U \int_0^\tau dt = U\tau;$$

г) для нормальной работы схемы необходимо, чтобы левая часть равенства [2] была не меньше, чем правая, так как именно при этом условии импульс считывания $I_{\text{сч}}$ кончится раньше, чем произойдет полное перемагничивание сердечника, получим неравенство

$$\Delta\Phi_r w \geqslant U\tau. \qquad (3)$$

Этому неравенству должны удовлетворять параметры схемы для того, чтобы была обеспечена ее надежная работа.

Если $U \approx U_{ab}$ изменяется во время действия импульса считывания, то условие (3) перейдет в

$$\Delta\Phi_r w \geqslant \int_0^\tau u dt. \qquad (4)$$

В формулах (3) и (4) $\Delta\Phi_r$ — максимальное изменение потока, соответствующее перемагничиванию сердечника по крутому участку петли гистерезиса (рис. 1б).

Выполнять неравенства (3) и (4) можно путем увеличения числа витков w или сокращения длительности τ импульса считывания.

Оценим соотношение полезного и ложного токов:

$$I_{\text{п}} = I_{\text{сч}} - I_{\text{л}},$$

$$\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{л}}} = \frac{I_{\text{сч}}}{I_{\text{л}}} - 1, \text{ а при } I_{\text{л}} \leqslant \frac{F_m}{w},$$

$$\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{л}}} \geqslant \frac{I_{\text{сч}}}{F_m} w - 1. \qquad (5)$$

Отношение $\frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{л}}}$ можно сделать весьма большим путем увеличения тока считывания $I_{\text{сч}}$ и числа витков w $\left(\text{например, при } \frac{I}{F_m} = 2;\ w = 50;\ \frac{I_{\text{п}}}{I_{\text{л}}} = 99\right)$.

Для правильной работы схемы необходимо, чтобы число витков обмотки подготовки $w_п$ и амплитуда управляющих импульсов токов I_1 и I_2 ($I_{упр}$) были связаны соотношением:

$$w_п \geqslant \frac{F_m}{I_{упр}}. \qquad (6)$$

Если нагрузку ключа (рис. 2) Z_1 и Z_2 заменить обмотками подготовки двух сердечников, то получим схему передающей ячейки, являющуюся основной схемой при построении сложных цифровых устройств на ПРТ. В этом случае величины полезного тока $I_п$ и управляющих импульсов равны

$$I_п = I_1 = I_2 = I.$$

Диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены в цепь считывания для развязки. Они устраняют взаимное влияние выходной цепи и цепей управления в те моменты, когда считывание не производится. Благодаря этому совершенно устраняется поток обратной информации и при перемагничивании сердечников по управляющим обмоткам в цепях считывания не может проходить индуктированный ток.

Соотношения (4) и (6) можно записать в виде:

$$\Delta\Phi_r w = k_1 \int_0^{\tau} u_{ab} dt; \qquad (7)$$

$$w_п = k_2 \frac{F_m}{I}, \qquad (8)$$

где k_1 — коэффициент запаса по потокосцеплению запирающего сердечника, k_2 — коэффициент запаса по м. д. с., перемагничивающей сердечники.

При расчете реальных схем отсутствуют ограничения, препятствующие увеличению этих коэффициентов запаса до нужной величины. Так, например, можно выбрать: $k_1 = 2$, что позволит сохранить работоспособность схем при увеличении ее нагрузки на 40% и одновременном уменьшении величины $\Delta\Phi_r$ на 30%; $k_2 = 2$, что позволит сохранить работоспособность схем при увеличении F_m на 40% и одновременном уменьшении амплитуды импульса тока на 30%.

Такие коэффициенты запаса перекрывают возможные изменения параметров элементов и импульсов, в том числе и под влиянием изменения температуры. Это позволяет отказаться от столь трудоемкой операции, как отбраковка используемых элементов.

§ 2. Типовые схемы на принципе распределения тока

Один сердечник с несколькими распределяющими обмотками функционально подобен реле с контактами, число которых равно числу распределяющих обмоток. Используя эту аналогию между сердечником и реле, можно строить ферритовые схемы, реализующие сложные функции. Комбинируя последовательное и параллельное соединения обмоток, можно получать схемы, реализующие логические функции, заданные в любой форме при помощи сложения и умножения, где аргументы могут входить как в прямом, так и в инвертированном виде.

При разработке схем такого типа следует иметь в виду, что обычно в такт считывания на единственный вход схемы подается импульс от ге-

нератора тока. Поэтому всегда необходимо иметь проводящую цепь для считывающего импульса. При невыполнении этого требования запирающие сердечники принудительно перемагничиваются считывающим импульсом и работа схемы нарушается.

Переключатель

Принципиальная схема переключателя представлена на рис. 3. Переключатель предназначен для распределения импульсов тока, поступающих на его входы (1, 2, . . ., m, $m \geqslant 1$) в несколько (n) различных цепей.

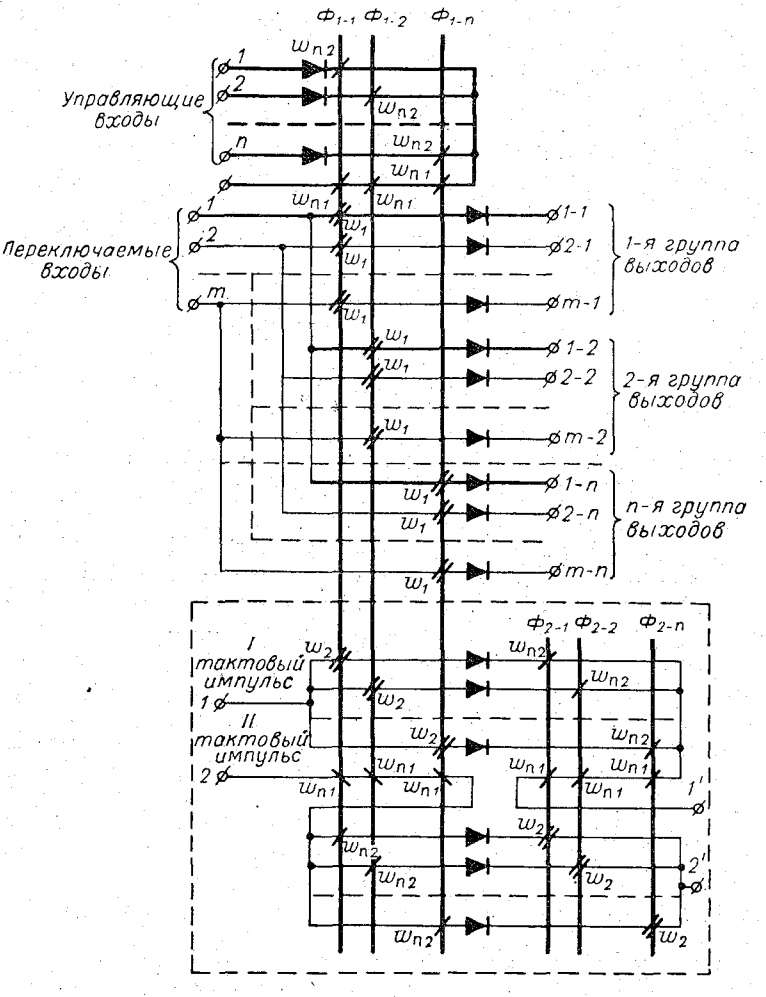


Рис. 3. Принципиальная схема ферритового переключателя.

Переключатель содержит $2n$ сердечников, разбитых на две группы: сердечники Φ_{1-1} — Φ_{1-n} являются основными, а Φ_{2-1} — Φ_{2-n} — вспомогательными.

Для установки переключателя в определенное положение подается импульс на один из n управляющих входов (от 1 до n). Пусть, например, импульс подан на управляющий вход *1*. Этот импульс, проходя по об-

мотке $w_{п2}$, намагничивает сердечник Φ_{1-1} «вверх» и далее, проходя по обмоткам $w_{п1}$ всех сердечников первой группы, перемагничивает сердечники $\Phi_{1-2} \div \Phi_{1-n}$ «вниз». Число витков $w_{п2}$ больше, чем $w_{п1}$, поэтому сердечник Φ_{1-1} намагничивается вверх — в сторону, определяемую обмоткой $w_{п2}$.

Дальнейшая работа схемы осуществляется в два такта. В первом такте на основные входы от *1* до *m* подаются распределяемые импульсы. В общем случае эти импульсы могут представлять собой любую кодовую комбинацию из *m* элементов, в которой единица представлена наличием, а нуль — отсутствием импульса на соответствующем входе. Эти импульсы распределяются обмотками w_1 сердечников первой группы, причем полезный импульс тока с любого входа может пройти через обмотку w_1 только того сердечника, который был намагничен вверх. В рассматриваемом примере вверх был намагничен Φ_{1-1}, поэтому кодовая комбинация импульсов со входов от *1* до *m* пройдет через обмотки w_1 этого сердечника на выходы первой группы *1—1; 2—1; . . .; m—1*. На остальные выходы смогут пройти только ложные токи.

Сумма ложных токов на всех выходах любой из групп подчинена неравенству

$$I_{1-i} + I_{2-i} + \ldots + I_{m-i} \leqslant \frac{F_m}{w_1},$$

где F_m — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания сердечника.

Схема переключателя обеспечивает многократное действие после однократной подачи управляющего импульса. Это достигается при помощи второй группы сердечников и двух вспомогательных цепей *1—1'* и *2—2'*.

Одновременно с кодовой комбинацией по цепи *1—1'* подается вспомогательный (первый тактовый) импульс. Он распределяется обмотками сердечников 1-й группы так же, как и коммутируемые импульсы на основных входах и проходит по одной из *n* шин в зависимости от состояния ключа. Проходя по обмотке $w_{п2}$, этот импульс намагничивает вверх соответствующий сердечник второй группы и, кроме того, проходя по обмоткам $w_{п1}$ (после объединения *n* шин) намагничивают остальные сердечники второй группы вниз. Число витков $w_{п2} > w_{п1}$, поэтому один из сердечников устанавливается вверх. Таким образом, в первом такте состояние сердечников первой группы $\Phi_{1-1} - \Phi_{1-n}$ передается на сердечники второй группы $\Phi_{2-1} - \Phi_{2-n}$. Во втором такте подается вспомогательный (второй тактовый) импульс по цепи *2—2'*, который действует аналогично первому тактовому импульсу и передает состояние с сердечников $\Phi_{2-1} - \Phi_{2-n}$ на сердечники $\Phi_{1-1} - \Phi_{1-n}$. Таким образом, регенерируется исходное состояние сердечников, после чего схема готова к распределению следующих входных импульсов. Переключатель многократно распределяет входные импульсы на установленную группу выходов до тех пор, пока не подается новый управляющий импульс, который переключает схему в другое состояние.

В некоторых схемах не требуется многократности действия, так как после каждой подачи распределяемых импульсов на входы следует новый такт установки переключателя. Такой однотактный ключ можно получить из схемы рис. 3, если из нее убрать сердечники $\Phi_{2-1} - \Phi_{2-n}$ и цепи первого и второго тактов (часть схемы, обведенную пунктиром). Очень часто требуется переключение импульса с одного входа на *n* выходов. Схема такого переключателя изображена на рис. 3 жирными линиями.

Распределитель (рис. 4)

Схема распределяет импульсы тока, последовательно поступающие на m входов ($m \geqslant 2$) в $N = mn$ выходных цепей (на схеме $m = 4$, $n = 5$, $N = 20$).

Каждому входу соответствует группа из n (в данном примере, из пяти) сердечников, диодов и выходов. Таким образом, каждому выходу распределителя соответствует один сердечник и один диод. Сердечники, диоды и выходы обозначены двумя индексами, первый из которых указывает номер группы, а второй — номер элемента в данной группе. Например, выход *1—2* означает 2-й выход в 1-й группе.

Подачей импульса на шину начальной установки *1—1'* схема приводится в исходное состояние, при котором сердечник Φ_{1-1} намагничен вверх, а все остальные сердечники 1-й группы вниз. Затем на входы (начиная с входа *1*) подаются распределяемые (тактовые) импульсы, которые поступают последовательно в соответствии с нумерацией входов, причем за импульсом на входе *4* снова следует импульс на входе *1*.

Первый импульс I_1, поступающий на вход *1*, проходит по обмоткам $w_{п1}$ сердечников второй группы, стремясь намагнитить их вниз, и затем распределяется обмотками w сердечников первой группы $\Phi_{1-1} \div \Phi_{1-n}$ на n цепей. Поскольку первоначально был подготовлен (намагничен вверх) сердечник Φ_{1-1}, то ток I_1', проходящий через обмотку w этого сердечника и далее через диод $Д_{1-1}$ на выход *1—1*, почти равен току, поданному на вход *1*, т. е. $I_1 \cong I_1'$.

На все остальные выходы первой группы проходят только ложные токи, каждый из которых достаточно мал по сравнению с I_1. Ток I_1', проходя через обмотку $w_{п2}$ сердечника Φ_{2-1}, перемагничивает его вверх, несмотря на действующий встречно ток I_1 в обмотке $w_{п1}$, так как $w_{п2} > w_{п1}$.

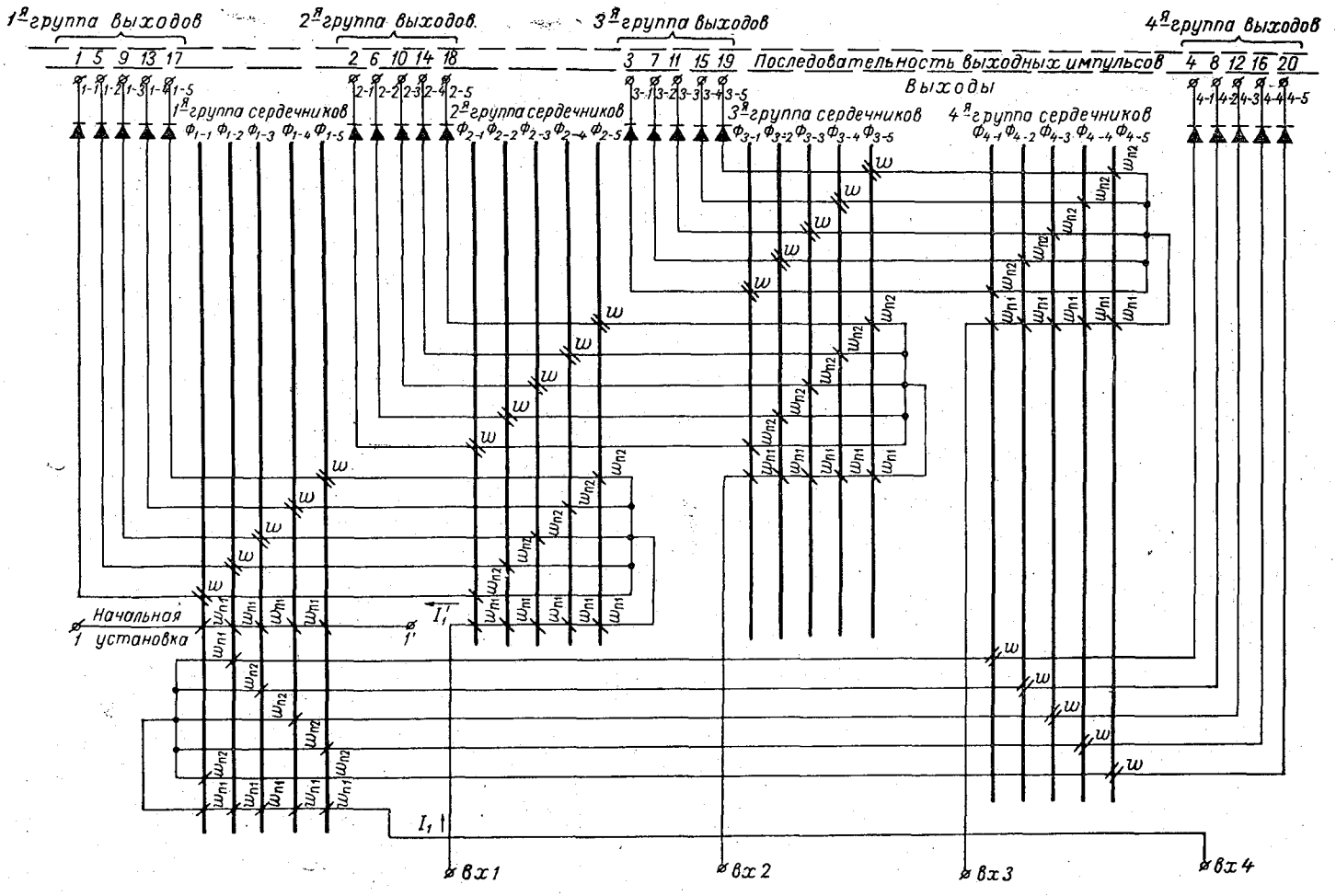
В результате подачи первого импульса на вход *1* во второй группе сердечников устанавливается следующее состояние: Φ_{2-1} намагничен вверх, а остальные сердечники второй группы — вниз.

Второй тактовый импульс, поступающий на вход *2*, распределяется сердечниками второй группы, попадая на выход *2—1*; при этом в третьей группе вниз намагничиваются все сердечники, кроме Φ_{3-1}, который намагничивается вверх.

Аналогично схема работает и при подаче последующих тактов: каждый раз импульс распределяется сердечниками соответствующей группы на первый из выходов, относящихся к этой группе, а в следующей группе сердечников происходит подготовка. Когда импульс, подаваемый на вход *4*, поступает на выход *4—1*, в первой группе устанавливается состояние, при котором сердечник Φ_{1-2} намагничен вверх, а остальные сердечники — вниз.

После этого следующая серия из четырех входных импульсов распределяется уже на вторые выходы в каждой группе: с выхода *1—2* по выход *4—2*, после чего последним импульсом, поданным на вход *4*, в первой группе подготавливается, намагничивается вверх, сердечник Φ_{1-3}, а остальные — вниз. Аналогично работает схема при последующих сериях входных импульсов, которые распределяются на соответствующие выходы в каждой группе. Последний импульс, поступающий на выход *4—5*, снова подготавливает в первой группе сердечник Φ_{1-1}, благодаря чему распределитель замыкается в кольцо и в дальнейшем работа схемы повторяется в той же последовательности. (Последовательность выходных импульсов обозначена на рис. 4 сверху.)

Несмотря на то что в распределителе на один из подготавливаемых



Рие. 4. Схема распределителя.

сердечников в каждой группе действуют два встречных тока (например, I_1 и I_1', действующие на Φ_{2-1} в первом такте), это не снижает надежности схемы, так как: а) оба тока исходят от одного источника, имеют одинаковую форму и длительность ($I_1 \approx I_1'$) и последовательно проходят по обмоткам $w_{п1}$ и $w_{п2}$; б) $w_{п2} > w_{п1}$ (обычно $w_{п2} = 2w_{п1}$). При числе групп $m \geqslant 3$ можно избежать действия встречных токов на один сердечник. Для этого в каждый такт должно происходить перемагничивание вниз всех сердечников предыдущей группы и подготовка перемагничивания вверх соответствующего сердечника в последующей группе (например, импульс на входе *2* перемагничивает вниз все сердечники первой группы по обмоткам $w_п$ и вверх — один из сердечников третьей группы по обмотке $w_{п2}$). Когда требуется много выходов, приходится увеличивать число сердечников в каждой группе или число входов. Увеличение числа сердечников в группе связано с увеличением числа ложных токов, ответвляющихся по параллельным цепям, что уменьшает полезный ток. Увеличивать число входов нежелательно, так как это усложняет схему распределителя, подающего входные импульсы. В этом случае можно воспользоваться каскадным соединением двух распределителей.

Распределитель на большое число выходов

На рис. 5 представлена схема, позволяющая сократить число сердечников по сравнению с числом выходов. Эта схема предназначена для использования совместно с распределителем на рис. 4, выходные импульсы которого подаются на входы схемы рис. 5. Входы разбиты на m групп по n входов в каждой (на схеме $m = 4$; $n = 5$; общее число входов $N_1 = mn = 20$) и обозначены двойными цифрами, указывающими номера группы и входа в данной группе. Под каждым входом представлены цифры с *1* по *20*, указывающие на последовательность подачи импульсов. После 20-го импульса на входе *4—5* снова следует импульс на входе *1—1*. Распределитель содержит четыре (в общем случае m) группы сердечников по три (k) в каждой группе; всего $4 \times 3 = 12$ ($N_2 = mk$) сердечников. Число выходов в общем случае равно $N_3 = mnk$. На рис. 5 выходы пронумерованы от *1* до *60* в порядке появления распределяемых импульсов.

Импульс начальной установки на шине *1—1'* намагничивает вверх сердечник Φ_{1-1} и вниз остальные сердечники. Затем последовательно подаются входные импульсы. Первый из них поступает на вход *1—1*, проходит через выход *1*, обмотку $w_п$ сердечника Φ_{2-1}, перемагничивая сердечник Φ_{2-1} вверх и далее через распределяющую обмотку w сердечника Φ_{1-1}. Затем все шины первой группы объединяются и проходят через обмотки $w_п$ сердечников четвертой группы, намагничивая их вниз, и далее на общую шину питания (на схеме шина питания обозначена — $U_к$. Хотя вход *1—1* связан также с выходами *21* и *41*, однако в первом такте ток на них не поступает, так как сердечники Φ_{1-2} и Φ_{1-3} намагничены вниз и их обмотки w препятствуют прохождению импульса. Второй импульс проходит с входа *2—1* на выход *2* и далее через обмотку w сердечника Φ_{2-1}. Этим импульсом сердечник Φ_{3-1} намагничивается вверх, а все сердечники первой группы — вниз. Аналогичным образом третий и четвертый импульсы проходят на выходы 3 и 4, причем последний импульс снова подготавливает (намагничивает вверх) сердечник Φ_{1-1}.

Следующая четверка входных импульсов, поступающая на входы *1—2; 2—2; 3—2; 4—2*, попадает на выход от *5* до *8*. При этом сердечники работают так же, как и раньше. Аналогично протекает работа при

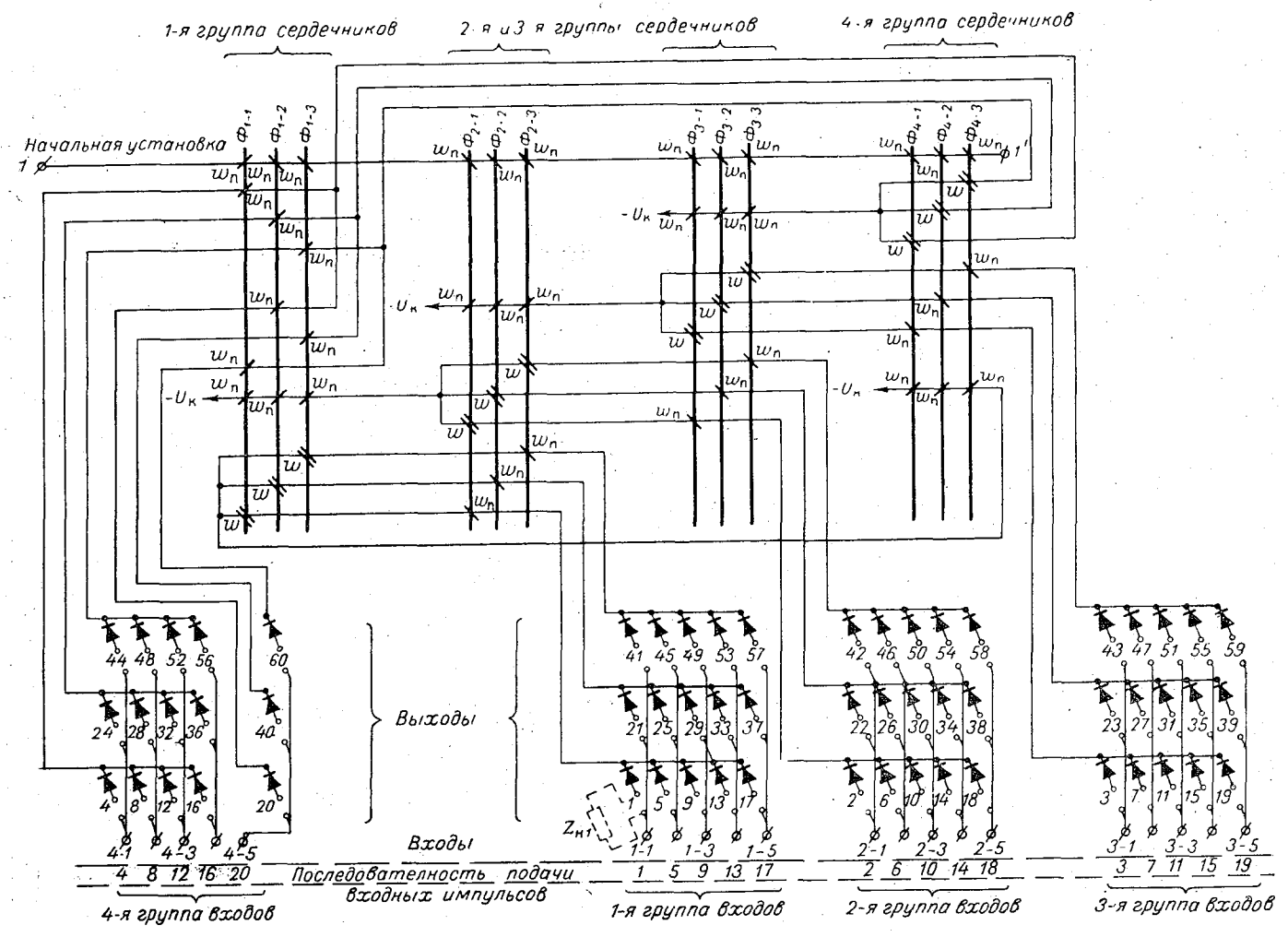


Рис. 5. Схема распределителя с уменьшенным числом сердечников.

последующих трех группах входных импульсов, которые распределяются на выходы с *9* по *20*. Последний из этих импульсов, поступающий на выход *20*, проходит по отдельной цепи. В результате этого в первой группе подготавливается сердечник Φ_{1-2} (а не Φ_{1-1}, как раньше). При подаче следующих *20* входных импульсов схема работает аналогично, с той лишь разницей, что теперь импульсы проходят через распределяющие обмотки вторых сердечников каждой группы Φ_{1-2}; Φ_{2-2}; Φ_{3-2}; Φ_{4-2} и поэтому поступают на выходы с *21* по *40*. Последним из этих импульсов подготавливается сердечник Φ_{1-3}, и следующие двадцать импульсов распределяются на выходы с *41* по *60*. Импульсом, идущим через выход *60*, снова подготавливается сердечник Φ_{1-1}, чем достигается замыкание распределителя в кольцо. В дальнейшем работа схемы повторяется.

При соединении распределителя на $N = mnk$ выходов (рис. 5) и распределителя на $N = mn$ выходов (рис. 4) диоды в распределителе на рис. 4 могут отсутствовать, так как необходимая развязка достигается диодами, включенными последовательно с каждым выходом схемы рис. 5.

Сдвигающий регистр

На рис. 6 представлена схема двух ячеек двоичного сдвигающего регистра, каждая из которых содержит две группы сердечников: основные (Φ_1, Φ_2; Φ_5, Φ_6) и вспомогательные (Φ_3, Φ_4; Φ_7, Φ_8).

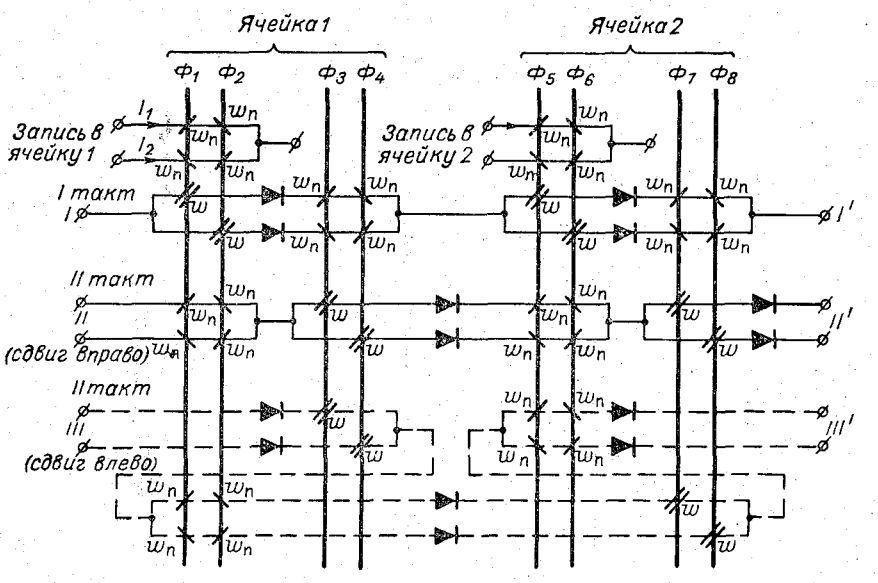


Рис. 6. Схема двух ячеек двоичного сдвигающего регистра.

Информация записывается и хранится на основных сердечниках (цепи записи на сердечниках Φ_1, Φ_2 и Φ_5, Φ_6).

Условимся, что единице соответствует намагниченность нечетных сердечников (Φ_1, Φ_3, Φ_5, Φ_7) вверх, а четных (Φ_2, Φ_4, Φ_6, Φ_8) — вниз; нулю соответствует намагниченность нечетного сердечника вниз, четного — вверх. Импульсом тока I_1 производится запись единицы на основные сердечники Φ_1, Φ_2 и Φ_3, Φ_4. Импульс тока I_2 производит запись нуля.

Сдвиг осуществляется в два такта. Первый тактовый импульс распределяется обмотками w основных сердечников и, проходя по верхней или нижней ветви в зависимости от их состояния, переписывает информацию с основных сердечников на вспомогательные в каждой ячейке.

Второй тактовый импульс, идущий по цепи $II—II^1$ (сплошная линия на рис. 6, при сдвиге вправо), точно таким же образом передает информацию со вспомогательных сердечников на основные следующих (старших) ячеек. Цепь $III—III^1$ (пунктир на рис. 6) используется для сдвига влево. При этом во втором такте происходит передача информации с основных сердечников на вспомогательные сердечники предыдущих ячеек. Аналогичным образом можно осуществлять сдвиг сразу на несколько разрядов.

С помощью незначительных изменений в схеме можно изменять режим работы регистра с разомкнутого на кольцевой.

На базе двоичного сдвигающего регистра, изображенного на рис. 6, можно строить сдвигающий регистр в любой системе счисления, причем число сердечников в каждой группе будет равно основанию данной системы счисления (в данном случае $n=2$).

Логический элемент и логические схемы

Схема стандартной логической ячейки, представленная на рис. 7 *а*, содержит два сердечника Φ_1 и Φ_2, связанных с тремя системами шин:

а) шина начальной установки *1—2*. По этой шине в первом такте подается импульс, намагничивающий сердечники Φ_1, Φ_2 вниз или вверх в зависимости от направления тока в шине;

б) шины аргументов (n шин): *1—1 — 1—2*; *2—1 — 2—2*; ....; n — *1* — — n—2. По этим шинам во втором такте вводятся аргументы реализуемой функции в виде импульсов тока;

в) цепь считывания *3—4—5*. По этой цепи в третьем такте считываются значения реализуемой функции.

Особенностью данной схемы является возможность реализации одной и той же ячейкой (см. рис. 7 *б, в г*) разных логических функций: сложения («ИЛИ»), умножения («И») и инверсии («НЕ»).

При реализации логического сложения (рис. 7 *б*) импульс установки подается справа и намагничивает сердечники Φ_1 вниз Φ_2 — вверх (в состояние 0). Затем на шины аргументов слева подаются импульсы аргументов a_1, a_2, ..., a_n. Если хотя бы один (или несколько) из этих аргументов равен единице, то импульс тока в соответствующей шине перемагничивает сердечники в состояние *1* (Φ_1 — вверх, Φ_2 — вниз).

При $a_1=a_2=...=a_n=0$ ни в одной из шин аргументов тока не будет и сердечники останутся в состоянии 0.

В третьем такте на вход *3* подается импульс считывания $I_{сч}$. Этот импульс попадает на выход *4*, если хотя бы один из аргументов равен единице, и на выход *5*, если все аргументы равны нулю.

Таким образом, на выходе *4* реализуется значение логической суммы $F(a_1 \div a_n)=a_1+a_2+...+a_n$ от n аргументов, а на выходе *5* — инверсия этой суммы, т. е. функция $F(a_1-a_n)=\overline{(a_1+a_2+...+a_n)}=\bar{a}_1\times\times\bar{a}_2...\bar{a}_n$.

Если некоторые (или все) аргументы входят в логическую сумму в инвертированном виде, то на шины надо подавать инвертированные значения соответствующих аргументов. Таким образом, в общем случае каждому аргументу a_i должны соответствовать две шины. По одной из них подается импульс тока при $a_i=1$, а по другой — при $a_i=0$

(т. е. $\bar{a}_i = 1$). В каждой стандартной логической ячейке для ввода аргументов используется только одна из этих шин.

При реализации инверсии (рис. 7 *в*) в первом такте импульс установки записывает на сердечники единицу (Φ_1 — вверх, Φ_2 — вниз), а во втором такте подается аргумент a. При $a = 1$ импульс аргумента записывает на Φ_1 и Φ_2 нуль, при $a = 0$ Φ_1 и Φ_2 остаются в состоянии 1. В третьем такте значение функции считывается по цепи *3—4—5*. Таким образом, для инверсии используется только одна из шин аргументов. Выход *4* соответствует случаю $a = 0$ ($\bar{a} = 1$), а выход *5* — случаю $a = 1$ ($\bar{a} = 0$).

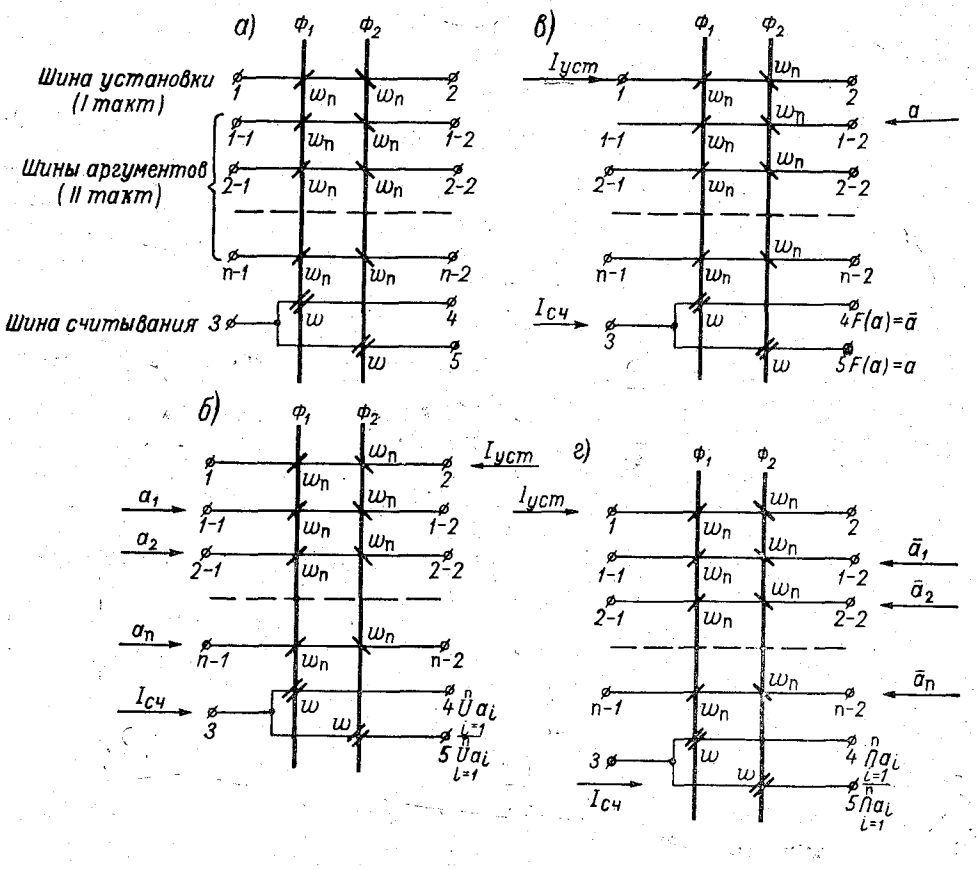


Рис. 7. Схема стандартной ячейки и реализация на ней основных логических операций.

а — схема стандартной ячейки; *б* — реализация логической суммы $F(a_1 \div a_n) = a_1 + a_2 + \ldots + a_n$; *в* — реализация инверсии; *г* — реализация логического произведения $F(a_1 \div a_n = a_1 \cdot a_2 \ldots a_n$.

При реализации логического произведения (рис. 7 *г*) импульс установки подается слева и записывает на сердечники единицу. Аргументы a_1, a_2, ..., a_n (сомножители) вводятся справа, причем вместо прямых значений аргументов на соответствующие шины подаются их инверсии.

При вводе аргументов сердечники Φ_1 и Φ_2 перемагничиваются в состояние 0, если хотя бы на одной из шин аргументов имеется импульс тока, и остаются в состоянии 1 при отсутствии импульсов на всех шинах. Таким образом, условие, при котором после ввода аргументов сер-

дечники оказываются намагниченными в состоянии 1 (Φ_1 — вверх, Φ_2 — вниз), записывается так:

$$\bar{a}_1 = \bar{a}_2 = \ldots \bar{a}_n = 0$$

или

$$a_1 = a_2 = \ldots a_n = 1.$$

В третьем такте на вход 3 подается считывающий импульс, который проходит на выход *4* или *5* в зависимости от состояния сердечников Φ_1 или Φ_2. Выход 4 соответствует функции

$$F(a_1 - a_n) = a_1 \cdot a_2 \ldots a_n$$

(логическое произведение n аргументов), а выход *5* — инверсии этой функции.

$$F(a_1 - a_n) = \overline{a_1 \cdot a_2 \ldots a_n} = \bar{a}_1 + \bar{a}_2 + \ldots \bar{a}_n.$$

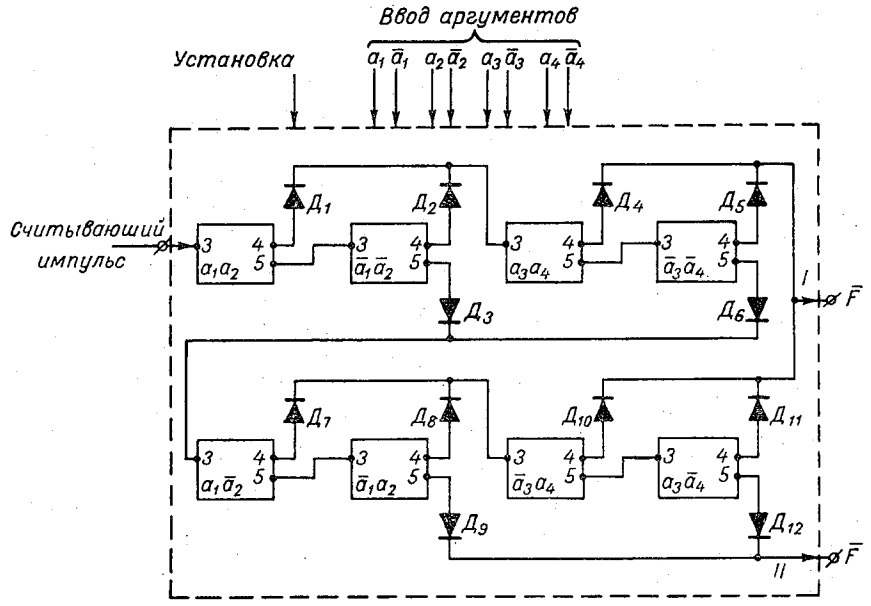


Рис. 8. Схема реализации функции

$$F(a_1 \div a_4) = (a_1a_2 + \bar{a}_1\bar{a}_2)\ (a_3a_4 + \bar{a}_3\bar{a}_4) + (a_1\bar{a}_2 + \bar{a}_1a_2)\ (a_3\bar{a}_4 + \bar{a}_3a_4).$$

В общем случае аргументы могут входить в логическое произведение как в прямом, так и в инвертированном виде, причем если a_i входит в произведение в прямом виде, то на соответствующую шину подается инверсия $\bar{a}_i$ и наоборот.

Выше были разобраны случаи, когда все аргументы вводятся одновременно (в один такт). Если аргументы разбить на несколько групп, вводимых последовательно (в несколько тактов), то одной ячейкой могут быть реализованы некоторые более сложные функции [1].

Если невозможно реализовать сложную логическую функцию одной ячейкой, можно соединять считывающие цепи нескольких ячеек. Применяя такие комбинированные соединения, можно реализовывать логические функции, заданные любыми формулами, с помощью операций сложения, умножения и инверсии, причем аргументы могут входить в эти функции как в прямом виде, так и в виде инверсий. На рис. 8 в качестве

примера приведена схема, реализующая функцию $F(a_1 \div a_n) = (a_1a_2 + \bar{a}_1\bar{a}_2)(a_3a_4 + \bar{a}_3\bar{a}_4) + (a_1\bar{a}_2 + \bar{a}_1a_2)(\bar{a}_3a_4 + a_3\bar{a}_4)$. Другие примеры можно найти в работе [1].

Двоичный реверсивный счетчик

Схема одного разряда двоичного реверсивного счетчика представлена на рис. 9. Сердечники Φ_1 и Φ_2 являются основными, на них хранится информация. Единице соответствует намагниченность сердечников Φ_1 вверх, Φ_2 — вниз ($\uparrow\downarrow$), а нулю — намагниченность Φ_1 вниз, Φ_2 — вверх ($\downarrow\uparrow$). Аналогичны условия и для вспомогательных сердечников Φ_3, Φ_4.

Счет осуществляется в два такта. В первом такте подается импульс на один из трех входов: *3, 5* или *7*.

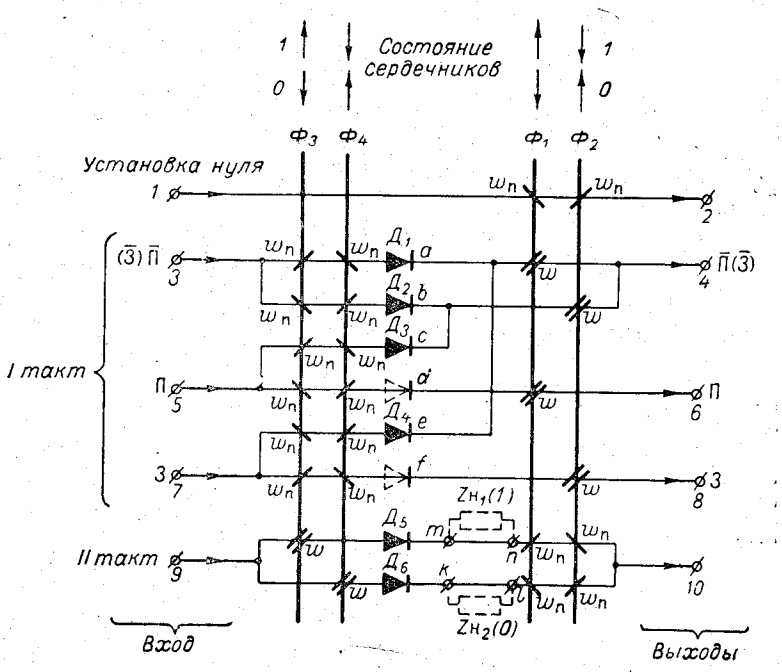


Рис. 9. Схема одного разряда двоичного реверсивного счетчика.

Вход *3* используется как при сложении (прямой счет), так и при вычитании (обратный счет) и соответствует отсутствию переноса из младшего разряда или заема в него ($\bar{П}$, $\bar{З}$).

На вход *5* поступает импульс при сложении, если есть перенос из младшего разряда (*П*), а на вход *7* — при вычитании, если есть заем в младший разряд (*З*).

Эти импульсы распределяются обмотками w сердечников Φ_1, Φ_2 и проходят на один из трех выходов *4, 6* или *8*, соответственно означающие отсутствие переноса (заема) из данного разряда в старший, наличие переноса (при сложении) и наличие заема (при вычитании). Путь импульса определяется состоянием сердечников Φ_1, Φ_2 (т. е. числом, записанным в данном разряде) и тем, на какой из входов он поступает. Проходя по обмоткам подготовки $w_п$ на сердечниках Φ_3, Φ_4, импульс тока записывает на них новое значение цифры в данном разряде: 0 или 1.

Если из младшего разряда нет переноса (или заема), то состояние Φ_1 и Φ_2 передается на Φ_3 и Φ_4 без изменения и импульс проходит на выход *4*. Если при сложении есть перенос из младшего разряда, то импульс идет по цепи *c*, когда в данном разряде было 0, и по цепи *d*, когда была 1. В первом случае на Φ_3 и Φ_4 записывается 1 и импульс проходит на выход *4* (переноса в следующий разряд нет); во втором случае на Φ_3 и Φ_4 записывается 0 и импульс поступает на выход *6* (есть перенос).

Аналогично схема работает при вычитании, когда есть заем из данного разряда в младший, записывая на Φ_3, Φ_4 нуль, если в данном разряде была единица (цепь *e*), и единицу, если был нуль (цепь *f*). В первом случае импульс проходит на выход *4* (нет заема), а во втором — на выход 8 (есть заем из старшего разряда).

Таким образом, в первом такте на Φ_3 и Φ_4 записывается новое значение суммы (или разности) и импульс через выходы *4, 6* или *8* поступает в старший разряд на соответствующие входы.

Во втором такте подается импульс по цепи *9—10* и состояние сердечников Φ_3 и Φ_4 переписывается на Φ_1 и Φ_2. Число, накопленное в счетчике, может считываться каждый раз во втором такте. Для этого перемычки $m-n$ и $k-l$ размыкаются и тогда импульс второго такта проходит во внешнюю цепь (на рис. 9 внешняя цепь показана пунктиром в виде двух сопротивлений $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$), передавая в нее содержимое данного разряда. Если подача импульсов во внешнюю цепь в каждом такте нежелательна, то можно осуществить отдельную цепь считывания, что потребует дополнительных распределяющих обмоток на сердечниках.

Сброс на нуль осуществляется импульсом по шине *1—2*. В цепях *d* и *f* (первого такта) диоды могут отсутствовать, за исключением самого старшего разряда, где должны быть включены диоды также и в этих цепях.

Разряды включаются последовательно: выходы предыдущего разряда являются входами следующего разряда. В младшем разряде импульсы подаются на вход *5* (есть перенос) при сложении и на вход *7* (есть заем) при вычитании. После каждого из этих импульсов формируется импульс второго такта.

Количество разрядов, которые могут быть включены последовательно, ограничено суммированием ложных токов от разряда к разряду и напряжением, которое должны выдерживать распределяющие обмотки младших разрядов во время импульса. Поэтому после нескольких разрядов счетчика, включенных последовательно, целесообразно включать развязывающие усилители на полупроводниковых триодах. Кроме того, целесообразно уменьшать число витков w от младшего разряда (где w максимально) к старшему (где w минимально), ибо нагрузка на обмотки w уменьшается в старших разрядах.

Десятичный реверсивный счетчик

Схема одного разряда счетчика представлена на рис. 10. На сердечниках $\Phi_0-\Phi_9$ хранится информация. Сердечник Φ_0 намагничен вверх при 0; Φ_1 — при 1 и т. д., остальные сердечники этой группы намагничены вниз. При сложении импульс счета *П* (+1) подается на вход прибавления *1* (верхняя шина слева) и проходит по одной из десяти цепей через распределяющую обмотку w сердечника ($\Phi_0-\Phi_9$), намагниченного вверх. Проходя по обмотке $w_{п2}$ сердечников $\Phi_{10}-\Phi_{19}$, этот импульс перемагничивает один из них вверх, прибавляя 1; если на сердечниках $\Phi_0-\Phi_9$ был записан нуль, то импульс идет по верхней ветви, пере-

магничивая вверх Φ_{11} (1), если была записана единица, то перемагничивается вверх Φ_{12} (2) и т. д. Остальные сердечники из группы Φ_{10} — Φ_{19} намагничиваются вниз импульсом, идущим по обмоткам $w_{п1}$ после объединения десяти шин. Надежное перемагничивание избранного сердечника (Φ_{10} — Φ_{19}) вверх обеспечивается за счет преобладания витков $w_{п2} > w_{п1}$. Если в счетчике была записана девятка (Φ_9), то импульс, проходя по нижней цепи, записывает на Φ_{10} — Φ_{19} нуль (Φ_{10}) и запускает усилитель $У_п$ (усилитель есть перенос), который выдает импульс переноса $П$ (+ 1) в старший разряд (выход *13*).

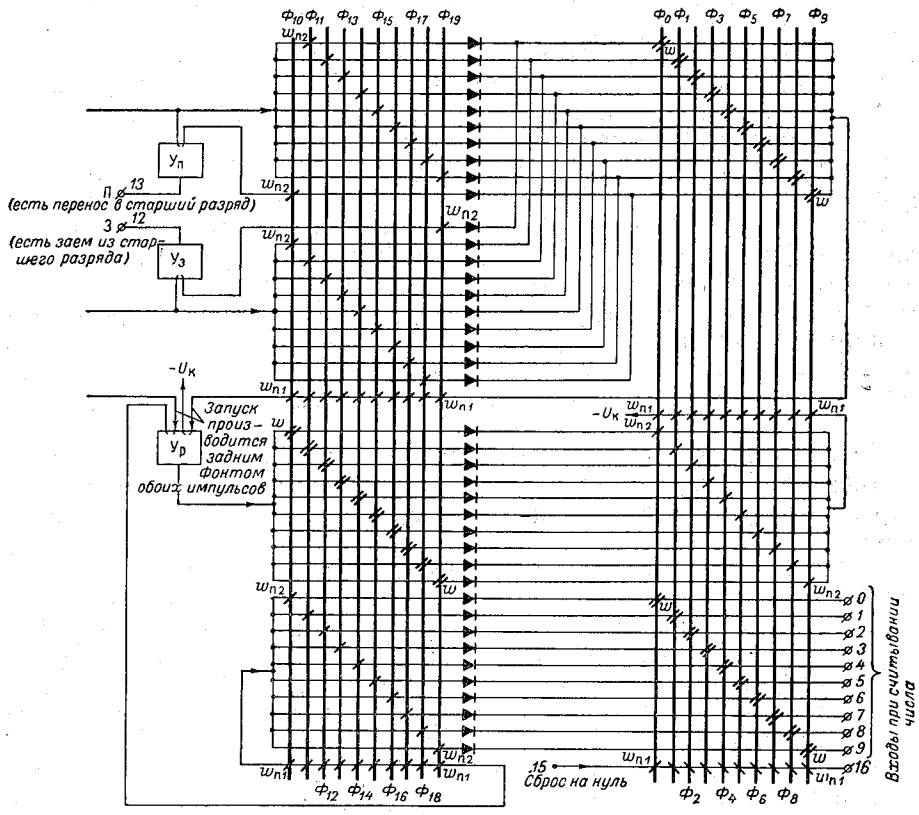


Рис. 10. Схема одного разряда реверсивного десятичного счетчика.

При вычитании единицы из содержимого счетчика импульс заема *З* (—1) подается на вход вычитания *1* (средняя шина слева) При этом на сердечники Φ_{10} — Φ_{19} записывается цифра на единицу меньшая, чем хранилась на сердечниках Φ_0 — Φ_9, а если на последних хранился нуль (Φ_0), то на Φ_{10} — Φ_{19} записывается девятка (Φ_{19}) и запускается усилитель $У_з$ (усилитель есть заем), выдающий импульс *З* (—1) в старший разряд (выход *12*).

Для регенерации числа на основные сердечники Φ_0 — Φ_9 служит усилитель $У_р$ (усилитель регенерации), который запускается от заднего фронта счетных импульсов. Выходной импульс $У_р$ распределяется обмотками на сердечниках Φ_{10} — Φ_{19} и, проходя по обмоткам $w_{п1}$ и $w_{п2}$ сердечников Φ_0 — Φ_9, передает в них число с сердечников Φ_{10} — Φ_{19}.

Число, хранящееся в счетчике, считывается подачей импульса на вход считывания (нижняя шина слева). При этом число с сердечников

$\Phi_0 - \Phi_9$ передается на $\Phi_{10} - \Phi_{19}$ и поступает на выходы от *0* до *9*. Задним фронтом импульс считывания запускает усилитель $У_р$, регенерирующий число снова на $\Phi_0 - \Phi_9$. Счетчик сбрасывается на нуль импульсом по щине *15—16*.

Так же как и в двоичном счетчике несколько разрядов десятичного счетчика могут включаться в последовательные цепи.

Двоичный накапливающий сумматор

Схема предназначена для параллельного сложения n-разрядных двоичных чисел с запоминанием результата. Предусмотрена возможность прибавления новых чисел к накопленной сумме.

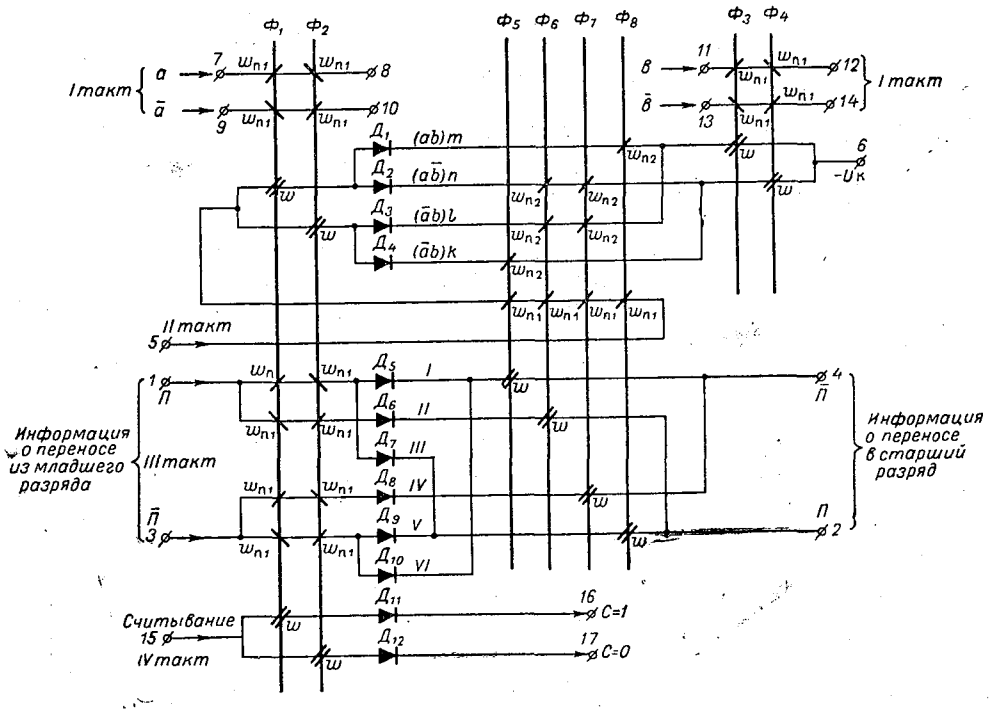


Рис. 11. Разряд двоичного накапливающего сумматора.

Один двоичный разряд сумматора представлен на рис. 11. Он содержит 8 сердечников и 12 диодов. На сердечники Φ_1 и Φ_2 записывается первое слагаемое a импульсом по одной из двух шин *7—8* при $a=1$ или *9* и *10* при $a=0$, причем единице соответствует намагниченность сердечников Φ_1 — вверх, Φ_2 — вниз (↑ ↓), а нулю — намагниченность Φ_1 — вниз, Φ_2 — вверх (↓ ↑). На этих же сердечниках запоминается сумма. На сердечнике Φ_3 и Φ_4 записывается второе слагаемое b, поступающее по шинам *11—12* ($b=1$) или *13—14* ($b=0$).

Аналогично первой паре сердечников единице соответствует намагниченность сердечников Φ_3 — вверх, Φ_4 — вниз (↑ ↓), а нулю — намагниченность Φ_3 — вниз, Φ_4 — вверх (↓ ↑).

При сложении двух чисел, поступающих из других устройств, с выдачей суммы работа устройства происходит в четыре такта.

В первом такте на сердечники Φ_1, Φ_2, Φ_3, Φ_4 записываются слагаемые a и b.

Во втором такте по цепи *5—6* подается импульс передачи. Этот импульс намагничивает сердечники $\Phi_5 - \Phi_8$ вниз по обмоткам $w_{п1}$ и обмотками сердечников Φ_1, Φ_2, Φ_3, Φ_4 распределяется по одной из четырех шин *m, n, l, k*. Шина *m* соответствует случаю $a = b = 1$ (ab), шина *k* — случаю $a = b = 0$ $(\bar{a}\bar{b})$, по шине *n* импульс пройдет при равенстве $a = 1$, $b = 0$ $(a\bar{b})$, а по шине *l* — при $a = 0$, $b = 1$ $(\bar{a}b)$. Проходя по управляющим обмоткам $w_{п2}$ на сердечниках $\Phi_5 - \Phi_8$ импульс передачи намагничивает их в состояние, зависящее от значений *a* и *b*.

При $a = b = 1$ (шина *m*) сердечник Φ_8 намагничивается вверх, а сердечники Φ_5, Φ_6, Φ_7 — вниз. При $a = b = 0$ (шина *k*) вверх намагничивается сердечник Φ_6, а сердечники Φ_5, Φ_7, Φ_8 — вниз. При равенстве одного из слагаемых единице, а другого нулю вверх намагничиваются сердечники Φ_6, Φ_7, а вниз — Φ_5, Φ_8 (шины *n* и *l*). Число витков обмотки $w_{п2}$ больше, чем $w_{п1}$, поэтому сердечники $\Phi_5 - \Phi_8$ при действии импульса первого такта намагничиваются в сторону, определяемую обмоткой $w_{п2}$.

В третьем такте осуществляется сложение. На один из входов *1* или *3* поступает импульс, несущий информацию о наличии (вход *1, П*) или отсутствии (вход *3,* $\bar{П}$) переноса из младшего разряда. Этот импульс, распределяясь обмотками *w* сердечников $\Phi_5 - \Phi_8$, проходит по одной из шести шин (*I—VI*) и поступает на один из выходов *2* или *4* в зависимости от наличия (выход *2*) или отсутствия (выход *4*) переноса из данного разряда в старший. Проходя по шинам *I—VI*, импульс третьего такта записывает на сердечники Φ_1 и Φ_2 значение суммы в данном разряде.

Таблица 1

Состояние сердечников схемы и путь импульса сложения

Значение аргумента		Значение переноса из младшего разряда	Состояние Φ_5—Φ_8 после второго такта				Путь импульса сложения	Значение суммы (состояние сердечников Φ_1 и Φ_2 после третьего такта)	Значение переноса в старший разряд
a	$\bar{b}$		Φ_5	Φ_6	Φ_7	Φ_8			
0	0	0	1	0	0	0	Вход *3* — $Д_{10}$ — *VI* — Φ_5 — выход *4*	0	0
0	1	0	0	1	1	0	Вход *3* — $Д_8$ — *IV* — Φ_7 — выход *4*	1	0
1	0	0	0	1	1	0	Вход *3* — $Д_8$ — *IV* — Φ_7 — выход *4*	1	0
1	1	0	0	0	0	1	Вход *3* — $Д_9$ — *V* — Φ_8 — выход *2*	0	1
0	0	1	1	0	0	0	Вход *1* — $Д_5$ — *I* — Φ_5 — выход *4*	1	0
0	1	1	0	1	1	0	Вход *1* — $Д_6$ — *II* — Φ_6 — выход *2*	0	1
1	0	1	0	1	1	0	Вход *1* — $Д_6$ — *II* — Φ_6 — выход *2*	0	1
1	1	1	0	0	0	1	Вход *1* — $Д_7$ — *III* — Φ_8 — выход *2*	1	1

В табл. 1 указано состояние сердечников схемы и путь импульса сложения для разных значений слагаемых (*a*, *b*) и переноса из младшего разряда. Сопоставляя первые три и последние две графы этой таблицы, можно убедиться в правильности работы сумматора.

В четвертом такте подачей импульса на вход *15* считывается сумма *c*. Импульс считывания проходит на выход *16* при $c = 1$ и на выход *17* при $c = 0$.

Если не требуется выдача результата после каждого сложения и к накапливаемой сумме прибавляются новые слагаемые, то сумматор мо-

жет работать в два такта: в первом такте осуществляется передача импульсов по цепи *5—6*, во втором такте происходит суммирование и одновременно на сердечники $Ф_3$ и $Ф_4$ вводится значение нового слагаемого.

При построении схемы сумматора для *n*-разрядных двоичных чисел разряды включаются последовательно: выходы предыдущего являются входами следующего разряда. В самом младшем разряде импульс II такта (импульс сложения) подается на вход *3* ($\overline{II}$). Цепи записи и считывания для каждого разряда индивидуальные.

Количество разрядов, которое можно включить последовательно, ограничено. Поэтому после определенного числа последовательно включенных ячеек необходимо включать развязывающие усилители.

Дешифратор

Дешифратор распределяет импульс на *n* выходов в зависимости от кода, подаваемого на управляющие входы.

Дешифратор, схема которого изображена на рис. 12, распределяет импульс на один из 10 выходов в зависимости от кода «2 из 5» (*a*, *b*, *c*, *d*, *e*), подаваемого на управляющие входы.

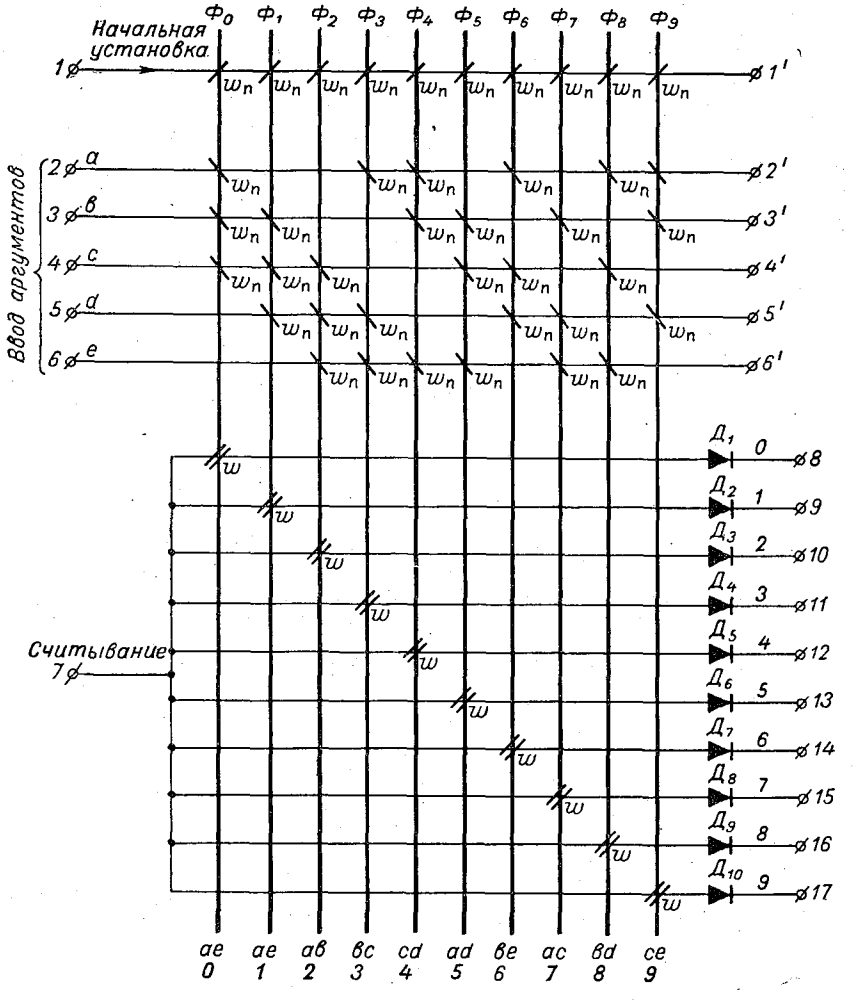


Рис. 12. Схема дешифратора на десять выходов.

Схема содержит 10 сердечников ($Ф_0 — Ф_9$) и 10 диодов ($Д_1 — Д_{10}$). Каждой десятичной цифре, подаваемой на вход, соответствует определенное сочетание из пяти элементов по два: нулю соответствует наличие импульса тока на шинах *d* и *e*, единице — *a* и *e*, двойке — *a* и *b*, тройке — *b* и *c*, четверке — *c* и *d*, пятерке — *a* и *d*, шестерке — *b* и *e*, семерке — *a* и *c*, восьмерке — *b* и *d*, девятке — *c* и *e*. Каждый сердечник реализует логическое произведение двух аргументов. На схеме под сердечниками написано реализуемое произведение.

Схема работает в три такта. В первом такте на шину 1—1′ подается импульс начальной установки, перемагничивающий все сердечники вверх (состояние 1).

Во втором такте вводится код по управляющим шинам (*2—2′*, *3—3′*, ..., *6—6′*). При этом все сердечники, за исключением одного, реализующего данное произведение, перемагничиваются вниз.

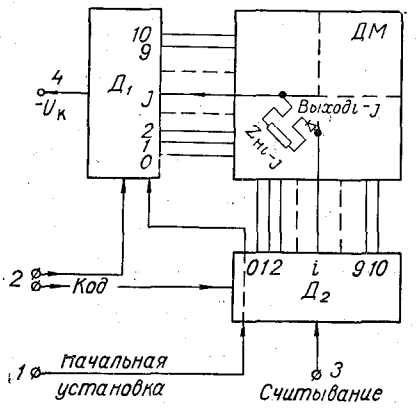


Рис. 13. Структурная схема дешифратора на 100 выходов.

В третьем такте на вход *7* подается считывающий импульс, который распределяется обмотками *w* сердечников $Ф_0 — Ф_9$ на один из десяти выходов 8—17, в зависимости от того, какой из сердечников был намагничен вверх. Например, при вводе нуля (импульс тока на шинах *d* и *e*) вверх будет намагничен сердечник $Ф_0$ и импульс считывания попадет на выход 8 (шина *0*); при вводе единицы (*ae*), вверх будет намагничен $Ф_1$ и импульс считывания попадает на выход *9* (шина *1*) и т. д.

Последовательно с нагрузками в каждом выходе включается развязывающий диод.

Дешифратор на большее число выходов может быть получен соединением двух схем. На рис. 13 представлена структурная схема такого дешифратора. Она содержит два дешифратора $Д_1$ и $Д_2$ на 10 выходов каждый, выполненных по схеме рис. 12, и диодную матрицу *ДМ*. Диодная матрица представляет собой систему из 10 горизонтальных и 10 вертикальных шин, подключенных к выходам $Д_1$ и $Д_2$. На пересечении этих шин включены развязывающие диоды и цепи нагрузки. Всего *ДМ* содержит 100 диодов и 100 выходов (на рис. 13 показан только один диод и один выход, подключенные между *i*-той вертикальной и *j*-той горизонтальной шинами).

Вся схема работает в три такта. В первом такте в $Д_1$ и $Д_2$ подается импульс начальной установки (связь *1*). Во втором такте на управляющие входы подаются кодовые импульсы (связь *2*). В каждом из дешифраторов, в зависимости от подаваемого кода, выбирается одна из выходных шин.

В третьем такте на шину *3* подается считывающий импульс. Он проходит на выбранную шину $Д_2$, поступает на одну из вертикальных шин *ДМ*, затем через развязывающий диод и выходную нагрузку поступает на горизонтальную шину, выбранную дешифратором $Д_1$, и через $Д_1$ — на шину *4*.

Подача управляемых импульсов на $Д_1$ имеет особенность, связанную с тем, что в $Д_2$ импульс считывания поступает с входа на один из 10 выходов (как и в описанном выше дешифраторе), а в $Д_1$ направ-

ление импульса противоположное, с одного из выходов на вход. Это достигается тем, что сердечники в $Д_1$ намагничиваются управляющими импульсами в противоположном направлении по сравнению с сердечниками в $Д_2$. Для этого импульсы начальной установки и аргументов подаются на те же самые шины, но в направлении, противоположном тому, которое указано на рис. 12. Диоды в дешифраторах $Д_1$ и $Д_2$ в этом случае отсутствуют.

Подобные схемы могут быть построены для значительно большего числа выходов.

Ввод аргументов может производиться в любом другом коде (например, в десятичном или двоичном [3]).

Схема для сравнения кодов

Необходимость в сравнении кодов возникает часто. Требования к схеме сравнения предъявляются в зависимости от конкретных условий работы устройства.

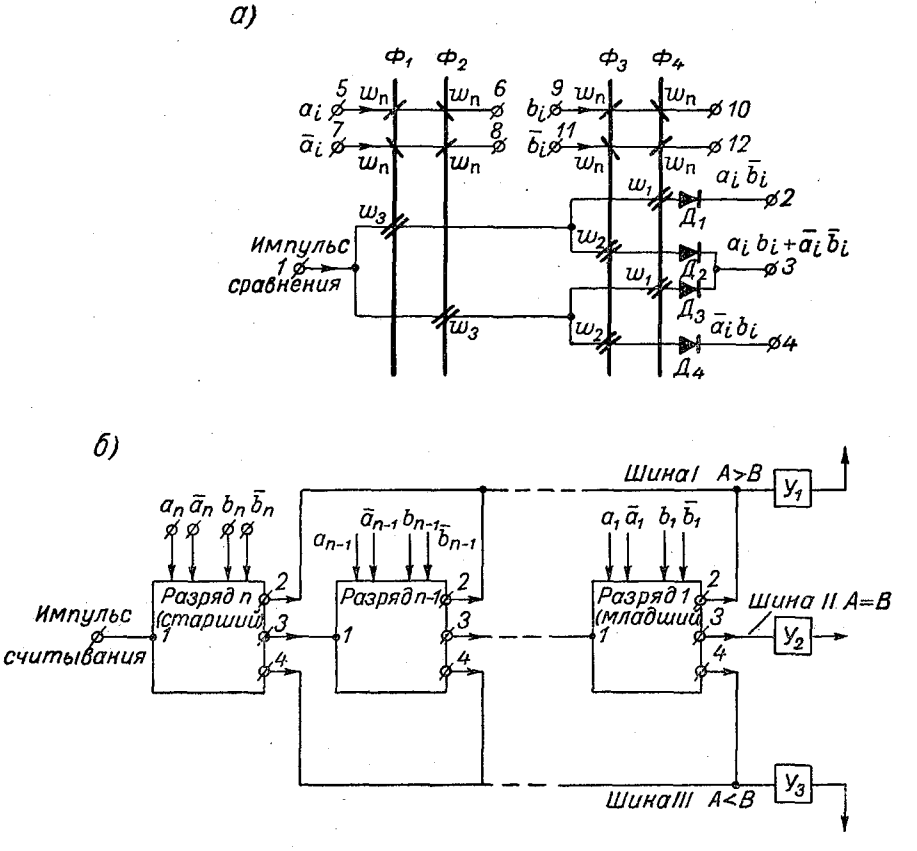


Рис. 14. Схема для сравнения кодов.
а — один разряд; *б* — соединение нескольких разрядов.

1. Сравниваемые коды выражают числа. При этом требуется определить, какое из сравниваемых чисел больше, но иногда требуется выявить равенство двух чисел.

2. Сравниваемые коды не выражают чисел, а являются признаками отдельных объектов (например, адресами в запоминающем устройстве

типа магнитного барабана). В этом случае обычно требуется выявить момент совпадения сравниваемых кодов.

На рис. 14 *а* представлена схема для сравнения соответствующих элементов двух кодов. Если коды выражают числа, то это схема одного разряда.

В первом такте импульсами тока по шинам *5—6; 7—8; 9—10; 11—12* на сердечники Φ_1 и Φ_2 записывается элемент кода a_i, а на Φ_3 и Φ_4 — элемент b_i. Единице соответствует намагниченность сердечников Φ_1, Φ_2 — ($\uparrow\downarrow$), Φ_3, Φ_4 — ($\uparrow\downarrow$), нулю — Φ_1, Φ_2 ($\downarrow\uparrow$), Φ_3, Φ_4 — ($\downarrow\uparrow$).

Во втором такте на вход *1* поступает импульс сравнения, который распределяется обмотками w_1, w_2, w_3 и проходит на один из выходов *2, 3, 4*. Выход *2* соответствует случаю $a_i > b_i$ ($a_i\bar{b}_i = 1$), выход *3* — случаю $a_i = b_i$ ($a_ib_i + \bar{a}_i\bar{b}_i = 1$), выход *4* — случаю $a_i < b_i$ ($\bar{a}_ib_i = 1$).

На рис. 14 *б* показано соединение нескольких разрядов в общий блок с развязывающими усилителями на выходах.

Импульс сравнения поступает на вход *1* старшего разряда и проходит на шину *I* при $a_n > b_n$ или на шину *III* при $a_n < b_n$. При $a_n = b_n$ с выхода *3* ячейки старшего разряда импульс проходит на вход *1* следующего, $n-1$-го разряда и т. д. В результате контрольный импульс проходит на шину *I* при $A(a_n;\ a_{n-1};\ \ldots;\ a_1) > B(b_n;\ b_{n-1};\ \ldots;\ b_1)$, на шину *III* при $A < B$ или на выход *II* при $A = B$. Усилители $У_1$, $У_2$, $У_3$ необходимы, как и в других подобных схемах, так как число разрядов, которое можно включать последовательно, ограничено.

Последовательность разрядов имеет значение только при сравнении числовых кодов. Если необходимо выявить совпадение кодов, с которыми не сопоставляются числа, то разряды могут следовать в любом порядке, а шины *I* и *III* объединяются в общую шину. Появление импульса на этой шине свидетельствует о различии кодов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П. О реализации логических функций ферритовыми схемами. Научно-техн. информ. бюлл. ЛПИ, № 8, 1960.
2. Афиногенов Л. П., Ефремов В. Д., Колосов В. Г. Коммутационные схемы на ферритах, основанные на принципе распределения тока. Научно-техн. информ. бюлл. ЛПИ, № 12, 1960.
3. Афиногенов Л. П., Ефремов В. Д., Колосов В. Г. Пересчетные и логические схемы на ферритах, основанные на принципе распределения тока. Научно-информ. бюлл. ЛПИ, № 12, 1960.
4. Ефремов В. Д., Калинг В. А., Мараховский В. Б. Принцип распределения тока и перспективы его применения для цифровых устройств. Цифровые измерительные и управляющие устройства. Труды ЛПИ № 265. Изд-во «Энергия», 1965.

Л. П. АФИНОГЕНОВ, Н. И. РАДОМЫСЛЬСКАЯ

ЛОГИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ НА ПРИНЦИПЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ СХЕМ. ЧАСТЬ II. РАСЧЕТ СХЕМ НА ПРТ

Рассматривается методика электрического расчета схем на принципе распределения тока (ПРТ) с учетом диапазона температур, а также быстродействия схем. Приведенные формулы иллюстрируются конкретными примерами.

§. 1. Условия работоспособности схем на ПРТ и основные расчетные соотношения

Анализ приведенных в части I данной статьи (см. § 2 и список литературы) типовых схем на ПРТ показывает, что существует два основных класса цепей:

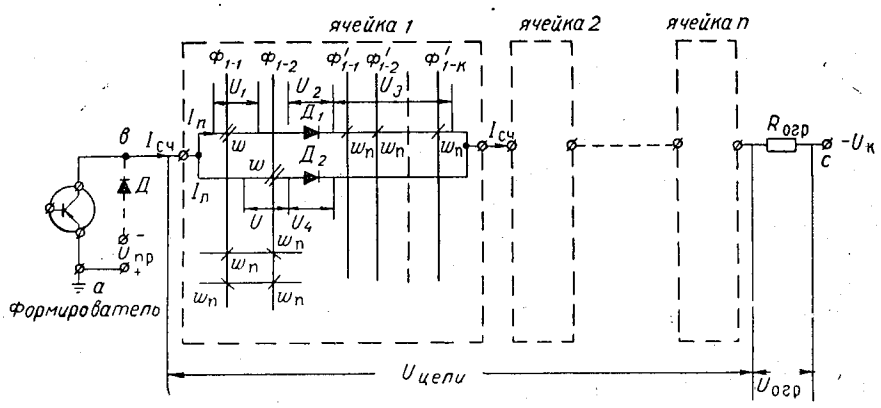


Рис. 1. Последовательное соединение n передающих ячеек в цепи одного формирователя.

а. Последовательное соединение передающих ячеек в цепи одного формирователя. Подобные цепи составляют основную часть схем на ПРТ. Последовательное соединение n передающих ячеек в коллекторе одного формирователя приведено на рис. 1.

б. Цепи пирамидального типа — последовательное и параллельное соединение распределяющих обмоток, позволяющее реализовать сложные логические функции. Логическая схема пирамидального типа

(двухступенчатая пирамида) приведена на рис. 2. Цепи подготовки сердечников на рис. 1 и 2 не изображены.

Для правильной работы схем на ПРТ необходимо выполнение ряда специфических условий:

1. Должна быть обеспечена надежная подготовка сердечников по обмоткам $w_п$.

2. Необходимо, чтобы импульс считывания окончился раньше, чем полностью перемагнитится «запирающий» сердечник под воздействием напряжения U, приложенного к его многовитковой обмотке w.

3. Амплитуда тока формирователя должна определяться с учетом максимального числа ответвляющихся ложных токов.

4. Ввиду наличия большой индуктивной нагрузки в цепи формирователя, ток в этой цепи нарастает не сразу. Необходимо обеспечить нарастание импульса тока в цепи формирователя до нужной величины за время действия импульса.

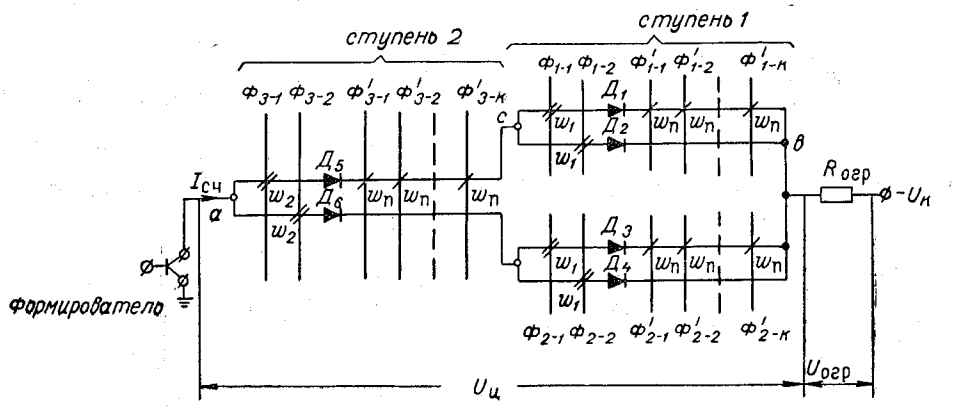


Рис. 2. Логическая схема пирамидального типа (двухступенчатая пирамида).

5. Напряжение, приложенное в такте подготовки к триоду формирователя, в цепи которого находятся распределяющие обмотки сердечников, не должно быть больше пробивного напряжения, допустимого для данного типа триода. При этом нужно иметь в виду, что э. д. с., наводимая на этих обмотках, складывается с напряжением питания.

6. Электродвижущая сила, возникающая в многовитковой обмотке в такте подготовки, не должна превышать обратного напряжения диода, включенного в цепь этой обмотки.

7. Должны быть обеспечены достаточные коэффициенты запаса, перекрывающие возможный разброс параметров элементов и импульсов при самом неблагоприятном их сочетании.

8. Для того чтобы сохранить логические возможности схем на ПРТ, должна быть обеспечена возможность реализации сложных логических функций при опросе (построение пирамидальных схем в цепи одного формирователя).

Рассмотрим подробней каждое из этих условий для схемы из n передающих ячеек в цепи формирователя (см. рис. 1).

1. Ток в проводящей ветви $I_п$ должен быть достаточным для полного перемагничивания сердечников, включенных в эту ветвь, напри-

мер, сердечников Φ'_{1-1}—Φ'_{1-k}, если проводит верхняя ветвь с диодом $Д_1$. Для этого необходимо выполнение неравенства

$$I_п \geqslant \frac{F_m}{w_п}. \qquad (1)$$

Здесь: F_m в амперах — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания сердечника; $w_п$ — число витков подготовки.

Величина F_m определяется из формулы

$$F_m = H_m П D_{нар}. \qquad (2)$$

Значение $H_m \left[\frac{а}{м}\right]$ определяется по справочным данным на магнитные сердечники с ППГ (по характеристике $\frac{1}{\tau} = f(H)$, см. [3]) для данного значения длительности импульса τ мксек., $D_{нар}$ — наружный диаметр сердечника в метрах.

Неравенство (1) можно записать в виде

$$I_п = k_1 \frac{F_m}{w_п}, \qquad (3)$$

где k_1 — коэффициент запаса, учитывающий возможное изменение параметров элементов и импульсов. Реально $k_1 \approx 1{,}5$.

По формуле (3) можно определять либо ток $I_п$, если известно число витков $w_п$, либо число витков обмотки подготовки $w_п$ при заданной величине тока $I_п$.

Пример 1. При токе $I_п = 1а$ определить число витков обмотки подготовки для схемы рис. 1 для сердечника 0,7 ВТ К7×4×2 при $=\tau = 25$ мксек.

По данным нормали НО·030·003 при $\tau = 25$ мксек.

$\left(\frac{1}{\tau} = 0{,}04 \frac{1}{мксек.}\right)$ $H_m = 0{,}8 \cdot 10^2 \frac{а}{м}$. Для сердечника К7×4×2 : $D_{нар} = 7 \cdot 10^{-3}$ м.

Из формулы (3)

$$w_п = k_1 \frac{F_m}{I_п} = k_1 \frac{H_m П D_{нар}}{I_п},$$

$$w_п = 1{,}5 \frac{0{,}8 \cdot 10^2 П \cdot 7 \cdot 10^{-3}}{1} = 2{,}64 \text{ витка},$$

$$F_m = H_m П D_{нар} = 1{,}76а.$$

Принимаем $w_п = 3$ витка.

2. Для обеспечения работоспособности передающей ячейки в такте распределения необходимо, чтобы выдерживающий сердечник (Φ_{1-2} на рис. 1) не успел полностью перемагнититься под действием приложенного к нему напряжения U (см. § 1, часть I данной статьи). Напряжение U есть результат прохождения полезного тока $I_п$ по проводящей ветви. При правильной работе передающей ячейки по другим цепям (на рис. 1, нижняя цепь с диодом $Д_2$) течет незначительный ложный ток $I_л$.

Таким образом, нужно обеспечить выполнение неравенства:

$$\Delta\Phi_r w \geqslant \int_0^\tau u dt.$$

или, согласно рис. 1,

$$\Delta\Phi_r w \geqslant \int_0^\tau u_1 dt + \int_0^\tau u_2 dt - \int_0^\tau u_4 dt + \int_0^\tau u_3 dt. \qquad (4)$$

Здесь w — число витков распределяющей обмотки; u_1 в — падение напряжения на обмотке w проводящего сердечника; u_2 в — падение напряжения на диоде в проводящей ветви при протекании по нему тока $I_п$; u_3 в — падение напряжения на «полезной нагрузке»; в качестве полезной нагрузки могут быть включены обмотки подготовки нескольких (k) сердечников, запуск или подготовка формирователей, активное сопротивление и др.; u_4 в — падение напряжения на диоде в непроводящей ветви при протекании по нему тока $I_л$;

$\Delta\Phi_r$ мквб — изменение магнитного потока при перемагничивании сердечника по крутому участку петли гистерезиса определяется по формуле

$$\Delta\Phi_r = 2B_r S \cdot 10^6. \tag{5}$$

Величина $B_r \frac{вб}{м}$ определяется по справочным данным, S м^2 — площадь сечения сердечника.

$$S = \frac{D_{нар} - d}{2} h, \tag{6}$$

$D_{нар}$ м — наружный диаметр кольца, d м — внутренний диаметр кольца, h м — высота кольца.

Рассмотрим каждое из слагаемых правой части уравнения (4).

$$а)\ \int_0^\tau u_1 dt = \Delta\Phi_{пол} w + k_2 I_п r w \tau, \tag{7}$$

$\Delta\Phi_{пол}$ мквб — изменение магнитного потока сердечника при перемагничивании его по пологому участку петли гистерезиса. Для приближенных расчетов величину $\Delta\Phi_{пол}$ можно принимать равной 0,15—0,2$\Delta\Phi_r$; r ом — активное сопротивление одного витка распределяющей обмотки; τ мксек. — длительность импульса; k_2 — коэффициент, учитывающий отличие формы импульса тока от прямоугольной. Обычно $k_2 \approx 0{,}7$—$0{,}8$.

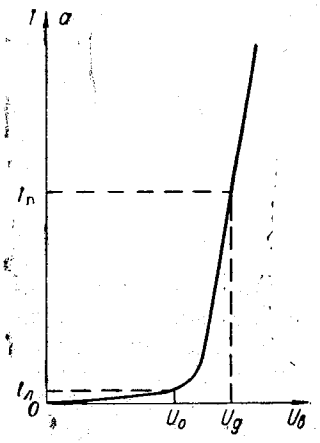


Рис. 3. Характеристика диода.

$$б)\ \int_0^\tau u_2 dt = U_д \tau. \tag{8}$$

$$в)\ \int_0^\tau u_4 dt = U_0 \tau. \tag{9}$$

Здесь $U_д$ в — падение напряжения на диоде в проводящей ветви; U_0 в — пороговое напряжение диода (U_0 определяется при токе $I = I_л$. Для приближенного расчета величину ложного тока можно принять равной 10 ма).

Характер вольтамперной характеристики $I = f(U)$ диода представлен на рис. 3. Для каждого конкретного типа диода эта характеристика может быть найдена в справочниках.

г) Величина слагаемого $\int_0^\tau u_3 dt$ в (4) может быть определена в зависимости от характера нагрузки: ферритовые сердечники, активное сопротивление, запуск или подготовка формирователя и др.

В случае активного сопротивления

$$\int_0^\tau u_з dt = k_2 I_п \tau R, \tag{10}$$

где R ом — активное сопротивление нагрузки.

В случае запуска формирователя

$$\int_0^\tau u_з dt = \Psi_{зап}, \tag{11}$$

где $\Psi_{зап}$ — «вольтсекундная емкость» запускающей обмотки $w_{зап}$ формирователя,

$$\Psi_{зап} = w_{зап} \Delta\Phi_{r\,фор},$$

$\Delta\Phi_{r\,фор}$ вычисляется для сердечника формирователя по формуле (5).

При подготовке формирователя

$$\int_0^\tau u_з dt = \Psi_п, \tag{12}$$

где $\Psi_п$ — «вольтсекундная емкость» обмотки подготовки формирователя,

$$\Psi_п = w_{п.\,фор} \Delta\Phi_{r\,фор}.$$

При нагрузке, состоящей из ферритовых сердечников

$$\int_0^\tau u_з dt = k\Delta\Phi_r w_п. \tag{13}$$

Здесь k — число передающих ячеек, включаемых в цепь распределения.

Такая нагрузка чаще всего встречается в схемах на ПРТ (см. рис. 1, 2), поэтому в дальнейшем будем иметь в виду именно этот случай. Рассмотрим подробнее уравнение (13). Правая часть этого уравнения зависит от режима работы схем. Различают два режима работы: двухтактный (*I* такт — подготовка, *II* такт — распределение, см. рис. 4 *а, б*) и четырехтактный (см. рис. 5 и [1, 2, 4]). Условимся, что передающая ячейка на сердечниках Φ_1, Φ_2, согласно рис. 4, 5, работает на одну, эквивалентную себе по цепям подготовки, передающую ячейку на сердечниках Φ_3, Φ_4, и будем считать $k = 1$. (Цепи распределения на сердечниках Φ_3, Φ_4 не изображены.) В зависимости от нагрузочной способности ячейки величина k может быть равна 1, 2, 3 и т. д.

Из сравнения схем на рис. 4 и 5 видно, что при двухтактном режиме правую часть уравнения (13) необходимо умножать на 4, так как при прохождении тока по полезной цепи (см. рис. 4 *а*, проводит верхняя цепь с диодом $Д_1$) на обмотках $w_п$ сердечников Φ_3, Φ_4 в непроводящей цепи наводится э. д. с., равная по величине э. д. с. на обмотках $w_п$ в проводящей цепи. Эта э. д. с. суммируется по контуру а $Д_1$ *в* $Д_2$ с напряжениями U_1, U_2, U_3', т. е.

$$\int_0^\tau u_з dt = \int_0^\tau u_з' dt + \int_0^\tau u_з'' dt = 4 w_п \Delta\Phi_r \quad \text{при } k = 1.$$

Схема на рис. 4 *б* эквивалентна по нагрузке схеме на рис. 4 *а*, так как в этом случае число витков обмоток подготовки $w_{п2} = 2w_{п1}$, а $W_{п1}$ определяется по уравнению (3).

В случае четырехтактного режима (см. рис. 5) при $k=1$

$$\int_0^{\tau} u_з dt = w_п \Delta\Phi_r .$$

Следовательно, для двухтактного режима справедлива формула

$$\int_0^{\tau} u_з dt = 4kw_п \Delta\Phi_r , \qquad (13а)$$

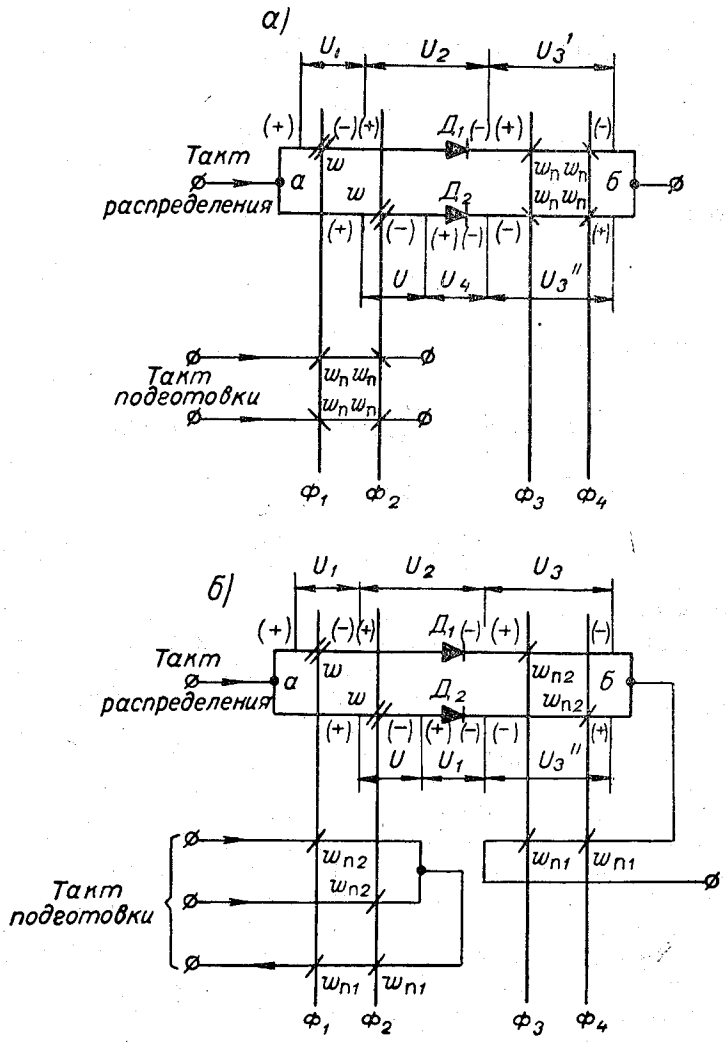


Рис. 4. Передающая ячейка при двухтактном режиме работы схем.

для четырехтактного —

$$\int_0^{\tau} u_з dt = kw_п \Delta\Phi_r . \qquad (13б)$$

Подставив выражения (7) — (9) и (13 а) в (4), получим

$$\Delta\Phi_r w \geqslant \Delta\Phi_{пол} w + k_2 I_п r w \tau + U_д \tau - U_0 \tau + 4kw_п \Delta\Phi_r . \qquad (14)$$

Исходя из неравенства (14) при заданных значениях тока $I_п$ и длительности импульса τ, можно определить минимально допустимое число витков обмотки распределения передающей ячейки

$$w = k_3 \frac{(U_д - U_0)\tau + 4kw_п\Delta\Phi_r}{\Delta\Phi_r - (\Delta\Phi_{пол} + k_2 I_п r\tau)}, \qquad (15)$$

где k_3 — коэффициент запаса, учитывающий возможное изменение параметров элементов и импульсов. Реально $k_3 = 1{,}5 \div 2$.

Уравнения (14) и (15) написаны для двухтактного режима работы. В случае четырехтактного режима в числителе уравнения (15) отсутствует коэффициент 4.

Пример 2. Используя данные примера 1, можно определить число витков распределяющей обмотки w сердечников Φ_{1-1}, Φ_{1-2}, согласно рис. 1, если в качестве нагрузки включены обмотки двух передающих

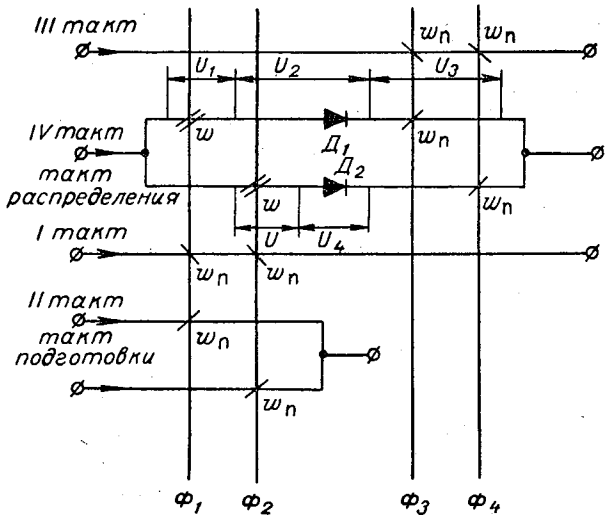


Рис. 5. Передающая ячейка при четырехтактном режиме работы схемы.

ячеек ($k = 2$). Режим работы двухтактный; $I_п = 1$ а; $\tau = 25$ мксек., $w_п = 3$ виткам; диод $Д = 226$; $U_д = 1$ в, $U_0 = 0{,}3$ в (параметры определены для $T_{ср} = 20°$ С по справочнику). Сердечник 0,7 ВТ К7×4×2 с параметрами: $B_r = 0{,}25 \frac{вб}{м^2}$, $D_{нар} = 7 \cdot 10^{-3}$ м, $d = 4 \cdot 10^{-3}$ м, $h = 2 \cdot 10^{-3}$ м, $S = 3 \cdot 10^{-6}$ м², $\Delta\Phi_r = 2B_r S \cdot 10^6 = 1{,}5$ мквб, $\Delta\Phi_{пол} = 0{,}2\ \Delta\Phi_r = 0{,}3$ мквб. Сопротивление одного витка обмотки для сердечника К7×4×2 при сечении провода 0,14 мм² равно $r = 0{,}015$ ом. По формуле (15), принимая $k_2 = 0{,}7$ и $k_3 = 1{,}7$, находим

$$w = 1{,}7 \frac{(1 - 0{,}3)\,25 + 4 \cdot 2 \cdot 1{,}5 \cdot 3}{1{,}5\,(0{,}3 - 0{,}7 \cdot 1 \cdot 0{,}015 \cdot 25)} \approx 120 \text{ витков.}$$

3. Если, вследствие большого числа параллельных цепей, ответвляется много ложных токов, то это должно быть учтено при определении амплитуды импульса формирователя

$$I_{сч} = I_п + (m - 1) I_л = I_п + (m - 1)\frac{F_m}{w}, \qquad (16)$$

где m — число параллельных цепей с обмотками w (на рис. 1 $m=2$), $I_{сч}$ — ток считывания цепей распределения.

Пример 3. Определить амплитуду импульса тока в цепи формирователя для рассмотренного выше примера при $m=10$.

$I_п=1$ а, $F_m=1{,}76$ а для сердечника 0,7ВТ К7×4×2 (см. пример 1), $w=120$ витков (см. пример 2).

Величина ложного тока

$$I_л=\frac{F_m}{w}\approx 15 \text{ ма}.$$

Таким образом, для обеспечения работоспособности схемы, согласно (16), необходим ток считывания

$$I_{сч}=1+(10-1)\frac{1{,}76}{120}=1{,}132 \text{ а}$$

Принимаем $I_{сч}=1{,}2$ а.

4. Импульс напряжения, прикладываемый формирователем к цепи из передающих ячеек, должен быть достаточным для того, чтобы обеспечить нарастание импульса тока в цепи формирователя до заданной величины $I_{сч}$ при значительной индуктивной нагрузке в цепи.

Согласно рис. 1

$$(U_к-U_ф)\tau \geqslant \int_0^\tau u_ц dt+\int_0^\tau u_{огр} dt, \tag{17}$$

где $U_к$ в — напряжение источника питания; $U_ф$ в — падение напряжения на транзисторе и обмотках обратной связи формирователя. Реально $U_ф\approx 0{,}1-0{,}2U_к$; $u_ц$ — напряжение, которое необходимо приложить к цепи из n передающих ячеек для того, чтобы ток в цепи вырос до требуемой величины; $u_{огр}$ — падение напряжения на ограничивающем сопротивлении.

Согласно рис. 1

$$\int_0^\tau u_ц dt=n\left[\int_0^\tau u_1 dt+\int_0^\tau u_2 dt+\int_0^\tau u_3 dt\right]. \tag{18}$$

n — число ячеек последовательно включаемых в цепь одного формирователя.

Значение первого и второго слагаемых правой части (18) были определены выше (см. (7) и (8)), а третье слагаемое равно:

для четырехтактного режима (см. рис. 5)

$$\int_0^\tau u_3 dt=k\Delta\Phi_r w_п;$$

для двухтактного режима (см. рис. 4 *а*, *б*)

$$\int_0^\tau u_3 dt=2k\Delta\Phi_r w_п.$$

Определим второй член правой части неравенства (17)

$$\int_0^\tau u_{огр} dt=k_2 I R_{огр}\tau, \tag{19}$$

где k_2 — коэффициент формы импульса тока, $R_{огр}$ ом — величина ограничивающего сопротивления.

Обычно $R_{огр}$ определяется установившимся значением тока в цепи

$$R_{огр} = \frac{U_к - U_ф - nU_д}{I} - nwr. \qquad (20)$$

На основании (17), (18), (19) и (7), (8) можно записать

$$(U_к - U_ф)\tau \geqslant n(\Delta\Phi_{пол}w + k_2Ir\tau w + U_д\tau + k\Delta\Phi_r w_п) + k_2IR_{огр}\tau \qquad (21)$$

или

$$(U_к - U_ф)\tau = k_4 n(\Delta\Phi_{пол}w + k_2Ir\tau w + U_д\tau + k\Delta\Phi_r w_п) + k_2IR_{огр}\tau, \qquad (22)$$

k_4 — коэффициент запаса, обычно $k_4 = 1{,}5$.

Подставив значение $R_{огр}$ из (20) в (22) с учетом значений $k_2 = 0{,}7$ и $k_4 = 1{,}5$, получим

$$0{,}3(U_к - U_ф)\tau = n(1{,}5\Delta\Phi_{пол}w + 0{,}35Ir\tau w + 0{,}8U_д\tau + 1{,}5k\Delta\Phi_r w_п). \qquad (23$$

Формула (23) приведена для четырехтактного режима работы, для двухтактного режима последний член правой части необходимо умножить на два.

Из формулы (23) можно определить число последовательно включенных ячеек n в цепи одного формирователя при известном коллекторном питании $U_к$.

Пример 4. Определить число последовательных ячеек n в цепи одного формирователя для схемы рис. 1, используя данные предыдущих примеров, при $U_к = 25$ в.

$U_к = 25$ в; $U_ф = 0{,}1U_к = 2{,}5$ в; $\tau = 25$ мксек.; $\Delta\Phi_{пол} = 0{,}3$ мквб (пример 2); $w = 120$ виткам (пример 2); $k_2 = 0{,}7$; $I_{сч} = 1{,}2$ а (пример 3); $r = 0{,}015$ ом (пример 2); $U_д = 1$ в; $k = 2$, режим работы двухтактный; $\Delta\Phi_r = 1{,}5$ мквб; $w_п = 3$ виткам.

По формуле (20) определим n

$$n = \frac{0{,}3(25 - 2{,}5)25}{1{,}5 \cdot 0{,}3 \cdot 120 + 0{,}35 \cdot 1{,}2 \cdot 0{,}015 \cdot 25 \cdot 120 + 0{,}8 \cdot 1 \cdot 25 + 1{,}5 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 1{,}5 \cdot 3} \approx 1{,}3.$$

Следовательно, при данных условиях в цепь можно включить всего одну передающую ячейку. Величина ограничивающего сопротивления может быть определена по формуле (20)

$$R_{огр} = \frac{25 - 2{,}5 - 1}{1} - 1 \cdot 120 \cdot 0{,}015 \approx 20 \text{ ом}.$$

Практически при необходимости включения двух ячеек можно уменьшить величину $R_{огр}$. При включении в цепь одного формирователя $n > 2$ ячеек амплитуда тока считывания не нарастет до необходимой величины ($I_{сч} = 1{,}2$ а) за время действия импульса.

5. В такте подготовки (обмотки $w_п$ на Φ_{1-1} и Φ_{1-2}) на распределяющих обмотках w сердечников передающих ячеек наводится э. д. с. Эта э. д. с., суммируясь на n ячейках, вместе с напряжением источника питания $U_к$ прикладывается к триоду формирователя. Необходимо, чтобы это суммарное напряжение не превосходило величины пробивного напряжения триода ($U_{пр}$) формирователя. Для предохранения триода от перенапряжения может быть применена цепочка, изображенная на рис. 1 пунктиром ($U_{пр}$, *Д*). В этом случае, если суммарное напряжение будет больше $U_{пр}$, по цепи *авс* через диод *Д* и источник $V_{пр}$ потечет ток (в направлении от точки *а* к точке *с*). Этот ток, играющий

роль нагрузки, замедлит перемагничивание (подготовку) сердечников и ограничит суммарное напряжение, приложенное к триоду формирователя. Но вместе с тем возникнет опасность, что сердечники вообще не успеют подготовиться за время действия импульса.

Для избежания этого необходимо, чтобы

$$U_{пр} - U_к \geqslant n \frac{\Delta\Phi_r w}{k_5 \tau}, \tag{24}$$

k_5 — коэффициент формы импульса напряжения на обмотке w; реально $k_5 \approx 0{,}7$—$0{,}8$.

С учетом коэффициента запаса k_6 (обычно, $k_6 \approx 1{,}5$)

$$U_{пр} - U_к \geqslant k_6 n \frac{\Delta\Phi_r w}{k_5 \tau}. \tag{25}$$

Неравенство (25) всегда должно выполняться. Если $U_к$ и n известны, то необходимо проверять выполнение этого неравенства. Формулами (23) и (25) можно пользоваться, когда необходимо определить максимально допустимое число последовательных ячеек (n) для типа транзистора, используемого в схемах.

Пример 5. Проверить выполнение неравенства (25) для примера, рассмотренного выше. Тип транзистора П-203.

Находим: $U_{пр} = 70$ в при $t = 20°$ С (по справочнику);

$$70 - 25 \geqslant 1{,}5 \cdot 1 \frac{1{,}5 \cdot 120}{0{,}7 \cdot 25};$$

$45 \geqslant 15{,}5$, т. е. неравенство выполняется.

6. В такте подготовки при перемагничивании одного из сердечников (Φ_{1-1} или Φ_{1-2} на рис. 1) вверх, на его обмотке w наводится э. д. с., которая прикладывается к развязывающему диоду. Необходимо, чтобы эта э.д.с. была меньше допустимого обратного напряжения $U_{обр}$ для используемого типа диода, т. е.

$$U_{обр} \geqslant \frac{\Delta\Phi_r w}{k_5 \tau}, \tag{26}$$

k_5 — коэффициент формы импульса напряжения (см. выше)

или

$$U_{обр} \geqslant k_7 \frac{\Delta\Phi_r w}{k_5 \tau}, \tag{27}$$

k_7 — коэффициент запаса, реально $k_7 \approx 1{,}5$.

Пример 6. Проверить выполнение неравенства (27) для примера, рассмотренного выше

$$U_{обр} \geqslant 1{,}5 \frac{1{,}5 \cdot 120}{0{,}7 \cdot 25} = 15{,}4 \text{ в}.$$

Для диода *Д226* $U_{обр} = 400$ вольт. Таким образом, неравенство выполняется с огромным запасом.

7. Введение необходимых коэффициентов запаса. Это требование выполняется в каждом из перечисленных выше условий.

Для правильной работы пирамидальной цепи (рис. 2) необходимо выполнение условий, аналогичных рассмотренным выше.

1. Ток в проводящей ветви определяется по формуле 3, т. е. так же как и для передающих ячеек.

2. Определение числа витков распределяющей обмотки w первой ступени производится по той же формуле (15), что и для расчета витков распределяющей обмотки. Число витков распределяющей обмотки w_2 второй ступени (сердечники Φ_{3-1} и Φ_{3-2}) определяется из условия, что к обмотке w_2 сердечника Φ_{3-2} (если проводить ветвь с диодами $Д_5$, $Д_1$) приложено напряжение всей ветви от точки a до точки $в$, причем под действием этого напряжения сердечник Φ_{3-2} не должен успеть перемагнититься полностью за время действия импульса.

Аналогично (14), для пирамидальной схемы можно записать

$$\Delta\Phi_r w_2 \geqslant \Delta\Phi_{пол\,2} w_2 + k_2 I_п r w_2 \tau + U_д \tau - U_0 \tau + 4k\Delta\Phi_r w_п + \Delta\Phi_{пол1} w_1 + \\ + k_2 I_п r w_1 \tau + U_д \tau - U_0 \tau + 4k\Delta\Phi_r w_п . \qquad (28)$$

Первые четыре слагаемых правой части (28) — составляющие падения напряжения в цепи от точки a до точки c, вторые четыре — от точки c до $в$; $\Delta\Phi_{пол1}$, $\Delta\Phi_{пол2}$ мквб — изменение магнитного потока сердечников с обмотками w_1 и w_2 соответственно при перемагничивании их по пологому участку петли гистерезиса. Обычно $w_2 = 2w_1$.

Неравенство (28) написано для двухтактного режима работы. Для четырехтактного режима в членах пятом и девятом отсутствуют четверки.

3. Амплитуда импульса тока формирователя определяется по уравнению (16).

4. Напряжение источника питания $U_к$, общее для всей системы, обычно определяется для цепей первого типа. При расчете пирамидальных схем необходимо проверять выполнение неравенства (21). Для схемы на рис. 2 (двухтактный режим работы) можно записать

$$(U_к - U_ф)\tau = k_4 [\Delta\Phi_{пол\,2} w_2 + k_2 I_п r \tau w_2 + U_д \tau + 2k\Delta\Phi_r w_п + \Delta\Phi_{пол\,1} w_1 + \\ + k_2 I_п r \tau w_1 + U_д \tau + 2k\Delta\Phi_r w_п] + k_2 I_п R_{огр} \tau. \qquad (29)$$

Как правило, неравенство (29) всегда выполняется, если выполняется следующее, пятое, условие.

5. Так же, как и для цепей первого типа, необходимо, чтобы

$$(U_{пр} - U_к) \geqslant n \frac{\Delta\Phi_r \sum w}{k_5 \tau}, \qquad (30)$$

где Σw — сумма витков распределяющих обмоток всех ступеней пирамиды, включенных в цепь одного формирователя, т. е.

$$\sum w = w_1 + w_2 + \ldots$$

Неравенство (30) всегда будет выполняться, если:

$$w_1 + w_2 + \ldots \leqslant nw, \qquad (31)$$

где n — число передающих ячеек, включенных последовательно в цепь одного формирователя, w — число витков распределяющих обмоток при расчете цепей первого типа.

На основании вышеизложенного (пункты 4 и 5) можно сделать вывод, что, если в системе наряду с цепями первого типа встречаются цепи второго типа, то при их расчете необходимо производить только определение числа витков распределяющих обмоток всех ступеней пирамиды из формул (14), (28), проверяя затем выполнение неравенства (31).

§ 2. Особенности расчета схем ПРТ при повышенной частоте работы

При расчете схем ПРТ на повышенной частоте (тактовая частота более 50 кгц) необходимо учитывать собственный разогрев сердечника.

Средняя мощность, рассеиваемая в сердечнике при его перемагничивании, может определяться по формуле

$$P = \alpha_0 S_0 \Delta t^\circ \frac{2\int_0^\tau uidt}{T}. \qquad (32)$$

Здесь $\alpha_0 \frac{\text{вт}}{\text{м}^2\ \text{град.}}$ — коэффициент охлаждения сердечника, $\alpha_0 \approx 30 \frac{\text{вт}}{\text{м}^2\ \text{град.}}$; S_0 м^2 — площадь охлаждения сердечника,

$$S_0 = \pi(D+d)\left(\frac{D-d}{2}+h\right);$$

Δt° С — разность температур сердечника t° и окружающей среды $t^\circ_{\text{ср}}$; T мксек. — период, $T = \frac{1}{f}$; u и t — мгновенные значения перемагничивающего тока и напряжения на обмотке соответственно; 2 — коэффициент, учитывающий, что за время периода T сердечник перемагнитится дважды: один раз — импульсом напряжения в такте распределения, второй раз — импульсом тока (по обмоткам $w_{\text{п}}$) в такте подготовки.

Уравнение (32) можно записать в следующем виде:

$$P = \alpha_0 S_0 \Delta t^\circ \approx \frac{2F_m \Delta\Phi'_r}{T}, \qquad (33)$$

где F_m — м. д. с., необходимая для полного перемагничивания сердечника, $F_m = I_{\text{п}} w_{\text{п}}$ (см. выше); $\Delta\Phi'_r$ — изменение магнитного потока сердечника при перемагничивании по крутому участку петли гистерезиса с учетом саморазогрева сердечника для определенной температуры окружающей среды.

Из (33)

$$\Delta\Phi'_r = \frac{\alpha_0 S_0 T}{2F_m} \Delta t^\circ$$

или

$$\Delta\Phi'_r = B\Delta t^\circ, \qquad (34)$$

где

$$B = \frac{\alpha_0 S_0 T}{2F_m}, \qquad (35)$$

$$\Delta t^\circ = t^\circ - t^\circ_{\text{ср}}. \qquad (36)$$

Используя (34)—(36) при работе на данной частоте, можно по графику $\Delta\Phi = f(t)$ определить t° и $\Delta\Phi'_r$ для данной температуры окружающей среды $t^\circ_{\text{ср}}$.

Пример 7. В трех точках температурного диапазона (—50, +20, +50° С) определить температуру t° и $\Delta\Phi'_r$ для сердечника 0,25ВТК4 × × 2,8 × 1,3, при $f = 80$ кгц и $\tau = 5$ мксек.

Характеристика $\Delta\Phi_r = f(t^\circ)$ для сердечника 0,25ВТ К4×2,8×1,3 представлена на рис. 6. Эта характеристика построена на основании данных нормали НО.030.003 (зависимости $B_r = f(t^\circ)$).

Для данного сердечника $F_m = 0{,}4$ а (см. НО.030.003, зависимость $\frac{1}{\tau} = f(H)$ для $\tau = 5$ мксек. и формулу (2)).

$S_0 = 37{,}3 \cdot 10^{-6}$ м², $\alpha_0 = 30 \frac{\text{вт}}{\text{м}^2\ \text{град.}}$, $T = 12{,}5$ мксек.

По формуле (32) определим B

$$B = \frac{30 \cdot 37{,}3 \cdot 10^{-6} \cdot 12{,}5}{2 \cdot 0{,}4} = 0{,}015 \frac{\text{мквб}}{\text{град.}}.$$

Из точек $t_{ср1} = -50^\circ$ С, $t_{ср2} = +20^\circ$ С, $t_{ср3} = +50^\circ$ С проведем лучи с наклоном B. Точка пересечения этих лучей с кривой $\Delta\Phi_r = f(t^\circ)$ определит значения $\Delta\Phi'_r$ и t°.

Для точки $+50^\circ$ С $\Delta\Phi'_r = 0{,}266$ мквб, $t = 68^\circ$ С; для точки $+20^\circ$ С $\Delta\Phi'_r = 0{,}32$ мквб, $t = 42^\circ$ С; для точки -60° С $\Delta\Phi'_r = 0{,}38$ мквб, $t = -24^\circ$ С.

Величину $\Delta\Phi'_r$ необходимо учитывать при определении чисел витков w по формуле (15). В этой формуле в знаменатель вместо $\Delta\Phi_r$ необходимо подставлять величину $\Delta\Phi'_r$.

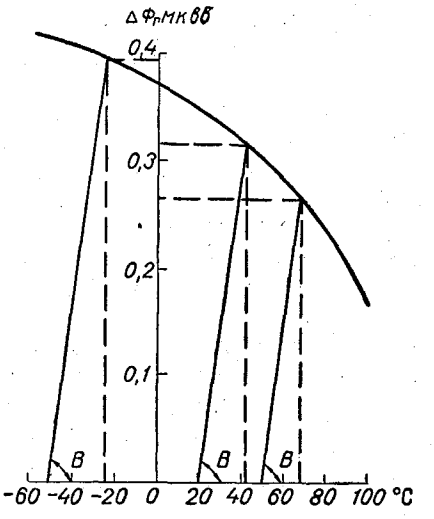


Рис. 6. Зависимость $\Delta\Phi_r = f(t^\circ)$ для сердечника 0,25 ВТ К4×2,8×1,3.

§ 3. Особенности расчета схем на ПРТ при работе в широком температурном диапазоне

Работоспособность схем в широком температурном диапазоне будет обеспечена, если условия работоспособности, приведенные в § 1, будут выполняться в любой точке заданного диапазона.

1. Первое условие работоспособности, выбор числа витков обмотки подготовки $w_п$, должно быть выполнено в точке минимальной температуры t°_-. При уменьшении температуры м. д. с., необходимая для полного перемагничивания сердечника, увеличивается. Таким образом, выполнение первого условия в точке t°_- гарантирует, что данное условие будет удовлетворяться в любой точке заданного диапазона.

2. Теоретическое и экспериментальное исследования работы схем на ПРТ показали, что, если второе условие работоспособности (определение числа витков распределяющей обмотки w) будет обеспечено в двух крайних точках диапазона (t°_+ и t°_-), то это условие будет выполняться в любой его точке. Таким образом, определение числа витков обмотки распределения w по формуле (15) достаточно произвести в обеих крайних точках диапазона и выбрать большее из них.

3. Третье условие работоспособности, определение тока считывания, необходимо выполнять в минимальной точке температурного диапазона, так как сумма ответвляющихся ложных токов в этой точке максимальна,

4. Четвертое условие, работоспособность цепи из n последовательно соединенных передающих ячеек, должно быть выполнено в точке t°_{-}. Определяется это тем, что, во-первых, именно в этой точке амплитуда импульса тока должна быть максимальной, а, во-вторых, значение величины $\Delta\Phi_r$ в формуле (21) максимально в этой же точке.

5. Неравенства (25) и (26), соответствующие пятому и шестому условиям, должны обеспечиваться также в точке t°_{-}, ввиду максимального значения $\Delta\Phi_r$ в этой точке.

§ 4. Практические рекомендации к расчету схем на ПРТ при различных требованиях к ним

Наряду с рассмотренными выше примерами расчета (сердечник 0,7ВТ К7×5×2, триод П203, диод Д226, $I_п = 1$ а, $\tau \approx 25$ мксек.) следует остановиться на схемах ПРТ, использующих элементы меньших габаритов (например, триод МП26Б, диод Д223, сердечник 0,25ВТ К4×2,8×1,3). При использовании таких элементов целесообразно выбор длительности импульса τ производить в диапазоне 5—6 мксек. При такой длительности режим перемагничивания сердечников близок к статическому. Дальнейшее уменьшение длительности, когда не требуется большего быстродействия (тактовая частота не больше 50—100 кгц) нецелесообразно по двум причинам, во-первых, при $\tau < 4$ мксек. начинает резко сказываться расширение петли гистерезиса при динамическом перемагничивании сердечника, во-вторых, дальнейшее уменьшение τ приводит к значительному уменьшению числа передающих ячеек n, которые можно включить в цепь одного формирователя. Увеличение же τ (больше 6 мксек.) приводит к увеличению числа витков w, а требуемый полезный ток при этом не уменьшается.

Амплитуду импульса тока желательно выбирать такой, чтобы $w_п = 1$ витку. Это условие приводит к повышению технологичности схем на ПРТ. Но выпускаемые промышленностью элементы (триоды и диоды) часто не позволяют выполнять этого условия. В этом случае амплитуду импульса считывания необходимо выбирать максимально допустимой для используемых элементов, а число витков $w_п$ — минимально возможным. Из этих же соображений необходимо выбирать сердечники с узкой петлей гистерезиса. Перспективным является применение пермалоевых сердечников.

Величина м. д. с., необходимая для перемагничивания ферритовых сердечников в широком температурном диапазоне ($\pm 60^{\circ}$ С), изменяется в 2—3 раза. Для улучшения условий работы используемых элементов (диодов, триодов) и упрощения ферритовых схем целесообразно производить регулировку амплитуды импульса тока в диапазоне температур по линейному закону, близкому к закону изменения $H = f(t^{\circ})$ (см. [2]).

При необходимости увеличения частоты работы $f > 100$ кгц необходимо производить расчет схем на ПРТ на максимальное быстродействие [2]. Этот метод позволяет при определенных требованиях к схеме определить максимально возможную частоту. На практике известны схемы на ПРТ, работающие при частоте одноканального задающего генератора $f = 300$ кгц (см. [2, 4]). Нет никаких ограничений (при изменении требований к схемам) к увеличению этой частоты до 400—600 кгц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Колосов В. Г., Мнловидов Б. А., Радомысльская Н. И. Перспективы цифровых схем на принципе распределения тока при повышении их быстродействия и температурной устойчивости. Цифровые измерительные и управляющие устройства. Труды ЛПИ, № 256, «Энергия», 1965.
2. Колосов В. Г., Радомысльская Н. И. Методика и результаты расчета схем на принципе распределения тока в широком температурном диапазоне, труды ГГО, вып. 199, Гидрометеоиздат, 1966.
3. Колосов В. Г. Теоретическое и экспериментальное исследование быстродействия схем на принципе распределения тока в широком диапазоне температур и разработка методики расчета. Автореферат, ЛПИ, Л., 1964.

Л. В. АНИСКИН, С. И. ГРУШИН

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ЗАПОМИНАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ

Разбирается структурная схема запоминающего устройства и принцип действия отдельных его узлов. Приводится расчет элементов оперативного запоминающего устройства, (ЗУ), рассматриваются возможные пути упрощения блоков ЗУ.

Запоминающее устройство является наиболее сложным и ответственным узлом автоматической метеостанции. Оно служит для хранения и передачи констант и программы работы станции, приема, хранения и передачи переменной информации, проверки правильности передаваемой или принимаемой кодовой комбинации и состоит из оперативного запоминающего устройства (ОЗУ), долговременного запоминающего устройства (ДЗУ), дешифраторов адреса (ДА), блока матриц ввода и блока выходных усилителей (БМВ и БУ).

Оперативное запоминающее устройство выполнено на ферритовых парах. Применение ОЗУ такого типа определяется повышенными требованиями к надежности работы устройства при сравнительно низких требованиях к быстродействию. Использование ферритовой пары в качестве двоичного элемента запоминающего устройства позволяет добиться его работоспособности в широком диапазоне изменения параметров элементов и напряжения питания. Надежность работы обеспечивается тем, что импульсы тока в цепях ОЗУ практически не ограничены по верхнему значению и в незначительной степени ограничены по длительности и крутизне фронтов. Емкость используемого ОЗУ составляет 200 адресов, каждый адрес содержит 22 двоичных разряда. Время обращения за числом или командой составляет около 700 мксек., что далеко не исчерпывает возможности ОЗУ такого типа. Долговременное запоминающее устройство построено на ферритах с ППГ. Запись слова по данному адресу производится с помощью прошивки. Группе из 20 слов соответствует линейка из 22 ферритов. Число ферритов в линейке равно числу двоичных разрядов числа или команды. Используемая система обращения к ДЗУ записью по одной координате, а считыванием по второй координате позволила получить ДЗУ со сравнительно небольшим числом диодов. При полной емкости 3800 адресов дешифраторы адреса ДЗУ содержат 180 диодов. Время обращения к ДЗУ так же, как и для ОЗУ определяется тактовой системой станции.

Дешифраторы адреса ЗУ позволяют производить обращение к ОЗУ или ДЗУ, используя лишь информацию об адресе ячейки, в которую следует обратиться за числом или командой. Обращение за командой

может производиться во все ячейки ОЗУ и ДЗУ, обращение за числом — во все ячейки ОЗУ и 800 адресов ДЗУ. Такое ограничение определяется малой разрядной сеткой команды, недостаточной для записи номера тысячи адреса числа.

Число адресов ДЗУ значительно превышает число адресов ОЗУ. Это связано со спецификой использования запоминающего устройства в блоке автоматики метеостанции. Программа станции и константы, необходимые для различного рода обработок, не меняются в процессе эксплуатации станции и записываются в ДЗУ. ОЗУ используется для хранения различного рода переменной информации, такой как результаты измерения и обработки данных, поступающих от датчиков, текущее время, промежуточные результаты вычислений, информация о неисправности датчиков и др. Число необходимых для работы станции ячеек ОЗУ в этом случае сравнительно невелико и реально составляет 60—80% его полной емкости.

Оперативное запоминающее устройство

Основным элементом ОЗУ является ферритовая пара (см. рис. 1), состоящая из двух ферритов ППГ: запоминающего — Φ_2 и коммутирующего — Φ_1, соединенных петлей связи с определенным активным сопротивлением. Считывание и запись информации производится в три такта. В первом такте подается импульс считывания I_c, перемагничивающий оба феррита пары в состояние 0 («вниз»). Если сердечник Φ_2 находился в состоянии намагничивания «вверх», т. е. хранил 1, то в выходной шине возникает импульс напряжения $U_{вых}$. Если же он был в состоянии 0, то сигнал в выходной шине отсутствует. Запись производится в два следующие такта. При записи 0 во втором такте подается кодовый импульс $I_к$, устанавливающий коммутирующий феррит вверх, и импульс запрета $I_{зп}$, с помощью которого запоминающий феррит удерживается в состоянии 0. В третьем такте на феррит Φ_1 воздействует импульс доворота $I_д$. Так как феррит Φ_1 был перемагничен вверх кодовым импульсом, то в такте доворота не возникает тока в петле связи и запоминающий феррит остается в состоянии 0.

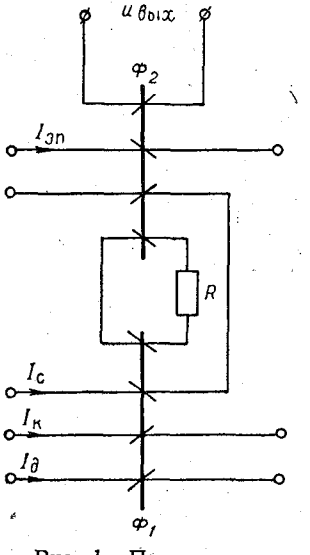


Рис. 1. Принципиальная схема ферритовой пары.

При записи 1 во втором такте отсутствует кодовый импульс, и импульсом доворота феррит Φ_1 перемагничивается вверх, индуктируя в витке связи ток, который устанавливает запоминающий феррит в состояние 1.

Принципиальная схема матрицы запоминающего устройства, имеющей два трехразрядных адреса, представлена на рис. 2. Число выходных и кодовых шин равно числу разрядов. Каждая из этих шин проходит через все ферриты соответствующего разряда. Каждый адрес имеет свою шину считывания и шину запрета, которые проходят через все ферриты данного адреса. Цепь доворота является общей для всей матрицы. Обращение к одному из адресов не разрушает информации, хранящейся в других адресах, так как импульсы в шинах считывания и запрета действуют только на тот адрес, к которому происходит

обращение, а импульсы в кодовых шинах и шине доворота не влияют на коммутирующие ферриты других адресов, поскольку эти ферриты намагничены всегда вверх.

Необходимо отметить, что импульсы, подаваемые параллельно на кодовые шины, образуют инверсный код по отношению к тому, который надо записать, т. е. наличие импульса в кодовой шине соответствует записи 0 в данный разряд, отсутствие импульса — записи 1.

Для правильной работы ферритовых пар необходимо соблюдение следующих условий:

полное потокосцепление в обмотке витка связи у коммутирующего феррита должно быть больше, чем у запоминающего,

импульсы токов в шинах должны полностью перемагничивать соответствующие ферриты в требуемое положение,

время совместного действия импульсов в кодовых шинах и шинах запрета должно быть достаточным для полного перемагничивания сердечников,

основной феррит пары должен перемагничиваться раньше коммутационного под действием импульса доворота.

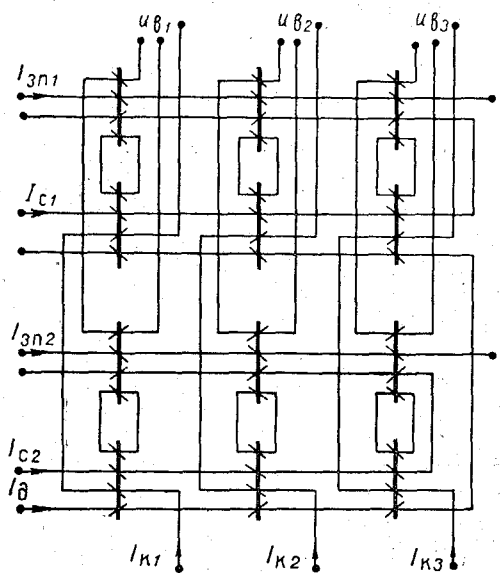


Рис. 2. Принципиальная схема матрицы оперативного запоминающего устройства.

Выполнение этих условий достигается за счет выбора амплитуды, длительности и крутизны переднего фронта управляющих импульсов, а также подбором параметров ферритовой пары.

Расчет запоминающего устройства основан на анализе работы отдельной ферритовой пары, выявлении наиболее ответственных моментов и обеспечении достаточных коэффициентов запаса для надежной работы накопителя. Наиболее тяжелым режимом работы пары является режим доворота. Импульсом тока $I_д$ необходимо установить коммутирующий феррит вверх, причем ток в петле связи должен полностью перемагнитить запоминающий феррит. В расчете используется зависимость между напряженностью магнитного поля H и временем перемагничивания сердечника [9]

$$S_w = (H_{ср} - H_{ст})\tau_ф . \qquad (1)$$

Здесь S_w — коэффициент переключения материала, характеризующий его динамические свойства; $H_{ст}$ — минимальная напряженность магнитного поля, при которой возможно полное перемагничивание сердечника; $\tau_ф$ — время полного перемагничивания феррита; $H_{ср} = \frac{1}{\tau_ф}\int_0^{\tau_ф} H dt$ — среднее значение напряженности магнитного поля,

Форму перемагничивающего импульса тока довольно точно можно аппроксимировать трапецией (рис. 3 *а*).

$$\begin{cases} i = k_{фр} t & 0 \leqslant t \leqslant t_{фр} \\ i = I_m & t_{фр} < t \leqslant t_{з.\,ф} \\ i = k_{з.\,ф}(t_и - t) & t_{з.\,ф} < t \leqslant t_и \end{cases} \qquad (2)$$

где $k_{фр} = \operatorname{tg} \alpha$ — коэффициент переднего фронта импульса (в дальнейшем будем его называть коэффициентом фронта);

$k_{з.\,ф.} = \operatorname{tg} \beta$ — коэффициент заднего фронта.

Перемагничивание коммутирующего феррита начинается в момент времени $t_{ст1}$ при $i = I_{ст1}$ и заканчивается в момент $t_{ф1}$, Время перемагничивания коммутирующего феррита

$$\tau_{ф_1} = t_{ф_1} - t_{ст\,1}.$$

Очевидно, что всегда при полном перемагничивании сердечников время перемагничивания запоминающегося феррита

$$\tau_{ф_2} < \tau_{ф_1}.$$

Проинтегрировав (2) за время $\tau_{ф1}$, получим

$$\int_{t_{ст1}}^{t_{ф_1}} i dt = \frac{k_{фр}(t_{фр}^2 - t_{ст1}^2)}{2} + I_m(t_{ф_1} - t_{фр_1})$$

или, считая $\int_{t_{ст1}}^{t_{ф1}} i dt = \tau_{ф1} J_{ср}$, после некоторых преобразований, найдем

$$I_{ср} = I_m - \frac{(I_m - I_{ст1})^2}{2 k_{фр} \tau_{ф1}}. \qquad (3)$$

Если перемагничивание сердечника заканчивается на переднем фронте импульса $t_{ф1} \leqslant t_{фр}$ при $i = I_ф$, то выражение (3) примет вид

$$I_{ср} = \frac{I_ф + I_{ст1}}{2}. \qquad (4)$$

При проектировании ЗУ число витков в шинах из конструктивных соображений обычно принимается равным единице. В этом случае получим следующие формулы для определения напряженности магнитного поля в коммутирующем (H_1) и запоминающем (H_2) ферритах:

$$H_1 = \frac{i}{l_1} - \frac{i_{св}}{l_1}; \qquad (5)$$

$$H_2 = \frac{i_{св}}{l_2}, \qquad (6)$$

где l_1 — длина средней силовой линии феррита Φ_1,

l_2 — длина средней силовой линии феррита Φ_2 (см. рис. 1).

Уравнение, связывающее ток и напряжения в петле связи, имеет вид

$$\frac{d\Phi_1}{dt} = i_{св} R + \frac{d\Phi_2}{dt}$$

или

$$i_{св} = \frac{1}{R}\left(\frac{d\Phi_1}{dt} - \frac{d\Phi_2}{dt}\right). \qquad (7)$$

Здесь $\frac{d\Phi_1}{dt}$ — скорость изменения потока в коммутирующем сердечнике, $\frac{d\Phi_2}{dt}$ — скорость изменения потока в запоминающем сердечнике.

Подставив выражение (7) в (5) и проинтегрировав последнее за время $\tau_{ф1}$, с учетом (1) можно получить уравнение для определения среднего значения тока, необходимого для полного перемагничивания феррита Φ_1

$$I_{ср} = \frac{1}{\tau_{ф_1}}\left(\frac{\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2}{R} + S_{w_1} l_1\right) + I_{ст\,1}. \tag{8}$$

Величину сопротивления витка связи нетрудно получить из (7)

$$R = \frac{\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2}{\int\limits_{t_{ст1}}^{t_{ст1}+\tau_{ф_1}} i_{св} dt}. \tag{9}$$

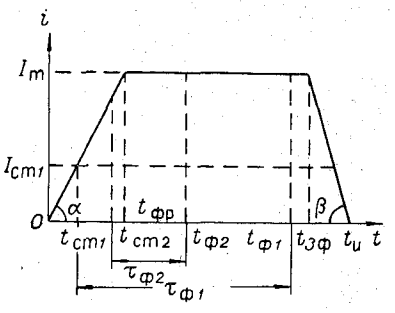


Рис. 3а. Форма перемагничивающего импульса тока.

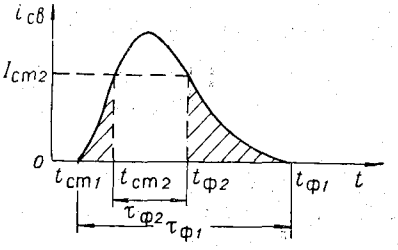


Рис. 3б. Форма тока в петле связи.

На рис. 3б изображена форма тока, возникающего в петле связи при полном перемагничивании сердечников.

Определим площадь, ограниченную данной кривой,

$$\int\limits_{t_{ст1}}^{t_{ст1}+\tau_{ф_1}} i_{св} dt = \int\limits_{t_{ст2}}^{t_{ст2}+\tau_{ф_2}} H_2 l_2 dt + Q,$$

где Q — заштрихованная площадь (см. рис. 3б). С помощью уравнения (1) находится значение первого слагаемого. Величину второго слагаемого можно определить с достаточной для нашей цели точностью, используя линейную апроксимацию кривой на этом участке,

$$\int\limits_{t_{ст1}}^{t_{ст1}+\tau_{ф_1}} i_{св} dt = l_2 S_{w_2} + I_{ст\,2}\tau_{ф_2} + \frac{1}{2}(\tau_{ф_1} - \tau_{ф_2}) I_{ст\,2}. \tag{10}$$

Подставляя (10) в (9), получим

$$R = \frac{\Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2}{l_2 S_{w_2} + \frac{1}{2}(k_{з\,1} + 1) I_{ст\,2}\tau_{ф_2}}, \tag{11}$$

где $k_{з1} = \frac{\tau_{ф_1}}{\tau_{ф_2}} \approx 2{,}5—3$ коэффициент запаса по времени перемагничивания запоминающего сердечника,

При заданном τ_{Φ_2} для выбранных типов сердечников по формуле (11) можно определить необходимую величину сопротивления витка связи, а из (8) и (3) при заданной крутизне переднего фронта входного импульса можно определить необходимую амплитуду входного тока.

Кроме надежного перемагничивания запоминающего и коммутирующего феррита в такте доворота необходимо обеспечить полное перемагничивание коммутирующего феррита кодовым импульсом и достаточное быстрое перемагничивание ферритов в режиме считывания.

При перемагничивании коммутирующего феррита кодовым импульсом в зависимости от времени начала импульса запрета по отношению к кодовому импульсу возможно два случая. В первом случае кодовым импульсом перемагничиваются оба феррита пары, затем импульсом запрета, который начинается несколько позднее кодового, а оканчивается раньше, запоминающий феррит перемагничивается в состояние 0. Во втором случае кодовый импульс перемагничивает только коммутирующий феррит, а запоминающий феррит удерживается в состоянии 0 импульсом запрета. В обоих случаях перемагничивание коммутирующего феррита должно закончиться раньше окончания импульса запрета. Проведем расчет для второго случая.

Учитывая, что поток в сердечнике Φ_2 практически не меняется, получим

$$i_{\text{св}} = \frac{1}{R}\frac{d\Phi_1}{dt}. \tag{12}$$

Используя (12) и (5), можно получить уравнение для определения среднего тока за время перемагничивания сердечника

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{\tau_{\Phi_1}}\left(\frac{\Delta\Phi_1}{R} + S_{w_1} l_1\right) + I_{\text{ст}\,1}. \tag{13}$$

Вывод данного выражения совершенно аналогичен выводу выражения (8).

Используя значение R, полученное при расчете предыдущего режима, при заданном времени перемагничивания феррита из (13) и (3) можно определить необходимую амплитуду кодового импульса.

Величину тока запрета $I_{\text{зп}}$ можно получить из того условия, что ток связи $i_{\text{св}}$ не должен менять магнитное состояние сердечника Φ_2, т. е.

$$k_{\text{з}\,2} = \frac{I_{\text{зп}} - I_{\text{ст}\,2}}{I_{\text{св}\,m}} > 1, \tag{14}$$

где k_{32} — коэффициент запаса по величине тока запрета $i_{\text{св}m} \approx \frac{\Delta\Phi_1}{0{,}6R\tau_{\Phi 1}}$ — максимальное значение тока в витке связи.

При перемагничивании ферритов в режиме считывания большое значение имеет амплитуда напряжения, снимаемого с выходной шины пары. Увеличение амплитуды полезного выходного сигнала позволяет упростить выходные усилители ЗУ и увеличить их надежность.

Условия перемагничивания запоминающего сердечника при считывании 1 аналогичны условиям перемагничивания отдельного феррита. Это объясняется тем, что ферриты пары (см. рис. 1) под действием тока считывания индуктируют в петле связи э. д. с. противоположного знака, в результате ток в ней практически отсутствует в течение времени перемагничивания Φ_2. Поэтому зависимость между амплитудой

выходного сигнала и временем перемагничивания запоминающего сердечника имеет вид

$$e_{\text{вых.}\,m} = \frac{\Delta\Phi_2}{k_{\text{ф}}\,\tau_{\text{ф}_2}}, \tag{15}$$

где $k_{\text{ф}} = 0{,}55—0{,}65$ — коэффициент формы выходного импульса [3].

По заданной амплитуде выходного сигнала $e_{\text{вых.}\,m}$ из формулы (15) определяется $\tau_{\text{ф}2}$. Используя это значение из уравнения (1), можно найти требуемое $H_{\text{ср}}$, а затем из (13) — необходимую амплитуду тока считывания.

При считывании 0 запоминающий сердечник перемагничивается по пологой части петли гистерезиса на величину потока $\delta\Phi$ под действием тока $i = i_{\text{с}} + i_{\text{св}}$

$$\delta\Phi = \nu i, \tag{16}$$

где $\nu = \frac{\Phi_r(1-\alpha)}{5I_{c2}\alpha}$ — тангенс угла наклона пологой части петли гистерезиса, Φ_r — остаточный поток феррита, I_{c2} — коэрцитивный ток, α — коэффициент прямоугольности петли гистерезиса.

Величина тока I, действующего на запоминающий сердечник, определяется суммой двух токов — считывания и тока петли связи. При импульсах тока с временем переднего фронта приблизительно 0,25—0,5 мксек. и выше продолжительность процессов, связанных с перемагничиванием ферритов по пологой части петли гистерезиса, определяется длительностью переднего фронта действующего импульса.

Напряжение помехи можно найти, продифференцировав уравнение (16),

$$e_{\text{п}} = \frac{d(\delta\Phi)}{dt} = \frac{\nu di}{dt} = \frac{\nu d(i_{\text{с}} + i_{\text{св}})}{dt} \leqslant 2\frac{di_{\text{с}}}{dt}\nu,$$

при этом максимальная амплитуда помехи

$$E_{\text{п}} \leqslant 2\nu k_{\text{фр}}. \tag{17}$$

Соотношение сигнал-помеха

$$n = \frac{E}{E_{\text{п}}} \geqslant \frac{\Delta\Phi_2}{2k_{\text{ф}}k_{\text{фр}}\nu\tau_{\text{ф}_2}}. \tag{18}$$

Экспериментальные данные, полученные для времени перемагничивания сердечников 0,8—3,0 мксек., довольно хорошо совпадают с результатами расчета по приведенным выше формулам.

Долговременное запоминающее устройство

Долговременное запоминающее устройство состоит из матриц, каждая из которых включает 20 адресов. Принципиальная схема такой матрицы дана на рис. 4. Число ферритов в матрице 22, что соответствует количеству двоичных разрядов числа. Через каждый феррит матрицы проходят шины подготовки *1, 2,* шины считывания *5, 6* и шины подготовки считывания *3, 4.* Запись кода осуществляется шинами записи кода в соответствии с прошивкой. Каждый феррит имеет отдельную выходную обмотку. Все обмотки ферритов матрицы одновитковые.

При обращении к ДЗУ последовательно подаются импульсы подготовки, подготовки считывания, записи кода и считывания. По шине подготовки все ферриты матрицы перемагничиваются вниз. Импульс под-

готовки считывания в следующем такте устанавливает ферриты вверх. Следует отметить, что импульс подготовки воздействует на все матрицы ДЗУ, а импульс подготовки считывания — только на некоторые из них. Благодаря этому для импульса записи кода, который поступает в третьем такте по одной из шин записи и проходит через большое число матриц, действуя на них в том же направлении, что и импульс подготовки, существенно снижается величина индуктивной нагрузки, т. е. для дешифратора записи кода создаются более благоприятные условия работы. Импульсом считывания ферриты, перемагниченные в предыдущем такте, устанавливаются вверх. Импульсы напряжения на выходных шинах перемагничивающихся в этом такте ферритов усиливаются выходными усилителями ЗУ.

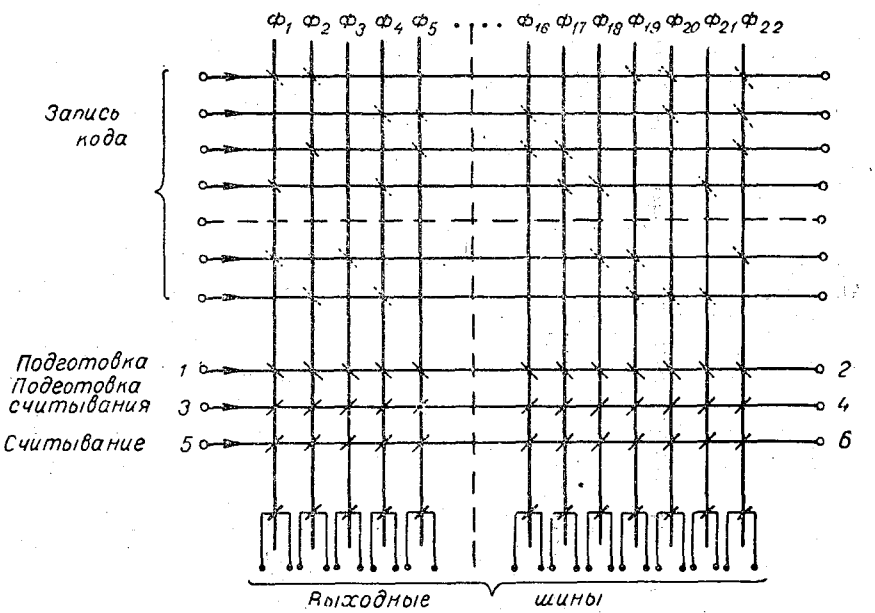


Рис. 4. Принципиальная схема матрицы долговременного запоминающего устройства.

Долговременное запоминающее устройство делится на блоки по 1000 адресов. В каждом блоке установлено 50 матриц по 20 адресов каждая. Импульсом подготовки все ферриты ДЗУ устанавливаются вниз. Подготовка считывания поступает в одну из 50 матриц каждого блока, перемагничивая ферриты этих матриц вверх. Таким образом выбирается по 20 адресов из каждой тысячи. Импульс записи кода подается по одной из двадцати шин записи в один из блоков на 1000 адресов в соответствии с адресом. В результате часть ферритов подготовленной матрицы этого блока перемагничивается вниз. Все ферриты соответствующих матриц в остальных блоках остаются намагниченными вверх. Импульс считывания поступает в те же матрицы, что и импульс подготовки считывания, перемагничивая вверх ферриты, которые током записи были установлены вниз.

Использование двухкоординатного обращения к ДЗУ позволило получить простую схему управления.

Для обращения к ДЗУ требуется иметь три дешифратора: дешифра-

тор подготовки считывания на 50 цепей, дешифратор записи кода на 80 цепей (если ДЗУ содержит четыре блока по 1000 адресов) и дешифратор считывания, аналогичный дешифратору подготовки считывания. В большой степени сложность системы управления определяется количеством диодов дешифраторов. Каждая цепь дешифратора должна содержать один диод. Число диодов зависит от соотношения между числом цепей дешифратора считывания и записи кода (число цепей дешифратора подготовки считывания всегда равно числу цепей дешифратора считывания).

Обозначим: N — количество адресов ДЗУ, a — число цепей дешифратора считывания, m — число диодов,

$$m = 2a + Na^{-1}.$$

Используя это соотношение, нетрудно определить ту величину a, при которой будет получено минимальное m,

$$a = \sqrt{\frac{N}{2}}.$$

При $N = 4000$, $a \approx 45$ и $m \approx 178$.

Применяемое соотношение между числом цепей дешифратора считывания и записи кода довольно близко к оптимальному и позволяет получить простые дешифраторы.

Как видно из рассмотренного выше в ДЗУ практически нет ограничений по верхнему значению токов в цепях. Это обстоятельство дает возможность получить устройство, работоспособное в широком диапазоне изменения напряжения питания и параметров, входящих в него элементов.

Структурная схема запоминающего устройства

Структурная схема ЗУ изображена на рис. 5. Кроме ОЗУ и ДЗУ, запоминающее устройство включает в себя: БМВ — блок матриц ввода, БУ — блок выходных усилителей ЗУ, БИ и КК — блок инвертирования и контроля кода, $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$, $Д_4$, $Д_5$ — дешифраторы адреса, *КД* — ключ дешифраторов адреса.

Блок матриц ввода представляет собой группу приемных регистров, используемых для ввода числовых данных в ОЗУ.

Блок выходных усилителей предназначен для усиления сигналов, поступающих от ОЗУ, ДЗУ, БМВ при наличии сигнала совпадения. Блок инвертирования и контроля кода вырабатывает импульсы инвертированного кода и осуществляет контроль кода, выдавая сигнал сбоя при поступлении на его вход неправильной кодовой комбинации [10]. С помощью группы дешифраторов осуществляется обращение за числом или командой по заданному адресу. Ключ дешифраторов (КД) позволяет в зависимости от адреса произвести обращение либо к ОЗУ, либо к ДЗУ.

Перед любым обращением к ЗУ по связи *1* производится подготовка всех блоков; для оперативного запоминающего устройства эта подготовка соответствует довороту. В следующем такте из счетчика команд управляющего устройства в дешифраторы и на ключ дешифраторов поступает адрес числа или команды. В дальнейшем в зависимости от этого адреса с помощью КД производится обращение к ОЗУ или ДЗУ. Оперативному запоминающему устройству соответствуют адреса

от 0000 до 0199; ДЗУ — от 0200 до 3999. При этом возможны три режима работы:

1. Считывание числа или команды из ДЗУ.
2. Считывание с регенерацией числа или команды из ОЗУ.
3. Запись числа или команды в ОЗУ.

Независимо от адреса обращения в первом и втором режиме работы, на вход ЗУ поступает последовательно во времени одна и та же серия импульсов: подготовка считывания ДЗУ, запись кода, считывание с совпадением выходных усилителей, запрет со считыванием БИ и КК (связи *3, 6, 7, 8, 9, 24*). Если производится обращение к ДЗУ, то импульс подготовки считывания поступает через КД по связи *11* в $Д_4$. Де-

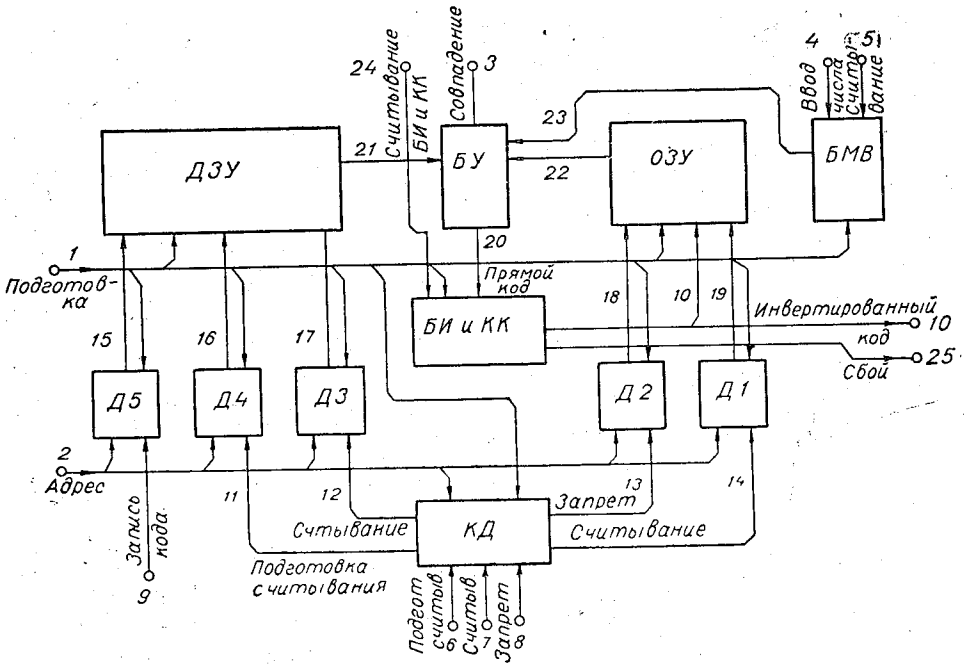


Рис. 5. Структурная схема запоминающего устройства.

шифратором в зависимости от адреса по связи *16* подготавливается в каждом блоке на 1000 адресов одна матрица. В следующем такте импульс записи кода поступает в $Д_5$, с помощью которого по связи *15* производится запись кода в подготовленную матрицу ДЗУ по заданному адресу в соответствии с прошивкой. Следующий за записью кода импульс считывания через КД по связи 12 поступает в $Д_3$. Дешифратор $Д_3$ аналогичен $Д_4$ и производит считывание подготовленных матриц ДЗУ. При этом число, записанное в одной из этих матриц, с помощью дешифратора записи кода ($Д_5$) передается по связи *21* в БУ. Одновременно со считыванием в БУ подается импульс совпадения выходных усилителей ЗУ (связь *3*). При наличии совпадения с выходов БУ по связи *20* в БИ и КК поступает прямой код числа или команды. В следующем такте по связи *24* поступает импульс считывания БИ и КК, а по связи *8* в КД — импульс запрета. Так как при обращении к ДЗУ запрет не нужен, то КД не пропускает импульс запрета в дешифраторы. Инвертированный код поступает по связи *10* в ОЗУ, где в данном случае он не используется, и на выход ЗУ.

Если производится обращение к ОЗУ, то КД не пропускает импульс подготовки считывания в $Д_4$, в результате чего не производится записи кода в ДЗУ в следующем такте, несмотря на наличие импульса по связи 9. Сигнал считывания через КД поступает в $Д_1$ (дешифратор считывания), выбирающий по связи *19* один из 200 адресов ОЗУ. Кодовая комбинация, записанная по этому адресу, поступает в БУ (связь *22*) и затем — в БИ и КК. В следующем такте производится считывание БИ и КК и одновременно подается импульс запрета. Импульс запрета через КД по связи *13* поступает в $Д_2$ (дешифратор запрета) и через $Д_2$ по связи *18* — в тот же адрес ОЗУ, в котором было произведено считывание. При совместном действии импульса запрета и импульсов инвертированного кода в данном адресе запоминающие ферриты остаются в состоянии 0, а на коммутирующих ферритах записывается прямой код считанного числа. Перед следующим обращением к ЗУ импульсом доворота по связи *1* производится передача числа на запоминающие ферриты.

Режим записи числа в ОЗУ отличается от режима считывания с регенерацией тем, что в такте считывания числа по заданному адресу не подается совпадение в БУ, что приводит к стиранию имевшегося по этому адресу числа. Ввод нового числа осуществляется через БМВ между тактами считывания и запрета. Записанная в БМВ кодовая комбинация по связи *28* поступает в выходные усилители, на которые в этот же момент времени воздействует импульс совпадения. Запись числа в БМВ производится по связи *4*, считывание — по связи *5*.

Ниже рассматриваются две принципиальные схемы системы управления ЗУ, дающие возможность представить особенности используемой системы кодирования и способ построения принципиальных схем.

Блок инвертирования и контроля кода

Десятичный разряд числа в запоминающем устройстве представляется пятью двоичными разрядами *(a, b, c, d, e)* в коде «2 из 5» [10]. Использование сочетательного кода с постоянным числом единиц и нулей в десятичном разряде позволяет выявить любое нечетное число сбоев и некоторую часть четного числа сбоев. Контроль кода производится при любом обращении к ЗУ в блоке инвертирования и контроля кода.

Принципиальная схема десятичного разряда БИ и КК (рис. 6) включает пять ферритовых групп $Ф_1$—$Ф_{10}$, служащих для получения инверсий, пять усилителей инвертированного кода $У_1$ — $У_5$ и ферритовую группу контроля кода $Ф_{11}$, $Ф_{12}$.

Работа схемы происходит в три такта.

В первом такте производится подготовка вниз всех ферритов схемы током $I_{подг}$. В следующем такте по двум из пяти входных шин *a, b, c, d, e* подаются кодовые импульсы, перемагничивающие соответствующие ферритовые группы вверх. В третьем такте подается импульс считывания $I_{счит}$, проходящий последовательно через все двоичные разряды схемы и обмотки $w_к$ ферритов контроля кода. Если в двоичном разряде был записан 0, то током считывания запускается соответствующий усилитель инвертированного кода. Если была записана 1, то $I_{счит}$ поступает на обмотки $w_в$ ферритов контроля кода. Таким образом, на выходах усилителей образуется код, инверсный по отношению к коду во входных шинах $(\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}, \bar{d}, \bar{e})$.

При правильном коде во входных шинах (т. е. две единицы и три нуля, ток считывания проходит по двум обмоткам $w_в$ каждого из фер-

ритов контроля кода. При $w_к = 2w_в$ суммарная м. д. с. в этих ферритах равна нулю, и напряжение на выходных обмотках $w_с$ отсутствует. При нарушении кода «2 из 5» не выполняется условие равенства м. д. с. в обмотках $w_к$ и $w_в$, происходит перемагничивание одного из ферритов Φ_{11}, Φ_{12} и на обмотках $w_с$ возникает напряжение (импульс сбоя). Величина результирующей м. д. с., действующей на феррит контроля кода без учета ложных токов в цепях определяется выражением

$$F_р = nw_в I_{счит} - w_к I_{счит},$$

где n — число единиц в поступившей на вход схемы кодовой комбинации.

При $w_к = 2w_в$ $F_р = (n-2)\ w_в I_{счит}$.

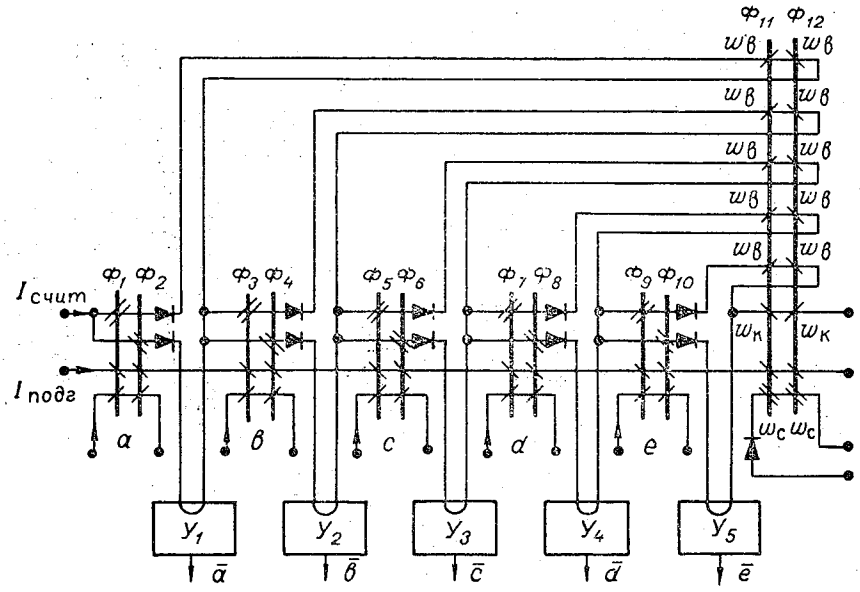


Рис. 6. Принципиальная схема десятичного разряда блока инвертирования и контроля кода.

Если $n \neq 2$ результирующая м. д. с. не равна нулю. Минимальная ее величина $F_{р\,min} = w_в I_{счит}$ превыщает коэрцитную м. д. с. феррита. В результате при неправильной кодовой комбинации один из ферритов Φ_{11}, Φ_{12} перемагничивается по крутой части петли гистерезиса, давая импульс сбоя на выходе схемы контроля.

Связь между дешифраторами ЗУ и счетчиком команд управляющего устройства

Принципиальная схема одного десятичного разряда счетчика команд и дешифратора представлена на рис. 7. В схеме обозначается только первый и последний феррит (или диод) в каждой группе. Остальные имеют номера в порядке их расположения между крайними элементами. Группа ферритов Φ_1—Φ_{10} представляет собой десятичный разряд счетчика команд и служит для хранения адреса предыдущей и выработки адреса последующей команд. Ферриты Φ_{11}—Φ_{20} составляют

промежуточную матрицу. Она используется для следующих целей: прием адресной части команды, поступающей из ЗУ; прием адресной части команды из пульта ручного управления; выработка адреса следующей команды; передача адреса числа или команды в соответствующий разряд дешифратора; выполнение безусловных и условных переходов к команде по заданному адресу; $Ф_{21}$—$Ф_{30}$ — дешифратор на десять выходов.

При рассмотрении схемы можно выделить три основных режима работы: выработка адреса числа при выполнении команды, выработка ад-

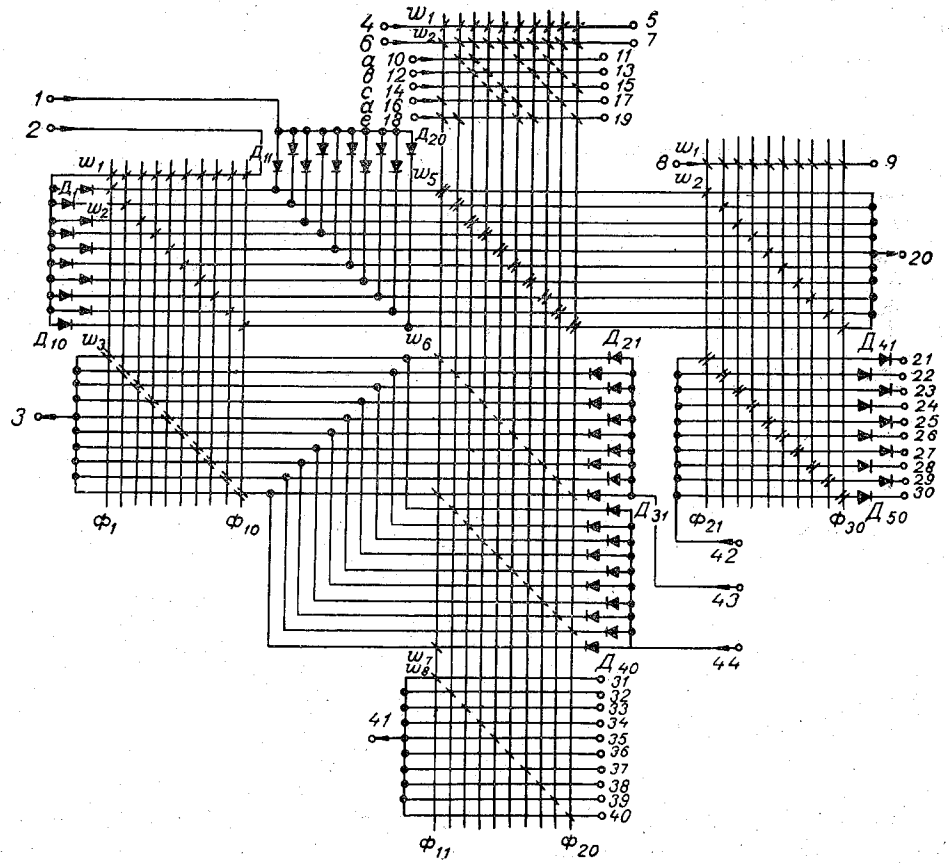


Рис. 7. Принципиальная схема десятичного разряда счетчика команд и дешифратора.

реса следующей по номеру команды, выполнение безусловного (или условного) перехода.

При выработке адреса обращения за числом десятичный разряд адресной части команды из ЗУ в инвертированном коде «2 из 5» поступает на входы *10, 12, 14, 16, 18*. Предварительно все ферриты с $Ф_{11}$ по $Ф_{20}$ импульсом подготовки по входу *4* перемагничиваются вверх. Импульсы инвертированного кода по обмоткам w_3, w_4 перемагничивают девять ферритов из десяти вниз, и лишь один остается намагниченным вверх. Каждой из десяти возможных комбинаций кода «2 из 5» соответствует определенный феррит группы. Таким образом, производится

преобразование кода «2 из 5» в код «1 из 10». Ввод адресной части команды с пульта ручного управления производится в коде «1 из 10» (входы *31—40*). Одновременно по цепи подготовки (вход *6*) устанавливаются вниз остальные девять ферритов матрицы [4]. Передача адреса в дешифратор производится импульсом тока по входу *1*. При этом магнитное состояние ферритов счетчика команд не изменяется. В результате передачи адрес, записанный на ферритах Φ_{11}—Φ_{20}, переписывается на ферриты Φ_{21} — Φ_{30}, предварительно установленные вниз импульсом подготовки дешифратора по входу *8*. При считывании импульс тока по входу *42* распределится на один из десяти выходов дешифратора *21÷30*. Совместное использование двух дешифраторов на *10* с диодной матрицей дает дешифратор на 100. Из трех дешифраторов можно получить дешифратор на 1000, однако в этом случае несколько усложняется дешифратор одного из десятичных разрядов из-за увеличения числа многовитковых обмоток на одном феррите.

При выработке адреса следующей по номеру команды адрес команды передается из счетчика команд в промежуточную матрицу импульсом по входу *43* без прибавления единицы или импульсом по входу *44* с прибавлением единицы в зависимости от наличия или отсутствия переноса в предыдущем разряде. Предварительно все ферриты промежуточной матрицы устанавливаются вниз импульсом подготовки по входу *6*. В результате передачи в промежуточной матрице образуется адрес следующей по счету команды. Передача адреса в дешифратор производится импульсом по входу *2*. Этой же передачей адрес переписывается в счетчик команд.

При выполнении безусловного или условного перехода новый адрес, записанный на ферритах промежуточной матрицы, импульсом по входу *2* передается в счетчик команд. В дальнейшем схема работает так же как и в предыдущем режиме.

Возможные пути усовершенствования ЗУ

Оперативное заполняющее устройство может быть значительно упрощено за счет более рационального использования его составных элементов. При рассмотрении схемы рис. 1 видно, что как считывание, так и запрет устанавливают вниз запоминающий феррит. Цепи считывания и запрета имеют отдельные одинаковые дешифраторы с диодной матрицей.

Число диодов в матрице равно числу адресов. Можно исключить дешифратор запрета и соответствующие шины в ферритовых парах за счет использования цепи считывания в такт подачи инверсионного кода. При этом дешифратор считывания должен опрашиваться дважды при одном обращении к ЗУ. Используемые дешифраторы на ПРТ позволяют производить двойное считывание без предварительной подготовки ферритов перед вторым считыванием. Для этого нужно обеспечить необходимый запас по времени перемагничивания непропускающих ферритов при воздействии двойного считывания. Увеличение амплитуды кодового импульса на величину тока считывания не представляет серьезной технической трудности.

Этот же метод можно применить в ДЗУ, объединив дешифратор подготовки считывания с дешифратором считывания.

Применение шины доворота в ОЗУ не является обязательным. Запись единиц можно производить по кодовым шинам при отсутствии тока запрета,

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П., Ефремов В. Д., Колосов В. Г. Коммутационные схемы на ферритах, основанные на принципе распределения токов. Науч.-техн. информ. бюлл. ЛПИ, Л., № 12, 1960.
2. Афиногенов Л. П. Оперативное запоминающее устройство. ГОСИНТИ, № 30—63—311/8, М., 1963.
3. Бардиж В. В. Статические и импульсные свойства ферритовых сердечников с ППГ и способы их измерений. Сб. «Магнитные элементы устройств вычислительной техники», АН СССР, М., 1961.
4. Афиногенов Л. П., Радомысльская Н. И. Логические элементы на ПРТ и их использование для построения дискретных схем. См. наст. сб.
5. Балашов Е. П. Проектирование магнитных элементов и устройств электронных вычислительных машин. ЛЭТИ, Л., 1964.
6. Балашов Е. П., Генкин В. П. Некоторые принципы построения запоминающих устройств на ферритовых сердечниках с записью полными токами. Изв. ВУЗ'ов СССР, «Приборостроение», № 5, 1963.
7. Дамаскинская Н. Я., Косырев И. К., Степанов В. А. Оптимальный выбор параметров ОЗУ с использованием ферритовых пар. Труды ЛПИ, № 256, Л., 1965.
8. Кац Д. А., Чернышев В. Е. Элементы оперативного запоминающего устройства на ферритовых парах. Сб. «Автоматика, телемеханика и приборостроение», Изд-во «Наука», М.—Л., 1964.
9. Пирогов А. И., Шамаев Ю. М. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. Изд-во «Энергия», 1964.
10. Афиногенов Л. П. и др. К вопросу автоматизации метеорологических измерений. См. наст. сб.

Е. В. РОМАНОВ

ПЕРЕСЧЕТНАЯ СХЕМА, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ПРИНЦИП ИНТЕГРИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ Э. Д. С.

Рассматривается десятичное пересчетное устройство с перемагничиванием ферритов по частичным петлям гистерезиса. Устройство отличается отсутствием сдвига выходных импульсов относительно входных.

В электронных устройствах широко используются пересчетные схемы главным образом для создания временных задержек и деления частоты, причем часто, особенно в быстродействующих устройствах, недопустим добавочный сдвиг выходного импульса относительно входного. Многие из известных пересчетных схем обладают набегающим сдвигом, тем большим, чем больше коэффициент деления.

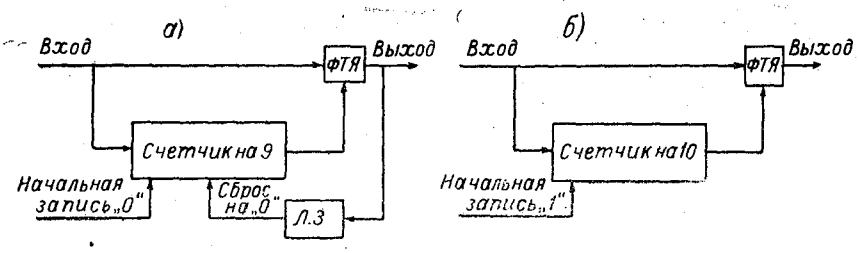


Рис. 1. Структурные схемы пересчетных устройств без запаздывания.

Ниже описывается десятичное пересчетное устройство, не имеющее сдвига. Схема представляет собой гибрид ФТЯ и счетчиков с перемагничиванием ферритов по частичным петлям гистерезиса [1]. Последние основаны на способности ферритов интегрировать импульсы напряжения и длительно сохранять величину интеграла напряжения. Важным преимуществом таких схем является простота, малое количество элементов на одну пересчетную ячейку. Для ликвидации сдвига, возникающего в интегрирующем счетчике, используется следующий прием [рис. 1 *а*]: девятый (предпоследний) входной импульс вызывает переполнение счетчика емкостью на девять и запоминается на сердечнике ФТЯ, затем считывается ближайшим входным тактом. До прихода следующего входного импульса счетчик сбрасывается на нуль цепью обратной связи. Сброс необходим, чтобы обеспечить каждый раз деление на десять. Можно строить схему без цепи обратной связи, используя счетчик на десять (рис. 1 *б*), в который перед началом работы заносится единица. Структура такого типа не была использована из-за сложности записи единицы в интегрирующий счетчик.

Принципиальная схема пересчетного устройства на десять представлена на рис. 2. Она состоит из двух последовательно включенных счетчиков на три, каждый из которых содержит два феррита (дозирующий и интегрирующий) и одну ФТЯ. Ячейка $ФТЯ_2$ играет также роль выходного формирователя схемы, на сердечнике которого запоминается предпоследняя единица. Цепь обратной связи выполнена на $ФТЯ_3$. В счетчиках имеются обходные цепи с диодами [сопротивления R_2 и R_4], обеспечивающие ток во включенных последовательно со счетчиками обмотках подготовки. Возникающие на этих сопротивлениях импульсы напряжения прикладываются к параллельно подключенной ветви из

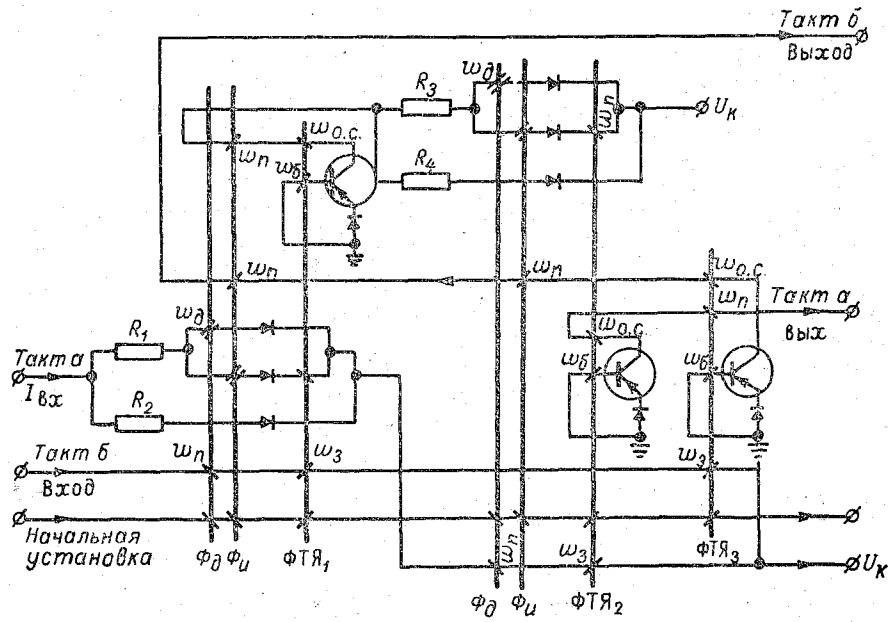


Рис. 2. Принципиальная схема десятичного пересчетного устройства.

интегрирующего и дозирующего ферритов. Наличие дозирующего феррита допускает значительное колебание площади этого импульса и обеспечивает тем самым работоспособность счетчиков в широком интервале температуры [2].

Схема работает в два такта. Входным тактом служит такт *а*. Такт *б* является вспомогательным. Временная диаграмма, помогающая понять работу схемы, изображена на рис. 3. Перед началом работы по шине начальной установки подается импульс записи 0 [интегрирующий и дозирующий ферриты перемагничиваются вниз]. На сердечники ФТЯ также записывается 0. Импульс должен быть достаточно длинным, чтобы обеспечить уверенную запись при возможном срабатывании ранее подготовленных ФТЯ.

Импульс такта *а*, проходя через дозирующий феррит первого счетчика, перемагничивает его полностью вверх, а интегрирующий феррит в это время — по частичному циклу. Вспомогательный такт *б*, идущий после каждого такта *а*, возвращает дозирующий феррит в положение вниз. Второй импульс такта *а* снова перемагничивает дозирующий феррит вверх, а интегрирующий феррит оказывается при этом почти полностью перемагниченным. Третий импульс такта *а* интегрирующий фер-

рит пропускает в обмотку подготовки ФТЯ$_1$, но дозирующий феррит в это время не проводит, ибо полностью не успевает перемагничиваться, так как прикладываемое к нему напряжение резко уменьшается, когда проводит интегрирующий феррит.

ФТЯ$_1$ считывается в такте *б* и готовит своим током интегрирующий феррит первого счетчика, завершая цикл его работы. Кроме того, ток ФТЯ$_1$ поступает на вход второго счетчика в качестве основного счетного такта. Такт *а* играет в этом счетчике роль вспомогательного. Третий входной импульс второго счетчика коммутируется в обмотку подготовки ФТЯ$_2$, считываемой непосредственно тактом *а* (десятым, что хорошо видно из временной диаграммы). Ток $I_{вых}$ ФТЯ$_2$ готовит сердечник ячейки включенной в цепь обратной связи (ФТЯ$_3$), и поступает

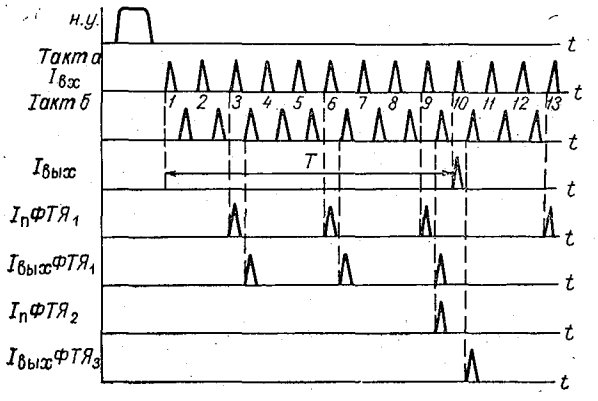


Рис. 3. Временная диаграмма.

на выход схемы. ФТЯ$_3$ считывается в такте *б* и своим выходным током подготавливает интегрирующие ферриты обоих счетчиков; схема возвращается в начальное состояние.

На рис. 4 представлена с целью пояснения расчета часть счетчика для двух случаев: *а*) когда происходит интегрирование двух первых входных импульсов (нижняя цепь не проводит); *б*) когда приходит третий импульс и нижняя цепь проводит, в результате чего готовится феррит ФТЯ. Для надежной работы схемы в первом случае нужно обеспечить полное перемагничивание дозирующего феррита, во втором случае необходимо обеспечить «выдерживание» феррита $\Phi_д$ при таком токе I_1, который достаточен для подготовки ФТЯ.

При расчете схемы исходят из разных условий, среди которых несомненными являются предельная частота работы и достаточно высоковольтный транзистор в связи с работой на индуктивную нагрузку. Расчет ФТЯ на заданное быстродействие ведется по методике, изложенной в [3] для импульсных формирователей. Число витков обмоток подготовки как в формирователях, так и в ферритах счетчиков определяется по формуле из работы [4]

$$w_п = \frac{2k_1k'H^*l}{I}, \qquad (1)$$

где $2k_1k'$ — коэффициент запаса по м. д. с.; H^* — напряженность, соответствующая данной длительности импульса τ при нормальной температуре; l — средняя длина магнитопровода сердечника; I — ток в обмотке $w_п$.

Для полного перемагничивания сердечника $\Phi_д$ во время импульса длительностью τ необходимо выполнить неравенство

$$(0{,}5 \div 0{,}65)\, I_2 R_2 \tau \geqslant \Delta\Phi_д w_д, \qquad (2)$$

где $(0{,}5 \div 0{,}65)$ — коэффициент, учитывающий непрямоугольную форму тока; $\Delta\Phi_д$ — полное изменение потока в сердечнике дозирующего феррита.

Чтобы схема правильно считала на три, надо

$$\Delta\Phi_и w_и \geqslant 2\int_0^\tau u' dt = 2\left(\int_0^\tau u_1 dt + \int_0^\tau u_2 dt - \int_0^\tau u_3 dt\right), \qquad (3)$$

где $\Delta\Phi_и$ — полное изменение потока в сердечнике интегрирующего феррита; u_1, u_2, u_3 — составляющие напряжения u' (рис. 4 *а*). Для того, чтобы при третьем импульсе не было тока в верхней цепи, необходимо

$$\Delta\Phi_д w_д \geqslant \Delta\Phi_и w_и - 2\int_0^\tau u' dt + \int_0^\tau u'' dt, \qquad (4)$$

где (рис. 4 *б*)

$$\int_0^\tau u'' dt = \int_0^\tau u_4 dt + \int_0^\tau u_5 dt + \int_0^\tau u_6 dt - \int_0^\tau u_7 dt. \qquad (5)$$

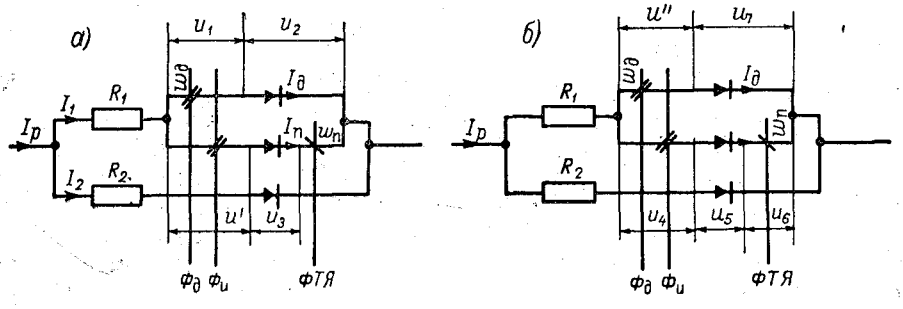


Рис. 4. Принципиальная схема счетной ячейки.
а — проводит цепь дозирующего феррита, *б* — проводит цепь интегрирующего феррита.

Полученное из (2) число витков $w_д$ подставляется в (3) с целью определения $w_и$. После этого проводится проверка на отсутствие тока в верхней цепи при третьем импульсе по выражению (4). В случае невыполнения (4) производится перерасчет при увеличенном в соответствии с (2) числе витков $w_д$.

Схема рис. 2 была собрана с использованием следующих элементов: транзистора П21А; диода Д311; феррита 0,25ВТ; $д_н = 4$ мм; $w_д = 25$; $w_и = 60$ вит. Схема работала в температурном диапазоне — 60 + 70° С при входной частоте 100 кгц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П., Грушин С. И., Романов Е. В. Дискретные и дискретно-аналоговые узлы вычислительных устройств, основанные на использовании площади импульса ЭДС, возникающего в обмотке при перемагничивании феррита. Тезисы докладов IX Всесоюзного совещания по магнитным элементам автоматики и вычислительной техники, Каунас, 1964.
2. Афиногенов Л. П., Грушин С. И. Авторское свидетельство № 163813, Бюллетень № 13 ЦНИИПИ, 1964.
3. Мелехин В. Ф. Импульсные формирователи для схем распределения тока. Труды ЛПИ № 256, изд-во «Энергия», 1965.
4. Колосов В. Г., Миловидов Б. А., Радомысльская Н. И. Перспективы цифровых схем на принципе распределения тока при повышении их быстродействия и температурной устойчивости. Труды ЛПИ, вып. 256, изд-во «Энергия», 1965.

С. И. ГРУШИН, Е. В. РОМАНОВ

РАБОТА АВТОМАТИЧЕСКОЙ МЕТЕОСТАНЦИИ С ПРОИЗВОЛЬНЫМИ ВО ВРЕМЕНИ ИСТОЧНИКАМИ ИНФОРМАЦИИ

Рассматривается возможность введения в структуру автоматической метеостанции авторазрыва программы по сигналу. Кратко освещаются особенности работы и перспективы использования.

Автоматическая метеостанция УАТГМС-1 [2] решает комплекс задач сбора, первичной обработки и передачи метеорологической информации. Решение этих задач осуществляется одноадресной специализированной вычислительной машиной, которой приданы функции управления и измерения.

Простейшим периодическим процессом в вычислительном устройстве станции является ведение календаря. Он состоит в подсчете числа импульсов, идущих от генератора и пересчетной схемы через строго определенное время. Каждый импульс обращает станцию, находящуюся в состоянии ожидания сигнала, к подпрограмме календаря. На выполнение подпрограммы затрачивается некоторое машинное время, меньшее периода следования импульсов; в противном случае станция не успевала бы считать элементарные временные интервалы. Этот интервал выбран равным одной минуте, в то время как машинное время программы календаря не составляет и одной секунды. Создание столь большого запаса по времени обусловлено тем, что, кроме этой программы, станция в определенные сроки должна выполнять еще ряд программ измерений, вычислений и вывода в разной совокупности, на выполнение которых в пределе затрачивается машинное время около минуты.

Необходимость укладываться в выбранный временной интервал объясняется тем, что к приходу очередного минутного импульса станция, чтобы не пропустить его, должна находиться в состоянии ожидания. Это положение накладывает естественное ограничение на программирование в случае применения станции для продолжительных обработок. Нужно или всю программу укладывать в минуту, или искусственно делить ее на части, или увеличивать элементарный временной интервал. Уменьшение времени выполнения и деление программы на части накладывают дополнительные условия на ее составление и не всегда являются возможными. Увеличение элементарного интервала приводит к усложнению датчиков, требующих непрерывного контроля, например датчика параметров ветра, и ухудшению реакции станции на вызовы с пунктов приема метеоинформации и другие внешние воздействия. Таким образом, возникает противоречие. С одной стороны, желательно удлинить элементарный временной интервал для расширения

объема вычислений, с другой стороны — упростить датчики (имеются в виду датчики параметров, требующих непрерывного или частного контроля).

Изложенный периодический принцип работы УАТГМС-1 не является единственным. Возможна иная структура станции, основанная на применении авторазрыва [1], сущность которого состоит в том, что во время выполнения одной подпрограммы машина может незамедлительно «отвлекаться» на другую, более важную, возвращаясь затем к месту разрыва первоначально выполнявшейся подпрограммы. В общем случае может быть n подпрограмм, расположенных в ряд по степени приоритета. Введение свойства авторазрыва достигается ценой некоторого усложнения и изменения вычислительного устройства, так как добавочно потребуются регистры для запоминания адреса команды, на которой происходит разрыв программы, и содержимого арифметического устройства, а в случае ряда подпрограмм — логическое устройство для определения степени приоритета.

Если имеется n независимых источников, то сигнал от каждого должен быть принят и соответствующим образом обработан. Пронумеруем источники в порядке их важности от 1 до n. В первую очередь должна производиться обработка по первому источнику, затем по второму и т. д. Если в момент обработки по k-тому источнику, где $k < n$ поступил сигнал от источника $k+m$, то обработка производится дальше и после ее окончания начинается обработка по источнику с номером $k+m$. В случае когда пришел сигнал от $k-i$-того источника, обработка прекращается и начинается обработка по источнику $k-i$. Для того чтобы не нарушить предыдущую программу, необходимо: а) запомнить адрес последней команды по k-тому источнику; б) запомнить число, с которым работали и которое, возможно, осталось в АУ.

Предполагается запоминать адрес команды и число в фиксированных для каждого источника ячейках ОЗУ.

После прекращения действий по $k-i$-тому источнику осуществляется переход к обработке по k-тому источнику. При этом в АУ возвращается последнее число и осуществляется переход к ячейке ОЗУ, в которой хранится адрес последней команды.

В станции, снабженной вычислительным устройством с авторазрывом, резко изменяется требование, накладываемое на длительность элементарного временного интервала снизу, ибо для счета времени нет никакой необходимости дожидаться окончания самых длинных программ; их можно разрывать по сигналам датчика времени. Например, можно вести счет времени по пятисекундным интервалам, что упрощает датчик времени, построенный на принципе деления частоты кварцевого генератора.

В результате применения авторазрыва разрешается отмеченное выше противоречие: усложнение программы уже не влечет за собой усложнения датчиков быстроменяющихся параметров. В частности, датчик параметров ветра вырождается в простейшее устройство, вырабатывающее текущую скорость ветра. Все необходимые вычисления по определению средней и максимальной скоростей может выполнять вычислительное устройство.

Система с авторазрывом не только способна выполнять функции, решенные в УАТГМС-1, но приобретает новое ценное свойство — возможность работать с источником цифровой и логической информации, произвольным во времени. В общем случае таких источников может быть несколько. Их максимальное количество и частота обращений к станции зависят от быстродействия машины.

Пусть имеется два источника информации A и $Б$, посылающих числа и сигналы о типе источника с меняющейся в общем случае периодичностью T_1 и T_2, соответственно. Допустим, что для каждого сигнала требуется до прихода следующего произвести минимально необходимую обработку с затратами машинного времени τ_1 и τ_2. Диаграмма, отражающая последовательность сигналов и затраты машинного времени, изображена на рис. 1. Выберем некоторый фиксированный отрезок времени T, на котором можно принять периодичность каждого источника постоянной. За этот отрезок времени информация от каждого источника должна быть принята и переработана n_1 и n_2 раз. Очевидно, что

$$n_1 = \frac{T}{T_1}, \quad n_2 = \frac{T}{T_2}. \tag{1}$$

Чтобы машина успевала справляться с приемом и обработкой информации от источников, необходимо выполнить следующее условие:

$$n_1\tau_1 + n_2\tau_2 \leqslant T. \tag{2}$$

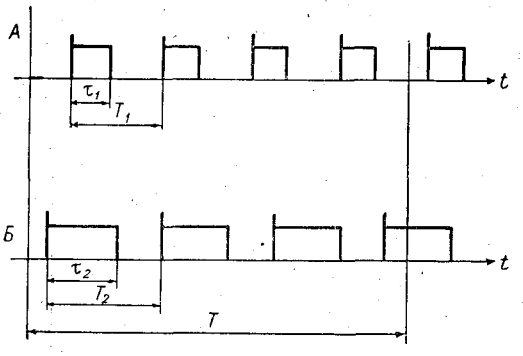


Рис. 1. Диаграмма затрат машинного времени для двух источников информации.

С учетом (1) выражение (2) запишется в виде

$$\frac{\tau_1}{T_1} + \frac{\tau_2}{T_2} \leqslant 1. \tag{3}$$

Выражение (3) позволяет определить при известных τ максимальные возможные частоты совместно работающих двух источников.

Если имеется n источников и на прием (и, возможно, переработку) информации от каждого k-того источника тратится машинное время τ_k при его работе с частотой f_k, то на совместную работу источников и станции налагается следующее условие, являющееся обобщением выражения (3):

$$\sum_{k=1}^{n} \tau_k f_k \leqslant 1. \tag{4}$$

В устройстве с авторазрывом нужно иметь в виду это неравенство. Кроме того, полезно иметь узел, фиксирующий его нарушение. Такой добавочный узел будет в основном использоваться при наладке программы, сигнализируя о превышении возможностей устройства по быстродействию.

Авторазрыв позволяет значительно экономнее использовать машинное время при операциях вывода на медленнодействующие (механические) печатающие устройства, если сигнал окончания печати цифры (буквы) использовать как сигнал авторазрыва. Тогда в процессе печати машина сможет выполнять вычислительно-измерительные программы, т. е. возможна совмещенная работа печатающего устройства и посторонних программ. Это свойство особенно важно при выводе больших объемов информации.

При практическом использовании вычислительной части УАТГМС-1 могут встретиться случаи, когда надо обеспечить сопряжение с внешними устройствами, работающими в своем масштабе времени и служа-

щими активным датчиком информации для вычислительного устройства. Возникающая при этом задача приема информации, поступающей извне произвольно во времени, с успехом решается при наличии авторазрыва в структуре центрального устройства. Подобные ситуации имеют место при работе метеорологического радиолокатора совместно с УАТГМС-1 при возможном использовании станции для приема данных радиозондирования или при приеме информации по линиям связи.

Из изложенного следует, что автоматическая метеостанция, обладающая свойством авторазрыва программы, имеет следующие преимущества:

1. Серьезное упрощение датчиков тех параметров, которые требуют непрерывного контроля.

2. Широкая свобода при программировании, ограниченная лишь необходимостью выполнять условие (4), выражающее собой предел по быстродействию при работе с внешними источниками информации.

3. Совмещение операций вывода с вычислениями или измерениями.

4. Возможность включить машину на переработку информации, поступающей в произвольные моменты времени от внешнего устройства.

Все отмеченные преимущества представляют собой следствия общего свойства вычислительной системы с авторазрывом принимать информацию от серии не связанных как-либо во времени внешних источников. Это свойство хорошо согласуется с потребностями, возникающими при сборе и первичной обработке метеорологической информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование сверхбыстродействующих систем «Стрэч». Под. ред. В. Бухгольц. Изд-во «Мир», М., 1965.
2. Афиногенов Л. П., Гольцман Т. М., Грушин С. И., Зачек С. И., Карпуша В. Е., Круглов Р. А., Персин С. М., Протопопов Н. Г., Романов Е. В., Стернзат М. С. Автоматическая станция. См. наст. сб.

Л. П. АФИНОГЕНОВ, С. И. ГРУШИН, Е. В. РОМАНОВ

МАГНИТНЫЙ ЩУП ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Рассматривается устройство (магнитный щуп) для бесконтактного измерения импульсных токов. Приводится расчет параметров щупа с анализом погрешностей.

В настоящее время при щироком распространении цифровых вычислительных устройств возникает задача их эффективной настройки и проверки. Если устройство построено на импульсно-потенциальном принципе, контроль импульсов легко осуществляется непосредственно осциллографом. Если же в основу устройства заложен импульсно-токовый принцип (ферриты, ферротранзисторные ячейки и др.), возникает задача измерения импульсных токов в большом числе ветвей схемы. В этом случае обычно пользуются небольшими активными сопротивлениями, которые включаются в нужные ветви и позволяют наблюдать токи в них с помощью осциллографа.

Несомненно, этот метод не удобен, так как необходимо производить соответствующие перепайки в процессе наладки схемы либо заранее предусматривать контрольные сопротивления, которые усложняют схему и даже иногда ухудшают условия ее работы.

В данной статье рассматривается устройство для измерения импульсных токов без разрыва цепи (магнитный щуп). Магнитный щуп представляет собой малогабаритный трансформатор с разъемным сердечником (клещи), которым охватывается изучаемый проводник, образующий первичную обмотку. Напряжение вторичной обмотки подается в измерительную цепь с осциллографом на выходе. В статье приводится два типа измерительных цепей и дается сравнение их характеристик. Анализ обеих систем проводится на примере прямоугольного импульса, что, разумеется, не исключает возможности применения щупа для импульсов любой формы.

§ 1. Магнитный щуп в режиме трансформатора тока

Рассмотрим состоящий из двух частей кольцевой магнитопровод с суммарным немагнитным зазором δ (рис. 1 *а*), первичной обмоткой $w_1 = 1$ витку и вторичной w_2, замкнутой на активное сопротивление $R_н$; в первичную обмотку подается ток i_1, а на вторичной возникает напряжение $u_{вых}$.

Пусть входной ток имеет прямоугольную форму (рис. 1 *б*) с амплитудой I_0; рассмотрим отдельно вопросы формирования фронта и плоской части импульса на выходе схемы. Как известно [1], такой раздельный анализ удобен для импульсных трансформаторов и позволяет судить о поведении схемы при импульсах любой формы.

При рассмотрении плоской части импульса можно пренебречь межвитковой емкостью и индуктивностью рассеяния. Эквивалентная схема для этого случая представлена на рис. 1 *в*. Ток i_1 заменен источником напряжения e_0 с внутренним сопротивлением R_i, что сделано для выявления вносимого щупом сопротивления; как видно из схемы, это сопротивление не превосходит величины $\frac{R_н}{w_2^2}$. Если $R_i \gg \frac{R_н}{w_2^2}$, то процессы в схеме описываются уравнением

$$\frac{e_0}{R_i} = \frac{1}{L}\int_0^t \frac{u_{вых}}{w_2}\,dt + \frac{u_{вых} w_2}{R_н}, \qquad (1)$$

где L — индуктивность первичной обмотки; $\frac{u_{вых}}{w_2}$ — выходное напряжение, приведенное к первичной обмотке.

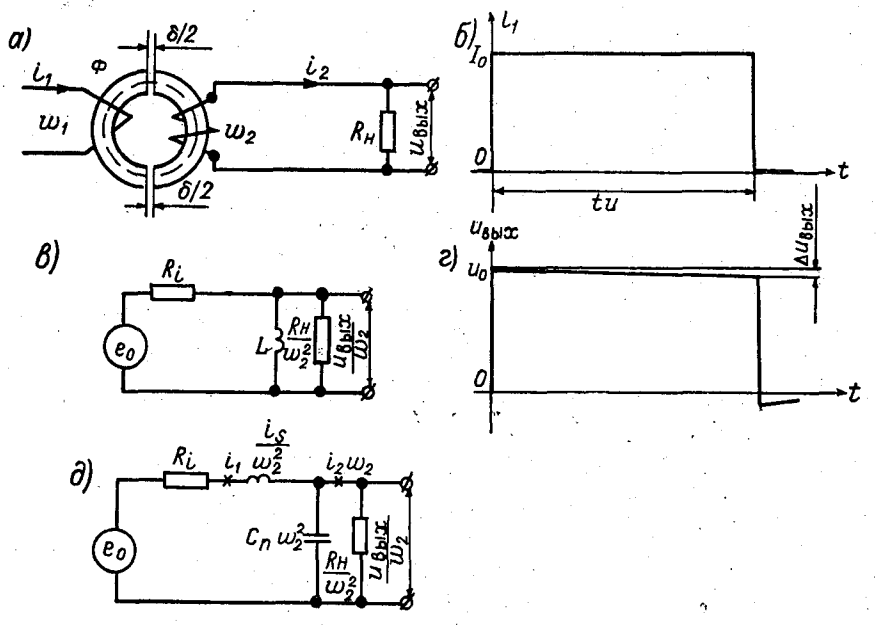


Рис. 1. Магнитный щуп в режиме трансформатора тока.

Дифференцируя (1), получим

$$\frac{1}{L}\frac{u_{вых}}{w_2} + \frac{1}{R_н} w_2 \frac{du_{вых}}{dt} = 0. \qquad (2)$$

Начальные условия, вытекающие из уравнения (1),

$$\frac{U_0 w_2}{R_н} = \frac{e_0}{R_i} \qquad (3)$$

отражают то обстоятельство, что в первый момент времени поток в сердечнике не изменился ($\Phi = 0$) и вторичные ампервитки равны первичным. Применительно к схеме рис. 1 *в* условия (3) означают, что в первый момент ток в индуктивности равен нулю.

Решение уравнения (2) при начальных условиях (3), определяющее вершину импульса на выходе, будет следующее

$$u_{\text{вых}} = U_0 e^{-\frac{t}{T}} = I_0 \frac{R_{\text{н}}}{w_2} e^{-\frac{t}{T}}, \tag{4}$$

$$\text{где } T = \frac{L w_2^2}{R_2}.$$

За время действия импульса $t_{\text{и}}$ выходное напряжение, в начальный момент равное

$$U_0 = \frac{I_0 R_{\text{н}}}{w_2}, \tag{5}$$

уменьшится на величину $\Delta u_{\text{вых}}$ (рис. 1 *г*). Это уменьшение для измерительной схемы должно быть небольшим:

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{U_0} = \frac{U_0 - U_0 e^{-\frac{t_{\text{и}}}{T}}}{U_0} = 1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{T}} \ll 1. \tag{6}$$

Это приводит к условию $t_{\text{и}} \ll T$, что дает возможность учитывать только начальную часть экспоненты, приближенно считая ее линейной. Тогда

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{U_0} \cong \frac{t_{\text{и}}}{T}. \tag{7}$$

Формула (7) определяет также:

$\frac{\Delta i_2}{T_0}$ — уменьшение тока в $R_{\text{н}}$; $\frac{\Delta i_{\text{н}}}{I_0}$ — нарастание тока в индуктивной ветви за время $t_{\text{и}}$ по сравнению с установившимся значением I_0; $\frac{\Delta \Phi}{\Phi_0}$ — изменение магнитного потока в сердечнике по отношению к установившемуся значению при токе I_0.

Таким образом, в щупе, выполненном по схеме рис. 1 *а*, магнитный поток за время действия импульса меняется незначительно. Это обстоятельство важно для сравнения со схемой, рассматриваемой в следующем параграфе.

Используя формулы (5) и (6) и зависимость L от конструктивных параметров магнитопровода и числа витков [3], можно найти величину выходного напряжения и его спад при известной конструкции щупа и параметрах измерительной схемы или выбрать эти параметры по заданным U_0 и $\Delta u_{\text{вых}}$.

Рассмотрим теперь процесс образования фронта. Измерительная схема искажает фронт входного импульса. Основным искажающим фактором является межвитковая емкость и индуктивность рассеяния вторичной обмотки. С учетом этого приведенная к первичной обмотке эквивалентная схема изображена на рис. 1 *д*. Для быстроменяющихся (на фронте) процессов током *в* индуктивности L можно пренебречь; поэтому цепь, содержащая L, на этом рисунке отсутствует. Составим по эквивалентной схеме дифференциальное уравнение для напряжения $u_{\text{вых}}$ в случае прямоугольного скачка тока на входе $\frac{L_c}{w_2 R_{\text{н}}}$

$$\underbrace{\frac{L_s C_n}{w_2}}_{a} \frac{d^2 u_{\text{вых}}}{dt^2} + \underbrace{(R_i C_n w_2)}_{b} \frac{d u_{\text{вых}}}{dt} + \underbrace{\left(\frac{R_i w_2}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{w_2}\right)}_{c} u_{\text{вых}} = e_0.$$

Обозначая коэффициенты уравнения через a, b, c, запишем решение соответствующего характеристического уравнения в виде

$$\alpha_{1,2} = -\frac{b}{2a} \pm \sqrt{\left(\frac{b}{2a}\right)^2 - \frac{c}{a}}.$$

Обозначая

$$T_{L_s} = \frac{L_s}{R_i w_2^2}.$$

и

$$T_{C_n} = R_н C_n,$$

получим

$$\alpha_{1,2} = -\frac{1}{2T_{L_s}} - \frac{1}{2T_{C_n}} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{2T_{L_s}} - \frac{1}{2T_{C_n}}\right)^2 - \frac{1}{L_s C_n}}.$$

Максимальная длительность апериодического переходного процесса будет определена минимальным корнем характеристического уравнения при условии положительного подкоренного выражения. Пренебрегая под корнем величиной $\frac{1}{L_s C_n}$, получим:

$$\alpha_{\min} = \frac{1}{T_{C_n}}, \text{ если } T_{C_n} > T_{L_s},$$

или

$$\alpha_{\min} = \frac{1}{T_{L_s}}, \text{ если } T_{L_s} > T_{C_n}.$$

Обратные величины являются максимальными постоянными времени переходного процесса. Это или T_{L_s} или T_{C_n} (большая из них). Сопротивления R_i и $R_н$ обычно составляют десятки ом, паразитная емкость — десятки пикофарад, индуктивность рассеяния — единицы микрогенри, обмотка w_2 — десятки витков. При этом $T_{L_s} < T_{C_n}$. Если вычислить T_{C_n}, то окажется, что она не превысит сотой доли микросекунды. Реальный переходный процесс (а не оцененная здесь верхняя граница) будет еще короче, если учесть величину $\frac{1}{L_s C_n}$ под корнем.

Таким образом, щуп в режиме трансформатора тока при выполнении условия $t_и \ll T$ не предъявляет высоких требований к стабильности зазора δ, так как U_0 не зависит от этого параметра [см. формулу (5)], и к линейности кривой намагничивания сердечника, так как магнитный поток меняется незначительно и хорошо повторяет фронты импульсов.

§ 2. Магнитный щуп в режиме трансформатора напряжения

Измерительная схема этого типа представлена на рис. 2 *а*. Сопротивление R во вторичной цепи достаточно велико и можно в первом приближении пренебречь влиянием вторичного тока на сердечник. В этих условиях магнитный поток Φ в сердечнике определяется только первичным током i_1. Напряжение на вторичной обмотке

$$u_2 = w_2 \frac{d\Phi}{dt},$$

где Φ — магнитный поток в сердечнике. Если считать трансформатор линейным (что даже при наличии зазора выполняется только прибли-

жено), то $\Phi = Li_1$, где L — индуктивность первичной обмотки. При этом $u_2 = w_2 L \frac{di_1}{dt}$. Напряжение на емкости $u_{вых}$ определяется уравнением

$$RC\frac{du_{вых}}{dt} + u_{вых} = w_2 L \frac{di_1}{dt}.$$

При прямоугольном импульсе тока i_1 (рис. 2 *б*) напряжение на конденсаторе, являющееся выходным напряжением схемы, будет равно

$$u_{вых} = \frac{w_2 L I_0}{T} e^{-\frac{t}{T}}, \tag{8}$$

где I_0 — амплитуда входного импульса тока; $T = RC$ — постоянная времени интегрирующей цепи (см. рис. 2 *в*).

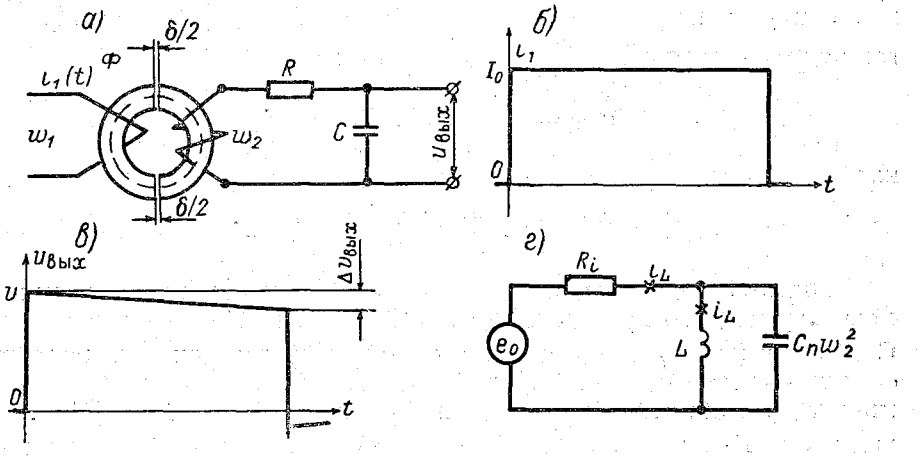


Рис. 2. Магнитный щуп в режиме трансформатора напряжения.

В начальный момент времени выходное напряжение U_0 равно

$$U_0 = \frac{w_2 L I_0}{T}.$$

К концу импульса это напряжение уменьшится на величину $\Delta u_{вых}$ в пропорции, определяемой выражением (7).

Из формулы (8) видно, что выходное напряжение щупа в режиме трансформатора напряжения прямо пропорционально индуктивности первичной обмотки, а значит, и зазору δ. Это обстоятельство ограничивает возможность применения щупа этого типа при измерениях импульсов тока с высокой точностью, так как стабилизировать малый зазор практически невозможно.

Фронт в случае трансформатора напряжения определяется скоростью нарастания тока в индуктивности. Наибольшее влияние на него оказывает паразитная междувитковая емкость вторичной обмотки. Эквивалентная схема для этого случая без учета шунтирующего действия цепочки RC изображена на рис. 2 *г*.

При скачке e_0 на входе уравнение переходного процесса для тока в индуктивности имеет вид

$$LCw_2\frac{d^2i_L}{dt^2}+\frac{L}{R_i}\frac{di_L}{dt}+i_L=\frac{e_0}{R_i}.$$

Корни соответствующего характеристического уравнения

$$\alpha_{1,2}=-\frac{1}{2R_iC_nw_2}\pm\sqrt{\left(\frac{1}{2R_iC_nw_2}\right)^2-\frac{1}{w_2LC_n}}.$$

Для реальных значений параметров цепи корни $\alpha_{1,2}$ будут комплексными, что обусловит колебательный процесс установления тока с затуханием, определяемым вещественными частями корней. Постоянная времени затухания (а, значит, и фронта)

$$T_ф=2R_iC_nw_2$$

достигает микросекунды при тех же R_i, C_n и w_2, что и в случае трансформатора тока.

Полученные результаты для щупа этого типа существенно ограничивают возможности его применения для измерения амплитуды и фронта. Кроме того, для обеспечения линейной зависимости амплитуды выходного напряжения щупа U_0 от амплитуды входного тока необходимо обеспечить линейную кривую намагничивания сердечника.

Сравнивая оба варианта, нетрудно заметить, что щуп, основанный на трансформаторе тока, обладает явными преимуществами перед щупом, работающим в режиме трансформатора напряжения, при условии, что у них одинаковые сердечники, зазоры и витки.

Недостатком щупов является снижение амплитуды выходного напряжения в конце импульса на величину $\Delta u_{вых}$ [см. выражение (6)], которое, хотя и может быть сделано небольшим при выполнении условия $t_и \ll T$, все же нежелательно. Ниже приводится расчет измерительной схемы с коррекцией, позволяющей существенно уменьшить величину $\Delta u_{вых}$, т. е. значительно приблизить форму выходного напряжения к идеальной прямоугольной, если на входе имеется прямоугольный импульс тока.

§ 3. Коррекция

Рассмотрим щуп, работающий в режиме трансформатора тока, имеющий дополнительную обмотку w_3, подключенную к интегрирующей цепи типа RC (рис. 3 *а*). Выход ее соединяется последовательно и согласно с выходным напряжением обмотки w_2, замкнутой на активное сопротивление $R_н$.

Пусть первичный ток i_1 изменился скачком (рис. 3 *б*). Найдем выходное напряжение схемы $u_{вых}$

$$u_{вых}=u_{вых_1}+u_{вых_2}.$$

Согласно (4), при пренебрежении током в обмотке w_3

$$u_{вых_2}=U_0\,e^{-\frac{t}{T_1}},$$

где

$$T_1=\frac{Lw_2^2}{R_н};\quad U_0=\frac{I_0R_н}{w_2}. \tag{9}$$

Напряжение $u_{вых_1}$ связано следующим соотношением:

$$T_2\frac{du_{вых_1}}{dt}+\frac{u_{вых_1}}{1}=u_{вх}, \tag{10}$$

где $T_2 = RC$ — постоянная времени интегрирующей цепи. Напряжение $u_{вх}$ определяется изменением потока в сердечнике.

$$u_{вх} = -w_3 \frac{d\Phi}{dt}. \tag{11}$$

Учитывая, что поток

$$\Phi = L(I_0 - i_2 w_2),$$

перепишем выражение (11)

$$u_{вх} = \frac{w_3 L I_0}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}}. \tag{12}$$

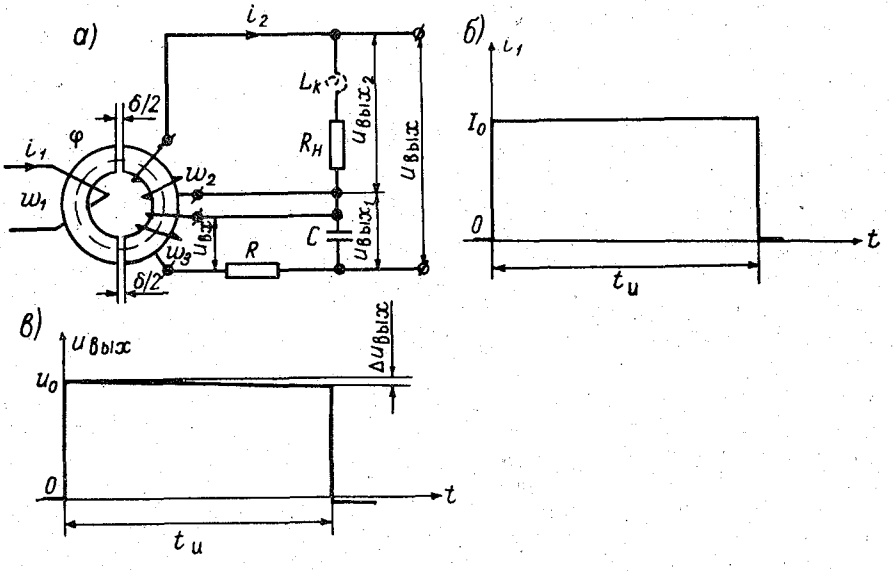


Рис. 3. Коррекция плоской части импульса трансформаторного щупа.

Решая (10) с учетом (12), получим

$$u_{вых_1} = \frac{w_3 L T_0}{T_2 - T_1}\left(e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{T_1}}\right). \tag{13}$$

Выражение (13) можно записать в ином виде, использовав (9),

$$u_{вых_1} = U_0 \frac{T_1 w_3}{(T_2 - T_1)\, w_2}\left(e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{T_1}}\right).$$

Если выполнить соотношение

$$\frac{T_1}{(T_2 - T_1)} \frac{w_3}{w_2} = 1, \tag{14}$$

то

$$u_{вых} = U_0 e^{-\frac{t}{T_2}}.$$

Таким образом, выходное напряжение щупа с коррекцией, как и некорректированного трансформаторного щупа, тоже выражается экспонентой, но с другой постоянной времени.

Следовательно, и для этого щупа можно записать выражение для относительной ошибки, аналогичное (6) и (7),

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{U_0} = 1 - e^{\frac{t_{\text{и}}}{T_2}} \cong \frac{t_{\text{и}}}{T_2}. \qquad (15)$$

Очевидно, что при том же выходном напряжении U_0 ошибка будет во столько раз меньше, во сколько раз T_2 больше T_1. Но при этом, согласно (14), число витков добавочной обмотки w_3 должно быть во столько же раз больше числа витков обмотки w_2.

Это обстоятельство существенно снижает эффект применения коррекции на пассивном интеграторе типа RC. Если применить активный интегратор на базе решающего усилителя с коэффициентом усиления k, то выражение (15) для относительной ошибки изменится:

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{U_0} = 1 - e^{-\frac{t_{\text{и}}}{kT_2}} \cong \frac{t_{\text{и}}}{kT_2}.$$

В этом случае эффективность коррекции повышается пропорционально коэффициенту усиления интегратора.

В щупе трансформаторного типа возможно применение коррекции фронта, если встает задача измерения очень коротких импульсов. Для этого следует в цепь нагрузки $R_{\text{н}}$ последовательно включить дополнительную индуктивность $L_{\text{к}}$, обозначенную на рис. 3 *а* пунктиром. Расчет такой коррекции несложен и применительно к импульсным усилителям хорошо освещен в литературе [2].

Заключение

Применение магнитного щупа при измерениях импульсов тока в сильно разветвленной сети проводников, как это имеет место в цифровых вычислительных машинах, методически весьма целесообразно и может дать заметный экономический эффект. Трансформаторный щуп

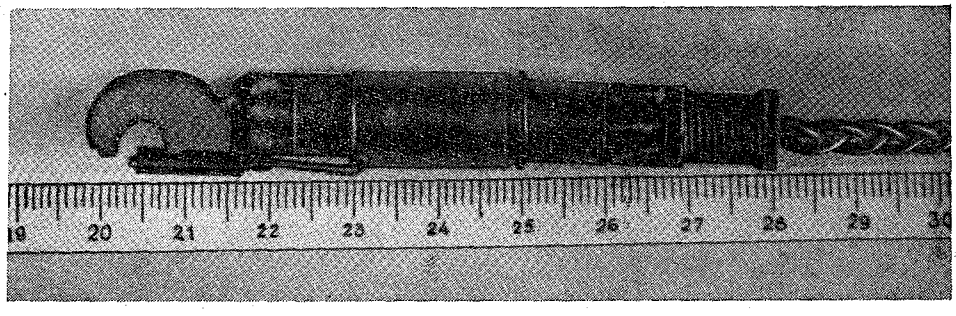


Рис. 4. Внешний вид магнитного щупа.

как измерительное устройство обладает достаточно хорошими показателями при соблюдении условия $t_{\text{и}} \ll T$, незначительно реагирует на изменения зазора — фактора, наиболее нестабильного при измерении, вносит весьма малое дополнительное сопротивление в цепь измеряемого тока. При необходимости возможно производить коррекцию фронта и плоской части импульса.

Для измерения импульсов длительностью до 20 мксек может быть

рекомендован трансформаторный щуп (рис. 3) на магнитопроводе, состоящем из двух частей. Одна часть изготавливается из кольцевого оксиферового сердечника ($\Phi_1 = 1000$) с наружным диаметром 10 мм; сердечник срезается по диаметру приблизительно на треть, а по высоте — 3 мм. Вторая часть представляет собой оксиферовую планку размерами $3 \times 8 \times 2{,}5$ мм. Обмотки располагаются на кольцевой части и наматываются в одну сторону. Число витков $w_2 = 40$, $w_3 = 160$, провод ПЭВ-2-0,11, $R_н = 13{,}5$ ом, $R = 33$ ком, $C = 3300$ пф. Величины R и C уточняются при настройке. Внешний вид щупа изображен на рис. 4. Отличительной чертой конструкции щупа является то, что половины сердечника перемещаются вдоль зазора с целью притирания в процессе эксплуатации. Щуп, описанный в статье, был изготовлен и успешно испытан при настройке цифровой машины, работающей с импульсами тока.

В настоящее время магнитный щуп успешно эксплуатируется на ряде предприятий страны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники, ч. II, Госэнергоиздат, 1959.
2. Миллман Я., Тауб Г. Импульсные и цифровые устройства (Пер. с англ.), Госэнергоиздат, 1960.
3. Терещук Р. М. Справочник радиолюбителя. Гос. Изд-во механической лит-ры УССР, 1960.

С. И. ГРУШИН

АВТОМАТИЧЕСКИЙ КОНТРОЛЬ ИСПРАВНОСТИ МЕТЕОСТАНЦИИ

Рассматривается эффективность обнаружения ошибок при использовании для представления десятичных разрядов кода «2 из 5» и кода с контролем по четности применительно к вычислительному устройству автоматической метеостанции. Кратко анализируются возможности для исправления возникающих ошибок и условия, при которых это исправление имеет смысл.

Непрерывный режим работы автоматической метеостанции предъявляет высокие требования как к надежности работы вычислительного устройства, так и к эффективности обнаружения и исправления ошибок. Обнаружение ошибок (сбоев) обеспечивается использованием кода с постоянным весом «2 из 5» при представлении десятичных разрядов и двухэлементного кода «1 из 2» при представлении знака [1]. Использование кода с кодовым расстоянием $d=2$ позволяет выявить все одиночные сбои [2]. В принятой системе кодирования выявляются также любое нечетное число сбоев и некоторая часть четного числа сбоев. Проверка правильности кодовой комбинации производится при любом обращении за числом или командой в запоминающее устройство.

При применении какого-либо кода важно оценить его возможности с точки зрения обнаружения ошибок, т. е. эффективность кода. Под эффективностью обнаружения ошибок будем понимать условную вероятность обнаруживаемого сбоя при условии возникновения сбоя. При определении эффективности предполагаем, что вероятности появления сбоев в различных двоичных разрядах статистически независимы.

Пусть $p(0)$ — вероятность появления ложного нуля при однократном обращении за числом или командой, $p(1)$ — вероятность появления ложной единицы, $k(1)$ — число единиц в двоичных разрядах числа, $k(0)$ — число нулей, $k=k(1)+k(0)$, $q(0)=1-p(0)$, $q(1)=1-p(1)$.

Нетрудно показать, что вероятность появления i ошибок при однократном обращении за числом или командой:

$$p_i=\sum_{m=0}^{i} C_{k(1)}^{m}\cdot C_{k(0)}^{i-m}\cdot p(0)^{m}\cdot p(1)^{i-m}\cdot q(0)^{k(1)-m}\cdot q(1)^{k(0)-i+m}. \qquad (1)$$

Так как в реальной системе вероятность появления ложного нуля или ложной единицы невелика $p(0)\ll 1$ и $p(1)\ll 1$, то $p_{i+1}\ll p_i$, и с достаточной степенью точности можно считать $p\approx p_1$, где p — вероятность возникновения сбоя при однократном обращении за числом или командой, а p_1 — вероятность появления одиночной ошибки при тех же условиях.

При использовании кода «2 из 5» не обнаруживается только некоторая часть четного числа сбоев. Учитывая, что $p_{i+2}\ll p_i$, можно счи-

тать $p_н \approx p_{2н}$ ($p_н$ — вероятность появления необнаруживаемого сбоя любого типа, $p_{2н}$ — вероятность появления двукратной необнаруживаемой ошибки). Эффективность обнаружения ошибки исходя из определения эффективности можно определить по формуле

$$E = \frac{p - p_н}{p} \approx \frac{p_1 - p_{2н}}{p_1} = 1 - \frac{p_2 p(н/2)}{p_1}. \qquad (2)$$

Здесь p_2 — вероятность появления двукратного сбоя при одном обращении за числом или командой; $p(н/2)$ — условная вероятность появления необнаруживаемого сбоя при возникновении двукратного сбоя.

$$p(н/2) = \frac{N_{2н}}{N_2}, \qquad (3)$$

где $N_{2н}$ — число возможных случаев двукратного необнаруживаемого сбоя, N_2 — общее число возможных случаев двукратного сбоя.

Определить величину $N_{2н}$ для системы кодирования, используемой в вычислительном устройстве, можно следующим орбазом. Для того чтобы двукратный сбой не мог быть обнаружен системой контроля, нужно, чтобы оба сбоя произошли в одном цифровом разряде или разряде знака и при этом носили такой характер, когда имеет место одна ложная единица и один ложный нуль. Если оба сбоя приходятся на знаковый разряд, то возможен один случай, когда сбой не обнаруживается. В каждом десятичном разряде может быть шесть случаев появления необнаруживаемого сбоя (любой из трех нулей переходит в единицу и при этом каждая из двух единиц может перейти в нуль). Учитывая, что слово состоит из одного знакового и четырех десятичных разрядов, получим $N_{2н} = 25$. Общее число двукратных сбоев $N_2 = C_k^2 = 231$, а $p(н/2) = \frac{25}{231}$.

Используя формулы (1), (2), (3), можно вычислить эффективность применяемого метода обнаружения ошибки. Величины $p(0)$ и $p(1)$ определяются экспериментально:

$$p(0) = \frac{M(0)}{n\,k\,(1)}, \quad p(1) = \frac{M(1)}{n\,k\,(0)}, \qquad (4)$$

где n — число обращений за числом или командой, $M(0)$ — число зафиксированных ложных нулей, $M(1)$ — число зафиксированных ложных единиц.

При $p(0) = p(1) = p_0$ и $q_0 = 1 - p_0$ получим:

$$E \approx 1 - \frac{p_0^2 q_0^{k-2} \cdot 25}{k p_0 q_0^{k-1}},$$

$$E \approx 1 - \frac{25 p_0}{22 q_0} \approx 1 - \frac{25}{22} p_0. \qquad (5)$$

Таким образом эффективность обнаружения ошибки численно почти равна вероятности отсутствия сбоя в одном двоичном разряде.

В качестве примера сравним эффективность используемого метода обнаружения ошибки с эффективностью довольно распространенного контроля по четности. При контроле по четности к двоичным разрядам числа добавляется один контрольный разряд, содержащий «1», если число единиц в числе нечетное и один контрольный разрез, содержащий «0», если число единиц четное. Это дает возможность выявлять все ошибки нечетной кратности. Ошибки четной кратности не выявляются,

т. е. $p(н/2)=1$. Считая, что для представления четырех десятичных разрядов и знака с учетом контрольного разряда потребуется 18 двоичных разрядов, подсчитаем эффективность обнаружения ошибки для этого случая (E_4)

$$E_4 \approx 1 - \frac{p_2}{p_1} \approx 1 - \frac{C_k^2}{k} p_0 = 1 - \frac{17}{2} p_0. \qquad (6)$$

Эффективность при контроле на четность, как видно из сравнения (5) и (6), значительно меньше, чем при контроле с использованием кода «2 из 5», но при малой величине p_0 может быть достаточно большой. Однако в каждом конкретном устройстве довольно редко можно считать вероятности появления сбоев в различных разрядах статистически независимыми. Приведенные выше оценки в применении к реальным устройствам дают лишь довольно приближенное соотношение между эффективностью применяемых методов контроля. Появление сбоя очень часто свидетельствует о наличии возмущающего воздействия в целях устройства. Это воздействие может иметь место сразу в нескольких разрядах числа и в большинстве случаев будет направлено в одну сторону, т. е. будет приводить к появлению ложных единиц или ложных нулей сразу в нескольких разрядах. При этом вероятность появления двукратного сбоя с одной ложной «1» и одним ложным «0» остается небольшой и может быть даже ниже величины, получаемой для этого случая при статистически независимых ошибках. В то же время вероятность появления двойного сбоя значительно повышается по сравнению со случаем, когда ошибки независимы. Эффективность обнаружения ошибки при контроле по четности в этом случае значительно хуже, чем при использовании кода «2 из 5».

Сбой в вычислительном устройстве может возникнуть как за счет выхода из строя какого-либо элемента, так и за счет случайной ошибки. Появление сбоя обычно приводит к записи неправильной комбинации нулей и единиц в ту ячейку оперативного запоминающего устройства, к которой производилось обращение. При случайной ошибке после исправления соответствующей ячейки оперативного запоминающего устройства и повторения программы сбой может не повториться. Система контроля кода вычислительного устройства, позволяя определить факт наличия ошибки, не дает возможности исправить появившийся сбой. Исправление ошибки производится программным путем с использованием системы перехода к подпрограмме, которую нужно выполнить при возникновении сбоя. Переход к этой подпрограмме обеспечивается за счет обращения по сбою за командой к ячейке 000 оперативного запоминающего устройства. В этой ячейке записана команда, с которой следует начать программу при появлении ошибки. При выполнении подпрограммы по сбою повторяется (дублируется) та часть программы, в которой произошла ошибка.

Если сбои в различных частях программы статистически независимы, то вероятность возникновения i сбоев (p_i) при n обращениях за числом или командой

$$p_i = C_n^i p^i (1-p)^{n-i},$$

где p — вероятность появления ошибки при однократном обращении за числом или командой. Наибольший интерес представляет соотношение между вероятностью двукратного и однократного сбоя:

$$p_1 = np(1-p)^{n-1},$$

$$p_2 = \frac{1}{2} n(n-1) p^2 (1-p)^{n-2}.$$

Отношение вероятностей двукратного и однократного сбоя

$$F = \frac{p_2}{p_1} = \frac{1}{2}(n-1)p\frac{1}{1-p}.$$

При $n \gg 1$ и $p \ll 1$

$$F \approx \frac{1}{2}np.$$

При $F \ll 1$ можно считать, что для данного числа обращений к запоминающему устройству появление двух или более сбоев свидетельствует о наличии систематической погрешности. Если взять промежуток времени t, за который может быть выполнено количество обращений за числом или командой, удовлетворяющее соотношению $F \ll 1$, то с определенной степенью уверенности при появлении двух или более сбоев можно считать систему неисправной.

В станции взят промежуток времени $t = 1$ мин. При возникновении второго сбоя в течение 1 мин. производится остановка вычислительного устройства и дается сигнал о двойной ошибке. Выбор минутного интервала определяется в значительной мере тем, что вычислительное устройство начинает работать по минутному сигналу и перед началом выполнения минутной программы удобно произвести подготовку системы остановки по второму сбою. Можно построить систему остановки по третьему, четвертому и т. д. сбоям. Однако это усложнит систему остановки и не даст значительного эффекта при достаточно малой величине F.

ЛИТЕРАТУРА

1. Афиногенов Л. П., Гольцман Т. М., Грушин С. И., Зачек С. И., Карпуша В. Е., Круглов Р. А., Персии С. М., Протопопов Н. Г., Романов Е. В., Стернзат М. С. К вопросу автоматизации метеорологических измерений. См. наст. сб.
2. Харкевич А. А. Борьба с помехами. Гос. изд-во физ.-мат. лит-ры. М., 1963.

Д. П. БЕСПАЛОВ, С. И. ЗАЧЕК, Б. Л. КОЖЕВНИКОВ

ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ В АВТОМАТИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ УАТГМС-1

Рассматривается вопрос о точности измерения температуры, обосновывается выбор материала чувствительного элемента, конструкции датчика, схемы измерения. Кроме того, рассматривается метод унификации термометров, вычисляется величина погрешности измерений и ее составные части, приводятся данные лабораторных испытаний.

Эксплуатационно-технические требования (ЭТТ) на разработку универсальной автоматической телеизмерительной гидрометеостанции (УАТГМС) предусматривают измерение температуры воздуха и температуры почвы на десяти глубинах (5—320 см от поверхности).

Измерения влажности связаны с температурными измерениями; так, в случае применения психрометрического метода определения влажности необходимо измерять температуру смоченного термометра или психрометрическую разность, а при измерении влажности с помощью конденсационного гигрометра требуется определить температуру на поверхности зеркальца гигрометра (точку росы).

Нижний предел измерений температуры — 60° С, верхний — от 50 до 60° С. Учитывая годовую амплитуду колебаний температуры в различных районах, пределы измерений можно унифицировать. Годовая амплитуда изменений температуры, воздуха и почвы (за исключением поверхности почвы) никогда не превосходит 100—110° С. Минимальные температуры ниже —60° С наблюдаются только в некоторых районах Сибири, поэтому, принимая основной диапазон измерения от —60 до +50° С, можно считать, что для большей части территории Советского Союза не потребуются дополнительные диапазоны измерения. Для отдельных же районов целесообразно предусмотреть дополнительные диапазоны измерения по 20° С в положительной или отрицательной области температур.

Такое решение позволит обеспечить и измерение температуры точки росы при минимальном значении температуры —70° С до влажности 50—55%. В реальных условиях, при температурах —40° С и ниже, вблизи снежной поверхности более низкая влажность воздуха, по-видимому, не может наблюдаться.

Таким образом, датчики температуры для различных элементов, несколько различаясь конструктивным выполнением чувствительного элемента (в зависимости от назначения), могут иметь одинаковую (или общую) измерительную схему, с одинаковыми параметрами всех элементов.

Точность измерения температуры по всем элементам в ЭТТ преду-

смотрена одинаковая 0,2° С. В эту величину погрешности включается не только инструментальная погрешность, а также и погрешность считывания показаний, обусловленная дискретностью получаемых значений температуры. В соответствии с этим можно считать целесообразным принять дискретность считывания значений температуры 0,05° С. Тогда чувствительный элемент с измерительной схемой должен обеспечить измерения температуры с погрешностью не более 0,1° С, и дополнительная погрешность 0,05° С может быть оставлена на неучтенные погрешности датчика.

Следует также отметить, что требуемая точность измерений температуры в УАТГМС полностью соответствует самым высоким требованиям, которые могут в настоящее время предъявляться к сетевым измерениям температуры. Существующие приборы для измерения температуры (ртутные термометры) далеко не во всех отношениях удовлетворяют этим требованиям. Так, например, для измерения температуры воздуха (и температуры смоченного термометра) применяются самые точные из всех метеорологических термометров — психрометрические термометры. Инструментальная погрешность этих термометров составляет 0,1° С и определяется прежде всего тем, что при изготовлении ртутных стеклянных термометров невозможно выдержать все размеры в строгом соответствии с расчетными. Различия в объеме резервуара, в диаметре капилляра, а также непостоянство площади сечения капилляра по его длине приводят к тому, что отсчеты по шкале не соответствуют фактическому значению температуры термометра. Для приведения показаний термометра к его температуре вводятся шкаловые поправки. Эти поправки определяются в процессе поверки термометров путем сравнения показаний термометра с контрольным термометром в специальных термостатах. При одной и той же точности отсчетов показаний контрольного и поверяемого термометров точность сравнения при различных значениях температуры получается различной вследствие того, что скорость изменения температуры жидкости в термостате зависит от разности между температурой окружающего воздуха и температурой термостата. Поэтому темп изменения температуры в термостате будет различным при различных температурах; с темпом изменения температуры жидкости термостата связана и неоднородность температурного поля по объему, а следовательно, и погрешность сравнения термометров.

Кроме того, точность определения поправок к термометрам путем сравнения их показаний с контрольными при определенных значениях температуры зависит также от точности контрольного термометра. Суммарную погрешность определения поправок к психрометрическим термометрам на каждой поверяемой точке, обусловленную действием всех перечисленных факторов, можно считать равной 0,1° С. Обоснованность такой оценки точности определения поправок подтверждается допустимым отличием поправки при контрольной поверке термометра. В соответствии с [1] допустимая разность поправок при повторной поверке психрометрических термометров может быть 0,1° С на всех точках, кроме 0° С. Допустимый ход поправок между двумя соседними поверяемыми точками (изменение поправки на каждые 10° изменения температуры) принят равным 0,2° С (для термометров к аспирационным психрометрам 0,25° С). Учитывая точность определения поправок на поверяемых точках, а также дополнительные погрешности интерполирования поправок, связанные с локальными изменениями сечения капилляра, можно считать, что принятая нами инструментальная погрешность психрометрических термометров ни в коей мере не занижена. И если же к этому добавить погрешность за счет округления поправок до 0,1° С (на практике

пользуются именно округленными поправками, «от — до»), а также погрешность, связанную с дискретностью отсчета (отсчеты производятся через 0,1° С), то можно считать, что применяемые на сети для измерения температуры воздуха термометры и методика измерений дают погрешность не менее 0,2° С.

Заданная по эксплуатационно-техническим требованиям точность измерений температуры 0,2° С характеризует как чисто инструментальную погрешность датчика температуры, так и погрешность от дискретности отсчетов (т. е. все рассмотренные выше погрешности ртутных психрометрических термометров). Поэтому следует считать, что заданная точность измерений не ниже, а в отдельных случаях выше, чем точность измерений, обеспечиваемая применяемыми в настоящее время термометрами.

Если с этой точки зрения рассматривать точность измерения коленчатых термометров Савинова, которые применяются для измерения температуры почвы на глубинах 5—20 см, то требования, заложенные в ЭТТ, существенно выше той точности, которую обеспечивают эти термометры, если учитывать, что в допустимую погрешность по ЭТТ включается как инструментальная погрешность, так и погрешность за счет дискретности считывания. Применяемые в настоящее время коленчатые термометры Савинова можно характеризовать инструментальной погрешностью не менее чем 0,3° С.

Допустимый ход поправок для этих термометров составляет 0,4° С; учитывая, что погрешность поверки 0,05° С, можно считать, что такой ход поправки связан главным образом с изменением площади сечения капилляра. Учитывая же локальный характер этих неоднородностей, следует считать, что точность интерполяции поправки не может быть более половины ее изменения (при простой линейной интерполяции).

Если при этом учесть погрешности термометров Савинова, связанные с их эксплуатационными особенностями (погрешность за счет выступающего столба ртути, теплообмен между резервуаром и шкалой термометра через капилляр, заполненный ртутью), то можно с уверенностью заключить о существенном повышении требований по точности измерений температуры почвы, заложенных в ЭТТ, по сравнению с точностью, которая обеспечивается в настоящее время.

То же самое можно сказать об измерении экстремальных температур воздуха.

Не останавливаясь на целесообразности (или необходимости) заложенных в ЭТТ требований в отношении точности измерений температуры (этим вопросам было посвящено большое количество работ [2, 3] и можно ожидать, что работы в этом направлении еще будут проводиться), отметим, что для многих практических приложений (для прогноза туманов, заморозков и т. д.) необходимо определять температуру с точностью 0,1—0,2° С, и применяемые в настоящее время методы измерения температуры именно в этих случаях, как правило, обеспечивают такую точность измерений (в этих случаях обычно пульсации температуры и радиационные погрешности минимальны).

Для всех остальных потребителей обеспечение точности определения температуры 0,5° С при любом единичном отсчете каждого термометра, очевидно, требует применения измерительного прибора с инструментальной погрешностью, существенно меньшей чем 0,5° С [4].

Из остальных требований ЭТТ, которые следует учитывать при расчете схемы, следует иметь в виду дистанцию измерений — расстояние между местом установки датчиков и считывающим центральным устройством (ЦУ).

Элементы измерительной схемы, если они будут расположены вместе с блоками автоматики, могут быть рассчитаны на диапазон измерения температуры от 5 до 50°. При расположении их вблизи чувствительного элемента требования к ним в отношении диапазона рабочих температур и влагозащищенности существенно повышаются. Дистанцию измерений в этом случае можно считать 200—300 м, что практически для всех станций позволит основные измерительные блоки автоматики разместить в рабочем помещении станции.

В дополнение к ЭТТ целесообразно рассмотреть вопросы замены датчиков и чувствительных элементов и снабжение действующих станций запасными элементами.

В соответствии с этими ЭТТ была разработана конструкция чувствительного элемента и измерительная схема дистанционного термометра УАТГМС.

Конструкция термометра

В основу разработки конструкции чувствительного элемента был положен металлический термометр сопротивления, целесообразность применения которого была обоснована в ряде работ, например [5].

Для исключения механических деформаций проволоки чувствительного элемента в соответствии с [5] была принята бескаркасная конструкция чувствительного элемента.

Специфической особенностью датчика температуры УАТГМС оказалась нежелательность введения шкаловых поправок к измеренным значениям. Хотя принятая конструкция вычислительного устройства УАТГМС и позволила иметь программу введения поправок, однако смена этой программы при замене чувствительного элемента оказалась достаточно трудоемкой, чтобы попытаться обойтись без нее. При этом не исключается любая программа вычислений, лишь бы она не требовала смены. Поэтому выбор материала чувствительного элемента термометра определяется как длительным сохранением неизменности зависимости сопротивления от температуры, так и высокой воспроизводимостью этой зависимости в различных образцах термометров.

В этом отношении наилучшим материалом оказывается платина. Выпускаемая в настоящее время платина марки ПЛ-1 (ГОСТ 8588-64) характеризуется изменением температурного коэффициента сопротивления α в пределах $\pm 2{,}5 \cdot 10^{-6}$ 1/град. при среднем его значении $3{,}922 \cdot 10^{-3}$ 1/град., что позволяет, приняв среднее значение, определять температуру в пределах $\pm 50°$ С с погрешностью менее 0,05° С. Платина более высокой чистоты характеризуется еще большим постоянством.

Существенным недостатком платины является сложность зависимости сопротивления от температуры. Эта зависимость выражается формулой из [8].

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2) \quad \text{при} \quad t \geqslant 0°\text{C}, \tag{1}$$

$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100)] \quad \text{при} \quad t < 0°\text{C}, \tag{2}$$

где R_t — сопротивление термометра при температуре $t°$ C; R_0 — сопротивление термометра при температуре 0° С; A и B — постоянные тормометра, определяемые при его градуировке в точках кипения воды и серы; C — постоянная величина, определяемая в точке кипения кислорода.

Для практических расчетов температуры по измеренному сопротивлению платинового термометра удобно пользоваться так называемой платиновой температурой t_p, которую определяют как температуру, ко-

торую показывал бы платиновый термометр, если бы его сопротивление зависело от температуры линейно с температурным коэффициентом

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{100 R_0},$$

где R_{100} — сопротивление термометра при температуре 100° С.

Тогда формулы (1) и (2) могут быть записаны в виде:

$$t = t_p + \delta \frac{t}{100}\left(\frac{t}{100} - 1\right); \tag{3}$$

$$t = t_p + \delta \frac{t}{100}\left(\frac{t}{100} - 1\right) + \beta\left(\frac{t}{100} - 1\right)\left(\frac{t}{100}\right)^3. \tag{4}$$

Температура из (3) и (4) может быть вычислена либо методом последовательных приближений, либо с помощью специальных таблиц. Следует отметить, что при отрицательных температурах различия величин t, вычисленных по формулам (3) и (4), практически невелики и даже при температуре —15° С составляют всего 0,024° С. Такая точность может быть существенна только при высокоточных (поверочных) измерениях.

Эта дополнительная поправка может быть учтена на втором этапе вычисления температуры по более простой формуле (3).

Для вычисления t из выражения (3), кроме среднего α (для вычисления t_p), необходимо знать еще δ. Величина δ сравнительно просто может быть выражена через α и β

$$\delta = -\frac{\beta}{\alpha} 10^4. \tag{5}$$

Для платины достаточно хорошей очистки $\left(\frac{R_{100}}{R_0} \geqslant 1{,}390\right)$ δ изменяется от 1,488 до 1,501. В интересующем нас диапазоне измерения температуры разность $t - t_p$ небольшая; в этом случае изменение δ на величину $\pm 0{,}005$ приводит к изменению поправки к t_p на величину 0,001° С, что при заданной точности измерений можно не учитывать, считая δ для наших термометров постоянной и равной 1,495 и поправку к t_p можно считать постоянной при каждом ее значении. Эта поправка заложена в постоянной памяти ЦУ станции, откуда она отбирается в зависимости от полученного значения.

Конструкция термометра УАТГМС представлена на рис. 1.

Чувствительный элемент термометра сопротивления выполнен в виде пучка платиновой проволоки с винифлексовой изоляцией, помещенного в защитную гильзу *5*. Концы пучка выведены через пробку *1* и подпаяны к стойкам, укрепленным в пробке, к которым паяются также концы кабеля *10*.

Посредством этой пробки защитная гильза крепится в цилиндрическом корпусе термометра.

Корпус термометра герметизируется со стороны ввода кабеля сальником *2, 6, 7,* а с другой — сальником *9, 3, 8,* залитым эпоксидной смолой типа ЭЗК-1.

Применение в конструкции стекло-текстолитовой пробки, тонких выводов чувствительного элемента и эпоксидной смолы указанного типа обеспечивает теплоизоляцию чувствительного элемента от металлической массы корпуса. Тепловая инерция λ термометра данной конструкции в движущемся воздухе составляет около 100 сек. при скорости потока v 2 м/сек.

С целью повышения сопротивления изоляции $R_{изл}$ пучок чувствительного элемента может быть дополнительно изолирован тефлоновой пленкой от металла защитной гильзы.

Корпус термометра и капсула чувствительного элемента хромированы, что снизило коэффициент поглощения до 40—50% и уменьшило погрешность, связанную с радиационным поглощением.

Проведенные лабораторные испытания описанной выше конструкции термометра сопротивления показали хорошую герметизацию во всем диапазоне температур и высокую стабильность параметров термометра.

Указанные свойства позволили тарировать термометры в тающем льду и в парах кипящей воды в соответствии с [6], что существенно упро-

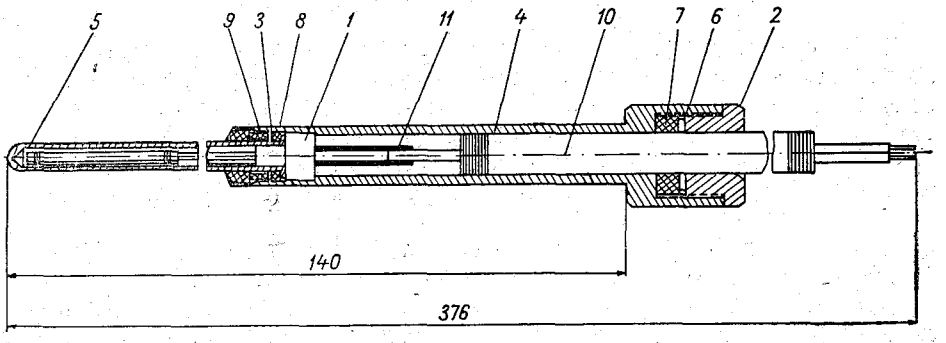


Рис. 1. Конструкция термометра УАТГМС-1.

стило процесс градуировки и повысило ее точность. С другой стороны, это позволило поверять и настраивать измерительную схему температуры ЦУ станции отдельно от датчика, включая на вход схемы вместо термометра магазин сопротивлений.

Электрическая схема

При измерении температуры с помощью термометров сопротивления необходимо измерять их активное сопротивление.

Для этого разработан ряд специальных устройств, в основу которых положены потенциометрические методы измерения сопротивления, либо мосты (равновесные или неравновесные) обычно постоянного, реже переменного тока. Однако, несмотря на большое число разработанных приборов и устройств, ни одно из них не может быть применено в УАТГМС, так как все технические мосты и потенциометры [7, 8], выпускаемые нашей промышленностью, характеризуются погрешностью не менее 0,5% диапазона измерений, т. е. не менее 0,5° при диапазоне 100°. Более точные измерения производятся образцовыми и контрольными термометрами сопротивления, ручными потенциометрами и мостами при дистанции 1—2 м с применением калиброванных проводников.

Потенциометрические методы, несмотря на свое широкое применение в метрологических работах, не нашли своего применения в автоматических станциях из-за ряда недостатков.

Усложнение потенциометрической схемы приводит к мостовым схемам измерения сопротивления. Мосты, отличаясь большой простотой в производстве измерений, могут обеспечить точность, не меньшую, чем потенциометрические методы, и в последнее время применяются в метро-

логии наравне с потенциометрами. Поэтому и для автоматических станций применение мостов для измерения сопротивлений следует считать более целесообразным.

Для питания мостов следует использовать постоянный ток, так как для мостов переменного тока каждое плечо следует рассматривать как комплексное сопротивление, т. е. как сочетание активного сопротивления, емкости и индуктивности. При изготовлении таких мостов чрезвычайно трудно добиться воспроизводимости плеч.

Автоматические равновесные мосты требуют применения электромеханических узлов, что увеличивает время измерений. Эта медлительность отработки по сравнению с большой скоростью считывания данных измерений не позволила применить равновесный мост в автоматической станции.

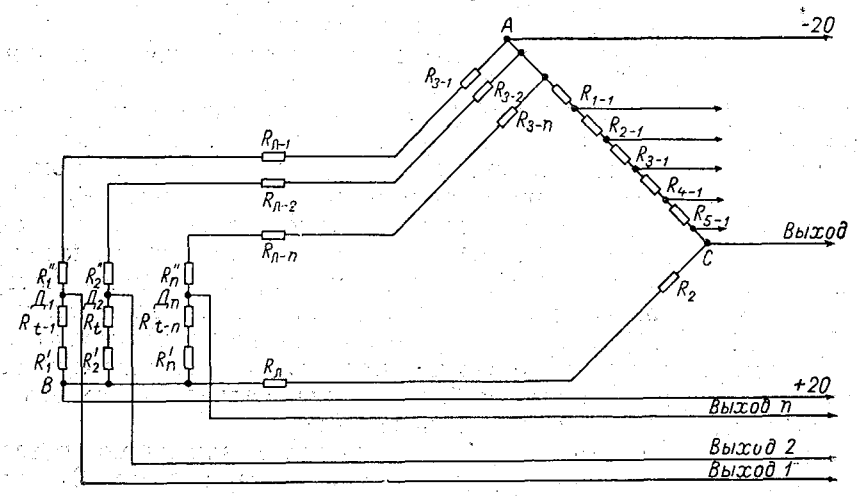


Рис. 2. Электрическая схема измерения температуры УАТГМС-1.

В результате для измерения температуры с помощью термометров сопротивления была выбрана схема неравновесного моста постоянного тока с выходом по напряжению.

Использование в станции термометров сопротивления с одинаковыми электрическими характеристиками для измерения температуры воздуха, температуры смоченного термометра, температуры почвы на глубинах (всего 12 термометров) позволило построить для них единую измерительную схему (рис. 2).

С целью исключения погрешностей, связанных с изменением переходных сопротивлений коммутационных реле в схеме моста, переключение термометров производится на высокоомном входе измерительно-кодирующего устройства (ИКУ). Для этого мост имеет два постоянных плеча $R_1 = R_{1-1} + R_{1-2} + R_{1-3} + R_{1-4} + R_{1-5}$ и R_2, образующих «делитель сравнения» и двенадцать делителей, каждый из которых образован термометром R_{t-1}, R_{t-2}, R_{t-3}, ..., R_{t-n} и соответствующим постоянным сопротивлением R_{3-1}, R_{3-2}, R_{3-3}, ..., R_{3-n}, причем $R_{3-1} = R_{3-2} = R_{3-3} = ... = R_{3-n}$.

При каждом измерении температуры снимается напряжение между средней точкой делителя сравнения и средней точкой соответствующего делителя с термометром: D_1, D_2, D_3, ..., D_n.

Изменение выходного напряжения U_x в измерительной диагонали моста CD_n от сопротивления термометра $U_x(R_{t-n})$ описывается уравнением

$$U_x = U_0 \frac{R_1 R_{t-n} - R_2 R_{3-n}}{(R_1 + R_2)(R_t + R_{3-n})}, \tag{6}$$

где U_0 — напряжение питания моста.

Из (6) видно, что точность измерений сопротивления термометра зависит от стабильности напряжения питания.

Поэтому применение описанной схемы потребовало стабилизации питания, а применение вычислительной машины в ЦУ позволило повысить точность измерений путем введения поправок к полученным результатам на уход напряжения питания и на дрейф нуля ИКУ. Эти поправки определяются на основании измерения разности потенциалов между точкой C и потенциалами промежуточных точек расчлененного на эталоны (R_{1-1}; R_{1-2}; R_{1-3}; R_{1-4}; R_{1-5}) сопротивления R_1.

Эксплуатационно-технические требования к автоматической станции предусматривают дистанционное измерение температуры. Тяжелые условия эксплуатации датчика температуры и широкий диапазон ее изменения вынуждают отказаться от вынесения как моста, так и отдельных его плеч к месту измерения. Основные плечи моста, кроме термометров, располагаются в ЦУ и связаны с термометрами линией связи $R_{л-1}$, $R_{л-2}$, $R_{л-3}$, ..., $R_{л-n}$ и $R_л$. Для метеорологических исследований за последнее время как у нас, так и за рубежом был разработан ряд установок для дистанционного измерения температуры воздуха, почвы, воды, которые с успехом применялись в различного рода экспедиционных исследованиях [10, 11, 12, 13]. Однако, несмотря на повышение точности измерения температуры, установки не получили широкого распространения на сети станции. Основным недостатком была индивидуальность каждого образца как в изготовлении, так и в градуировке.

Основной сложностью для обеспечения взаимозаменяемости термометров является неизбежный разброс номиналов термометров R_{t_0} и расхождения в температурном коэффициенте платины α в зависимости от технологии ее производства.

Необходимая унификация термометров в пределах каждой станции была достигнута главным образом путем построения схем.

Основная задача при этом состояла в том, чтобы добиться единства измерений потенциалов точек D_n относительно A или B от температуры $\varphi^n(t)$, т. е. свести эти функции к одной заданной $\varphi(t)$. Это было достигнуто путем создания запаса чувствительности и некоторого избытка в принятом значении R_{t_0}. Полученный запас позволил в оба плеча делителя термометра поставить дополнительные корректирующие сопротивления R_n', R_n''.

Формулы для расчета этих сопротивлений для каждого термометра были получены исходя из того, что отношение потенциалов средней точки делителя D_n относительно точек A и B должны изменяться по заранее выбранному закону

$$\frac{\varphi^n_{D-A}(t)}{\varphi^n_{D-B}(t)} = \frac{\varphi_{D-A}(t)}{\varphi_{D-B}(t)}; \tag{7}$$

при этом

$$\varphi_{D-A} = \frac{U_0 R_3}{R_t + R_3};$$

$$\varphi_{D-B} = \frac{U_0 R_t}{R_t + R_3}, \tag{8}$$

$$\varphi^n_{D-A} = \frac{U_0 (R_{з-n} + R_{л-n} + R_n'')}{R_{t-n} + R_n' + (R_{з-n} + R_{л-n} + R_n'')};$$

$$\varphi^n_{D-B} = \frac{U_0 (R_{t-n} + R_n'')}{R_{t-n} + R_n' + (R_{з-n} + R_{л-n} + R_n'')}, \qquad (9)$$

отсюда

$$\frac{R_{з-n} + R_{л-n} + R_n''}{R_{t-n} + R_n'} = \frac{R_з}{R_t}. \qquad (10)$$

Отношение

$$\frac{R_з}{R_t} = f(t)$$

есть выбранная функция, к которой приводят все реальные $f_n(t)$

$$f_n(t) = \frac{R_{з-n} + R_{л-n} + R_n''}{R_{t-n} + R_n'},$$

причем

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t),$$

где R_0 — выбранное произвольно расчетное значение сопротивления термометра при 0° С, α — выбранный температурный коэффициент.

$$R_{t-n} = R_{0-n}(1 + \alpha_n t),$$

где R_{0-n} — реальный номинал термометра, α_n — реальный температурный коэффициент.

Из выражения (10) составим систему уравнений, из которых определим R_n' и R_n'':

при температуре баланса моста $t_б$

$$\frac{R_з}{R_0 (1 + \alpha t_б)} = \frac{(R_{з-n} + R_{л-n}) + R_n''}{R_{0-n} (1 + \alpha t_б) + R_n'}, \qquad (11)$$

при температуре 0° С

$$\frac{R_з}{R_0} = \frac{(R_{з-n} + R_{л-n}) + R_n''}{R_0 + R_n'}. \qquad (12)$$

Отсюда найдем, считая $R_{з-n} = R_з$,

$$R_n'' = R_з \left(\frac{R_{0-n}\alpha_n}{R_0 \alpha} - 1 \right) - R_{л-n}, \qquad (13)$$

$$R_n' = R_{0-n} \left(\frac{\alpha_n}{\alpha} - 1 \right). \qquad (14)$$

Последние формулы (13) и (14) пригодны для моста с любыми значениями сопротивлений при условии

$$\frac{R_{0-n}\alpha_n}{R_0 \alpha} \geqslant 1, \qquad (15)$$

т. е. $R_{0-n} > R_0$ и $\alpha_n > \alpha$, так как в противоположном случае появятся отрицательные значения R_n'' или R_n', требующие уменьшения основных сопротивлений моста, что значительно усложнит подгонку термометров. Поэтому заведомо выбирается R_0 и α меньше наименьших значений этих параметров по данным унифицируемых термометров.

Формула (13) еще не окончательная, ибо в «делителе сравнения», помимо основных сопротивлений R_1 и R_2, существует $R_л$. Наличие в цепи

сопротивления $R_л$, обычно большего, чем R_n', потребовало перенести точку питания B к термометрам, т. е. получилась трехпроводная схема неравновесного моста.

Для компенсации $R_л$ возможно два пути: один из которых заключался в увеличении номинала R_n', но это привело бы к еще большему падению чувствительности схемы, так как R_n' есть балластное сопротивление; другой путь состоял в уменьшении на величину ΔR добавочного сопротивления R_n'', что возможно только при $R_n'' > \Delta R$.

Для чего пришлось принять меры по уменьшению $R_л$.

Уравнение для ΔR находится из основного соотношения моста при равновесии и имеет вид

$$\Delta R = \frac{(R_{з-n} + R_n'')}{R_1} R_л . \tag{16}$$

Тогда получим скончательные формулы для определения $R_{nк}'$ и $R_{nк}''$.

$$R_{nк}' = R_{0-n}\left(\frac{\alpha_n}{\alpha} - 1\right), \tag{17}$$

$$R_{nк}'' = R_n'' - \Delta R = R_n''\left(1 - \frac{R_л}{R_1}\right) - \frac{R_л R_з}{R_1}, \tag{18}$$

где

$$R_n'' = R_з\left(\frac{R_{0-n}\alpha_n}{R_0\alpha} - 1\right) - R_{л-n} .$$

В результате вышеизложенного появилась возможность определить некоторые значения элементов схемы.

Исходя из (15), α было выбрано равным $3 \cdot 8911 \cdot 10^{-3}$ 1/град., при этом для удобства градуировки и иммитации номинал R_0 был выбран 257 ом, что определило чувствительность термометра $\frac{dR}{dt} = 1$ ом/град. При этом материал для чувствительных элементов термометров подбирается с $\alpha_n \cong 3 \cdot 922 \cdot 10^{-3}$, а номинал термометров устанавливается $R_{0-n} = 257{,}2 \pm 0{,}2$ ом.

При расчете моста $R_{л-n}$ и $R_л$ рассматривались как сопротивление линии при 0° С. В естественных условиях температура кабеля будет меняться в широких пределах, что внесет свою погрешность в измерение температуры. Для уменьшения влияния этой погрешности было решено взять основные сопротивления моста достаточно большими.

Напряжение моста было выбрано 20 в и ток в цепи был ограничен значением 1—2 ма для предотвращения нагрева термометра сопротивления проходящим током.

Все это определило следующие значения: $R_1 = 50000$ ом, $R_2 = 975$ ом, $R_3 = 10000$ ом.

Тогда чувствительность моста из (6)

$$\frac{dU_x}{dt} = U_0 \frac{R_3}{(R_t + R_3)^2}, \tag{19}$$

т. е. при выбранных значениях R_3 и R_t

$$\frac{dU_x}{dR_t} \cong 1{,}9 \text{ мв/град.} \tag{20}$$

Из формулы (19) видно, что чувствительность схемы во всем диапазоне изменяемой температуры меняется на 2,5%, а это потребовало вве-

дения поправки совместно с уже упомянутой выше поправкой на уход напряжения U_0.

Определим погрешности измерений, связанные с допусками и уходом постоянных сопротивлений моста, а также с влиянием температуры на линию связи.

Точность измерения температуры с помощью рассматриваемой мостовой схемы зависит от точности подгонки постоянных сопротивлений в плечах моста, изменений их величины от температуры, точности измерения основных параметров термометров сопротивления, а также изменений сопротивления проводов линии связи.

Рассмотрим погрешности схемы, обусловленные неточностями подгонки сопротивлений и погрешностями определения параметров термометра сопротивления.

Выражение для максимальной погрешности измерения температуры в зависимости от перечисленных выше факторов находим путем дифференцирования (с последующим переходом к конечным разностям) формулы (6). Выполнив несложные преобразования, находим, опустив для простоты индекс n,

$$\Delta t = \frac{1}{R_2 R_0 \alpha}\left[R_3\Delta R_1 + R_1\Delta R_3 + R_t\Delta R_2 + R_2(1+\alpha t)\Delta R_0 + R_2 R_0 \Delta\alpha + \right.$$
$$\left. + \frac{R_2 R_t - R_1 R_3}{U_0}\Delta U_0\right], \qquad (21)$$

где Δt — погрешность мостовой схемы в единицах температуры (°С); ΔR_1, ΔR_2, ΔR_3 — точность подгонки постоянных сопротивлений; ΔR_0 — точность измерения сопротивления термометра при 0° С; $\Delta\alpha$ — точность определения фактического значения температурного коэффициента термометра; ΔU_0 — точность измерения напряжения источника питания.

Задаваясь технически допустимыми точностями измерения и подгонки элементов моста, нетрудно рассчитать с помощью формулы (21) погрешность измерения температуры. При изготовлении сопротивлений и тарировке термометра были приняты на подгонку и измерения следующие допуски: $\Delta R_1 = \pm 0{,}05$ ом; $\Delta R_2 = \pm 2{,}5$ ом; $\Delta R_0 \pm 0{,}025$ ом (0,01 %); $\Delta R_3 = \pm 0{,}5$ ом; $\Delta\alpha = 0{,}00027 \cdot 10^{-2}$ 1/град.; $R_{100} = \pm 0{,}035$ ом (0,01 %); $\Delta U_0 = 0{,}004$ в (точность коррекции). При этих допусках максимальная погрешность по температуре составит около 0,07° С.

Расчет указанной выше погрешности производился при условии, что сопротивления плеч моста не меняют своей величины от изменений окружающей температуры. Однако, как известно, манганиновые сопротивления обладают небольшим температурным коэффициентом, который в зависимости от сорта манганиновой проволоки может меняться от $5 \cdot 10^{-6}$ до $30 \cdot 10^{-6}$ 1/град. [9]. В связи с этим отклонение температуры окружающего воздуха, при которой производилась подгонка сопротивлений, приводит к дополнительной погрешности.

Математическое выражение для погрешности от температурных изменений катушек сопротивлений, как и в предыдущем случае, выводится из основной формулы (6) мостовой схемы. Считая, что все плечи моста, кроме термометра, имеют одинаковое сопротивление и изменяются по закону $R = R_0\ (1 + \alpha t)$, формулу (6) можно представить в виде двух слагаемых в правой части. Первым слагаемым является выражение, соответствующее формуле, связывающей выходное напряжение с параметрами моста при температуре подгонки сопротивлений плеч. Второе слагаемое является выражением для погрешности, обусловленной откло-

нением температуры окружающего воздуха от нормальной. Это выражение имеет следующий вид:

$$\Delta t_{м} = \frac{1}{R_2 R_0 \alpha}\left[\frac{R_{20}R_0 - R_{10}R_{30}}{R_t + R_{30}} R_{30}\alpha_{м}\Delta t' + \left(1 - \frac{R_{30}\alpha_{м}\Delta t'}{R_t + R_{30}}\right) R_{10}R_{30}\alpha_{м}\Delta t'\right], \quad (22)$$

где $\Delta t_{м}$ — погрешность измерения температуры вследствие температурных изменений сопротивлений плеч; R_{10}, R_{20}, R_{30} — номинальные значения сопротивлений плеч моста; $\alpha_{м}$ — температурный коэффициент манганина; $\Delta t'$ — отклонение температуры окружающей среды от нормальной; α — температурный коэффициент термометра сопротивления.

Блок постоянных сопротивлений моста расположен в центральном устройстве (ЦУ), которое само расположено в помещении. Предполагаемые изменения в этом случае находятся в пределах 0—10° С (около 20° С по отношению к нормальной температуре). Принимая среднее значение α манганина равным около $15 \cdot 10^{-6}$ 1/град., находим, что температурная погрешность измерительной схемы составляет 0,08° С.

Величина температурной погрешности рассчитана, как уже указывалось, для среднего значения α манганина. При изготовлении сопротивлений из манганиновой проволоки с $\alpha = 30 \cdot 10^{-6}$ 1/град. и при больших перепадах температур окружающей среды температурная погрешность может достичь значений, превышающих даже 0,2° С, что уже недопустимо с точки зрения заданного по техническим требованиям допуска на точность измерений температуры.

Температурную погрешность схемы в случае больших перепадов температуры окружающей среды можно снизить, если при разработке и изготовлении катушек постоянных сопротивлений использовать манганиновую проволоку с минимальным температурным коэффициентом.

В ряде случаев, особенно при отрицательных температурах, когда α манганина резко возрастает, целесообразно использовать термостатирование сопротивлений. В этом случае не требуется высокая точность термостатирования; она может составить величину 5° С. Наконец, при использовании цифрового вычислительного устройства может быть применена автоматическая температурная коррекция результата измерения. Поправка в этом случае вычисляется и вводится в результат исходя из предварительно измеренной температуры блока с мостовой схемой.

Рассмотрим погрешность, связанную с изменением температуры медных жил линии связи, $\alpha = 4{,}2 \cdot 10^{-3}$ 1/град. (0,42% на 1° С). Сопротивления $R_{л-п}$ имеют значения около 3—5 ом при сечении кабеля 1,5 мм² и длине 200—300 м, т. е. изменение сопротивления линии при $t = \pm 50°$ С составит $\Delta R = 0{,}75$—$1{,}25$ ом, что даст погрешность изменения $\Delta U_x = 0{,}05$ мв, т. е. $\Delta t \approx 0{,}02°$ С.

Сопротивление $R_{л}$ меньше $R_{л-п}$ в пять раз и, следовательно, $\Delta R_{л} = 0{,}15$—$0{,}25$ ом, т. е. $\Delta t = 0{,}05°$ С.

Теперь рассмотрим влияние изменений дополнительных сопротивлений $R_{пк}'$ и $R_{пк}''$, расположенных в непосредственной близости от термометров: $R'_{пк}$ — в среднем составляют 2—4 ом, а $R''_{пк}$ 80—100 ом; тогда при изменении температуры $\Delta R'_{пк}$ равно 0,003—0,01 ом, а $\Delta R''_{пк}$ равно 0,1—0,4 ом при $t = \pm 50°$ С, что ничтожно мало скажется на измерении температуры.

Итак, погрешность, связанная с изменением температуры элементов схемы, составит $\Delta t = 0{,}10$—$0{,}12°$ С при общей погрешности $\Delta t = 0{,}15$—$0{,}20°$ С, удовлетворяющей требованиям ЭТТ. При лабораторных испытаниях всей схемы измерения температуры, при которых отсчеты

производились с ЦУ и сравнивались с контрольным платиновым термометром, максимальная погрешность Δt в диапазоне температуры от —48,2 до 54,1° С получилась равной 0,08° С, что находится в хорошем согласии с теоретическими оценками погрешности измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по поверке метеорологических приборов. Гидрометеоиздат, Л., 1956.
2. Руководство по метеорологическим приборам и наблюдениям. Изд. ВМО, № 8, ТП-3, Женева, 1962.
3. Беспалов Д. П. Точность измерений температуры и влажности воздуха и перспективы ее повышения. Тр. ГГО, вып. 61 (123), 1956.
4. Маликов М. Ф. Основы метрологии. М. 1949.
5. Беспалов Д. П. Дистанционная установка для измерений температуры почвы. Тр. ГГО, вып. 103, 1960.
6. Приборы для измерения температуры и их поверка. Стандартгиз. М., 1957.
7. Воронков Л. А. Автоматические электронные потенциометры и мосты. Сб. «Новые теплоэнергетические приборы и регуляторы», вып. 1, Машгиз, 1953.
8. Ерофеев А. В. Электронные устройства контроля и регулирования тепловых процессов. Госэнергоиздат, 1954.
9. Арутюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. Госэнергоиздат, 1958.
10. Беспалов Д. П., Лебедева К. Д., Сварчевский В. Н. Результаты испытаний дистанционной установки для градиентных измерений температуры и влажности воздуха. Тр. ГГО, вып. 43 (105), 1954.
11. Качанов М. А., Чудновский А. Ф. Применение полупроводниковых термосопротивлений для микроклиматических измерений. Тр. АФИ, вып. 5, 1952.
12. Кучеров Н. В., Стернзат М. С. Аппаратура и методика исследований на станциях «Северный полюс 4» и «Северный полюс 5». Тр. АНИИ и ГГО, т. 226, 1959.
13. Маруямо Такасаго. Устройство для измерения коэффициента термической диффузии. Токио, 1956.

В. Е. КАРПУША

КОМПЕНСАЦИОННЫЙ ДАТЧИК АТМОСФЕРНОГО ДАВЛЕНИЯ

Приводится описание конструкции датчика атмосферного давления, основанного на компенсационном методе измерения. Дается анализ погрешностей измерения и расчет параметров датчика.

Приводится расчет статических и динамических характеристик датчика и результаты испытаний.

Введение

Имеющиеся эксплуатационные недостатки ртутных барометров послужили основанием для большого количества разработок, имевших своей целью их замену. Большое количество работ посвящено деформационным приборам для измерения давления, которые обладают многими положительными качествами по сравнению с ртутными барометрами.

Портативность, прочность, малый вес, отсутствие вредных паров выгодно отличают их от ртутных барометров. Кроме того, для целей регистрации и автоматического измерения атмосферного давления деформационные барометры являются более пригодными, так как допускают возможность применения хорошо исследованных преобразователей линейного или углового перемещения в требуемый электрический параметр.

Наиболее широко распространены упругие чувствительные элементы в виде мембран, сильфонов и манометрических трубчатых пружин. Исследованию этих чувствительных элементов посвящено значительное количество работ, так как их применение позволяет в принципе создать простые и портативные приборы, не имеющие специфических недостатков ртутных барометров [1, 2].

Возможны два типа приборов для измерения давления, в которых применены упругие чувствительные элементы.

В первом из них мерой атмосферного давления является отклонение чувствительного элемента от нулевого положения при изменении атмосферного давления. Это приборы прямого преобразования. Уравновешивание атмосферного давления в этом случае производится упругими силами чувствительного элемента.

Погрешность измерения такого типа приборов определяется суммой погрешностей всех преобразующих звеньев.

Во втором типе приборов мерой атмосферного давления служит усилие, которое необходимо приложить к упругому чувствительному элементу для удержания его в заранее выбранном нулевом положении.

Такого типа приборы являются приборами компенсационного пре-

образования. Погрешность этого типа приборов определяется в основном погрешностью звеньев обратной связи, если она охватывает и первичный преобразователь.

И в том и другом случае задача по существу сводится к определению противодействующего атмосферному давлению усилия, независимость которого от посторонних факторов и постоянство во времени определяют в итоге возможную точность результатов измерения.

Измерение по отклонению характеризуется в данном случае многими существенными недостатками, присущими всем приборам прямого преобразования.

Очевидно, что с помощью приборов, в которых противодействующее атмосферному давлению усилие создается за счет упругих свойств материала, получение высокоточных результатов измерения предполагать нельзя, так как упругие свойства материала зависят от многих факторов, трудно поддающихся учету и нестабильны во времени.

Кроме того, в барометрах-анероидах упругий чувствительный элемент на выходе дает незначительное перемещение при полном изменении давления, так как величина хода ограничивается с целью работы чувствительного элемента в пределах упругих деформаций.

Поэтому с целью получения необходимой точности отсчета приходится применять многозвенные кинематические цепи для увеличения перемещения. Применение сложных рычажных передач характеризуется появлением больших углов застоя ввиду наличия трения в шарнирных соединениях, а следовательно, и дополнительных погрешностей измерения. Вводя передачу с помощью упругих звеньев [3], трение в соединениях можно исключить. Однако, учитывая нестабильность механических характеристик упругих элементов (влияние температуры, неупругие деформации, гистерезис, усталость металла и т. п.), можно сделать вывод, что погрешности измерения атмосферного давления анероидом (без принятия специальных мер) в лучшем случае находятся в пределах 1—2 мб. Следует отметить, что поправки анероидов весьма нестабильны и изменяются в довольно больших пределах, что показано, например, в работе [4].

В ряде работ [5, 6, 7, 8 и др.] изложены способы повышения точности индикации перемещения упругого чувствительного элемента с помощью оптических систем.

В некоторых работах [9, 10] рассмотрены способы прецизионных измерений перемещения мембраны, основанные на интерференционном принципе.

Вопросам преобразования перемещения чувствительного элемента барометров анероидного типа и манометров в электрические величины посвящены работы [11, 12, 13, 14, 15, 16].

Все упомянутые работы направлены на уменьшение субъективных ошибок при измерении или на осуществление дистанционной регистрации результатов измерения.

Следует отметить опубликованные в [17] сведения о разработке конструкции барометра, чувствительным элементом в котором является трубчатая манометрическая пружина, изготовленная из кварца. Отмечается высокая стабильность барометра. Прибор свободен от гистерезиса и характеризуется высокой температурной стабильностью. Проведенные испытания показали, что при колебаниях температуры от —55 до +30° С тарировка прибора не менялась. Чувствительность прибора 0,0005—0,001 мм/мм рт. ст. Существенным недостатком этого прибора является хрупкость чувствительного элемента, его растрескивание ввиду наличия внутренних напряжений в материале, а также низкая чувстви-

тельность, что вынуждает применять механизм с большим передаточным числом.

Конструкция сильфонного манометра, в котором уравновешивание давления осуществлено с помощью сил упругости и силы тяжести, опубликована в работе [18]. В приборе не исключены недостатки, присущие приборам прямого преобразования, однако ошибки от нестабильности упругих свойств чувствительного элемента частично уменьшены за счет уменьшения жесткости сильфона.

Применение указанных выше преобразователей позволяет уменьшить субъективные ошибки измерения или осуществить дистанционную регистрацию результатов измерения, однако все это не исключает недостатков, присущих барометрам-анероидам.

Значительно лучшими качествами обладают деформационные барометры с упругими чувствительными элементами при введении отрицательной обратной связи — компенсационные приборы.

Одна из схем такого прибора описана в работе [19]. Под действием атмосферного давления сильфон перемещает конец рычага и отклоняет его от положения равновесия. Это отклонение определяется индуктивным датчиком, который через транзисторный усилитель управляет магнитной системой. Усилие электромагнита приложено к рычагу таким образом, чтобы вернуть его в прежнее положение. Система уравновешивается при условии равенства действующих моментов. Мерой атмосферного давления является ток через электромагнит при равновесии системы.

По приведенным в работе сведениям, точность измерения атмосферного давления этим прибором ± 1 мб в пределах 900—1100 мб. В работах [20, 21, 22, 23] описаны приборы, в принципе аналогичные барометру, рассмотренному в [19], а также результаты их испытаний.

Указанные выше системы деформационных измерителей давления являются по существу статическими системами автоматического регулирования и имеют те же источники погрешностей, что и системы без обратной связи (изменение жесткости мембраны, изменение модуля упругости мембраны от температуры, от гистерезиса мембраны, от неточности работы емкостного или индуктивного датчика, от изменения напряжения питания, изменения коэффициента усиления усилителя и т. д.), однако погрешности измерения уменьшены путем введения отрицательной обратной связи в схему измерения.

Следует отметить, что передаточные коэффициенты звеньев обратной связи этих приборов непостоянны и зависят от ряда внешних факторов (температуры, напряжения источников питания и т. п.). Учитывая наличие недокомпенсации в этих приборах, которую принципиально нельзя исключить, нет оснований считать возможным создание прецизионных приборов такого типа для работы вне лаборатории.

Наибольшую точность измерения атмосферного давления можно получить в том случае, когда оно уравновешивается противодействующим усилием, величина которого не зависит от времени и внешних факторов.

Это условие реализуется в разработанном компенсационном весовом барометре. С одной стороны, это достигается тем, что усилие создается с помощью веса, величина которого постоянна для данного места и не зависит от внешних условий, с другой стороны, весы позволяют наиболее просто реализовать компенсационный метод измерения.

§ 1. Принцип действия и конструкция датчика

В основу разработанной конструкции датчика атмосферного давления положена зависимость усилия, развиваемого вакуумированным сильфоном, от величины действующего на него атмосферного давления с последующим измерением этого усилия автоматическим силокомпенсационным устройством.

Схема датчика приведена на рис. 1.

В качестве устройства сравнения действующих усилий применен неравноплечий рычаг на упругой опоре, к одному из плеч которого приложено усилие, развиваемое сильфоном, а момент компенсации создается суммарным весом двух грузов: неподвижного и перемещающегося по противоположному плечу (G).

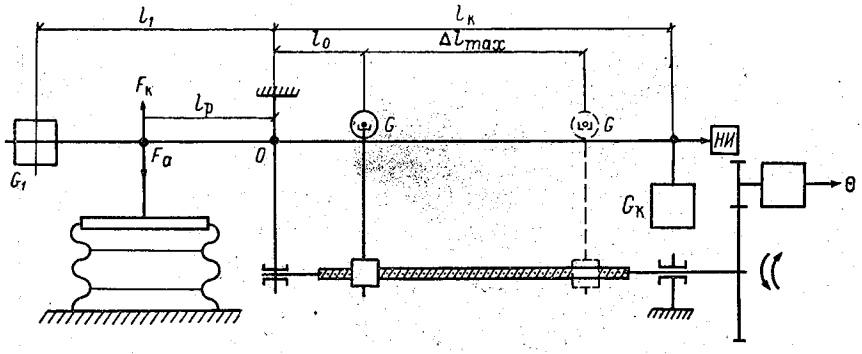


Рис. 1. Принципиальная кинематическая схема.

Атмосферное давление P, воздействуя на сильфон, развивает усилие $F_а$. К жесткому центру сильфона приложено противодействующее усилие $F_к$, созданное грузом $G_к$ и равное по величине усилию P_0S_0 при выбранном некотором значении атмосферного давления P_0. При отклонении атмосферного давления от P_0 возникает усилие ΔF, которое и подлежит дальнейшему измерению.

Усилие ΔF, развиваемое сильфоном при отклонении атмосферного давления от P_0, вызывает перемещение жесткого центра сильфона на величину h. Так как с жестким центром сильфона соединено коромысло весового устройства, то оно отклоняется на некоторый угол и перемещает сердечник дифференциального индуктивного датчика, что вызывает появление напряжения небаланса на выходе нульиндикатора (*НИ*). Этот сигнал подается на систему автоматической отработки, состоящую из усилителя, двигателя с редуктором и ходового винта, перемещающего измерительный груз G.

Направление вращения двигателя определяется фазой сигнала небаланса и выбирается так, чтобы при перемещении измерительного груза по коромыслу создавалось противодействующее усилие, равное усилию сильфона ΔF.

В момент их равенства положение груза определяет величину измеряемого усилия. Это положение определяется по углу поворота ходового винта Θ.

Конструкция датчика атмосферного давления выполнена с учетом работы [24].

По конструктивным признакам датчик можно разделить на следующие узлы: а) весовое устройство, б) механизм перемещения, в) привод-

ной редуктор со счетчиком, г) измерительный редуктор с потенциометром, д) усилитель.

Общий вид датчика показан на рис. 2. Весовое устройство и механизм перемещения закреплены на литой жесткой плате *1*, обеспечивающей необходимую точность их взаимного расположения.

В закреплении платы *1* к основанию *2* предусмотрена механическая развязка для того, чтобы деформация основания не вызывала деформации платы и, следовательно, не нарушала взаимного расположения элементов весового устройства.

Остальные узлы датчика расположены и закреплены на основании *2*.

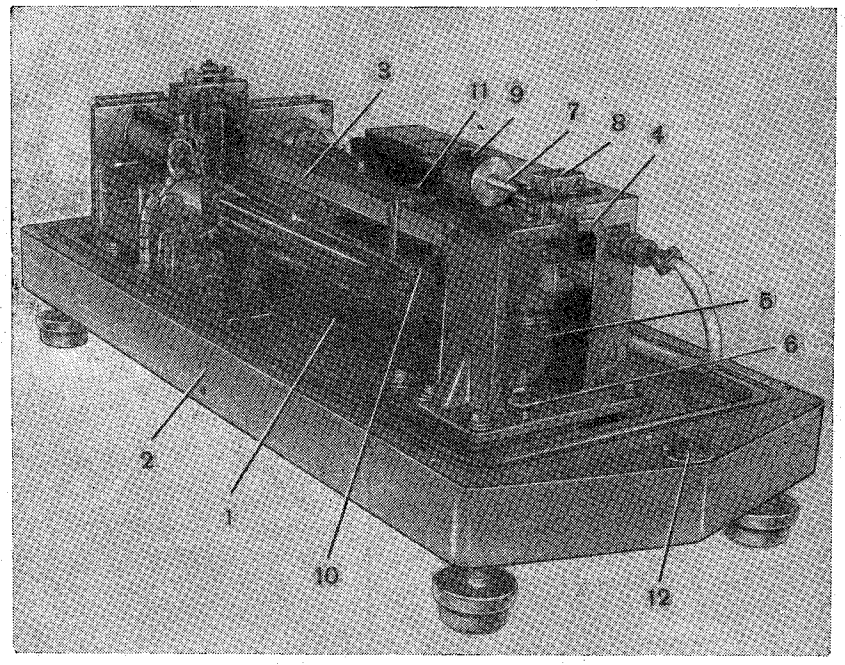


Рис. 2. Внешний вид датчика.

а) *Весовое устройство.* Коромысло *3* подвешено к массивной стойке *4* при помощи крестообразной упругой опоры. Применение упругой опоры обусловлено необходимостью исключить вариации показаний датчика при длительной эксплуатации без систематического обслуживания. Как известно, основным источником увеличения вариации приборов, у которых применены призматические опоры, является износ опорной грани призмы и ее загрязнение, что приводит к увеличению и непостоянству момента трения при прокатывании призмы по подушке. В упругих опорах имеется лишь трение упругости, величина которого незначительна и не зависит от времени и внешних факторов, поэтому упругие опоры позволяют создать приборы, обеспечивающие постоянство показаний при высокой чувствительности подвижной системы [25].

На конце большого плеча коромысла *3* закреплен сердечник дифференциального индукционного датчика (ДИД). Малое плечо коромысла при помощи гибкой тяги и зажима соединено с вакуумированным сильфоном *5*. Сильфон оканчивается резьбовым хвостовиком с пазами,

предназначенными для исключения поворота сильфона вокруг оси при регулировке натяжения. Натяжение сильфона осуществляется вращением ручки *6*.

На конце сердечника ДИД крепится поршень демпфера. Ход сердечника ДИД ограничен двумя винтовыми упорами.

С внешней стороны стойки *4* коромысло крепится при помощи тяги к малому плечу рычага *7*. Рычаг крестообразным подвесом крепится к кронштейну *8*, закрепленному на стойке *4*. На большом плече рычага находится компенсационный груз *9*.

При отклонении атмосферного давления от начального значения коромысло вместе с закреплленным на его конце якорем отклоняется от горизонтального положения, изменяя зазоры между магнитопроводами дифференциального индукционного датчика. При этом на выходе ДИД появляется сигнал небаланса.

б) *Механизм перемещения.* Механизм перемещения содержит два кронштейна, на которых установлены направляющие и ходовой винт. По направляющим передвигается каретка *10*, связанная с ходовым винтом плавающей гайкой, что необходимо для передачи движения каретке и обеспечения плавности хода без заклинивания винта. Для точного установления каретки и выбора люфтов между шарикоподшипниками, на которых перемещается каретка, и направляющими в каретке предусмотрены эксцентриковые регуляторы. При вращении винта каретка с помощью поводков, расположенных с обеих сторон коромысла, перемещает измерительный груз *11*, который катится по направляющим коромысла.

Для ограничения хода каретки на одной из направляющих с обеих сторон имеются упоры с закрепленными на них микровыключателями. В том случае, когда величина атмосферного давления выйдет из пределов установленного на приборе диапазона измерения, каретка нажмет на микровыключатель и он разомкнет цепь питания обмотки возбуждения двигателя.

На хвостовике ходового винта цанговым зажимом закрепляется зубчатое колесо с трибом, с помощью которого осуществляется передача движения от приводного редуктора на винт и от ходового винта на измерительный редуктор.

в) *Приводной редуктор* (рис. 3) имеет четыре ступени с общим передаточным отношением $i = 400$.

На третьей ступени редуктора имеется вывод для передачи вращения на счетчик *1*. Датчик регулируется так, что показания счетчика соответствуют величине атмосферного давления в миллибарах. Точность отсчета — 0,01 мб.

В качестве приводного двигателя применен электродвигатель ДГ-1Т (*2*).

г) *Измерительный редуктор 1* (рис. 4) предназначен для передачи угла поворота ходового винта на потенциометр. Для исключения погрешности, вызванной люфтами в зубчатом зацеплении, в редукторе применены безлюфтовые зубчатые колеса.

В датчике применен многооборотный потенциометр типа ППМЛ (*2*).

д) Для усиления сигналов разбаланса в датчике применен транзисторный усилитель *8* с двухтактным выходным каскадом, нагрузкой которого является управляющая обмотка двигателя ДГ-1Т. В усилителе предусмотрена регулировка усиления и величины скоростной обратной связи.

На плате датчика установлены разъемы для его соединения с блоком автоматики. Датчик устанавливается на опорах, с помощью которых

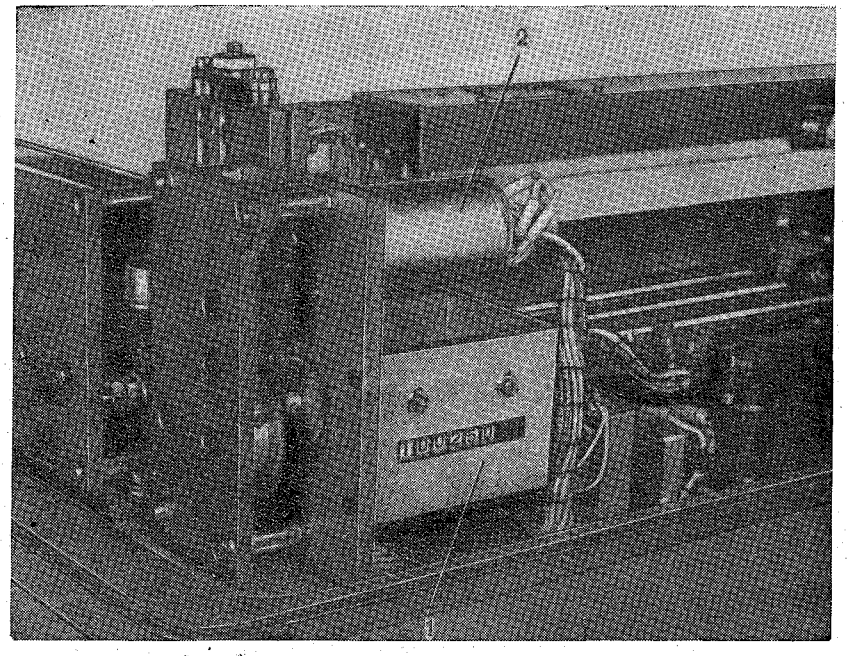


Рис. 3. Проводной редуктор с двигателем.

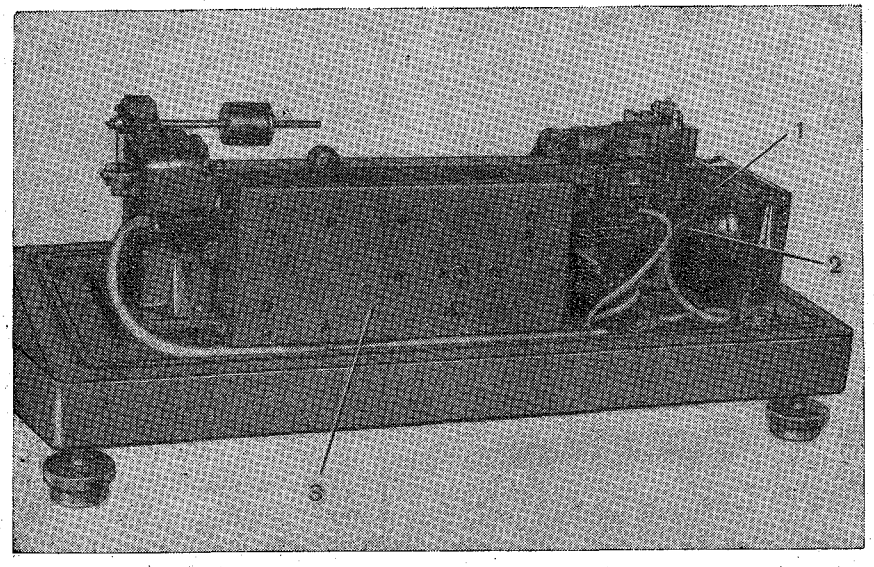


Рис. 4. Вид со стороны усилителя.

можно установить его плату горизонтально по уровню *12*. В рабочем положении датчик закрыт кожухом, имеющим окно для снятия показаний со счетчика.

Предусмотрена герметизация кожуха датчика, что дает возможность производить поверку датчика по шкале на месте установки.

Напряжение питания датчика 36 в, 400 гц переменного тока и 25 в постоянного тока.

Потребляемая мощность в процессе отработки разбаланса не более 50 вт.

§ 2. Обоснование принятой схемы измерения

С целью упрощения использования и обработки результатов измерения необходимо, чтобы шкала датчика была линейной и имела цену деления, равную единице измерения. В этом случае n делениям шкалы, удовлетворяющей этим требованиям, соответствуют N_x единиц измерения измеряемой величины, т. е.

$$n = N_x. \tag{1}$$

Результат любого измерения представляет собой число N_x, показывающее, сколько единиц измерения x содержится в измеряемой величине X, т. е. $N_x = \frac{X}{x}$, или

$$X = N_x x. \tag{2}$$

Уравнение (2) называется основным уравнением измерения [26] и может быть прочитано так: величина X содержит N_x единиц измерения x.

Положив в уравнении (1) величину x равной единице, получим

$$X = N_x. \tag{3}$$

Из равенств (1) и (2) получим

$$n = X.$$

Это уравнение линейной шкалы, цена деления которой равна единице измерения. В нашем случае оно принимает вид

$$n = P, \tag{4}$$

где P — величина атмосферного давления.

Графически эта зависимость изображена на рис. 5.

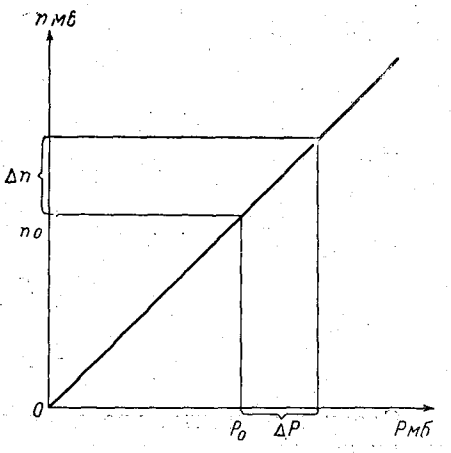


Рис. 5. Статическая характеристика датчика.

Для реализации в датчике этой зависимости с наибольшей точностью необходимо выбрать такой параметр, изменение которого зависит только от изменения атмосферного давления и величину которого возможно измерять с наибольшей точностью.

В качестве такого параметра выбрано усилие, развиваемое сильфоном, а для его измерения применено весовое компенсационное устройство.

Ввиду выполнения датчика атмосферного давления по компенсационной схеме, особые требования предъявляются к постоянству его характеристик при преобразовании атмосферного давления в усилие.

В данном случае основной качественной характеристикой чувствительного элемента является постоянство его эффективной площади.

Рассмотрим, как определяется эффективная площадь сильфона.

Величина усилия, развиваемого сильфоном при неподвижном жестком центре, определяется выражением

$$F_P = P_a S_{эф}, \tag{5}$$

где $S_{эф}$ — эффективная площадь сильфона.

Значение эффективной площади можно найти из уравнений для двух случаев нагружения сильфона: давлением P и сосредоточенной в центре силой Q [2]:

$$\omega_Q = 2nA_Q \frac{QR_н^2}{Eh^3}. \tag{6}$$

$$\omega_P = 2nA_P \frac{PR_н^4}{Eh^3}, \tag{7}$$

где P — разность давлений, $R_н$ — наружный радиус сильфона, E — модуль упругости материала, h — толщина материала, ω — величина перемещения центра сильфона, Q — величина сосредоточенной силы, приложенной к центру сильфона, n — число гофров сильфона, A_Q и A_P — постоянные коэффициенты, зависящие только от геометрии сильфона.

Так как $S_{эф} = \frac{dQ}{dP}$, то из (6) и (7), учитывая, что в разработанном датчике при регулировке сильфон выводится на начальный участок характеристики (т. е. $\omega_Q = \omega_P$), получим

$$S_{эф} = \frac{A_P}{A_Q} R_н^2. \tag{8}$$

Как видно из выражения (8), величина эффективной площади сильфона определяется только его геометрией.

Эмпирическая формула для определения эффективной площади сильфона

$$S_{эф} = \pi R_{ср}^2, \tag{9}$$

$$R_{ср} = \frac{R_н + R_{вн}}{2}.$$

Следует отметить, что изменение эффективной площади при изменении давления может происходить только в том случае, если начальная упругая поверхность способна растягиваться. Если материал сильфона нерастяжим, то форма упругой поверхности и эффективная площадь останутся неизменными при любом давлении P и неподвижном жестком центре [2]. По имеющимся данным, изменение эффективной площади упругого чувствительного элемента вызывает погрешность, составляющую сотые доли процента [27], которой при небольшом диапазоне измерения можно пренебречь.

Полная компенсация усилия, развиваемого сильфоном, с помощью веса грузов G (при любом значении давления в пределах диапазона измерения) исключает участие других сил в уравновешивании силы действия атмосферного давления, так как в датчике реализуется равенство

$$P_a S_{эф} = Gk.$$

Из этого уравнения следует, что упругие силы сильфона в компенсации силы действия атмосферного давления (точнее, в создании перестановочного усилия) не участвуют.

Таким образом, положенный в основу конструкции датчика способ измерения атмосферного давления обеспечивает независимость результата измерения от упругих свойств материала чувствительного элемента.

Ввиду того что сильфон используется как преобразователь давления в усилие в схеме силовой компенсации, перемещение жесткого центра пренебрежимо мало, поэтому так же мало влияние упругого гистерезиса и упругого последействия.

§ 3. Уравнение шкалы датчика и обоснование ее осуществления

При изменении атмосферного давления от 0 до текущего значения P усилие, развиваемое сильфоном, также изменяется от 0 до текущего значения F, создавая при этом переменный момент M_F.

Компенсация этого момента может быть осуществлена соответственно изменяющимся моментом $M_д$, создание которого для всего диапазона изменения давления P возможно в следующих случаях:

а) изменением веса $G_к$ груза при неизменном плече,

б) изменением плеча $l_к$ этого груза,

в) одновременным изменением этих величин.

Очевидно, что критерием для оценки указанных выше способов создания компенсационного момента является необходимая точность измерения.

Рассмотрим эти способы с учетом сказанного выше.

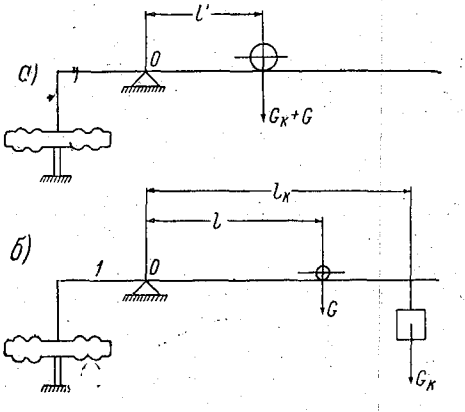


Рис. 6. Схема к расчету диапазона измерения.

Изменение веса $G_к$ груза при постоянном плече технически весьма сложно осуществить при автоматическом измерении давления, учитывая высокую степень дискретности при высокой точности измерения. Рассмотрение способов б) (рис. 6 *а*) и в) (рис. 6 *б*) целесообразно провести в сравнении.

При одном и том же давлении компенсационные моменты будут равны:

(для случая в) $$M_P = M_g = Gl + G_к l_к, \tag{10}$$

(для случая б) $$M_P = M_g = (G + G_к)l'. \tag{11}$$

При одном и том же заданном диапазоне измерения ΔP:

$$\Delta M_P = \Delta M_g = G\Delta l,$$

$$\Delta M_P = \Delta M_g' = (G + G_к)\Delta l',$$

так как

$$\Delta M_P = \Delta M_g = \Delta M_g',$$

то

$$G\Delta l = (G + G_к)\Delta l'. \tag{12}$$

Найдем относительную погрешность перемещения для двух случаев:

$$\delta' = \frac{\Delta(\Delta l)}{\Delta l}; \quad \delta'' = \frac{\Delta(\Delta l')}{\Delta l'}.$$

Положим равными абсолютные погрешности перемещения

$$\Delta(\Delta l) = \Delta(\Delta l'),$$

тогда для случая б)

$$\delta'' = \delta' \frac{\Delta l}{\Delta l'} = \delta' \frac{G + G_к}{G},$$

т. е. так как $\frac{G + G_к}{G} > 1$, погрешность будет больше в $\left(1 + \frac{G_к}{G}\right)$ раз.

Эту же погрешность можно выразить следующим образом:

$$\delta'' = \delta' \frac{\Delta P \Delta l}{\Delta l' \Delta P} = \delta' \frac{k'}{k},$$

где $k' = \frac{\Delta P}{\Delta l'}$ и $k = \frac{\Delta P}{\Delta l}$ — масштабы приборов,

откуда

$$\delta = \delta'' k = \delta' k', \tag{13}$$

т. е. погрешность прибора тем меньше, чем меньше выбранный масштаб прибора.

Из этого следует, что датчик, выполненный по схеме в), позволяет получить более точный прибор при менее жестких допусках на изготовление элементов компенсационного устройства.

Поэтому для измерения атмосферного давления в заданном диапазоне уравновешивание производится подвижным грузом G малого веса при больших перемещениях.

Однако ввиду ограниченности плеча l диапазон ΔP также является ограниченным и для того, чтобы датчик мог воспроизводить любой участок характеристики $n = P$ в нем должна быть предусмотрена возможность смещения начала диапазона ΔP в заданных пределах сменой груза $G_к$.

Кинематическая схема датчика представлена на рис. 1.

Уравнение шкалы может быть составлено исходя из уравнения (10).

Так как $M_P = PS_{эф} l_P$, то $PS_{эф} l_P = Gl + G_к l_к$.

Если P представить как сумму начального давления P_0 (заданного начала диапазона) и приращения давления ΔP, то

$$(P_0 + \Delta P) S_{эф} l_P = G(l_0 + \Delta l) + G_к l_к, \tag{14}$$

где P_0 — давление, соответствующее началу диапазона измерения, $S_{эф}$ — эффективная площадь сильфона, G — вес измерительного (подвижного) груза, G — вес компенсационного груза, l_P, l_0, $l_к$ — длины плеч рычагов (рис. 3).

Так как $M_0 = Gl_0$ компенсируется моментом груза G_1, то можем записать

$$(P_0 + \Delta P) S_{эф} l_P = G\Delta l + G_к l_к. \tag{15}$$

Так как $\Delta l = mt$, где m — число оборотов ходового винта, t — средний шаг винта, то

$$m = \frac{l_P}{Gt}\left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}\right).$$

или в единицах давления

$$\Delta n = mk_m = \frac{l_P}{5Gt}\left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}\right), \tag{16}$$

где k_m — цена оборота винта, равная 0,2 мб/об.

Очевидно, что при этом должно удовлетворяться равенство

$$P_0 S_{эф} = G_к \frac{l_к}{l_P},$$

тогда

$$n_0 + \Delta n = \frac{l_P}{5Gt}\left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}\right) + P_0. \tag{17}$$

и

$$n_0 = P_0. \tag{18}$$

Ввиду независимости координаты n_0 необходимо найти условие, при котором точка с координатами n_0 и P_0 находилась бы на характеристике прибора, т. е. чтобы осуществлялась непрерывность шкалы датчика при переходе с диапазона на диапазон.

Для этого следует выполнить конструкцию датчика так, чтобы она позволяла обеспечить удовлетворение равенства $P_0 S_{эф} = G_к \frac{l_к}{l_P}$ и чувствительность датчика по давлению, равной единице, т. е. реализовать характеристику $n = P$.

Рассмотрим два уравнения, которые должны удовлетворяться при любом P:

$$P_0 S_{эф} = G_к \frac{l_к}{l_P}. \tag{19}$$

и

$$\Delta n = \frac{l_P}{5Gt} \Delta P S_{эф}. \tag{20}$$

Ввиду того что расчетная точность определения $S_{эф}$ не является удовлетворительной при компенсационном методе измерения, заменим ее экспериментальным значением, определяемым в самом датчике

$$S_{эф} = \frac{\Delta n}{\Delta P} \frac{5Gt}{l_P}. \tag{21}$$

Тогда, подставляя это значение в (19), получим:

$$P_0 \frac{\Delta n}{\Delta P} \frac{5Gt}{l_P} = G_к \frac{l_к}{l_P}. \tag{22}$$

или

$$\frac{\Delta n}{\Delta P} G = \frac{G_к l_к}{5tP_0}. \tag{23}$$

Но при тарировке датчика величина G выбирается такой, чтобы $\Delta n = \Delta P$, тогда $G = \frac{G_к l_к}{5tP_0}$, откуда

$$G_к = G\frac{5t}{l_к}P_0, \tag{24}$$

где t, G, $l_к$ — величины, которые определяются непосредственным измерением, а P_0 — заданная величина, поэтому уравнение (19) может быть реализовано в датчике с большой точностью.

Удовлетворение равенства (19) в датчике имеет принципиальное значение, так как позволяет практически исключить участие сил упругости сильфона в уравновешивании силы действия атмосферного давления.

Вес подвижного груза G определяется из условия

$$\frac{\Delta n}{\Delta P}G' = G,$$

где G' — вес подвижного груза, с помощью которого определяется чувствительность датчика по давлению.

Такой способ определения весов грузов G и $G_к$ является достаточным для обеспечения необходимой характеристики прибора: характеристика проходит через начало координат под углом 45°.

Действительно, из (23) получим

$$\frac{\Delta P}{P_0} = \Delta n\frac{5Gt}{G_к l_к}.$$

Но из (24)

$$\frac{1}{P_0} = \frac{5Gt}{G_к l_к}.$$

Так как n_0 устанавливается по шкале равным P_0, то $\frac{\Delta P}{P_0} = \frac{\Delta n}{n_0}$, откуда $\frac{P_0 + \Delta P}{P_0} = \frac{n_0 + \Delta n}{n_0}$ или $\frac{P}{P_0} = \frac{n}{n_0}$.

Очевидно, эти точки лежат на одной прямой.

Практический способ проверки правильности установки компенсационного усилия $\left(\text{т. е. удовлетворения равенства } P_0 S_{эф} = G_к\frac{l_к}{l_P}\right)$ основывается на следующем.

Для двух моментов уравновешивания атмосферного давления имеем:

$$P_0 S_{эф} - G_к\frac{l_к}{l_P} \pm F_{упр} = 0.$$

$$P_1 S_{эф} - (G_к + \Delta G_к)\frac{l_к}{l_P} \pm F_{упр} = 0,$$

где $F_{упр}$ — силы упругости барокоробки, участвующие в уравновешивании атмосферного давления (если они участвуют).

Вычитая из второго уравнения первое, имеем

$$\Delta P S_{эф} = \Delta G_к\frac{l_к}{l_P}. \tag{25}$$

Очевидно, что при участии сил упругости в уравновешивании и при их отсутствии это равенство будет справедливо.

Если же взять отношение приращений усилий к их прежнему значению, т. е.

$$\frac{\Delta P S_{эф}}{P_0 S_{эф}} = \frac{\Delta G_к}{G_к}, \tag{26}$$

то, очевидно, что это равенство будет удовлетворяться только при условии, что

$$P_0 S_{эф} = G_к \frac{l_к}{l_P}.$$

Проверяя справедливость равенства (26), можно практически убедиться в отсутствии влияния сил упругости на уравновешивание.

Вышеприведенные уравнения являются обоснованием для принятой методики регулировки и проверки датчика.

§ 4. Анализ погрешностей датчика

Представим текущие значения давления и показаний датчика как:

$$P = P_0 + \Delta P,$$
$$n = n_0 + \Delta n.$$

Тогда, так как в датчике реализуется зависимость $n = P$, можем написать

$$n_0 + \Delta n = P_0 + \Delta P.$$

Однако, зная, что n_0 устанавливается на шкале датчика в соответствии с выбранным значением P_0 и не зависит от P, рассматриваем погрешность измерения ΔP. Ошибки, вносимые устройством компенсации усилия $P_0 S_{эф}$, также определяются из уравнения шкалы, хотя при постоянстве элементов, определяющих величину этого усилия, погрешность в отсчет они не вносят.

Найдем погрешности датчика в измерении атмосферного давления исходя из уравнения шкалы

$$\Delta n = \frac{l_P}{5tG}\left(P S_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}\right). \tag{27}$$

а) Анализ температурных погрешностей. Определим погрешность $\Delta(\Delta n)_T$, обусловленную отклонением значений элементов от расчетных при изменении температуры:

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial S_{эф}} |\Delta S_0|_T = \frac{l_P}{5tG} P |\Delta S_0|_T; \tag{28}$$

$$\frac{\partial \Delta n}{\Delta l_P} |\Delta l_P|_T = \frac{S_{эф}}{5tG} P |\Delta l_P|_T; \tag{29}$$

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial l_к} |\Delta l_к|_T = -\frac{G_к}{5tG} |\Delta l_к|_T; \tag{30}$$

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial t} |\Delta t|_T = -\frac{l_P}{5Gt^2}\left(P S_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}\right) |\Delta t|_T. \tag{31}$$

Так как

$$|\Delta S_{эф}|_T = S_{эф} 2\alpha_1 \Delta T, \quad |\Delta l_P|_T = l_P \alpha_2 \Delta T,$$
$$|\Delta l_к|_T = l_к \alpha_2' \Delta T, \quad |\Delta t|_T = t\alpha_3 \Delta T,$$

тогда

$$\Delta(\Delta n)_T = \frac{l_P}{5tG}\left[PS_{эф}2\alpha_1 + PS_{эф}\alpha_2 - G_к\frac{l_к}{l_P}\alpha_2' - \left(PS_{эф} - G_к\frac{l_к}{l_P}\right)\alpha_3\right]\Delta T.$$

Относительная температурная погрешность

$$\frac{\Delta(\Delta n)_T}{\Delta n} = \left[\frac{P_0}{\Delta P}(2\alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_2') + 2\alpha_1 + \alpha_2 - \alpha_3\right]\Delta T, \qquad (32)$$

где α_1 — температурный коэффициент расширения материала сильфона, α_2 — температурный коэффициент линейного расширения материала плеча l_P, α_2' — температурный коэффициент линейного расширения материала плеча $l_к$, α_3 — температурный коэффициент линейного расширения материала ходового винта.

Очевидно, что при удовлетворении равенств

$$2\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha_2' \quad \text{и} \quad 2\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha_3, \qquad (33)$$

датчик не будет иметь температурные погрешности от изменения размеров элементов. Это условие реализуется в датчике.

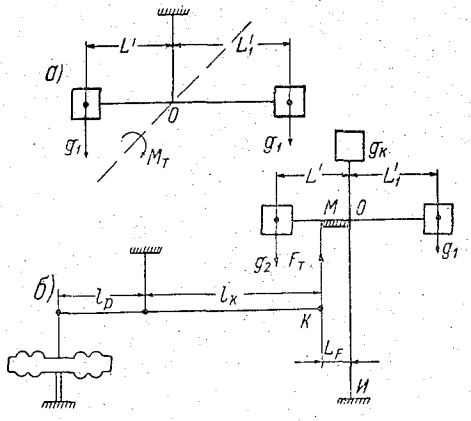


Рис. 7. Кинематическая схема термокомпенсатора.

Один из источников температурной погрешности следует рассмотреть отдельно: наличие остаточного давления газа внутри сильфона при плохом качестве вакуумирования.

Предельно допустимое значение остаточного давления при абсолютной погрешности до 0,1 мб и $\Delta T = 50\,°C$ найдем из выражения

$$P_{вн} = \frac{\delta_P(273 + \Delta T)}{\Delta T} \approx 0{,}65 \text{ мб}.$$

Компенсацию температурной погрешности, возникающей при наличии остаточного давления внутри сильфона, а также из-за неточного соблюдения условия выбора температурных коэффициентов линейного расширения материалов, можно осуществить в датчике с помощью уравновешенного при $T = T_0$ двухплечего рычага, плечи которого имеют разные температурные коэффициенты линейного расширения. Расчет температурной компенсации производится на основании следующего.

При наличии в сильфоне давления $P_{вн}$ величина момента ошибки при изменении температуры на $\Delta T°$ определяется выражением

$$\Delta M_T = P_{вн}\frac{\Delta T}{T_0}S_{эф}l_P. \qquad (34)$$

При $T = T_0$ этот момент отсутствует. Следовательно, при этом моменты, создаваемые грузами g_1 и g_2, расположенными на противоположных плечах коромысла (рис. 7 *а*), должны быть равны. При отклонении температуры от T_0 необходимо получить момент, равный ΔM_T, но противоположный по знаку, т. е.

$$\Delta M_T = M_{1T} - M_{2T} = g_1L_1'(1 + \alpha_1'\Delta T) - g_2L'(1 + \alpha'\Delta T), \qquad (35)$$

где α_1' — коэффициент линейного расширения материала плеча L_1', α' — коэффициент линейного расширения материала плеча L'.

Так как при $T = T_0$ $g_1L_1' = g_2L' = M_0$, то можем записать

$$\Delta M_T = M_{1T} - M_{2T} = M_0(\alpha_1' - \alpha')\Delta T. \qquad (36)$$

Тогда из (34) и (36), пренебрегая членами с $2\alpha_1$ и α_2 (допущенная погрешность при этом равна $3 \cdot 10^{-3}\%$ на градус), найдем

$$P_{вн} \frac{\Delta T}{T_0} S_{эф} l_P = M_0(\alpha_1' - \alpha')\Delta T. \qquad (37)$$

Откуда

$$M_0 = P_{вн} S_{эф} l_P \frac{1}{(\alpha_1' - \alpha')\, T_0}.$$

Для относительно больших остаточных давлений внутри барокоробки (порядка 20—30 мб) возможно применить несколько отличную схему (рис. 7 *б*).

Эта схема представляет собой термозависимый корректор чувствительности, с помощью которого возможно изменять порог чувствительности весового устройства датчика и осуществлять термокомпенсацию.

Рычаг термокомпенсатора (центр тяжести в точке *0*) установлен на упругом стержне *0И*. С помощью тяги *МК* на рычаг передается усилие F_T, величина которого зависит от температуры: при $T = T_0$ $F_T = 0$.

Аналогично предыдущему находим

$$\Delta M_T = F_T l_к (1 + \alpha_3' \Delta T),$$

где

$$F_T = \frac{g_1L_1'(1 + \alpha_1'\Delta T) - g_2L'(1 + \alpha'\Delta T)}{l_F(1 + \alpha_2'\Delta T)}.$$

Так как

$$g_1L_1' = g_2L' = M_0,$$

то

$$\Delta M_T = M_0(\alpha_1' - \alpha')\Delta T \frac{l_к(1 + \alpha_3'\Delta T)}{l_F(1 + \alpha_2'\Delta T)}. \qquad (38)$$

Из (34) и (38) находим

$$P_{вн} \frac{\Delta T}{T_0} S_{эф} l_P = M_0(\alpha_1' - \alpha')\Delta T \frac{l_к(1 + \alpha_3'\Delta T)}{l_F(1 + \alpha_2'\Delta T)(1 + 2\alpha_1\Delta T)}. \qquad (39)$$

Если выбрать $\alpha_3' = 2\alpha_1 + \alpha_2'$, то изменения момента M_0 при изменении температуры будут равны изменениям момента ошибки от наличия внутреннего давления в сильфоне, а так как моменты имеют разные знаки, то будет осуществляться компенсация ошибки.

Компенсация жесткости стержня *0И* осуществляется перемещением по вертикали груза $g_к$. Этим же грузом можно регулировать чувствительность весового устройства. Если применить тягу *МК* из неупругого материала, то будет осуществляться только температурная компенсация датчика без влияния на его чувствительность.

Величину M_0 можно регулировать перемещением грузов g_1 и g_2, что позволяет при наладке прибора исключить температурную погрешность.

б) Анализ погрешностей, вызванных изменением ускорения силы тяжести. Величина ускорения силы тяжести зависит от широты и высоты места наблюдения.

Найдем величину погрешности при перемене широты места наблюдения:

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial G_к} | \Delta G_к |_\varphi = -\frac{l_к}{5tG} | \Delta G_к |_\varphi ;$$

$$\frac{\partial \Delta n}{\partial G} | \Delta G |_\varphi = -\frac{l_P}{5tG^2} \left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P} \right) | \Delta G |_\varphi ;$$

$$\Delta (\Delta n)_\varphi = -\frac{l_P}{5tG} \left[\frac{l_к}{l_P} | \Delta G_к |_\varphi + \frac{1}{G} \left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P} \right) | \Delta G |_\varphi \right].$$

Относительная погрешность равна

$$\frac{\Delta (\Delta n)_\varphi}{\Delta n} = -\frac{\left[\frac{l_к}{l_P} | \Delta G_к |_\varphi + \frac{1}{G} \left(PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P} \right) | \Delta G |_\varphi \right]}{PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P}}. \qquad (40)$$

Найдем $\Delta G_к$ и ΔG. Так как изменение веса при изменении широты обусловлено изменением ускорения силы тяжести, то можем написать

$$\Delta G_\varphi = m \Delta g_\varphi . \qquad (41)$$

Из [1] находим выражения для Δg_φ

$$g_\varphi = g_{45} (1 - 0{,}00265 \cos 2\varphi)$$

и

$$g_{\varphi_1} = g_{45} (1 - 0{,}00265 \cos 2\varphi_1),$$

тогда

$$\Delta g_\varphi = g_\varphi - g_{\varphi_1} = g_{45} \cdot 0{,}00265 (\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi), \qquad (42)$$

или в относительных величинах

$$\frac{\Delta g_\varphi}{g_{\varphi_1}} = \frac{\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi}{378 - \cos 2\varphi_1}.$$

Подставляя значение Δg_φ в (41), получим

$$\Delta G_\varphi = m g_{45} \cdot 0{,}00265 (\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi), \qquad (43)$$

где m — масса груза, g_{45} — ускорение силы тяжести на широте 45°, φ — широта места наблюдения, φ_1 — широта места тарировки.

Но $G_к = m g_{\varphi_1}$, тогда подставляя значение массы в (41), получим

$$\Delta G_к = G_к \frac{\Delta g_\varphi}{g_{\varphi_1}} = G_к \frac{\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi}{378 - \cos 2\varphi_1}. \qquad (44)$$

Аналогично

$$\Delta G = G \frac{\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi}{378 - \cos 2\varphi_1}. \qquad (45)$$

Подставляя значения $\Delta G_к$ и ΔG в (40) и учитывая, что

$$G_к \frac{l_к}{l_P} = P_0 S_{эф} \quad \text{и} \quad PS_{эф} - G_к \frac{l_к}{l_P} = \Delta PS_{эф},$$

получим

$$\frac{\Delta (\Delta n)_\varphi}{\Delta n} = -\left(\frac{P_0}{\Delta P} + 1 \right) \frac{\cos 2\varphi_1 - \cos 2\varphi}{378 - \cos 2\varphi_1}. \qquad (46)$$

При изменении широты в пределах 40—70° максимальная приведенная относительная погрешность будет равна

$$\frac{\Delta(\Delta n)_\varphi}{\Delta n_{\max}} = \left(\frac{950}{100}+1\right)\frac{0{,}76+0{,}17}{378{,}76}\cdot 100\% = 2{,}3\% + 0{,}24\%,$$

или в абсолютных величинах соответственно 2,3 мб и 0,24 мб.

Погрешность, вызванная изменением веса компенсационного груза, вводится как поправка в прибор и таким образом исключается.

Погрешность, вызванная изменением веса измерительного груза, исключается коррекцией веса или введением в шкалу поправки, равной половине погрешности. Тогда погрешность на концах диапазона не будет превышать $\pm 0{,}12$ мб.

а) Анализ погрешности от изменения веса грузов, вызванного изменением высоты места наблюдения. Из [1] находим:

$$g_h = \frac{g_0}{1+314\cdot 10^{-9}h};$$

$$g_{h_1} = \frac{g_0}{1+314\cdot 10^{-9}h_1};$$

$$\Delta g_h = g_0\left(\frac{1}{1+314\cdot 10^{-9}h_1} - \frac{1}{1+314\cdot 10^{-9}h}\right), \tag{47}$$

где g_0— ускорение силы тяжести на уровне моря.

$$\Delta G_к = m_к \Delta g_h \quad \text{и} \quad \Delta G = m\Delta g_h,$$

тогда

$$\Delta G_к = G_к\frac{\Delta g_h}{g_h} = G_к\left(\frac{h-h_1}{3\cdot 10^6+h_1}\right), \tag{48}$$

$$\Delta G = G\frac{\Delta g_h}{g_h} = G\left(\frac{h-h_1}{3\cdot 10^6+h_1}\right). \tag{49}$$

Аналогично предыдущему находим

$$\frac{\Delta(\Delta n)_h}{\Delta n_{\max}} = (9{,}5+1)\frac{h-h_1}{3\cdot 10^6+h_1}\cdot 100\%. \tag{50}$$

При изменении высоты на 1000 м

$$\frac{\Delta(\Delta n)_h}{\Delta n_{\max}} \approx 0{,}3\% + 0{,}03\%$$

или соответственно 0,3 и 0,03 мб.

Поправка 0,3 мб вводится в шкалу, а изменением величины диапазона на 0,03 мб можно пренебречь.

г) Погрешность, вызываемая отклонением основания прибора от горизонтальности. В этом случае действующее усилие, развиваемое весом груза, можно записать как $G_2 = G\cos\alpha$, где α — угол отклонения от горизонтали.

$$\Delta G = G - G\cos\alpha = G(1-\cos\alpha),$$

$$\Delta G_к = G_к(1-\cos\alpha),$$

$$\frac{\Delta(\Delta n)_\alpha}{\Delta n_{\max}} = (9{,}5+1)(1-\cos\alpha)\cdot 100\%. \tag{51}$$

При $\alpha = 1°$ $\frac{\Delta(\Delta n)_\alpha}{\Delta n_{\max}} = 0{,}19\% + 0{,}02\%$.

При установке горизонтальности с точностью $\pm 10'$ погрешностью можно пренебречь.

д) Погрешность из-за наличия мертвого хода. Ввиду того что передача угла поворота ходового винта на измерительный потенциометр осуществлена разрезными шестернями, наличием мертвого хода в этой передаче пренебрегаем.

Учитывается мертвый ход винтовой передачи и поводка измерительного груза.

Ошибку винтовой передачи (28) находим из выражения

$$\delta_в = zk, \tag{52}$$

где z — величина зазора, k — масштаб линейного перемещения гайки

$$k = \frac{100 \text{ мб}}{250 \text{ мм}} = 0{,}4 \frac{\text{мб}}{\text{мм}}.$$

Гарантированный зазор $z = 0{,}03$ мм. Тогда $\delta_в = 0{,}012$ мб.

Ошибку перемещения измерительного груза вследствие зазора в поводке найдем аналогично (принимая точность изготовления по третьему классу) $\delta_п = 0{,}016$ мб.

е) Погрешность шага винта. Накопленная погрешность шага на длине до 300 мм при изготовлении винта по третьему классу точности не превышает 0,035 мм [29], или в единицах давления 0,014 мб. Следует отметить, что она исключается при наладке прибора реализацией зависимости $\Delta n = \Delta P$.

Периодическая погрешность шага (всегда меньше накопленной) равна ± 12 мк, или в единицах давления 0,004 мб.

ж) Погрешность при создании компенсационного усилия. Непосредственно эта погрешность не сказывается на точности измерения атмосферного давления, так как при регулировке на шкале устанавливается отсчет, равный величине атмосферного давления (т. е. $n = P$).

Однако ошибки при взвешивании грузов и определении длины плеча $l_к$ приводят к наличию сил упругости в уравновешивании атмосферного давления.

При наличии ошибки в компенсационном усилии часть атмосферного давления уравновешивается силами упругости сильфона. Тогда можно записать

$$\Delta P_0 = k \Delta x, \tag{53}$$

где ΔP_0 — перепад давлений, уравновешивающийся упругостью барокоробки, k — жесткость сильфона по давлению, Δx — величина перемещения жесткого центра.

При изменении температуры жесткость сильфона изменяется и, следовательно, изменяется величина атмосферного давления, которая компенсируется этой жесткостью, т. е.

$$\Delta(\Delta P_0) = \Delta k \Delta x. \tag{54}$$

Подставляя в это выражение значение Δx из (53), получим

$$\Delta P_0 = \Delta(\Delta P_0) \frac{k}{\Delta k}, \tag{55}$$

где $\Delta(\Delta P_0)$ — допустимая погрешность в создании компенсационного усилия.

Задаваясь допустимым значением абсолютной погрешности $\Delta(\Delta P_0)$, равным 0,05 мб, и перепадом температур $\pm 50°$, найдем ΔP_0

$$\Delta P_0 = 0{,}05 \frac{1}{4 \cdot 10^{-4} \cdot 50} = 2{,}5 \text{ мб}. \tag{56}$$

Но ΔP_0 — ошибка в создании компенсационного усилия, которая может быть найдена из выражения $P_0 = \frac{G_к l_к}{5 G t_{ср}}$. Дифференцируя это выражение и переходя к конечным приращениям, найдем

$$\frac{\Delta P_0}{P_0} = \frac{\Delta G_к}{G_к} + \frac{\Delta l_к}{l_к} + \frac{\Delta G}{G} + \frac{\Delta t_{ср}}{t_{ср}}. \tag{57}$$

При взвешивании грузов на общелабораторных весах погрешность взвешивания не превышает ± 50 мг [32].

Тогда

$$\frac{\Delta G_к}{G_к} = \frac{0{,}05 \text{ г}}{350 \text{ г}} = 0{,}0002.$$

При изготовлении плеча $l_к$ по третьему классу точности $\Delta l_к = 0{,}1$ мм

$$\frac{\Delta l_к}{l_к} = \frac{0{,}1 \text{ мм}}{330 \text{ мм}} = 0{,}0003.$$

Величина среднего шага находится из выражения $l_{ср} = \frac{l}{n}$, где l — величина перемещения каретки при $n = 500$ оборотов. Так как n определяется без ошибки, то можем написать

$$\frac{\Delta t_{ср}}{t_{ср}} = \frac{\Delta l}{l}.$$

Но Δl — накопленная погрешность шага, равная 0,035 мм, тогда

$$\frac{\Delta t_{ср}}{t_{ср}} = \frac{0{,}035 \text{ мм}}{250 \text{ мм}} = 0{,}00014.$$

Из (57) находим максимальную погрешность

$$\Delta P_{0\,max} = P_{0\,max}(0{,}0002 + 0{,}0014 + 0{,}0003 + 0{,}00014) = 950 \text{ мб} \cdot 0{,}002 = \\ = 1{,}9 \text{ мб},$$

что меньше допустимой погрешности в создании компенсационного усилия (56).

3) Погрешность от прогиба коромысла. Перемещение подвижного груза при изменении атмосферного давления от P_0 до $P_0 + \Delta P_{max}$ вызывает появление погрешности ввиду прогиба коромысла под действием веса подвижного груза, что вызывает отклонение сердечника нульиндикатора от среднего положения.

Максимальная величина прогиба на конце коромысла может быть найдена из выражения

$$h = \frac{Gl}{GEJ},$$

где G — вес подвижного груза, l — плечо груза при давлении, соответствующем верхнему пределу диапазона измерения, E — модуль упругости материала коромысла, J — момент инерции сечения коромысла.

Находим момент инерции сечения коромысла J (рис. 8)

$$J = \frac{BH^3}{12} + (y_1 - y_c)^2 S_1 - \frac{bh^3}{12} - (y_2 - y_c)^2 S_2 . \qquad (58)$$

Здесь:

$$B = 30 \text{ мм}, \qquad H = 26 \text{ мм},$$

$$b = 26 \text{ мм}, \qquad h = 24 \text{ мм},$$

$$S_1 = BH = 780 \text{ мм}^2, \quad S_2 = bh = 624 \text{ мм}^2,$$

$$S = S_1 - S_2 = 156 \text{ мм}^2,$$

$$y_1 = \frac{H}{2} = 13 \text{ мм}, \quad y_2 = H - \frac{h}{2} = 14 \text{ мм},$$

$$y_c = \frac{y_1 S_1 - y_2 S_2}{S} = 9 \text{ мм}.$$

Тогда $J = 10\,870$ мм^4.

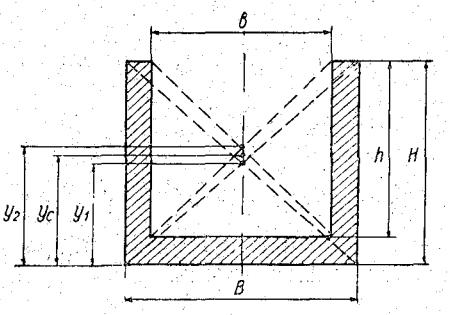


Рис. 8. Схема к расчету момента инерции сечения коромысла.

При $G = 50$ г и $l = 320$ мм получим для коромысла из сплава Д 16 Т ($E = 7200$ кг/мм^2)

$$h = \frac{50 \cdot 3277 \cdot 10^4}{6 \cdot 72 \cdot 10^5 \cdot 10870} \approx 0{,}003 \text{ мм}.$$

Найдем изменение атмосферного давления, соответствующее этому перемещению сердечника нульиндикатора

$$\Delta P_h = \frac{hkl_P}{S_{эф} l \cdot 1{,}02} = \frac{0{,}003 \cdot 300 \cdot 20}{8 \cdot 320 \cdot 1{,}02} \approx 0{,}01 \text{ мб}.$$

При тарировке датчика погрешность от прогиба коромысла исключается и имеет место только температурная вариация этой величины, которая ничтожна.

и) Погрешность за счет удлинения упругих подвесов. Находим удлинение подвесов при максимальном изменении перестановочного усилия, возникающего при $\Delta P_{max} = 100$ мб.

1. Удлинение подвесов коромысла находим из выражения

$$\Delta l_1 = \frac{1}{2} \frac{\Delta F_P l_n}{Ehb} = \frac{1}{2} \cdot \frac{100 \cdot 1{,}02 \cdot 8 \cdot 12}{2 \cdot 10^7 \cdot 0{,}12 \cdot 10} \approx 0{,}2 \text{ мк}.$$

2. Удлинение тяги сильфона равно

$$\Delta l_2 = \frac{\Delta F_P l_T}{Ehb} = \frac{100 \cdot 1{,}02 \cdot 8 \cdot 12}{2 \cdot 10^7 \cdot 0{,}2 \cdot 10} \approx 0{,}3 \text{ мк},$$

Удлинение подвесов и тяги сильфона вызывает появление перестановочного усилия, приложенного к плечу l_P коромысла:

$$\Delta F_l = k(\Delta l_1 + \Delta l_2) = 300 \text{ г/мм} \cdot 0{,}0005 \text{ мм} \approx 0{,}15 \text{ г}.$$

Эквивалентное изменение давления составляет около 0,02 мб. В пределах рабочего диапазона (± 50 мб) возникающая погрешность от удлинения упругих подвесов равна 0,01 мб, т. е. находится на пределе чувствительности прибора.

Результаты экспериментального определения погрешности датчика атмосферного давления приведены в § 6.

§ 5. Определение статических и динамических характеристик датчика Определение коэффициента усиления усилителя

Исходя из необходимости получения минимальной зоны нечувствительности необходимо определить коэффициент усиления усилителя.

Для этого воспользуемся структурной схемой датчика давления (рис. 9).

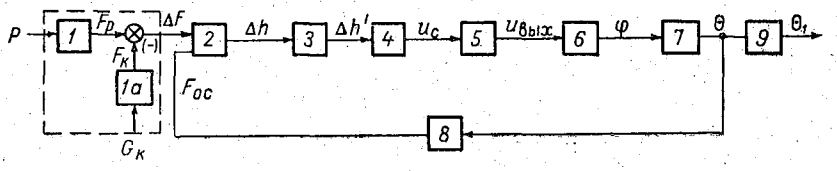


Рис. 9. Структурная схема датчика.

Необходимый передаточный коэффициент от входа до выхода звена *5* находим из условия

$$k = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta P}, \tag{59}$$

где ΔP — заданный порог чувствительности датчика по давлению; $\Delta U_{вых}$ — напряжение на управляющей обмотке двигателя, при котором он развивает номинальный вращающий момент; k — передаточный коэффициент датчика от входа до двигателя.

Из структурной схемы

$$k = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5. \tag{60}$$

Находим эти передаточные коэффициенты.

а) Передаточный коэффициент звена *1*

$$k_1 = \frac{\Delta F}{\Delta P} = S_{эф}, \tag{61}$$

где ΔF — усилие, развиваемое упругим чувствительным элементом под действием изменения давления на ΔP.

Расчетное значение $S_{эф} \approx 8$ см^2

б) Передаточный коэффициент звена *2*

$$k_2 = \frac{\Delta h}{\Delta F}, \tag{62}$$

где Δh — перемещение жесткого центра сильфона под действием усилия, развиваемого атмосферным давлением, с учетом жесткости рычажной системы.

Найдем чувствительность рычага силокомпенсационного устройства при максимальной нагрузке (рис. 10).

Чувствительность рычага для нашего случая находим по методике, изложенной в [25]. Общее уравнение чувствительности

$$\frac{\Theta}{\Delta P S_{эф}} = \frac{l_p}{P_{max} S_{эф} m_1 + (G_к + G) m_2 + G_p H + U_1 + U_2}, \qquad (63)$$

где ΔP — изменение давления, $S_{эф}$ — эффективная площадь сильфона, P_{max} — максимальное значение измеряемого давления, $G_к$ — вес компенсационного груза, G — вес измерительного груза, G_p — вес коромысла, H — расстояние от центра вращения до центра тяжести рычага, U_1 и U_2 — устойчивости упругих подвесов.

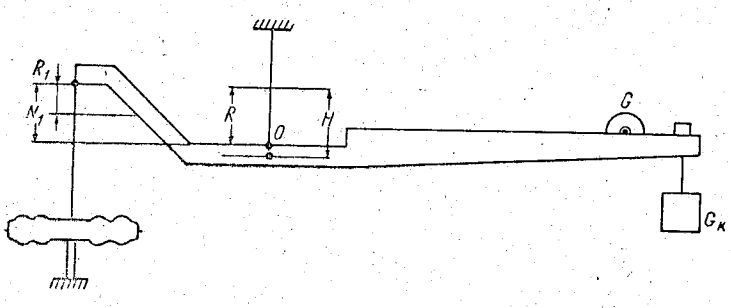


Рис. 10. Схема к расчету жесткости рычажной системы.

Находим m_1

$$m_1 = R + R_1 - N_1,$$

где R — расстояние от заделки до центра вращения подвеса рычага; R_1 — расстояние от заделки до центра вращения тяги, идущей от сильфона; N_1 — расстояние между точками заделки тяги и подвеса рычага.

Так как в качестве упругой опоры рычага применен крестообразный подвес, то R равно половине длины вертикального стержня: $R = 6$ мм.

$$R_1 = \frac{l(\operatorname{ch}\lambda l - 1)}{\lambda l \operatorname{sh}\lambda l} = \frac{40\,(10{,}06 - 1)}{3 \cdot 10{,}01} = 12 \text{ мм},$$

так как $N_1 = 7$ мм, то $m_1 = 11$ мм.

Находим m_2

$$m_2 = R - N_2,$$

где N_2 — превышение положения груза $G_к$ над точкой заделки подвеса рычага, равное 5 мм.

Тогда $m_2 = 1$ мм.

Находим H

$$H = H_1 + R,$$

где H_1 — расстояние от точки заделки упругого подвеса рычага до центра тяжести;

$$H = 5 + 6 = 11 \text{ мм}.$$

Предварительно, исходя из действующих нагрузок, находим конструктивные размеры тяги сильфона и крестообразного подвеса.

Принимаем:

$F_{max} \approx 8$ кг, материал — сталь У8А; $\sigma_в = 75$ кг/мм²; $E = 2{,}1 \cdot 10^4$; $\sigma^k_{max} = 0{,}4$; $\sigma_в = 30$ кг/мм²; максимальный угол поворота рычага $Q \approx \approx 30'$.

$$k = \frac{b}{\Delta} = 20,$$

где b — ширина подвеса, Δ — толщина подвеса, $\sigma_в$ — предел прочности при растяжении, σ^k_{max} — предел усталости.

Выбираем $T = \lambda l = 3$, при этом $\text{th}\lambda l = 1$, чем обеспечивается минимальный момент сопротивления упругой опоры

$$\lambda l = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{F}{F_{крит}}}.$$

Находим размеры тяги сильфона:

$$\Delta_1 = \frac{c + \sqrt{c^2 + 4\sigma^k_{max} q}}{2\sigma^k_{max}},$$

$$\text{где } q = \frac{F_{max}}{k} = 0{,}4 \text{ кг}$$

$$\text{и } c = \frac{6\sqrt{F_{max}E}\,\text{tg}\,\Theta}{\sqrt{12k}\,\text{th}\,\lambda l} = \frac{6\sqrt{8 \cdot 21000}}{\sqrt{12 \cdot 20}}\,0{,}009 \approx 1{,}6;$$

$$\Delta_1 = \frac{1{,}6 + \sqrt{1{,}6^2 + 120 \cdot 0{,}4}}{60} = 0{,}16 \text{ мм};$$

$$b_1 = \Delta_1 k = 0{,}16 \cdot 20 = 3{,}2 \text{ мм}.$$

С целью увеличения чувствительности длину l выбираем равной 40 мм.

Находим размеры крестообразного подвеса.

Нагрузка крестообразного подвеса равна $F_2 = F_{max}\ i$, где $i = 1{,}0045$, тогда $F_2 = 8$ кг.

Нагрузка на один вертикальный стержень около 4 кг.

Аналогично предыдущему находим:

$$c = \frac{6\sqrt{4 \cdot 21000} \cdot 0{,}009}{12 \cdot 20} \approx 1{,}11; \quad q = \frac{4{,}0}{20} = 0{,}2 \text{ кг};$$

$$\Delta_2 = \frac{1{,}11\sqrt{1{,}11^2 + 120 \cdot 0{,}2}}{60} \approx 0{,}12 \text{ мм};$$

$$b_2 = \Delta_2 k = 0{,}12 \cdot 20 = 2{,}4 \text{ мм}; \quad l_2 = 12 \text{ мм}.$$

Находим устойчивость u_1 тяги сильфона

$$u_1 = \frac{F_{max} l}{\lambda l\,\text{sh}\,\lambda l} = \frac{8 \cdot 40}{3 \cdot 10} \approx 10{,}7 \text{ кг мм/рад}.$$

Находим устойчивость u_2 крестообразного подвеса

$$u_2 = 2u_2' + 2u_2'',$$

где u_2' — устойчивость вертикальных стержней, u_2'' — устойчивость горизонтальных стержней.

$$2u_2' = \frac{F_{max} l}{\lambda l \operatorname{sh} \lambda l} = \frac{8 \cdot 12}{3 \cdot 10} = 3{,}22 \text{ кг мм/рад.}$$

$$2u_2'' = 2\frac{EJ}{l} = 2 \cdot \frac{2100 \cdot 2{,}4 \cdot 0{,}12^3}{12 \cdot 12} = 1{,}4 \text{ кг мм/рад.}$$

$$u_2 = 3{,}2 + 1{,}4 = 4{,}6 \text{ кг мм/рад.}$$

Находим чувствительность коромысла

$$n_к = \frac{\Theta}{\Delta F} = \frac{15 \text{ мм}}{\frac{1050 \cdot 1{,}02}{1000} \text{ кг/см}^2 \cdot 8 \text{ см}^2 \cdot 11 \text{ мм} + 0{,}4 \text{ кгмм} + 10{,}7 + 4{,}6} =$$
$$= 0{,}14 \text{ рад/кг.}$$

Так как для малых углов $\frac{\Theta}{\Delta F} \approx \frac{\Delta h'}{\Delta F l_p}$, то $\frac{\Delta h'}{\Delta F} = 0{,}14 \cdot 15 = 2{,}1$ мм/кг $=$ $= 0{,}0021$ мм/г, где Δh — перемещение конца коромысла без учета жесткости сильфона.

Найдем суммарную чувствительность коромысла и сильфона исходя из равенства

$$h = h_P - h_Q, \tag{64}$$

где h — перемещение жесткого центра сильфона, h_P — перемещение жесткого центра сильфона при действии давления, h_Q — перемещение жесткого центра сильфона при приложении противодействующей сосредоточенной силы Q.

Так как $h_P = \frac{P}{k_P}$; $h_Q = \frac{Q}{k_Q}$ и $Q = k_к h$,

где k_P — жесткость сильфона по давлению, k_Q — жесткость сильфона по силе, $k_к$ — жесткость коромысла, приведенная к сильфону.

Подставляя эти значения в (64), получим

$$h = \frac{P}{k_P} - \frac{k_к h}{k_Q},$$

после преобразований

$$h = P\frac{k_Q}{k_P} \cdot \frac{1}{(k_Q + k_к)}. \tag{65}$$

$$\text{Но } \frac{k_Q}{k_P} = S_{эф},$$

$$\text{тогда } h = PS_{эф}\frac{1}{k_Q + k_к}.$$

Дифференцируя последнее уравнение и переходя к конечным приращениям, получим

$$k_2 = \frac{\Delta h}{\Delta P S_{эф}} = \frac{1}{k_Q + k_к} = \frac{n_Q n_к}{n_Q + n_к}, \tag{66}$$

где n_Q — чувствительность сильфона по силе, $n_к$ — чувствительность коромысла.

Из (65) находим $n_Q = \frac{n_P}{S_{эф}}$,

где n_P — чувствительность сильфона по давлению.

Из технической документации сильфона известно, что $n_P = 0{,}02\ \frac{\text{мм}}{\text{г/см}^2}$,

тогда $n_Q = \frac{0{,}02\ \frac{\text{мм}}{\text{г/см}^2}}{8\ \text{см}^2} \approx 0{,}0025$ мм/г.

Подставляя в (66) значения $n_к$ и n_Q, найдем

$$k_2 = \frac{0{,}025 \cdot 0{,}0021}{0{,}025 + 0{,}0021} \approx 0{,}0019 \text{ мм/г},$$

в) Звено *3*, преобразующее перемещение жесткого центра сильфона в перемещение сердечника индуктивного датчика, является рычагом.

Значение k_3 находим как отношение плеч этого рычага

$$k_3 = \frac{l_g}{l_P} = \frac{300}{15} = 20, \tag{67}$$

где l_g — расстояние от оси вращения рычага до среднего керна нульиндикатора, l_P — расстояние от оси вращения рычага до тяги сильфона.

г) Коэффициент передачи нульиндикатора (расчетное значение)

$$k_4' = \frac{\Delta u_{вх}}{\Delta h_1} = \frac{0{,}20 \text{ в}}{0{,}005 \text{ мм}} = 40 \text{ в/мм}.$$

У нагруженного моста коэффициент передачи будет несколько ниже. Эквивалентная схема нагруженного моста представлена на рис. 11. Омическим сопротивлением обмотки нульиндикатора пренебрегаем.

$$x_L \approx 1{,}5 \text{ ком}.$$

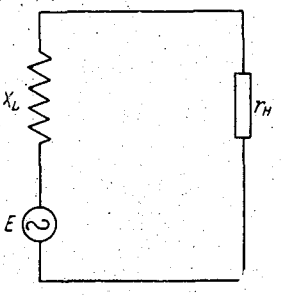


Рис. 11. Эквивалентная схема нульиндикатора.

Выходное напряжение нагруженного моста

$$u_{вых} = \frac{Er_n}{\sqrt{r_n^2 + x_L^2}} = \frac{E \cdot 0{,}7}{\sqrt{0{,}7^2 + 1{,}5^2}} = 0{,}42E.$$

Тогда коэффициент передачи моста

$$k_4 = 0{,}42 \cdot 40 = 16 \text{ в/мм}. \tag{68}$$

Коэффициент k_5 (коэффициент усиления усилителя) находим из (59) и (60).

Учитывая необходимость получения порога чувствительности датчика не менее 0,01 мб, находим:

$$k = \frac{25 \text{ в}}{0{,}01 \text{ г/см}^2} = 2500 \text{ в см}^2\text{/г};$$

$$k_5 = \frac{k}{k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_4} = \frac{2500}{5{,}1} \approx 500.$$

Определение динамических характеристик датчика давления [1]

Входное звено *1* преобразует величину атмосферного давления в пропорциональную величину усилия, развиваемого упругим чувствительным элементом. В этом же звене осуществляется компенсация неко-

[1] Раздел написан совместно с Т. И. Ушаковой.

торого начального усилия, развиваемого упругим чувствительным элементом при заданном значении P_0.

Характеристика звена

$$PS_{эф} = G_к k + \Delta F,$$

Полагая звено идеальным, находим передаточную функцию

$$w_1(P) = S_{эф} = k_1,$$

где $S_{эф}$ — эффективная площадь упругого чувствительного элемента.

Принимая во внимание возможность учета динамических характеристик входного звена в последующих звеньях, первым звеном направленного действия будем считать звено *2* (упругий чувствительный элемент), преобразующее усилие, развиваемое атмосферным давлением, в перемещение жесткого центра.

Уравнение движения этого звена можно написать исходя из следующих положений.

Перемещению жесткого центра будут противодействовать сила упругости $F_ж$, сила демпфирования $F_д$ и сила инерции $F_и$.

На основании принципа Даламбера

$$F - F_к - F_и - F_д - F_ж = 0. \tag{69}$$

Подставляя в данное уравнение значения сил, получим

$$\Delta F_1 - m\frac{d^2h}{dt^2} - k_д\frac{dh}{dt} - k_ж(h - h_1) = 0; \tag{70}$$

В стационарном режиме, когда скорость и ускорение равны нулю, действующее усилие уравновешивается силами упругости.

Тогда можно записать:

$$\Delta F_2 - k_ж(h_0 - h_1) = 0. \tag{71}$$

Вычитая из (70) (71), находим

$$\Delta F - m\frac{d^2h}{dt^2} - k_д\frac{dh}{dt} - k_ж(h - h_0) = 0$$

$$m\frac{d^2h}{dt^2} + k_д\frac{dh}{dt} + k_ж\Delta h = \Delta F. \tag{72}$$

Здесь m — приведенная к жесткому центру сильфона масса всех подвижных элементов; $k_д$ — коэффициент демпфирования; $k_ж$ — приведенная к центру сильфона жесткость элементов устройства; h — текущая координата (перемещение жесткого центра).

Так как $\frac{dh}{dt} = \frac{d\Delta h}{dt}$, то обозначив $\frac{m}{k_ж} = T_2^2$; $\frac{k_д}{k_ж} = T_1$ и $\frac{1}{k_ж} = k_2$, получим

$$T_2^2\frac{d^2\Delta h}{dt^2} + T_1\frac{d\Delta h}{dt} + \Delta h = k_2\Delta F.$$

Обозначая $\frac{d(\ )}{dt} = p$ и вынося за скобки Δh, получим

$$w_2(p) = \frac{k_2}{T_2^2p^2 + T_1p + 1}. \tag{73}$$

Подставляя численные значения входящих в (73) величин, получим

$$w_2(p) = \frac{0{,}19 \cdot 10^{-2}}{0{,}017p^2 + 0{,}132p + 1}. \tag{74}$$

Вторым звеном направленного действия, преобразующим перемещение жесткого центра в перемещение сердечника нульиндикатора, является жесткий рычаг. Его передаточная функция равна

$$w_3(p) = k_3 = 20. \tag{75}$$

Третьим звеном направленного действия является дифференциальный индуктивный датчик, преобразующий перемещение сердечника нульиндикатора в напряжение. Звено безынерционное. Его передаточная функция равна

$$w_4(p) = k_4 = 16 \text{ в/см}. \tag{76}$$

Следующее звено прямой связи — усилитель. Его передаточная функция (постоянной времени усилителя пренебрегаем):

$$w_5(p) = k_5 = 500. \tag{77}$$

Звено *6* представляет собой двигатель, преобразующий напряжение в угол поворота. При определении его передаточной функции электромагнитными переходными процессами пренебрегаем.

Уравнение движения двигателя имеет вид

$$M_д = J_д \frac{d^2\varphi}{dt^2} + n_д \frac{d\varphi}{dt},$$

где $M_д = k_m u$ — вращающий момент двигателя, $k_м$ — коэффициент передачи; $J_д$ — момент инерции ротора, $n_д$ — коэффициент демпфирования, φ — угол поворота ротора.

Обозначив $\frac{J_д}{n_д} = T_6$ и $\frac{d(\ )}{dt} = p$, получим

$$k_m u = n_д p \varphi (T_6 p + 1),$$

откуда, обозначив $\frac{k_m}{n_д} = k_6$,

$$w_6(p) = \frac{k_6}{(T_6 p + 1) p}. \tag{78}$$

$$\frac{k_м}{n_д} = \frac{1}{k_\Omega},$$

где k_Ω — передаточный коэффициент двигателя по скорости; $k_м$, $n_д$ и T_6 находим по паспортным данным двигателя.

Предполагая, что механические характеристики двигателя в области малых скоростей могут быть аппроксимированы отрезками параллельных прямых, получим:

$$k_м = \frac{M_n}{u_{уп}} = \frac{16 \text{ г см}}{30 \text{ в}} = 0{,}534 \text{ г см/в};$$

$$n_д = \frac{\Delta M}{\Delta\Omega} = \frac{30(M_n - M_H)}{\pi n_H} = 0{,}045 \text{ г см сек./рад};$$

$$k_6 = \frac{k_м}{n_д} = 11{,}85 \text{ рад./сек. в};$$

$$T_6 = 0{,}068 \text{ сек}.$$

Тогда

$$w_6(p) = \frac{11{,}85}{p(1 + 0{,}068p)}. \tag{79}$$

Звено 7 представляет собой редуктор;

$$w_7(p) = k_7 = \frac{1}{400}. \tag{80}$$

Звено обратной связи преобразует угол поворота ходового винта в компенсационное усилие, прикладываемое к жесткому центру сильфона.

При повороте ходового винта на угол $d\Theta$ подвижный (измерительный) груз переместится на величину, равную

$$dl = \frac{d\Theta}{2\pi} t, \tag{81}$$

где t — шаг ходового винта.

При этом создается компенсационное усилие, приложенное к сильфону,

$$dF_{\text{ос}} = G\frac{dl}{l_{\text{р}}} = G\frac{d\Theta t}{2\pi l_{\text{р}}}, \tag{82}$$

где $l_{\text{р}}$ — плечо рычага сильфона.

Откуда

$$w_8(p) = k_8 = \frac{Gt}{2\pi l_{\text{р}}} =$$

$$= \frac{50\ \text{г} \cdot 0{,}5\ \text{мм}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 20\ \text{мм}} = 0{,}2\ \text{г/рад}.$$

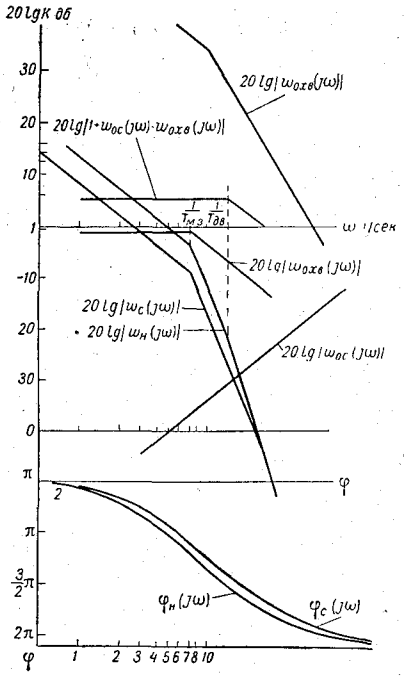


Рис. 12. Логарифмические амплитуды и фазовые характеристики датчика.

Передаточная функция разомкнутой системы (без звена местной обратной связи) находится как произведение передаточных функций звеньев

$$w_H(p) = w_2(p) \cdot w_3(p) \cdot w_4(p) \times$$

$$\times w_5(p) \cdot w_6(p) \cdot w_7(p) \cdot w_8(p) =$$

$$= \frac{k}{(T_2^2p^2 + T_2p + 1)(T_6p + 1)p},$$

где $k = k_2 \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5 \cdot k_6 \cdot k_7 \cdot k_8 = 1{,}8$ 1/сек.

Тогда

$$w_H(p) = \frac{1{,}8}{(0{,}017p^2 + 0{,}132p + 1)(0{,}068p + 1)p}.$$

По данной передаточной функции построены логарифмические амплитудовая и фазовая характеристики (рис. 12) $w_{\text{н}}(j\omega)$ и $\varphi_{\text{н}}(j\omega)$, из которых следует, что запас устойчивости по амплитуде и фазе мал ($\Delta A \approx 0$ и $\Delta\varphi \approx 0$). Для повышения устойчивости в качестве корректирующего устройства применена скоростная обратная связь. Ее передаточная функция

$$w_{\text{ос}}(p) = k_{\text{ос}}p, \text{ где } k_{\text{ос}} = 1\ \frac{\text{в}}{1000\ \text{об/мин.}}.$$

Амплитудно-фазовая характеристика системы с введенной обратной связью определяется выражением

$$w_c(j\omega) = \frac{w_H(j\omega)}{1 + w_{охв}(j\omega)\, w_{ос}(j\omega)}.$$

Пользуясь этим выражением и принимая во внимание, что для удовлетворения требований устойчивости запас устойчивости по амплитуде выбирается в пределах —6, —12 дб, а по фазе от 30 до 50°, строим логарифмическую амплитудную характеристику скорректированной системы $w_c\ (j\omega)$.

Пользуясь графическим построением, определяем нужную для коррекции глубину обратной связи

$$20 \lg |w_c(j\omega)| = 20 \lg |w_H(j\omega)| - 20 \lg |1 + w_{охв}(j\omega)\, w_{ос}(j\omega)|,$$

откуда

$$20 \lg |1 + w_{охв}(j\omega)\, w_{ос}(j\omega)| = 20 \lg |w_c(j\omega)| - 20 \lg |w_H(j\omega)|.$$

От этой характеристики переходим к характеристике

$$20 \lg |w_{охв}(j\omega)\, w_{ос}(j\omega)|.$$

Скоростной обратной связью охватывается двигатель и два каскада усилителя.

$$k_{охв} = k_{у_2} \cdot k_{у_3} \cdot k_{дв} = 50 \cdot 11{,}85 = 590.$$

Вычитая из характеристики $20 \lg|w_{охв}(j\omega)\, w_{ос}(j\omega)|$ характеристику $20 \lg|w_{охв}(j\omega)|$, получаем $20 \lg|w_{ос}(j\omega)^1$.

Значение $20 \lg|w_{ос}(j\omega)|$ при $\omega = 1$ является необходимой глубиной обратной связи.

Как следует из рис. 12,

$$20 \lg k_{ос} = 20 \lg |w_{ос}(j\omega)|_{\omega=1} = -55{,}5 \text{ дб}.$$

$$k_{ос} = \overline{3}{,}22 = 0{,}00166 \text{ в сек/рад}.$$

Крутизна характеристики тахогенератора $\approx 0{,}01$ в сек/рад.

Сигнал обратной связи необходимо снимать через делитель, что и выполнено в схеме.

Логарифмические характеристики скорректированной системы приведены на рис. 12.

Кривая переходного процесса в следящей системе построена приближенным методом типовых трапецеидальных вещественных частотных характеристик [31].

Предварительно построена вещественная частотная характеристика замкнутой системы $P(\omega)$, изображенная на рис. 13.

При помощи таблицы функций h_x определен переходный процесс для каждой трапеции (рис. 14) при единичном возмущении.

Переходный процесс следящей системы определяется суммой

$$\theta_{вых}(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + x_4(t).$$

Кривая переходного процесса системы приведена на рис. 15.

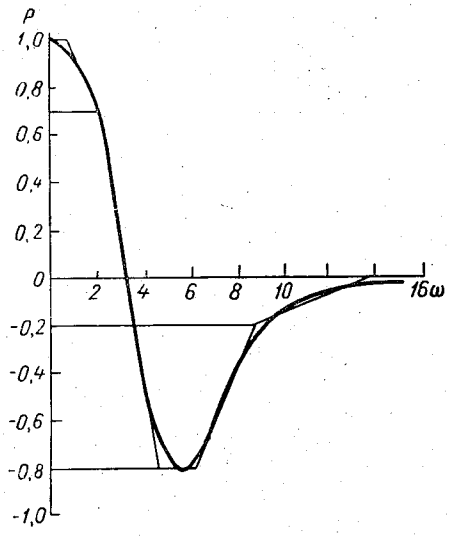


Рис. 13. Вещественная частотная характеристика замкнутой системы $P(\omega)$.

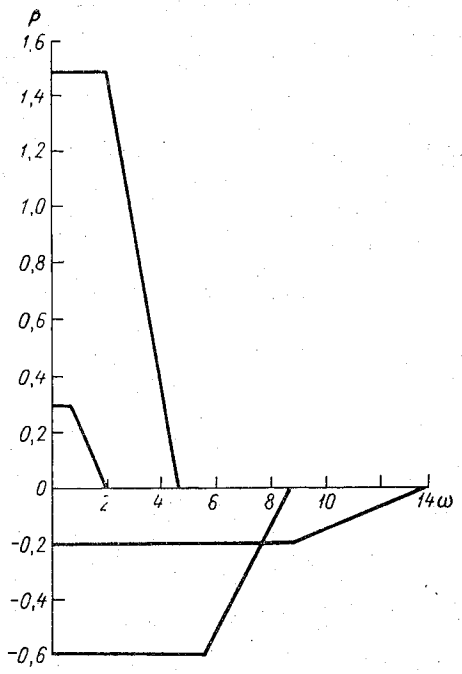


Рис. 14. Трапецеидальные характеристики.

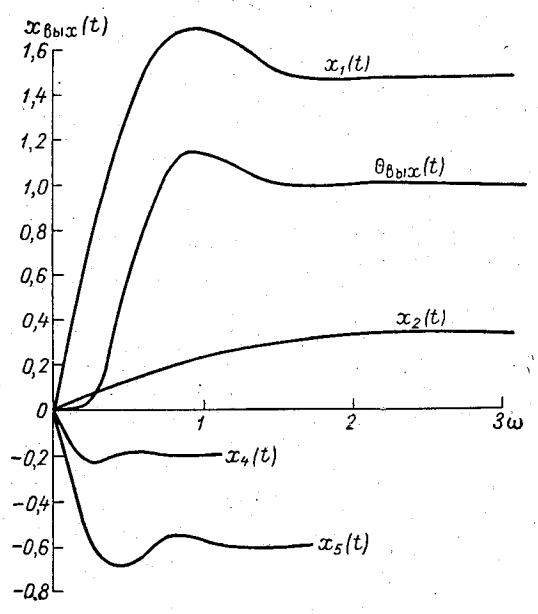


Рис. 15. Кривая переходного процесса датчика.

Качественные показатели следящей системы

В результате приведенного расчета можно определить качественные показатели, которые имеет следящая система датчика атмосферного давления.

Из логарифмических (амплитудной и фазовой) характеристик следует, что система обладает запасом устойчивости по амплитуде $\Delta A = -7$ дб и по фазе $\Delta\varphi = +47°$.

График переходного процесса при единичном возмущении, приведенный на рис. 15, показывает, что максимальное перерегулирование $\sigma = 14\%$, число колебаний не превышает двух.

Постоянная времени датчика $\tau_т = 0{,}43$ сек. Полоса пропускания $\omega \leqslant 0{,}4$ гц.

§ 6. Результаты экспериментального определения погрешности датчика

Погрешность датчика определялась путем сравнения его показаний с показаниями контрольного прибора в каждом единичном отсчете.

Один образец датчика сравнивался при естественном ходе атмосферного давления. В качестве контрольного прибора применялся ртутный контрольный барометр типа КР.

Сравнение показаний производилось по результатам единичных измерений, выполнявшихся в течение полутора месяцев, при этом производилось несколько отсчетов в течение дня. За этот период произведено 664 измерения. Суммарная погрешность каждого отсчета определялась как разность между единичным отклонением показаний датчика и контрольного барометра и средним отклонением для всей серии.

Полученная суммарная величина средней квадратической погрешности единичного отсчета равна $\sigma_\Sigma = \pm 0{,}09$ мб. С учетом погрешности контрольного прибора, средняя квадратическая погрешность датчика равна $\sigma_д = \pm 0{,}06$ мб.

Аналогичный результат получен при тарировке нескольких образцов в барокамере, при этом в качестве контрольного прибора использовался ртутный манометр типа МБП. Таким образом, на основании экспериментальных данных максимальная погрешность датчика атмосферного давления равна $\pm 0{,}18$ мб.

Определенная экспериментально вариация датчика не превышает $\pm 0{,}05$ мб.

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Погрешность датчика, равная $\pm 0{,}18$ мб, включает в себя также динамическую погрешность, обусловленную различными динамическими характеристиками датчика и контрольного прибора, а также различным временем, необходимым для выполнения измерения тем и другим прибором.

2. Учитывая сказанное выше, а также величину вариации датчика, можно предположить, что фактическая точность датчика выше точности, полученной на основании проведенных сравнений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кедроливанский В. Н., Стернзат М. С. Метеорологические приборы. Гидрометеоиздат, Л., 1953.
2. Андреева Л. Е. Упругие элементы приборов. Машгиз, 1962.
3. Мануйлов К. Н. Применение упругих элементов в приборах. Труды НИИГМП, вып. 5, 1957.

4. Клестова М. М. Погрешности поправки анероидов, применяемых на сети метеорологических станций. Труды ГГО, вып. 25, 1951.
5. Smith P. B. J. Sci. Instr., v. 24, No 5, 1947.
6. Цуккерман С. Г. Новый зеркальный микроманометр. Приборостроение, № 8, 1957 г.
7. Heiland C. A. New precision Barometer and Barograph. Mechanical Engn., v. 73, No 12, 1951.
8. Mesures do Controll Industry, No 245, 1957.
9. Buck W. E., Barkas W. H. Dynamic pressure measurement by optical interference. Rev. Sci. Instr., v. 19, No 10, 1948.
10. High-speed pressure recorder. Prod. Engn., v. 26, No 5210, 1955.
11. Pressey D. C. Temperature-stable capitance pressure gauges. J. Sci. Instr., v. 30, 1953.
12. Wolfe M. O. The measurement of fluctuating fluid pressure. Aircraft Engineering, v. 21, No 250, 1949.
13. Гуревич М. А. О расчете емкостного датчика давления. Науч.-техн. информ. бюлл. № 12 ЛПИ, 1957.
14. Майзель М. Б. К вопросу о расчете чувствительности диафрагменного манометра с фольговыми тензодатчиками. Приборостроение, № 9, 1960.
15. Шатиль А. А. и др. Применение проволочных датчиков для автоматической регистрации перепадов давления. Измерит. техника, № 3, 1957.
16. Pressure transducers. Mach. Design, v. 24. No 9, 1955.
17. Kopp F. Recent progress in the measurement of Atmospheric pressure. Rev. Sci. Instr., v. 18, No 11, 1947.
18. Усольцев В. А. Весовой сильфонный манометр. Труды НИИГМП, вып. 4, 1957.
19. Lapinski F. A. A barometric pressure fo rcurrent transducer. IRE Transactions on Instrumentations, June. 1957.
20. Бахтин В. И. Сильфонный микроманометр с диапазоном измерения 10—100 мм. рт. ст. Измерит. техника, № 3, 1957.
21. Бахтин В. И. Метод автоматической компенсации для измерения малых давлений газа, ПТЭ, № 1, 1958.
22. Бахтин В. И. О прогибах мембран в манометре автокомпенсационного действия. Приборостроение, № 1, 1959.
23. Бахтин В. И. К выбору датчика магнито-компенсационного микроманометра. Приборостроение № 10, 1957.
24. Стернзат М. С. и Карпуша В. Е. Компенсационный измеритель давления. Авт. свидетельство № 159316.
25. Дубов Б. С. и Жаворонков М. С. Упругие опоры весоизмерительных приборов. Машгиз, 1958.
26. Коротков В. П. и Тайц Б. А. Основы метрологии и точности механизмов приборов. Машгиз, 1961.
27. Юркевич А. П. и Вовченко Н. Я. Расчет электрических измерительных устройств и систем с силовой компенсацией. Оборонгиз, 1961.
28. Новосельцев Я. В. и Лебедев А. Н. Счетно-решающие устройства. Машгиз, 1954.
29. Кругер М. Я. и др. Справочник конструктора оптико-механических приборов. Машгиз, 1963.
30. Белик Н. И. Приборы для измерений малых разностей давления газов. Машгиз, 1957.
31. Васильев Д. В. и др. Расчет систем автоматического управления. Машгиз, 1959.
32. Щедровицкий С. С. Техника измерения массы. Стандартгиз, 1961.

Л. П. АФИНОГЕНОВ, М. В. ПОПОВ

О ВОЗМОЖНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ГАЗОВЫХ И ЖИДКИХ СРЕД ПРИ ПОМОЩИ ГЕНЕРИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ С ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЙ АКУСТИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Рассматривается возможность измерения расхода и скорости движения газовых и жидких сред при помощи автоколебательной системы с запаздывающей акустической обратной связью. Приводится блок-схема и описывается принцип действия устройства.

Введение

В описываемом ниже методе объединяются две идеи, которые используются в различных областях техники. Первая из них применяется для измерения скорости движения жидкостей и газов и основана на том, что вектор скорости распространения акустической волны в движущейся среде равен сумме векторов скорости движения среды и скорости распространения акустических колебаний в данной среде [1]. Благодаря этому составляющая скорости движения среды в данном направлении может быть найдена путем измерения времени распространения акустических колебаний между двумя неподвижными точками, находящимися в движущейся среде. На этой основе разрабатывались фазовые [2, 3, 4, 5 и др.] и импульсные [5, 6, 7 и др.] методы и приборы. Вторая идея применяется в технике СВЧ для генерирования колебаний. Она основана на возникновении автоколебаний в системе, состоящей из усилителя с обратной связью типа чистого запаздывания [8, 9, 10 и др.]. Например, такое запаздывание может быть связано с временем пролета электронов между катодом и анодом при постоянном напряжении на аноде.

Принцип действия устройства

Основным звеном измерительной системы является генератор, частота которого зависит от скорости движения среды. Такой генератор может быть выполнен в виде усилителя, охваченного электроакустической обратной связью. Система, представленная на блок-схеме рис. 1, содержит три элемента:

1) электронный усилитель *У*;

2) излучатель колебаний *И*, подключенный к выходу усилителя. Излучатель преобразует электрические колебания в упругие колебания среды (звуковые, ультразвуковые);

3) приемник *П*, преобразующий колебания среды в электрические, которые подаются на вход усилителя;

Излучатель и приемник погружены в среду, скорость движения которой измеряется, и вместе с нею образуют цепь обратной связи, охватывающую усилитель.

Описанная система при определенных условиях способна возбудиться и генерировать электрические колебания.

Обозначим φ_1, φ_2, φ_3 — фазовые сдвиги соответственно в усилителе, излучателе и приемнике колебаний; v_1 — скорость распространения колебаний в неподвижной среде; v_2 — скорость движения среды в направлении *И — П* (в общем случае — составляющая полного вектора скорости в указанном направлении); L — расстояние между излучателем и приемником (база). Если среда неподвижна, то длина волны равна

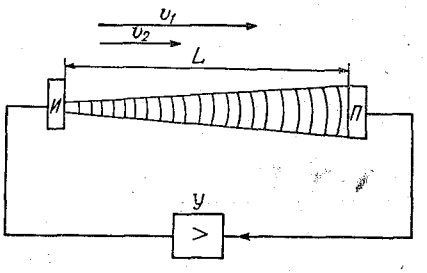


Рис. 1. Блок-схема генератора.

$$\lambda = v_1 \frac{1}{f}, \tag{1}$$

где f — частота колебаний.

Если среда движется со скоростью v_2, то длина волны, распространяющейся в направлении *И—П*, равна

$$\lambda_1 = (v_1 + v_2)\frac{1}{f}. \tag{2}$$

Фазовый сдвиг, возникающий при распространении в среде от *И* к *П* равен

$$\varphi_4 = \frac{2\pi f L}{v_1 + v_2} = \frac{L}{\lambda_1} \cdot 2\pi. \tag{3}$$

Частота, на которой возможна генерация в системе, изображенной на рис. 1, должна удовлетворять условию баланса фаз

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \frac{2\pi f L}{v_1 + v_2} = N \cdot 2\pi, \tag{4}$$

где N — целое число.

В общем случае фазовые сдвиги φ_1, φ_2, φ_3 зависят от частоты. Однако в сравнительно узком диапазоне частот, в котором схема должна работать, этой зависимостью можно пренебречь и положить

$$\varphi_0 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 \approx \text{const}. \tag{5}$$

Тогда из (4) и (5) получим

$$f = \frac{2\pi N - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 + v_2). \tag{6}$$

Уравнение (6) показывает, что:

а) условию баланса фаз может удовлетворять ряд частот f_1, f_2, f_3, ..., получающихся, если в (6) подставить № 1, 2, 3, ...;

б) частота колебаний (при любом N) линейно связана со скоростью движения среды v_2.

В реальной системе возникнут автоколебания сложной формы, состоящие из основной и более высоких гармоник, причем форма кривой (соотношение гармоник) будет определяться частотными характеристиками и нелинейностью системы.

Предположим, что нелинейность системы невелика и в диапазоне частот от

$$f_{1\,\min} = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 + v_{2\,\min}),$$

до

$$f_{1\,\max} = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 + v_{2\,\max})$$

частотная характеристика системы меняется мало (отсутствуют «провалы»). Тогда, как показывает детальный анализ, в системе возникнут колебания основной частоты (соответствующей $N = 1$), по форме близкие к синусоидальным

$$f_1 = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 + v_2). \tag{7}$$

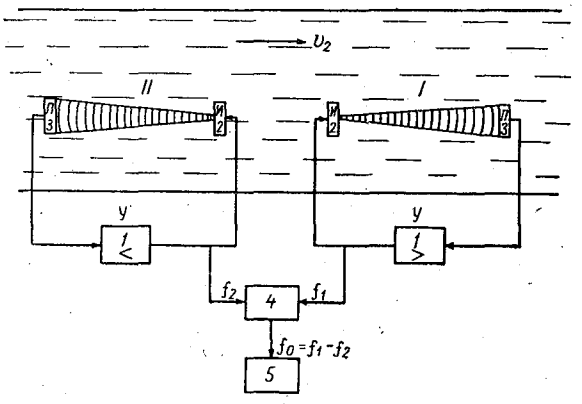


Рис. 2. Структура балансной схемы.

Полученная зависимость может бть положена в основу работы прибора, однако это связано с двумя неудобствами:

1. Формула (7) имеет вид

$$f_1 = a + bv_2.$$

Удобнее, когда свободный член равен нулю, т. е.

$$f_1 = cv_2. \tag{8}$$

2. Если скорость распространения колебаний в неподвижной среде будет меняться, то это приведет к погрешности

$$\Delta f = \frac{\partial f}{\partial v_1}\Delta v_1 = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}\Delta v_1.$$

На практике некоторое изменение скорости v_1 вполне возможно, например, под влиянием изменений температуры, давления и других характеристик среды.

Оба отмеченных недостатка могут быть устранены в балансной схеме, структура которой представлена на рис. 2. Прибор содержит две независимые генерирующие системы, аналогичные изображенным на рис. 1 (системы I и II). Излучатели 2 и приемники *3* обеих систем расположены так, что звуковые волны в среде распространяются в проти-

воположных направлениях. Предположим, что направление движения среды совпадает с направлением волны в системе *I* и противоположно направлению волны в системе *II*.

Тогда частоты колебаний f_1 и f_2, генерируемые системами *I* и *II*, будут:

$$f_1 = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 + v_2);$$

$$f_2 = \frac{2\pi - \varphi_0}{2\pi L}(v_1 - v_2).$$

Напряжения частот f_1 и f_2 поступают на смеситель, с выхода которого снимается частота, равная их разности

$$f_0 = f_1 - f_2 = \frac{2\pi - \varphi_0}{\pi L} v_2 . \qquad (9)$$

Эта частота и поступает на измерительное устройство *5*.

В балансной системе основная зависимость (9) имеет вид $f = cv_2$, причем коэффициент пропорциональности c не зависит от свойств среды.

Если вместо измерения частоты осуществлять счет числа периодов, то показания счетчика будут пропорциональны расходу

$$N = \int_0^t f_0 dt = \frac{2\pi - \varphi_0}{\pi L} \int_0^t v_2 dt. \qquad (10)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Блохинцев Д. И. Акустика неоднородной движущейся среды. Гостехиздат, 1946.
2. Гурвич А. С. Акустический микроанемометр для исследования микроструктуры турбулентности. Акустический журнал АН СССР, т. V, вып. 3, 1959.
3. Мордухович М. И. Локальный акустический метод измерения температуры воздуха. Автореферат диссертации. АН СССР ИФА, 1960.
4. Schotland R. M. The measurement of wind velocity by sonic means. I. of Met., 12, № 4, 1955.
5. Ультразвук и его применение. Сборник отечественных изобретений. ЦБТИ. 1961.
6. Фатеев Н. П. Импульсный ультразвуковой термоанемометр. Авт. свидет. № 134920, Бюлл. изобр., № 1, 1961.
7. Кудрявцев Б. Б. Применение ультраакустических методов в практике физико-химических исследований. Гостехиздат, 1952.
8. Горелик Г. С. К теории запаздывающей обратной связи. ЖТФ, т. 9, вып. 5, 1939.
9. Гоноровский И. С. К теории высокочастотных автогенераторов с запаздывающей обратной связью. Радиотехника, т. 13, № 5, 1958.
10. Панкратов В. С. Стационарные режимы автогенератора с запаздывающей обратной связью. Изв. ВУЗов МВО. Радиотехника, № 6, 1958.

Д. П. БЕСПАЛОВ, Г. М. РОМАНОВА

О КОМПЕНСАЦИИ СОПРОТИВЛЕНИЯ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ПРОВОДОВ В НЕРАВНОВЕСНОМ МОСТУ

Рассматривается возможность применения трехпроводной схемы в неравновесном мосту для частичной компенсации изменения сопротивления соединительных проводов. Предлагается наиболее рациональная схема многодиапазонной установки для измерения температуры почвы с дистанцией измерения 100—120 м с наилучшей компенсацией сопротивления соединительной линии. Приведен расчет элементов схемы принятой к производству модернизированной установки М-54-1.

Разработанная в ГГО установка для дистанционного измерения температуры почвы на 10 глубинах (М-54) была основана на применении неравновесного моста для измерения сопротивления термометров с простой двухпроводной схемой включения термометров в мост [1]. Основным недостатком этой схемы была сравнительно большая погрешность измерений, связанная с влиянием сопротивления соединительных проводов. Если основная (постоянная) часть этой погрешности могла быть учтена в градуировке, а во время эксплуатации длина (сопротивление) проводов оставалась обязательно постоянной, то переменная часть этой погрешности, обусловленная изменением сопротивления проводов при изменении их температуры (отклонении температуры проводов от их температуры при градуировке), была существенной и при дистанции измерений 50—100 м уже требовала специальной поправки на температуру соединительных проводов. Хотя температуру проводов достаточно было оценивать сравнительно грубо (с точностью до 10° С), неудобство введения этой поправки очевидно. Более того, для того чтобы влияние изменения сопротивления соединительных проводов можно было учитывать указанным способом, оказалось необходимо выбрать величину сопротивления термометра равной около 460 Ω (при $t = 0°$ С). Изготовление такого большого сопротивления из медной проволоки также представляет известные трудности.

Для того чтобы избежать этих затруднений, в последнее время в ГГО была предпринята попытка модернизации установки М-54. В основу модернизации была положена идея о частичной компенсации сопротивления соединительных проводов термометра в неравновесном мосту, получающейся при использовании трехпроводной схемы (см. рис. 1).

В соответствии с обозначениями рис. 1 (r — сопротивления соединительных проводов) напряжение на зажимах измерительного прибора (*ИП*) будет равно

$$U_г = U_0 \frac{R_2 (R_t + r) - R_1 (R_3 + r)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_t + 2_r)}, \qquad (1)$$

где U_0 — напряжение на диагонали питания моста (a, b),

При равновесии моста ($U_г = 0$) сопротивление соединительных проводов будет скомпенсировано полностью, если $R_1 = R_2$. Обозначив сопротивление термометра R_t при равновесии моста через $R_{t_0} = R_3$, можем записать, что

$$R_t = R_{t_0} + \Delta R(t). \tag{2}$$

При этом формулу (1) можно переписать в виде

$$U_г = U_0 \frac{\Delta R(t)}{2\,[2R_3 + \Delta R(t) + 2r]}. \tag{3}$$

Логарифмируя и дифференцируя (3) по r и переходя к конечным приращениям, получим выражение для изменения $U_г$ с изменением r в виде

$$\Delta U_г = \left[\frac{U_г}{U_0} \cdot \frac{\partial U_0}{\partial r} - \frac{2U_г}{2U_3 + \Delta R + 2r}\right] \Delta r. \tag{4}$$

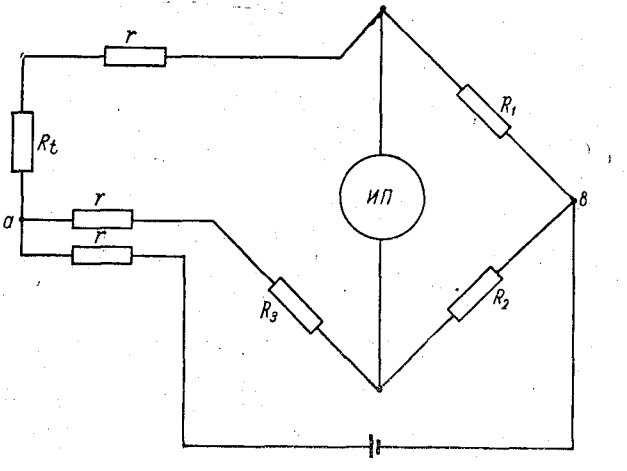


Рис. 1. Трехпроводная схема неравновесного моста для измерения температуры.

Для определения $\frac{\partial U_0}{\partial r}$ воспользуемся выражением

$$U_0 = U \frac{R_{вх}}{R_{вх} + r}, \tag{5}$$

где U — напряжение на зажимах источника питания (после регулировки и стабилизации), а $R_{вх}$ — сопротивление моста со стороны диагонали питания a, b (рис. 1) при разомкнутой диагонали *ИП* (сопротивление *ИП* равно ∞). В соответствии с обозначениями на рис. 1.

$$R_{вх} = \frac{(R_1 + R_t + r)(R_2 + R_3 + r)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_t + 2r}. \tag{6}$$

Логарифмируя и дифференцируя (5) по r, после несложных преобразований получим

$$\frac{1}{U_0} \cdot \frac{\partial U_0}{\partial r} = \frac{r}{R_{вх}(R_{вх} + r)} \cdot \frac{\partial R_{вх}}{\partial r} + \frac{1}{R_{вх} + r}. \tag{7}$$

Дифференцируя (6) по r, получаем

$$\frac{\partial R_{\text{вх}}}{\partial r} = 1 - \frac{2R_{\text{вх}}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_t + 2r}. \tag{8}$$

Учитывая, что R_1, R_2, R_3 и R_t имеют порядок 100 ом, $r \approx 10$ ом и $R_{\text{вх}} \approx 100$ ом, оценим порядок $\frac{dR_{\text{вх}}}{dr}$ и первого слагаемого правой части (7). После элементарных вычислений имеем $\frac{dR_{\text{вх}}}{dr} \approx 0{,}5$; $\frac{r}{R_{\text{вх}}(R_{\text{вх}} + r)} \approx \approx \frac{1}{10\,000}$, что позволяет этим слагаемым пренебречь и считать, что

$$\frac{\partial U_0}{\partial r} = \frac{U_0}{R_{\text{вх}}}. \tag{9}$$

Подставляя (9) в (4), получим выражение для $\Delta U_{\text{г}}$ в виде

$$\Delta U_{\text{г}} = U_{\text{г}} \left[\frac{1}{R_{\text{вх}}} - \frac{2}{2R_3 + \Delta R + 2r} \right] \Delta r. \tag{10}$$

Как видно из (10), $\Delta U_{\text{г}} = 0$ при равновесии моста ($U_{\text{г}} = 0$) и монотонно возрастает с увеличением $U_{\text{г}}$. Максимума $\Delta U_{\text{г}}$ достигает при максимальном разбалансе моста ($U_{\text{г}} = \text{мах}$); относительная же погрешность $\frac{\Delta U_{\text{г}}}{U_{\text{г}}}$ остается примерно постоянной.

Для равноплечего моста ($R_1 = R_2 = R_3 = R_{t_0}$), учитывая, что r обычно на один-два порядка меньше, чем сопротивление R_1, с высокой точностью формулу (10) можно привести к виду

$$\Delta U_{\text{г}} \approx U_{\text{г}} \frac{\Delta R}{(2R_3 + \Delta R + r)(2R_3 + r)} \Delta r. \tag{11}$$

Отсюда следует, что, чем больше R_3 и чем меньше ΔR, тем лучше компенсация изменения сопротивления соединительных проводов в трехпроводной схеме неравновесного моста. Это факт сам по себе достаточно очевидный, но существенно, что $\Delta U_{\text{г}}$ уменьшается пропорционально квадрату R_3, а возрастает пропорционально первой степени ΔR и Δr.

Аналогичная зависимость может быть получена и для изменения силы тока в гальванометре, включенном в диагональ моста ($R_r \neq \infty$). Логарифмируя и дифференцируя по r выражение для силы тока в измерительной диагонали неравновесного моста (для симметричного моста $R_1 = R_2$) получим

$$\Delta I_{\text{г}} = I_{\text{г}} \left[\frac{1}{\Pi} \frac{\partial \Pi}{\partial r} - \frac{1}{U} \frac{\partial U}{\partial r} \right] \Delta r, \tag{12}$$

где $\Pi = R_{\text{г}}(R_1 + R_t + r)(R_2 + R_3 + r) + R_1(R_t + r)(R_2 + R_3 + r) + R_2(R_3 + r)(R_1 + R_t + r)$.

Для равноплечего моста, уравновешенного при $R_t = R_{t_0} = R_1 = R_2 = R_3 = R$, при изменении R_t от R_{t_0} до $R_{t_0} + \Delta R$, считая $r \ll R$ (обычно $r \sim 0{,}01R$), после некоторых упрощений можно записать

$$|\Delta I_{\text{г}}| < I_{\text{г}} \frac{2R_{\text{г}} + 6R}{4R(R_{\text{г}} + R) + \Delta R(2R_{\text{г}} + 3R)} \Delta r. \tag{13}$$

Из (13), если известно сопротивление гальванометра и пределы изменения сопротивления подводящих проводов (или их температуры), можно определить сопротивление термометра и плеч моста R так, чтобы изменение силы тока в гальванометре было бы всегда меньше наперед

заданной величины. Например, для $R_г = 200$ ом и изменения температуры проводов в пределах $\pm 50°$ С, при дистанции измерений 100 м и сечении соединительных проводов 0,5 мм² ($r = 3{,}3$ ом), как следует из (13), достаточно взять термометр, сопротивлением около 330 ом, чтобы обеспечить относительную погрешность $\frac{\Delta I_г}{I_г} < 0{,}005$ (ΔR принято равным 10 αR, что соответствует изменению температуры термометра на 10°.

Основываясь на полученных выводах, рассчитаем основные элементы схемы установки для измерения температуры почвы с характеристиками, аналогичными установке М-54, серийно выпускаемой Сафоновским заводом гидрометприборов [1].

Как известно, установка М-54 обеспечивает измерение температуры почвы на десяти глубинах с погрешностью 0,1° С. Для этого каждый из десяти термометров последовательно включается в плечо неравновесного моста для измерения сопротивления. В измерительной диагонали моста используется гальванометр М-117/3 50-0-50 класса 0,5 с ценой деления $\sim$ 0,1° С. Для включения термометров в мост применена простая двухпроводная схема без компенсации сопротивления соединительных проводов. Для уменьшения погрешности за счет изменения сопротивления проводов с изменением их температуры применяются достаточно высокоомные термометры (около 500 ом при $t° = 20°$ С); при дистанции измерений более 30 м вводится дополнительная поправка на изменение температуры проводов (последняя учитывается приближенно).

Для расчета новой схемы с компенсацией сопротивления соединительных проводов примем тот же гальванометр М-117/3 ($R_г \approx 40$ ом), цену деления также изменять не следует, учитывая класс точности гальванометра. При дистанции измерений 120 м и сечении соединительных проводов 0,5 мм² в соответствии с (13), получим, что $\frac{\Delta I_г}{I_г} < 0{,}005$ в том случае, если при изменении температуры соединительных проводов от +40 до —40° С (соединительный кабель находится в земле на глубине 20—30 см) сопротивление термометра (и других плеч моста) будет не менее 150 ом.

Как было предложено в [1], для удобства поверки моста целесообразно выбирать сопротивление термометра таким, чтобы изменению его температуры на 1° С соответствовало изменение сопротивления на целое число ом (1—2). Учитывая, что для медного обмоточного провода (который обычно и употребляется для изготовления чувствительного элемента термометра) температурный коэффициент сопротивления $\alpha = 0{,}00417$ 1/град. в соответствии с полученной оценкой из (13) сопротивление термометра следует принять равным 240 см при температуре 0° С. Для некоторого расширения пределов измерения температуры при сохранении девяти диапазонов можно принять пределы измерения —35, +55° С вместо —30, +50° С у М-54.

При расчете погрешности неравновесного моста предполагалось, что мост равноплечий, а разбаланс связан только с изменением сопротивления термометра в принятых пределах изменения ΔR. Поэтому при составлении схемы моста с девятью диапазонами измерений следует предусмотреть постоянство всех трех плеч моста. Это можно обеспечить, если добавочные сопротивления включать в плечо R_t последовательно, так чтобы в любом диапазоне общее сопротивление этого плеча ($R_t + nr_{диап}$) изменялось только в пределах ± 5 ом. В этом случае равновесие моста должно обеспечиваться при $R_t = 290$ ом (+50° С); в дальнейшем же при изменении температуры на каждые 10° С последо-

вательно к термометру будет включаться добавочное сопротивление 10 ом, в соответствии с рис. 2.

Существенным преимуществом предложенной схемы, помимо высокой степени компенсации изменения сопротивления соединительных проводов в неравновесном мосту, является существенное уменьшение числа различных номиналов сопротивлений, составляющих измерительный мост: вместо одиннадцати различных сопротивлений при новой схеме нужно будет только два номинала: три сопротивления (R_1, R_2, R_3) по 290 ом и восемь сопротивлений (r_1, r_2, r_3,..., r_8) по 10,0 ом.

Уменьшение сопротивления термометра в два раза по сравнению с термометром М-54 позволяет в новой установке использовать проволоку

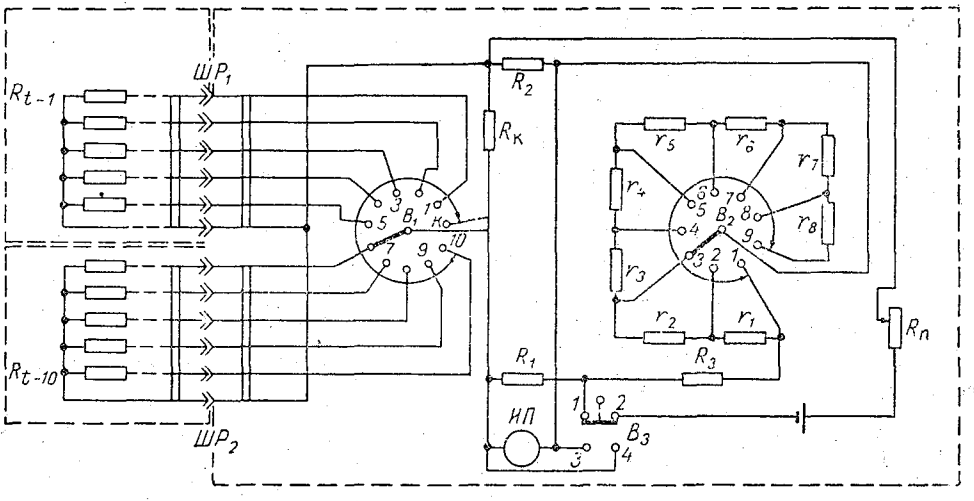


Рис. 2. Электрическая схема многодиапазонного неравновесного моста с трехпроводным включением термометров М-54-1.

для чувствительного элемента несколько большего диаметра (0,06—0,07 мм), что также существенно упрощает технологию намотки чувствительного элемента.

Дополнительные исследования показывают, что неустановка контрольных отметок у М-54 в основном была связана с недостаточной стабильностью сопротивлений моста. Это вызывалось нарушением технологии старения постоянных сопротивлений моста при изготовлении на заводе, а также в известной мере и недостаточной стабильностью манганина, применявшегося для изготовления этих сопротивлений. Для устранения этих недостатков можно рекомендовать применение специальных марок стабилизированного манганина.

Дополнительное улучшение герметичности чувствительного элемента термометра, введенное с августа 1965 г. работниками Сафоновского завода гидрометприборов, позволило существенно повысить надежность действия установок М-54-1, что было подтверждено проведенными заводскими испытаниями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беспалов Д. П. Дистанционная установка для измерения температуры почвы. Труды ГГО, вып. 103, 1960.

СОДЕРЖАНИЕ

Л. П. Афиногенов, Т. М. Гольцман, С. И. Грушин, С. И. Зачек, В. Е. Карпуша, Р. А. Круглов, С. М. Персин, Н. Г. Протопопов, Е. В. Романов, М. С. Стернзат. К вопросу автоматизации метеорологических измерений 3
Л. П. Афиногенов, Н. И. Радомысльская. Логические элементы на принципе распределения тока и их использование для построения дискретных схем. Часть I. Принцип действия и схемы типовых узлов 17
Л. П. Афиногенов, Н. И. Радомысльская. Логические элементы на принципе распределения тока и их использование для построения дискретных схем. Часть II. Расчет схем на ПРТ 41
Л. В. Анискин, С. И. Грушин. Некоторые вопросы построения запоминающего устройства для автоматической станции 56
Е. В. Романов. Пересчетная схема, использующая принцип интегрирования импульсов э. д. с. 71
С. И. Грушин, Е. В. Романов. Работа автоматической метеостанции с произвольными во времени источниками информации 76
Л. П. Афиногенов, С. И. Грушин, Е. В. Романов. Магнитный щуп для бесконтактного измерения импульсных токов 80
С. И. Грушин. Автоматический контроль исправности метеостанции 89
Д. П. Беспалов, С. И. Зачек, Б. Л. Кожевников. Измерение температуры в автоматической станции УАТГМС-1 93
В. Е. Карпуша. Компенсационный датчик атмосферного давления 106
Л. П. Афиногенов, М. В. Попов. О возможности измерения скорости движения газовых и жидких сред при помощи генерирующей системы с запаздывающей акустической обратной связью 139
Д. П. Беспалов, Г. М. Романова. О компенсации сопротивления соединительных проводов в неравновесном мосту 143

БИБЛИОТЕКА
Ленинградского
Гидрометеорологического
Института

Труды ГГО, вып. 216

Автоматические метеорологические станции и устройства

Редактор *Е. И. Ильиных* Техн. редакторы: *В. И. Шустов* и *М. И. Брайнина*
Корректор *Б. А. Минц*

Сдано в набор 3/IV 1967 г. Подписано к печати 27/XI 1967 г. Бумага 70 × 108¹/₁₆, тип. № 1. Бум. л. 4,625. Усл. печ. л. 12,95. Уч.-изд. л 11,55. Тираж 1040 экз. М-22303. Индекс МЛ-355.
Гидрометеорологическое издательство.
Ленинград, В-53, 2-я линия, д. № 23. Заказ № 452. Цена 81 коп.

Типография им. Котлякова издательства «Финансы» Комитета по печати при Совете Министров СССР. Ленинград, Садовая, 21.