

# ЦИФРОВЫЕ ЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ



# ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

*Под редакцией доктора техн. наук,  
проф. В. М. ШЛЯНДИНА*



«ЭНЕРГИЯ» • МОСКВА • 1972

6П2.1.081

Ц 56

УДК 621.317.7

Авторы: В. В. БОГДАНОВ, А. А. БОГОРОДИЦКИЙ,  
Д. И. ЛЕОНТЬЕВ, В. Н. ПАНТЕЛЕЕВ, А. Г. РЫЖЕВСКИЙ,  
Ю. А. СМАГИН, В. М. ШЛЯНДИН

Ц 56 Цифровые электроизмерительные приборы. Под ред. В. М. Шляндина. М., «Энергия», 1972.

400 с. с илл.

На обороте тит. л. авт.: В. В. Богданов, А. А. Богородицкий, Д. И. Леонтьев, В. Н. Пантелейев, А. Г. Рыжевский, Ю. А. Смагин, В. М. Шляндин

В книге обобщается отечественный и зарубежный опыт, накопленный в цифровой электроизмерительной технике и смежных областях, достижения в которых могут быть использованы при создании цифровых электроизмерительных приборов. Рассматриваются различные принципы построения цифровых электроизмерительных приборов и основные структурные схемы.

Книга может быть использована широким кругом инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, изготовлением и эксплуатацией цифровых электроизмерительных приборов, а также студентами вузов, техникумов и аспирантами.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Книга «Цифровые электроизмерительные приборы» написана сотрудниками Отраслевой научно-исследовательской лаборатории автоматизации электрических измерений Пензенского политехнического института на основе исследований, выполненных в этой лаборатории в 1967—1969 гг. по заданию Союзэлектроприбора Министерства приборостроения, средств автоматизации и систем управления СССР. Целью этих исследований являлись обобщение достижений мировой цифровой электроизмерительной техники и разработка новых методов измерения и структур цифровых приборов. Некоторые результаты этих работ были опубликованы в разное время в периодической печати, докладывались на совещаниях и конференциях. Часть материалов публикуется впервые.

Общее редактирование рукописи книги было выполнено В. М. Шляндиным, а руководство авторским коллективом осуществлялось В. М. Шляндиным и А. Г. Рыжевским.

Замечания и пожелания по книге будут с благодарностью приняты авторами, просьба направлять их по адресу: Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

*В. М. Шляндин*

## ВВЕДЕНИЕ

Цифровые измерительные приборы (ЦИП) осуществляют преобразование непрерывной (аналоговой) входной измеряемой величины в дискретную (цифровую) выходную величину с изображением ее в виде числа. Такое преобразование осуществляется квантованием измеряемой величины и кодированием результата измерения в принятой системе счисления.

Удобство и объективность отсчета и регистрации, широкий диапазон измерения при высокой разрешающей способности и точности, удобство и высокая помехоустойчивость передачи дискретной информации обуславливают все более широкое применение ЦИП в различных отраслях.

Вместе с тем цифровая электроизмерительная техника в настоящее время далеко не полностью удовлетворяет потребности народного хозяйства. Объясняется это, помимо ряда других объективных причин, и тем, что отсутствует обобщенный анализ достижений в этой области. В связи с этим часто не используются многие широко применяющиеся за рубежом схемы и решения.

В связи с вышеизложенным Союзэлектроприбором Министерства приборостроения, автоматизации и систем управления СССР перед коллективом отраслевой научно-исследовательской лаборатории автоматизации электрических измерений Пензенского политехнического института была поставлена задача провести сравнительный критический анализ состояния цифровой электроизмерительной техники, оценить имеющиеся решения и возможность использования их в промышленности.

Для выполнения этой работы были использованы многолетний опыт работы коллектива отраслевой лаборатории в области цифровой измерительной техники и очень большое количество разнообразных источников информации (книги, статьи, патенты, авторские свиде-

тельства, каталоги, просьбы и т. п.). Основное внимание в процессе работы уделялось анализу предложенных и используемых методов цифрового измерения электрических величин, структур ЦИП и схем их основных элементов.

В предлагаемой книге обобщается большой фактический материал, накопленный в области цифровой электроизмерительной техники и в смежных областях, достижения в которых могут быть в той или иной мере использованы при создании ЦИП, рассматривается ряд новых разработок, выполненных непосредственно отраслевой лабораторией. Ограниченный объем монографии не позволил привести все изученные структуры. Авторы постарались отобрать лишь типовые и наиболее интересные решения.

Поскольку основным узлом ЦИП являются аналогоцифровые преобразователи, для простоты изложения в ряде параграфов рассматриваются только преобразователи.

Весь материал классифицирован и приведен в определенную систему, позволяющую более четко ориентироваться в многообразии используемых в ЦИП принципов и схемных решений. Все содержание книги разбито на две части. В первой части рассматриваются основные принципы построения ЦИП непосредственного преобразования, в которых отсутствует общая обратная связь с выхода на вход. В цепи прохождения сигнала таких ЦИП имеется ряд отдельных преобразователей, каждый из которых в общем случае может быть охвачен собственной (внутренней) обратной связью. Приборам этого типа присуща относительно низкая точность за счет накопления погрешностей отдельных преобразователей в процессе преобразования. К этому типу относятся ЦИП:

а) пространственного кодирования, в которых измеряемый параметр  $x$  преобразуется в линейное перемещение  $l$ , угол поворота  $\alpha$  или какой-нибудь другой параметр некоторого указателя, положение которого определяется при помощи кодовой маски (кодовые диски и линейки, электроннолучевые трубки и т. п.). Подобные ЦИП пригодны для измерения любых параметров, преобразуемых в пространственное перемещение;

б) последовательного кодирования, в которых измеряемый параметр  $x$  преобразуется в количество импуль-

сов  $n$ , подсчитываемое цифровым счетчиком. Основными представителями этого вида ЦИП являются разнообразные цифровые счетчики, измерители углов поворота и перемещения;

в) частотно-импульсного кодирования, в которых измеряемый параметр  $x$  преобразуется в ряд импульсов, частота  $f_x$  которых пропорциональна значению  $x$ . Количество импульсов подсчитывается за определенный интервал времени  $t_i$  цифровым счетчиком и представляется в виде цифрового кода. Наиболее часто этот принцип используется для создания частотомеров, тахометров и помехоустойчивых (интегрирующих) вольтметров;

г) время-импульсного кодирования, в которых измеряемый параметр  $x$  преобразуется в пропорциональный ему интервал времени  $t_x$ , заполняемый импульсами опорной частоты  $f_0$ , количество которых подсчитывается цифровым счетчиком. Наиболее часто этот принцип используется для создания вольтметров, фазометров, частотомеров, измерителей интервалов времени, перемещений и параметров электрических цепей ( $R$ ,  $L$ ,  $C$  и т. п.);

д) взвешивающего кодирования, в которых измеряемый параметр  $x$  преобразуется чаще всего в электрическое напряжение  $U_x$ , которое затем сравнивается с набором опорных электрических напряжений  $U_{0i}$  (взвешивается), состояние которых (включено — выключено) образует цифровой код измеряемого параметра. Основное применение такие ЦИП получили для измерения электрических напряжений. При этом могут быть два варианта взвешивания: последовательное во времени с одним или несколькими источниками опорных напряжений и параллельное во времени. Последний вариант используется в основном для создания амплитудных анализаторов.

Во второй части рассматриваются основные принципы построения ЦИП уравновешивающего преобразования, в которых имеется общая отрицательная обратная связь с выхода на вход, т. е. входная величина  $x$  в процессе преобразования уравновешивается выходной величиной  $y$ . Здесь, так же как и в ЦИП непосредственного преобразования, отдельные преобразователи могут быть охвачены собственными (внутренними) обратными связями. Основное достоинство такой

структур — высокая точность, обусловленная использованием общей обратной связи.

Классификацию ЦИП уравновешивающего преобразования наиболее естественно выполнить по используемому методу уравновешивания. Однако предварительный анализ существующих принципов построения таких ЦИП показывает, что необходимо предварительно разбить их на два резко отличающихся друг от друга класса: ЦИП последовательного во времени уравновешивания и ЦИП параллельно-последовательного во времени уравновешивания.

Для пояснения этого положения рассмотрим вначале некоторые общие вопросы методики измерений. Как известно, существуют два классических метода выполнения измерения: метод счета и метод совпадения, наиболее удобно иллюстрируемые на примере измерения длины предмета. В первом случае берется один уровень выходной величины меры, равный единице измерения, и используется столько раз, сколько единиц в измеряемой величине. Во втором случае составляется «лнейка» из такого количества  $N_{\max}$  единичных уровней выходной величины меры, чтобы перекрыть весь диапазон возможного изменения измеряемой величины. Измеряемая величина сравнивается (при измерении длины измеряемый предмет прикладывается к линейке) с такой «лнейкой» за одну операцию. Такой метод применяется, например, в амплитудных анализаторах.

В чистом виде оба метода используются сравнительно редко, так как метод счета требует максимального количества операций сравнения, т. е. максимального времени измерения, а метод совпадения требует максимального числа уровней выходных величин мер, т. е. наиболее сложен по оборудованию. Однако они позволяют говорить о возможности существования двух принципиально различных вариантов выполнения операций сравнения: последовательного и параллельного во времени. Естественно, что с целью устранения указанных недостатков оба метода могут быть усовершенствованы.

Если в методе счета пойти на увеличение количества уровней выходной величины меры, то количество операций сравнения может быть существенно сокращено. Количество этих уровней и их значения могут выбирать-

ся по-разному в зависимости от принятой системы счисления и числа разрядов отсчета ЦИП. Логика процесса уравновешивания, т. е. последовательность использования мер и разрядов, также может быть весьма разнобазной. Однако главный признак — последовательность во времени отдельных операций сравнения — сохраняется и используется в подавляющем большинстве ЦИП уравновешивающего преобразования.

В классическом варианте метода совпадения уравновешивание отсутствует. Если пойти на увеличение количества операций сравнения, то количество необходимых уровней выходной величины меры может быть существенно сокращено. При этом появляются разряды, в каждом из которых операции сравнения проводятся параллельно во времени (поразрядное совпадение), а оценка каждого из разрядов осуществляется последовательно во времени. В каждом из разрядов (кроме последнего) теперь необходимо осуществлять уравновешивание, так как на следующий разряд должна подаваться разность между входной и компенсирующей величинами предыдущего разряда.

При параллельно-последовательном во времени уравновешивании количество разрядов и уровней выходной величины меры в разрядах определяется принятой системой счисления и может быть различным, так же как и сама логика процесса уравновешивания. Однако главный признак в отличие от последовательного уравновешивания — наличие параллельных во времени операций сравнения, хотя бы минимум двух.

Дальнейшую классификацию ЦИП уравновешивающего преобразования целесообразно выполнить по известным методам уравновешивания, существенно отличающимся друг от друга, т. е. подразделить оба класса на ЦИП развертывающего и следящего уравновешивания. И в том, и в другом методе могут быть использованы произвольные системы счисления, количество уровней выходной величины меры, количество разрядов и логика осуществления процесса уравновешивания. Эти факторы определяют в каждом случае достигаемые конкретные характеристики каждого данного ЦИП. Однако между этими методами имеется и принципиальное различие, наиболее существенное с точки зрения величины динамической погрешности и надежности ЦИП.

Основной особенностью метода развертывающего уравновешивания является осуществление необходимых операций сравнения измеряемой  $x$  и компенсирующей  $y$  величин по определенной наперед заданной программе, в процессе выполнения которой величина  $y$  меняется в пределах от 0 до  $x_{\max}$ . Отсчет осуществляется в момент равенства с заданной точностью сравниваемых величин. Чтобы осуществлять непрерывное измерение, такой процесс надо повторять периодически.

При следящем уравновешивании измеряемая величина  $x$  непрерывно сравнивается с компенсирующей  $y$ , и при наличии их разности блок управления изменяет  $y$  в функции времени до тех пор, пока с заданной точностью не будет достигнуто установившееся равенство, после чего производится отсчет.

Если измеряемая величина  $x$  постоянна во времени, то задачей следящего уравновешивания является только обеспечение большей надежности прибора, так как после выполнения первого измерения состояние всех блоков прибора не будет изменяться до тех пор, пока не изменится величина  $x$ . При развертывающем уравновешивании состояние всех блоков периодически изменяется независимо от характера изменения  $x$ .

В заключении книги рассмотрены пути улучшения характеристик ЦИП, основанные на комбинировании различных структур и введении в ЦИП элементов адаптации. В приложении рассмотрены некоторые характеристики ряда отечественных и зарубежных ЦИП, основанных на различных методах измерения.

## ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

# ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ, СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦИП НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

### Глава первая

## ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПРОСТРАНСТВЕННОГО И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

### 1-1. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПРОСТРАНСТВЕННОГО КОДИРОВАНИЯ

Структурная схема ЦИП пространственного кодирования представлена на рис. 1-1. В соответствии со схемой измерения величина  $x$  с помощью аналогового преобразователя  $AP$  преобразуется в линейное перемещение  $l$  или угол поворота  $\alpha$ . Далее в аналого-дискретном преобразователе  $ADP$  происходит кодирование полученного перемещения или угла поворота при помощи специальной кодовой маски, которая наносится на специальные кодовые диски, барабаны, линейки, пластины, электроннолучевые трубы и т. п. Маски создают символы (0 или 1) кода числа  $N$  в виде проводящих и непроводящих, прозрачных и непрозрачных, магнитных и немагнитных участков и т. п. С этих участков специальные считающие устройства снимают вводимый код. На один разряд кода нужна одна дорожка символов и одно считающее устройство, причем считающие устройства

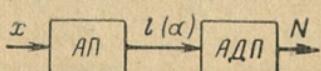


Рис. 1-1.

ства всех разрядов обычно располагаются на одной линии, перпендикулярной разрядным дорожкам. На рис. 1-2 для примера приведен кодирующий диск на четыре двоичных разряда (заштрихованы символы 1).

Вследствие неточной установки считающих устройств вдоль линии считывания и за счет конечной ширины элемента считывания на границах символов в обычном двоичном коде возникают ошибки считывания, так как в этом случае два соседних числа могут различаться на несколько разрядов, а считываемое число может получить разряды от обоих пограничных чисел. Так, например, на границе чисел 1111(15) и 0000(0) могут быть считаны числа 1000(8) и 0111(7).

Ошибки неоднозначности обычно устраниют одним из следующих методов [Л. 1-1—1-4]:

1) введением дискретности в перемещение кодирующего устройства;

2) созданием более сложной системы съема кода с логическим выбором нужных чувствительных элементов при сохранении обычного двоичного кода в кодирующем устройстве;

3) использованием в кодирующем устройстве специальных кодов.

Данные методы позволяют уменьшить ошибки неоднозначности до величины разрешающей способности.

При использовании первого метода входная аналоговая величина подается на устройство, на выходе которого имеется ограниченное число дискретных уровней. Дискретные уровни выбираются так, чтобы они находились между значениями аналоговой величины, соответствующими изменениям состояния кода. Практически дискретизация осуществляется с помощью фиксирующих звездочек, мальтийских крестов и других подобных устройств [Л. 1-1, 1-2]. Из-за малой скорости и низкой точности преобразования в последние годы этот метод применяется сравнительно редко.

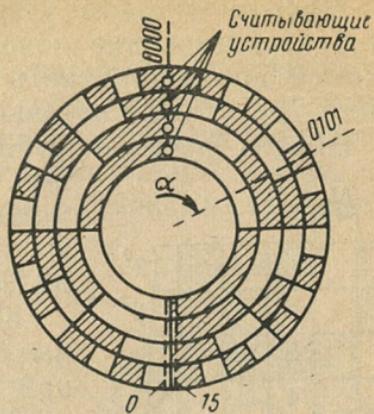


Рис. 1-2.

Другим методом устранения неоднозначности является использование дополнительной информации, получаемой при установке в каждом разряде, кроме младшего, двух чувствительных элементов вместо одного. В каждом разряде выбор одного из двух чувствительных элементов осуществляется с помощью логических схем. Существуют две разновидности данного метода [Л. 1-1, 1-5]:

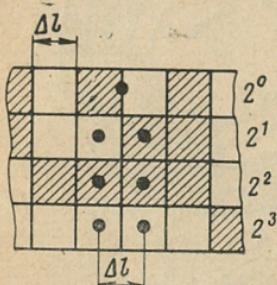


Рис. 1-3.

(рис. 1-3). Вначале считывается цифра младшего разряда, и в зависимости от ее значения (0 или 1) считывание цифр в других разрядах производится соответственно либо с правой, либо с левой группой чувствительных элементов;

б) расположение считающих элементов по принципу V-развертки. Такое расположение используется при последовательном съеме кода. Промежуток между чувствительными элементами для каждого разряда (кроме младшего) равен ширине площади единицы предшествующего младшего разряда и увеличивается по мере возрастания «веса» разряда (рис. 1-4). Считывание разрядов ведется последовательно, начиная с младшего. Выбор чувствительного элемента в данном разряде определяется цифрой предшествующего разряда: если в предшествующем разряде получена цифра 1, то в данном разряде считывание ведется с левого элемента, если 0, то с правого. Принцип V-развертки обладает тем преимуществом, что позволяет увеличивать механические допуски на точность установки чувстви-

тельных элементов осуществляется с помощью логических схем. Существуют две разновидности данного метода [Л. 1-1, 1-5]:

а) расположение чувствительных элементов по принципу «двойной щетки». При параллельном съеме кода чувствительные элементы во всех разрядах сдвигаются вправо и влево относительно линии считывания (проходящей через чувствительный элемент младшего разряда) на половину ширины элемента кода  $\Delta l$ , соответствующего единице младшего разряда (рис. 1-3).

Вначале считывается цифра младшего разряда, и в зависимости от ее значения (0 или 1) считывание цифр в других разрядах производится соответственно либо с правой, либо с левой группой чувствительных элементов;

б) расположение считающих элементов по принципу V-развертки. Такое расположение используется при последовательном съеме кода. Промежуток между

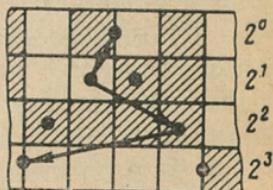


Рис. 1-4.

тельных элементов по мере возрастания веса разряда кода.

Часто оба рассмотренных принципа реализуются конструктивно несколько иначе: для каждого разряда, кроме младшего, изготавливаются две кодовые дорожки со сдвинутыми масками, а все чувствительные элементы размещаются на одной прямой (двоично-сдвинутый код). В литературе двоично-сдвинутый код при V-развертке часто называется кодом Баркера. Наибольшее распространение получил метод устранения ошибок неоднозначности, основанный на применении специальных циклических кодов, в которых соседние числа отличаются только в одном разряде, т. е. ошибка считывания не может превышать шага квантования. Это достигается за счет того, что при изменении любого числа на единицу в циклическом коде изменяется только один символ. Пример соотношения между десятичным, двоичным и кодом Грея показан в табл. 1-1, а диск с кодом Грея — на рис. 1-5. Разряды кода Грея не имеют постоянного «веса», что затрудняет последующую обработку информации, полученной в этом коде. Поэтому ее предварительно переводят в обычный двоичный код, для чего пользуются следующим правилом. Все цифры старших разрядов (до первой единицы включительно) кода Грея сохраняются в двоичном коде; для остальных разрядов цифра сохраняется, если слева от данного разряда в коде Грея было четное число единиц, и меняется, если число единиц нечетное [Л. 1-6]. Например, число в коде Грея 01100101, число в двоичном коде 01000110.

Построение преобразователей циклического кода в двоичный использует данное правило и зависит от способа снятия циклического кода. При параллельном способе на каждый разряд используется полусумматор [Л. 1-2, 1-6, 1-7].

При последовательном способе наиболее проста схема (рис. 1-6) с генератором тактовых импульсов ГТИ, триггером  $Tg$  и схемой  $I$ . Схема  $I$  выдает 1, если в момент прихода импульса от ГТИ на выходе  $Tg$  также 1,

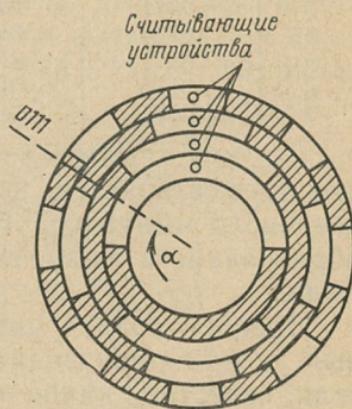


Рис. 1-5.

Десятичное число	Число в двоичном коде	Число в коде Грея	Десятичное число	Число в двоичном коде	Число в коде Грея
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001
7	0111	0100	15	1111	1000

что осуществляется, когда на вход  $Tg$  поступает нечетное число импульсов (единиц циклического кода). Преобразование в такой схеме начинается со старшего разряда.

Преобразование циклического кода в простой двоичный можно производить, начиная с младшего разряда, если известно, какое число единиц содержится в преобразуемой кодовой комбинации.

Если число единиц четное, то в младшем разряде двоичного кода ставится 0, если нечетное — 1. Схема такого преобразования для пятиразрядного кода показана на рис. 1-7. Начальным импульсом  $P_0$  триггер  $Tg$  устанавливается в исходное состояние.

Тактовыми импульсами  $P_1—P_5$  циклический код вводится, начиная с младшего разряда, в регистр сдвига. Если число единиц в циклическом коде четное, то триггер после ввода кода остается в исходном состоянии, при этом ключ  $K2$  закрыт и на его выходе будет нуль. Если число единиц нечетное, то триггер перебрасывается, открывая ключ  $K2$ . Тактовый импульс  $P_6$  проходит через  $K2$  и дает на выходе 1. Тем самым определяется вес младшего разряда двоичного кода, который выдается на выходе схемы ИЛИ 2. Выходной импульс задерживается на один такт линией задержки  $LZ$  и подается на полусумматор. В это же время импульс  $P_7$  восстанавливает триггер, запирая  $K2$ , и переводит младший разряд циклического кода из регистра в полусумматор. Импульсами  $P_8—P_{10}$  произво-

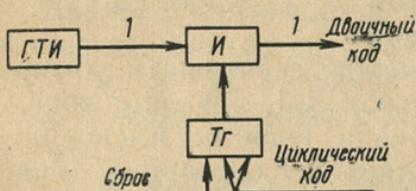


Рис. 1-6.

дится перевод остальных разрядов и аналогичное формирование двоичного кода. Импульсом  $P_{11}$  схема подготавливается для нового цикла.

Двоично-сдвинутый код преобразуется в обычный двоичный согласно логическому уравнению [Л. 1-8]

$$x_{k+1} = x_k x'_{k+1} + \bar{x}_k x''_{k+1},$$

где  $x_{k+1}$  — цифра в  $(k+1)$ -м разряде двоичного кода;  $\bar{x}_k$  — цифра в  $k$ -м разряде двоичного кода;  $x'_{k+1}$  — цифра на отстающем подразряде  $(k+1)$ -го разряда;

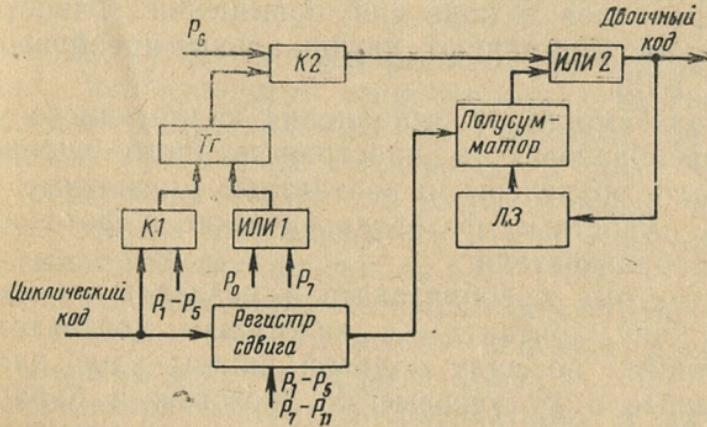


Рис. 1-7.

$x''_{k+1}$  — цифра на опережающем подразряде  $(k+1)$ -го разряда.

Функциональная схема преобразования двоично-сдвинутого кода в нормальный двоичный представлена на рис. 1-8.

В некоторых типах преобразователей можно с помощью изменения кодового рисунка и добавления некоторых элементов (чувствительных элементов, диодов) снимать с кодирующего устройства нормальный двоичный код. Такие кодирующие устройства получили название «шкалы с самопереключением». Логический выбор элементов схемы кода может осуществляться по способу коммутации питания, разработанному для контактных преобразователей. При таком способе усложняется кодовая шкала, на каждый разряд при-

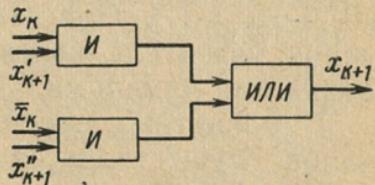


Рис. 1-8.

меняется по щетке, и все они устанавливаются в одну линию. Однако он обладает ценным свойством, заключающимся в том, что сразу выдается двоичный код одновременно со всех разрядов.

Следует отметить, что, кроме двоичных кодов, нашли применение и другие коды. Например, как указано в [Л. 1-9, 1-10], применяются кодовые шкалы с троичным кодом, с кольцевым кодированием, с двоично-десятичными кодами. Используются также функциональные кодовые шкалы, в которых кодируются функции угла поворота [Л. 1-1, 1-11, 1-12]. При небольшом числе разрядов в коде для повышения точности преобразования применяют двухшкольные преобразователи [Л. 1-2, 1-13].

В зависимости от выполнения кодирующего устройства преобразователи пространственного кодирования могут быть разделены на контактные, магнитные, индуктивные, емкостные, фотоэлектрические и фотоэлектронные преобразователи.

Контактные преобразователи разделяются на группы: по типу контакта — с нажимным контактом и со скользящим; по виду кодовой шкалы — на дисковые, барабанные и кулачковые. У дисковых и барабанных преобразователей электрический импульс получается за счет чередования проводящих и непроводящих поверхностей, по которым скользит контактная щетка, а у кулачковых — за счет замыкания и размыкания контактных пар. Для повышения точности и увеличения разрядности кодирующие устройства соединяются между собой с помощью редукторов [Л. 1-1, 1-8, 1-14, 1-15]. Примером контактного преобразователя является щитовой кодирующий магнитоэлектрический прибор с пластиной в форме сектора, кодированной проводящими ламелями [Л. 1-16, 1-17]. При этом в зависимости от угла отклонения указатель контактирует с теми или иными проводящими ламелями.

В магнитных преобразователях снятие кодовых сигналов осуществляется различными способами. Например, в некоторых преобразователях съем кодовых сигналов осуществляется с помощью специального трансформатора, в воздушном зазоре которого перемещается кодовый диск. В этом случае при перемещении диска изменяется коэффициент трансформации трансформатора.

Принцип действия магнитных преобразователей с трансфлюксорным съемом сигналов основан на перераспределении магнитного потока в ветвях магнитопровода. Разновидностью магнитных преобразователей являются преобразователи, в которых съем кодовых сигналов осуществляется за счет насыщения магнитной цепи [Л. 1-7]. При этом кодирующий диск вращается совместно с валом и имеет рисунок в виде выступов и впадин. Против каждой кодовой дорожки расположены ферритовые кольца. При насыщении ферритового кольца с его обмотки снимается сигнал 0, при ненасыщении — 1.

Работа индуктивных преобразователей основана на изменении индуктивного сопротивления включенной в одно из плеч четырехплечего моста обмотки при изменении магнитного потока сердечника. В зазор между концами сердечника входит зуб кодового диска, выполненного из железа или алюминия. Более простой вид имеет съемная головка, описанная в [Л. 1-18].

Принцип действия емкостных преобразователей основан на изменении емкости между кодовым диском и чувствительными элементами [Л. 1-1, 1-2].

В фотоэлектрических преобразователях в качестве кодирующего устройства используются кодовый диск или пластины, выполненные из стекла с нанесенным кодом в виде сочетания прозрачных и непрозрачных площадок, а также барабана с отверстиями [Л. 1-22]. В [Л. 1-19] приводится описание преобразователя, в котором функцию кодирующего устройства выполняет перфорированная лента.

В некоторых случаях преобразуемую величину удобнее развернуть в пространстве в последовательный числовой ряд и каждому значению ряда присвоить соответствующий код [Л. 1-20, 1-21]. При этом преобразуемая величина при своем изменении производит определенные воздействия на чувствительные элементы, установленные в точках, соответствующих значениям числового ряда. Типовая схема фотоэлектрического преобразователя приведена в [Л. 1-3].

Несколько систем кодирующих переносных приборов, в которых подвижным элементом, связанным с подвижной частью прибора, может быть световой или электронный луч, кодированный диск или барабан, описано в [Л. 1-17, 1-23]. Для уменьшения числа фотосо-

противлений в этих приборах могут быть применены светопроводы или фокусирующие линзы. Светопроводы, описанные в [Л. 1-19, 1-24, 1-25], выполнены на элементах волоконной оптики.

При измерении больших угловых скоростей применяют преобразователи, использующие три явления изменения пропускания светового потока: нониусные полосы, изменения освещенности, вызываемые относительным перемещением штрихов (модуляция светового потока), муаровые кольца и полосы [Л. 1-26].

Фотоэлектронные преобразователи применяются для преобразования напряжения в код. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 1-9. Функцию коди-

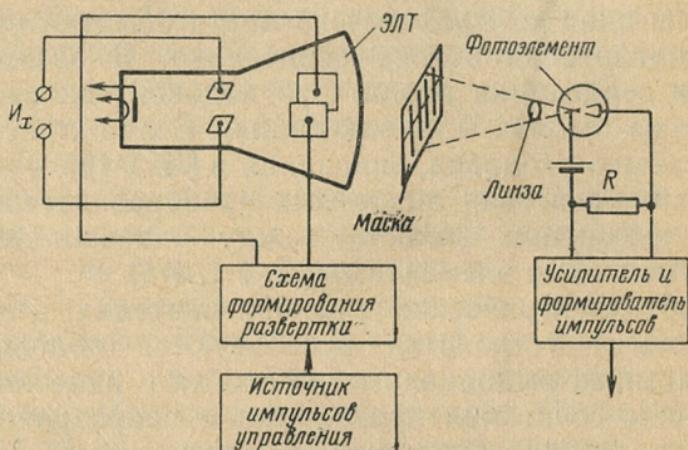


Рис. 1-9.

рующего устройства выполняют специальная электронно-лучевая трубка (ЭЛТ) и маска. Маска с рисунком кода наносится на экран трубы или размещается внутри колбы, органически входя в конструкцию трубы [Л. 1-27—1-32]. Основным преимуществом таких преобразователей по сравнению с рассмотренными выше является высокое быстродействие (порядка сотен тысяч преобразований в секунду) при погрешности порядка 0,5—1%.

Дальнейшее повышение точности данных устройств ограничено погрешностью от несовершенства фокусировки луча и неточности выполнения отклоняющих пластин.

К преобразователям пространственного кодирования следует отнести преобразователи, у которых цифра,

соответствующая размеру преобразуемого параметра, проецируется с диска или сектора на экран. Например, в устройстве [Л. 1-69] сектор укреплен на подвижной рамке измерительного прибора, и при подаче измеряемого напряжения он поворачивается на определенный угол. С сектора цифра проецируется на экран.

## 1-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОДИРОВАНИЯ

Преобразователи последовательного кодирования основаны на преобразовании аналоговой величины  $x$  в количество импульсов  $n$  с последующим преобразованием его в код  $N$ .

Структурная схема таких преобразователей (рис. 1-10) может быть представлена в виде последовательного соединения двух узлов: аналого-дискретного преобразователя *АДП* и преобразователя кода *ПК*, в качестве которого обычно применяются различные счетчики импульсов. Преобразователи по-

следовательного кодирования применяются в основном для преобразования в код угловых и линейных перемещений. Известны также структуры, использующие промежуточное аналоговое преобразование электрических параметров в угловое перемещение. Наконец, используется непосредственное преобразование напряжения или тока в количество импульсов.

Следует отметить две принципиально различные группы преобразователей — циклические и накапливающие. Первые характеризуются проведением преобразования всей входной величины в каждом цикле, вторые — преобразованием приращений. Очевидно, что накапливающие преобразователи обеспечивают большее быстродействие, но ошибки преобразования в них накапливаются со временем. Основными элементами преобразователей угловых и линейных перемещений являются задающий элемент или квантованная шкала, разбитая на соответствующее число участков, чувствительные и считающие элементы, счетчики импульсов и различные логические схемы, определяющие цикличность работы и направление вращения или линейного

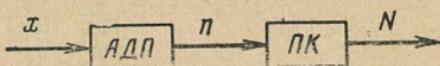


Рис. 1-10.

перемещения. В качестве задающих элементов используются контактные, фотоэлектрические, индуктивные, магнитные, фотоэлектронные и другие датчики.

Пример структурной схемы преобразователя угла поворота вала в число импульсов накапливающего типа с фотоэлектрическими датчиками приведен на рис. 1-11, а [Л. 1-33, 1-34].

На стеклянный диск, жестко связанный с валом, угол поворота которого измеряется, нанесена двухдорожечная шкала с чередующимися прозрачными и непро-

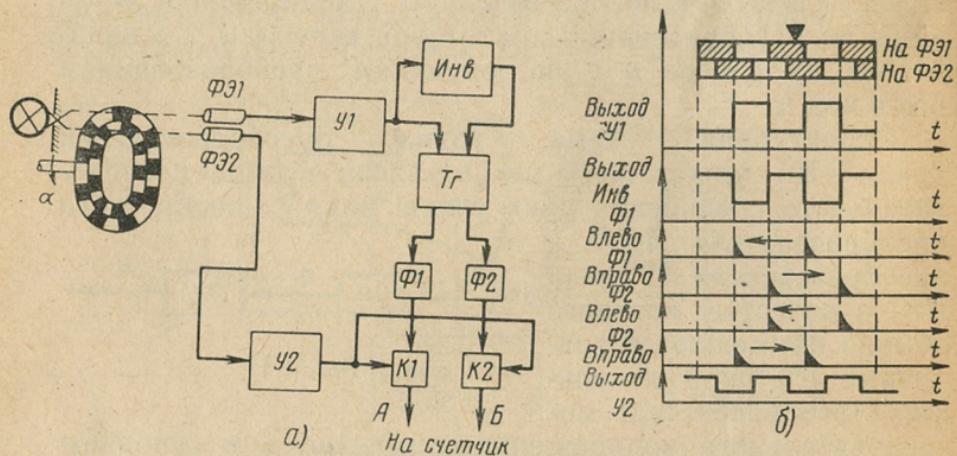


Рис. 1-11.

зрачными участками. Рисунки дорожек сдвинуты относительно друг друга на половину ширины деления. При изменении освещенности фотоэлемента  $\Phi\mathcal{E}1$  в результате вращения диска в зоне действия источника света выходной сигнал фотоэлемента усиливается и опрокидывает триггер  $Tg$ . При этом формирователь  $\Phi1$  формирует положительный импульс (рис. 1-11, б). Инвертор  $Инв$  на входе триггера осуществляет возврат его в исходное состояние к приходу следующего запускающего импульса. Фотоэлемент  $\Phi\mathcal{E}2$  служит для управления ключевыми схемами  $K1$  и  $K2$ .

Как видно из временной диаграммы, при вращении диска вправо импульсы с формирователя  $\Phi1$  поступают на выход  $A$ , при вращении влево — с  $\Phi2$  на выход  $B$ . Выходы  $A$  и  $B$  являются шинами сложения и вычитания (соответственно) реверсивного счетчика.

Точность преобразования зависит от числа участков шкалы задающего элемента и может быть повышена

применением двухотсчетных систем, но это связано с увеличением момента нагрузки на валу. Точность промышленных типов таких преобразователей достигает 0,001 %.

Преобразователи электрических величин с промежуточным преобразованием этих величин в угловое перемещение используются в основном для цифрового считывания показаний стрелочного прибора.

Например, угол поворота рамки электростатического вольтметра с помощью электронно-оптического устрой-

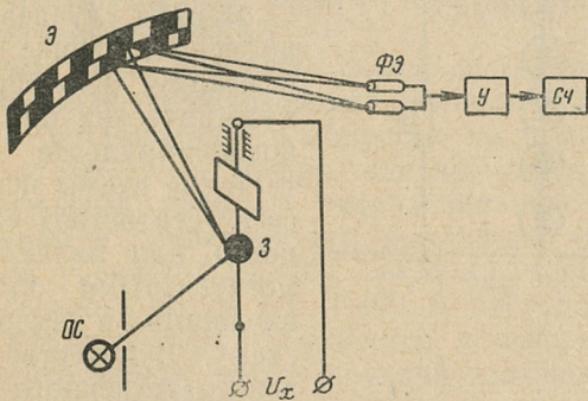


Рис. 1-12.

ства преобразуется в количество импульсов [Л. 1-35—1-37]. К нити подвеса рамки, изображенной условно на рис. 1-12, прикреплено плоское зеркало 3, отражающее луч света осветителя  $ОС$  на сферическое зеркало, перед которым помещен решетчатый экран  $\mathcal{E}$  с чередующимися прозрачными и непрозрачными полосами.

При подаче на вольтметр измеряемого напряжения чувствительная рамка с зеркалом отклоняется на угол, пропорциональный этому напряжению. Отраженный зеркалом луч, проникая через прозрачные полосы экрана, отражается от сферического зеркала и попадает на фотодиод  $\Phi\mathcal{E}$ , преобразующий световые импульсы в электрические, подсчитываемые затем счетчиком  $СЧ$ . Так как механическая система подвеса демпфирована слабо, около установившегося положения равновесия имеют место колебания, что приводит к посылке дополнительных импульсов в счетчик. Для устранения этой ошибки измерение и счет импульсов ведутся после сня-

тия измеряемого напряжения при обратном ходе луча от положения равновесия к нулевому положению, причем момент прохождения нуля фиксируется добавочным фотоэлементом, отключающим счетчик.

Такие преобразователи применены в системе приборов DIGIZET фирмы Siemens und Halske (ФРГ).

Выпускаемые фирмой приборы обеспечивают цифровой отсчет токов и напряжений (полная шкала 2,5 мв и 1 мка) с погрешностью 1,5% при времени преобразования 0,2—1 сек.

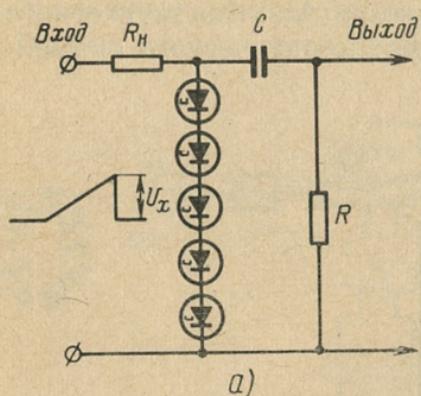


Рис. 1-13.

токами максимума (рис. 1-13, а, б). На этом же рисунке представлена вольт-амперная характеристика такой цепочечной схемы с числом максимумов тока, равным числу диодов в цепочке. При подаче на вход схемы монотонно возрастающего напряжения напряжение на диодах будет меняться скачком всякий раз, когда рабочая точка будет достигать одного из максимумов характеристики. Перепады напряжений на диодах дифференцируются  $RC$ -цепью и подаются на вход счетчика. При этом полярность выходных импульсов зависит от характера изменения сигнала на входе (возрастающее напряжение — положительные импульсы, падающее — отрицательные).

## Число импульсов на выходе

$$n = \frac{U_x - kU_{\max} - R_n I_{\max}}{\Delta U} + 1,$$

где  $U_x$  — размер преобразуемого напряжения;  $k$  — число диодов в цепочке;  $U_{\max}$  — напряжение, соответствующее пику вольт-амперной характеристики;  $I_{\max}$  — пиковое значение тока;  $\Delta U$  — напряжение переключения одного диода.

В таких схемах трудно получить линейную характеристику преобразования, поэтому они не получили широкого применения в ЦИП.

В то же время подобные схемы с логарифмической характеристикой преобразования реализуются довольно просто. Не останавливаясь подробно на принципах построения таких схем, можно, однако, указать, что их работа основана либо на экспоненциальном разряде конденсатора и сравнении его выходного напряжения с опорным уровнем [Л. 1-39], либо на использовании колебательного контура [Л. 1-40]. В последнем случае входное напряжение преобразуется в импульс определенной длительности, возбуждающий настроенный в резонанс контур. Колебания контура, усиленные и ограниченные, поступают на схему амплитудного дискриминатора, дающего на выходе пачку импульсов, число которых пропорционально логарифму напряжения на входе:

$$n = \frac{1}{\pi d} \ln \frac{U_x}{U_0},$$

где  $d$  — коэффициент затухания контура;  $U_0$  — порог срабатывания амплитудного дискриминатора.

Оригинальное решение использовано в преобразователе напряжения в число импульсов на линии задержки [Л. 1-57]. В этом преобразователе (рис. 1-14) напряжение через ключ  $K$ , управляемый генератором тактовых импульсов ГТИ, поступает в виде импульса на вход линии задержки ЛЗ.

Импульс распространяется по линии и переключает туннельный диод  $TД$  из состояния высокой проводимости в состояние низкой проводимости. Так как полное сопротивление диода много меньше характеристического сопротивления линии задержки, перепад напряже-

ния при его переключении вызывает отражение импульса от этого конца  $LZ$  и поворот его по фазе на  $180^\circ$ . Отражения от обоих концов  $LZ$  продолжаются до тех пор, пока потери в  $LZ$  и диодах не ослабят импульс до величины, при которой  $TD$  уже не будет переключаться. Поскольку длительность входного импульса выбирается меньше длительности временной задержки  $LZ$ , вы-

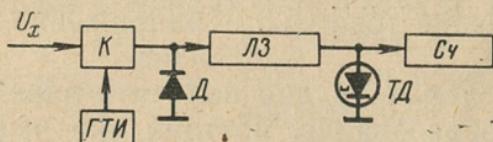


Рис. 1-14.

ходным сигналом схемы будет пачка импульсов, число которых в пачке пропорционально амплитуде входного сигнала.

На основе преобразования напряжения в число импульсов можно реализовать сравнительно простой измеритель низких уровней напряжения постоянного тока. На рис. 1-15 изображены временная диаграмма и структурная схема такого устройства, разработанного в Пензенском политехническом институте. Входное напряжение  $U_x$  модулируется с частотой генератора опорной частоты  $ГОЧ$  так, что на вход интегратора  $Инт$  поступают импульсы  $U_m$  постоянной длительности с амплитудой, пропорциональной размеру входной величины. Интегратор накапливает эти импульсы до момента равенства его выходного напряжения опорному напряжению  $U_0$ . Этот момент фиксируется пороговой схемой  $ПС$ . При этом интегратор благодаря логической схеме (ждущий мультивибратор  $ЖМ$  и схема  $I$ ) будет разряжаться лишь по окончании действия последнего (относительно момента равенства) импульса. Разряд интегратора производится между двумя соседними импульсами  $U_m$  на величину  $U_0$  подачей на его вход импульса стабильной вольт-секундной площади с формирователя импульса сброса  $ФС$ . Если время преобразования ограничить определенным числом накапливаемых импульсов  $n_0$ , для чего служит делитель импульсов  $D$ , управляющий переключателем  $P$ , и предположить, что на вход интегратора не поступают импульсы сброса, то суммарное значение накопленного интегратором напря-

жения  $U_{\Sigma}$  равно:

$$U_{\Sigma} = n_0 \frac{t_0 U_m}{2\tau},$$

где  $\tau$  — постоянная времени интегратора;  $t_0$  — период опорной частоты ГОЧ.

При условии периодического разряда интегратора количество импульсов  $n_x$ , прошедших за это время на счетчик  $CЧ$ , будет определяться отношением

$$n_x = \frac{U_{\Sigma}}{U_0} = \frac{n_0 t_0}{2 U_0 \tau} U_x.$$

Нетрудно видеть, что подобная структурная схема обладает интегрирующими свойствами, и если время преобразования выбрано равным периоду  $T_n$  входной гармонической помехи, то влияние этой помехи на результат измерения постоянного напряжения полностью исключается.

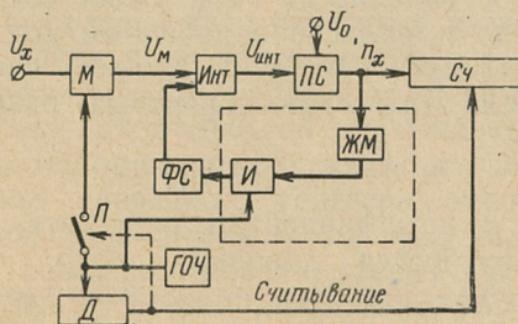
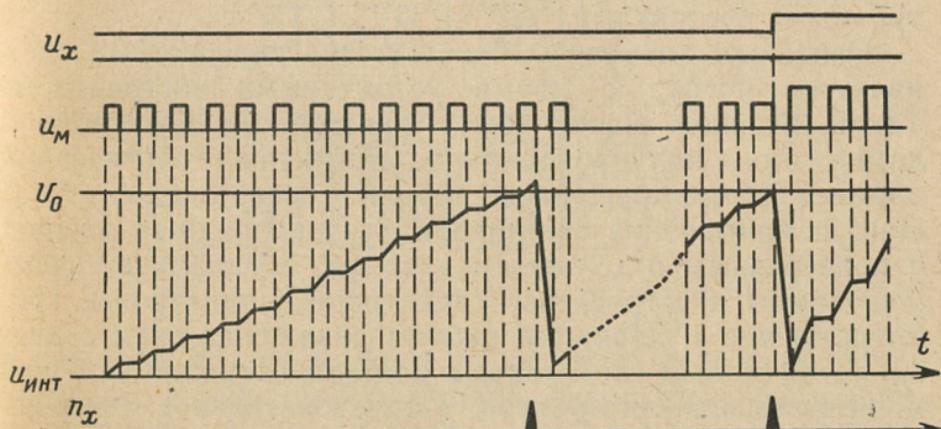


Рис. 1-15.

Как было отмечено выше, в качестве преобразователей количества импульсов в цифровой код с требуемым основанием системы счисления в ряде методов аналого-цифрового преобразования и, в частности, в устройствах последовательного кодирования используются счетчики импульсов. Рассмотрим основные принципы построения схем различных счетчиков, получившие применение в практике цифрового приборостроения. В общем случае любое устройство для счета импульсов содержит три основных блока: формирователь входных импульсов, пересчетную схему (счетчик) и регистратор результата счета (устройство индикации).

Перспективность того или иного принципа построения счетчика определяется максимальной скоростью счета, минимальным разрешающим временем, надежностью и простотой. Всякого рода механические и электромеханические счетчики импульсов известны давно, но ввиду их низкого быстродействия и конструктивной сложности были полностью вытеснены из ЦИП электронными счетчиками.

Основным элементом большинства пересчетных схем является ячейка с двумя устойчивыми состояниями. Такой ячейкой может быть триггер на электронной лампе или полупроводниках, магнитный логический элемент с прямоугольной петлей гистерезиса и т. д. Нашли применение счетчики на газоразрядных лампах с подогревным и холодным катодом, специальные счетные лампы и устройства — декатроны, полиатроны, трохотороны и т. п. Принцип работы различных схем с двумя устойчивыми состояниями достаточно полно освещен в специальной литературе. Последовательное соединение триггеров в так называемом режиме деления образует двоичный счетчик, фиксирующий число импульсов по мере их поступления на вход. Такое соединение преобразует число импульсов в двоичный код, снимаемый с одноименных плеч триггеров. Емкость счетчика  $n$  зависит от числа триггеров (двоичных разрядов)  $m$  и равна:

$$n = 2^m - 1.$$

Счетчики с коэффициентом пересчета, кратным 2, в ЦИП применяются довольно редко. Большинство пересчетных схем строится по двоично-десятичной или десятичной системе счета вследствие удобства последующего визуального отсчета. За основу десятичной

Пересчетной схемы (декады) берется схема из четырех двоичных ячеек и введением обратных связей между ячейками обеспечивается снижение кратности пересчета с 16 на 10. Вариантов введения обратных связей с этой целью может быть 35 [Л. 1-41]. В качестве примера на рис. 1-16 приведено несколько возможных вариантов. В первом варианте импульс с  $Tg1$  перебрасывает  $Tg4$ . При вторичном перебросе  $Tg4$  от  $Tg3$  сигнал по цепи обратной связи перебрасывает  $Tg2$ . Нетрудно видеть, что первые девять импульсов регистрируются, как

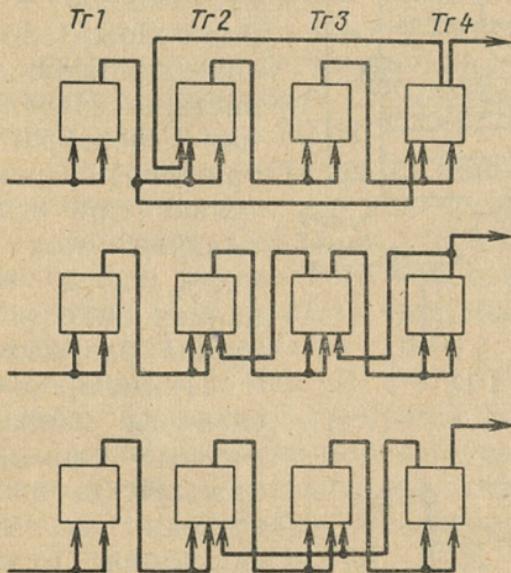


Рис. 1-16.

в обычной двоичной схеме, а десятый — сбрасывает все триггеры в исходное состояние. Возможно использование логических схем совпадений для осуществления этой операции (сброс декады) в зависимости от состояний триггеров [Л. 1-42].

Так как быстродействие счетчиков зависит от быстродействия ячейки и от длительности переходного процесса, определяемого суммарным временем переходных процессов в каждой ячейке, то для ускорения процесса счета импульсов применяют «сквозной» перенос, когда опрокидывание очередного триггера определяется состоянием триггеров предыдущих разрядов [Л. 1-43]. Дальнейшее совершенствование таких счетчиков определяется возможностями повышения быстродействия ячеек.

В качестве примера рассмотрим один из способов повышения быстродействия ячейки счетчика на полупроводниковых элементах [Л. 1-44]. Схема (рис. 1-17) работает от импульсов длительностью до 1,5 нсек, следующих с частотой свыше 300 Мгц. Напряжение смещения на базах обеспечивается связью коллектора одного транзистора с базой другого через стабилитроны. Переключение осуществляется подачей в цепь эмиттеров положительного импульса, запирающего оба транзистора. Перенос информации (переброс очередного триггера) осуществляется только при условии срабатывания всех предыдущих ячеек (когда использована полная емкость всех предыдущих разрядов).

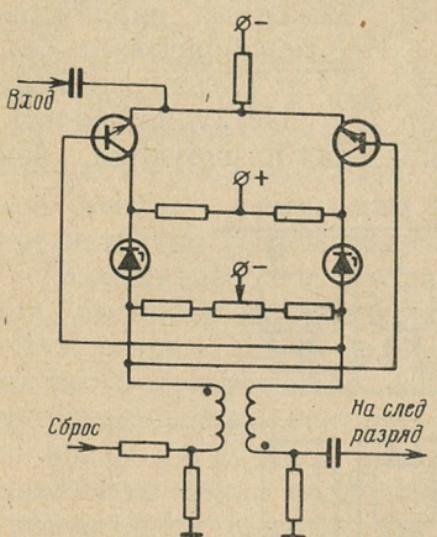


Рис. 1-17.

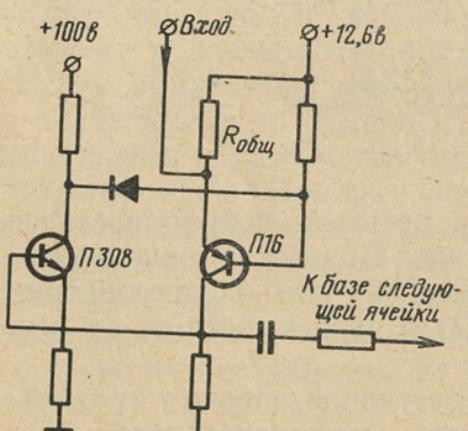


Рис. 1-18.

зованного в одном из приборов [Л. 1-45], приведена на рис. 1-18. Ячейка состоит из двух усилительных каскадов на транзисторах разной проводимости с положительной обратной связью между каскадами. Высоковольтный транзистор П308 способен коммутировать

Применяются также десятичные кольцевые пересчетные схемы, в которых каждый входной импульс приводит к смещению информации в счетчике на один шаг. Коэффициент пересчета таких схем точно соответствует числу разрядных ячеек.

В последнее время разработаны экономичные кольцевые счетчики, ячейки которых непосредственно используются для управления индикаторными лампами. Схема ячейки десятичного кольцевого счетчика, используемого в одном из приборов [Л. 1-45], приведена на

индикаторные лампы. Так как эмиттеры транзисторов П16 всех ячеек имеют общее сопротивление  $R_{общ}$ , то в состоянии 1 может находиться лишь одна ячейка. Отрицательный перепад на ячейке переводит в состояние 1 следующую ячейку при подаче на эмиттеры транзисторов П16 отрицательного входного импульса.

Широко применяются в качестве кольцевых счетчиков схемы на феррит-диодных и феррит-транзисторных накопительных элементах различных типов. Создание универсальных магнитных логических элементов [Л. 1-46] позволило значительно сократить номенклатуру элементов счетчиков, упростить их схему и сократить габариты. Однако ограниченное десятками килогерц быстродействие магнитных логических элементов зачастую не позволяет использовать их в ЦИП.

Декадные кольцевые счетчики с десятью ячейками не являются оптимальными по количеству элементов. Более простой является декада, состоящая из триггера со счетным входом и пятеричного кольцевого счетчика. Такие декады типа ZD61 и ZD71 выпускает, например, фирма Grundig — Ratio — Werke (ФРГ) с максимальной скоростью счета в 1 Мгц [Л. 1-47]. Так как двухстабильных ячеек на декаду требуется не менее четырех, известны попытки использовать трехстабильную ячейку. Такая ячейка, соединенная последовательно с двумя обычными триггерами, обеспечивает одиннадцать состояний в коде 1-2-3-5 [Л. 1-48]. Что касается кодов счетчика, то существуют самые различные варианты схем, работающие в любом заданном коде (1-2-4-8, 1-2-4-2 и т. д.).

Счет входных импульсов, кроме перечисленных принципов, реализуется также путем изменения заряда некоторой емкости в зависимости от каждого входного импульса. Емкостная накопительная ячейка может иметь  $n$  устойчивых состояний. Структурная схема и временная диаграмма, поясняющая принцип работы такого элемента [Л. 1-49], представлены на рис. 1-19. Импульсы тактового генератора  $U_{т.г.}$ , усиленные и ограниченные на некотором уровне  $U_0$  при помощи формирователя  $\Phi 1$ , обеспечивают стабильные приращения напряжения на емкостном накопителе  $H$ . Когда напряжение на накопителе достигнет уровня срабатывания блока сравнения  $БСр$ , через схему сброса  $Сбр$  накопитель сбрасывается в исходное состояние. Устройство

работает как делитель частоты на  $n$ , где  $n$  — отношение частот входных и выходных импульсов.

По сравнению со счетчиком на триггерах счетчик на многоустойчивых элементах (МЭ) имеет значительно меньше элементов, меньшие габариты и вес и потребляет меньшую мощность, так как количество состояний МЭ зависит от режима его работы и от параметров элементов схемы, а не от их количества. Поскольку работа МЭ синхронизируется генератором опорной частоты, динамические признаки состояний (фазовые положения выходных импульсов относительно опорных) не зависят от параметров схемы в широком диапазоне их изменений. Использование многоустойчивых элементов в схемах

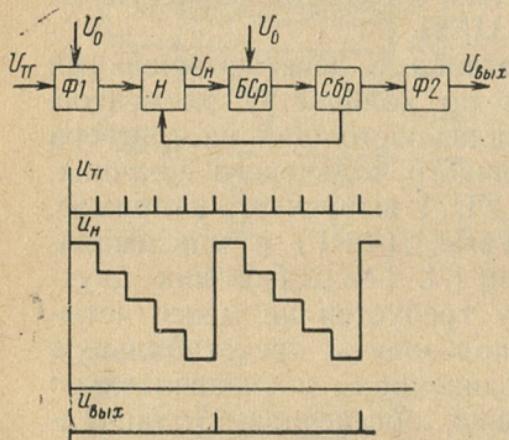


Рис. 1-19.

счетчиков позволяет обеспечить следующие характеристики: для счетчика емкостью 8 десятичных разрядов при скорости счета до 300 кгц потребляемая мощность 4 вт, масса 1,5 кг, габариты 200×200×60. мм [Л. 1-50].

Для построения пересчетных схем в последнее время все шире используются новые полупроводниковые элементы — динисторы, туннельные диоды и др. Способность динисторов ра-

ботать в триггерном режиме позволила создать различные варианты схем счетчиков. Простая схема триггера на динисторах приведена на рис. 1-20,а. Для обеспечения высокого входного сопротивления ячейки последовательно с динистором включается диод  $D$ . Импульсы на Входе 2 переводят динистор в состояние высокой проводимости, на Входе 1 — в состояние низкой проводимости [Л. 1-51].

Для обеспечения большой нагрузочной способности два таких каскада связываются соответствующими обратными связями на  $RC$ -элементах. Получается триггерная схема со счетным входом (рис. 1-20,б). Счетчик на динисторах содержит гораздо меньше элементов, чем счетчик на других приборах. Частотный предел таких счетчиков примерно 80—100 кгц.

Большое распространение получили счетные схемы на туннельных диодах, работа которых в различных режимах, в том числе и в триггерном режиме, достаточно подробно описана в литературе. Скорость счета, обеспечиваемая туннельными диодами, довольно высока (до сотен мегагерц). Построение десятичной декады на туннельных триггерах затруднено сложностью формирования импульсов тока для запуска последующей тун-

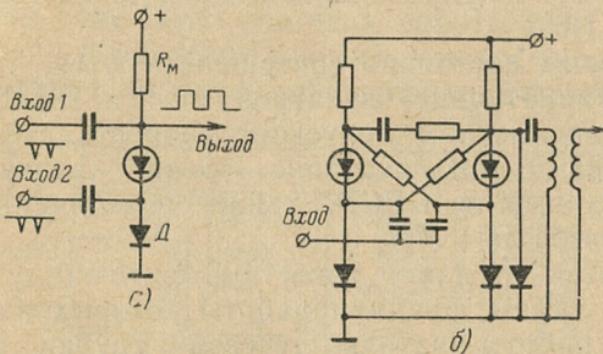


Рис. 1-20.

нельной ячейки. Чтобы полнее использовать быстродействие туннельных диодов, было предложено [Л. 1-52] комбинировать в каждой декаде ячейку на туннельном диоде и транзисторный пересчет на 5.

Счетчики на неоновых лампах (тиратронах) явились первой попыткой создания устройств, в которых процесс счета и индикации совмещен и выполняется на одних и тех же элементах. В настоящее время такие счетчики довольно хорошо исследованы.

Большое распространение получили специальные счетные лампы — декатроны, трохотроны, номотроны и т. д. Декатрон — газонаполненная лампа тлеющего разряда с одним цилиндрическим анодом и десятью расположеными вокруг него катодами, образующими десять рабочих разрядных промежутков. В каждый момент разряд протекает только в одном промежутке и переносится от одного катода к другому под действием импульсов, количество которых подсчитывается декатроном [Л. 1-41]. Для переноса разряда из одного промежутка в другой служат вспомогательные электроды (подкатоды), расположенные между рабочими катодами.

В зависимости от числа импульсов, необходимых для переноса разряда с одного катода на соседний, различают одно- и двухимпульсные декатроны. Декатроны выпускаются в двух исполнениях — коммутаторные (все катоды выведены на цоколь) и счетные (на цоколь выведен лишь нулевой катод).

Существует большое разнообразие схем управления декатронами, которые выполняются как на лампах, так и на полупроводниковых блокинг-генераторах и т. д. [Л. 1-68].

Декатроны постоянно совершенствуются. Так, швейцарский миниатюрный декатрон Electra E110B с водородным наполнением допускает скорость счета свыше 1  $M\text{гц}$ . Новый тип декатрона — с направленным катодом, созданный в СССР, также позволяет получить скорость счета до 1  $M\text{гц}$ .

Сравнительно давно известны ленточно-лучевые пересчетные лампы, принцип работы которых напоминает принцип работы катодно-лучевой трубки [Л. 1-53]. В таких лампах электронный пучок, пройдя через систему электродов, попадает в виде ленты на электрод с десятью отверстиями и через эти отверстия на флюоресцирующий экран. Изменение напряжения на отключающих пластинах вызывает перемещение ленты и тем самым приводит к скачкообразным изменениям тока через лампу (вольт-амперная характеристика лампы имеет десять пиков). Лампы, разработанные фирмой Philips, при напряжении питания до 300 в имеют максимальную скорость счета до 100  $k\text{гц}$ . Схема управления такими лампами сравнительно сложна.

Трохотрон — лампа с электромагнитным управляемым лучом, специально разработанная для счетных схем. На электронный луч одновременно действуют переменное электростатическое и постоянное электромагнитное поля. Электроды размещены симметрично около цилиндрического катода, образуя десять систем, каждая из которых содержит пластину, лопатку и управляющий электрод. Четные и нечетные управляющие электроды соответственно соединены и выведены на цоколь, как и остальные электроды. Под действием двух полей траектория электронов представляет собой трохоиду. Каждая из десяти систем представляет собой схему с двумя устойчивыми состояниями — камеру. Отрицательный переключающий импульс подводится на

управляющий электрод «камеры», через которую течет ток, и отталкивает электроны, которые под действием магнитного поля, действующего по оси трохotronа, направляются к соседней камере. Импульс управления имеет малую энергию. Анодный ток лампы 20 мА.

Американские трохотроны типов BD-300, 6701 и M010R имеют предельную частоту счета до 10 Мгц при анодном напряжении до 22,5 в. Известны лампы GS10 с предельной частотой 20 Мгц [Л. 1-42].

В целом ряде ЦИП счетчики работают не только на сложение, но и на вычитание импульсов, причем основное требование к таким реверсивным счетчикам — воз-

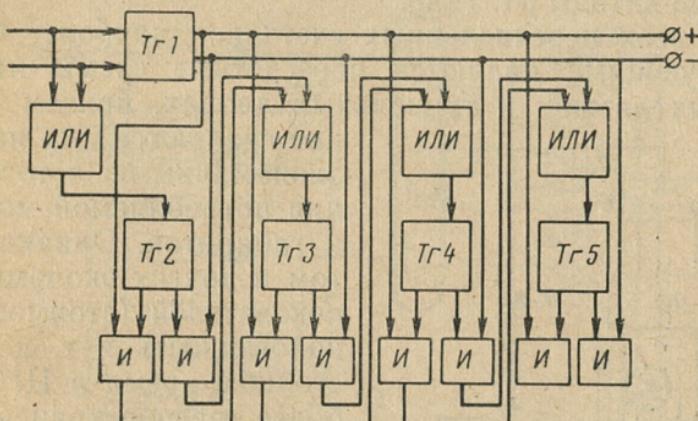


Рис. 1-21.

можность осуществления операций сложения и вычитания на одних и тех же элементах памяти. Реверсивные счетчики разделяются [Л. 1-70] на устройства с одним входом (двуихполярные входные импульсы), с двумя входами (вход суммируемых импульсов и вход вычитаемых импульсов или вход счетных импульсов и вход управления арифметическим действием) и с тремя входами (вход управления, вход суммирования, вход вычитания).

Реверсивными могут быть как двоичные, так и кольцевые счетчики. Возможность реверсивной работы обеспечивается специальным логическим устройством, состоящим из комбинаций логических схем И, ИЛИ, НЕ. В качестве примера на рис. 1-21 представлена схема реверсивного двоичного счетчика с триггером знака  $Tg1$ . Здесь две группы схем И перед каждым входом счетных триггеров  $Tg2-Tg5$  осуществляют логическую опе-

рацию переключения режимов работы этих триггеров [Л. 1-54]. Триггер знака  $T_21$  управляет работой схем И. Двоичные реверсивные счетчики на феррит-транзисторных ячейках, в накопительные ферритовые кольца которых добавлены управляющие обмотки и знаковый ключ, отличаются отсутствием внешних схем И и ИЛИ [Л. 1-55].

Для построения реверсивных счетных схем применяются также двухимпульсные декатроны, у которых направление счета зависит от того, в какой последовательности управляющие импульсы поступают на вспомогательные катоды [Л. 1-56].

Из всех перечисленных счетчиков наиболее быстро-  
действующими являются пересчетные схемы на элек-  
тронных лампах и туннельных диодах, причем послед-

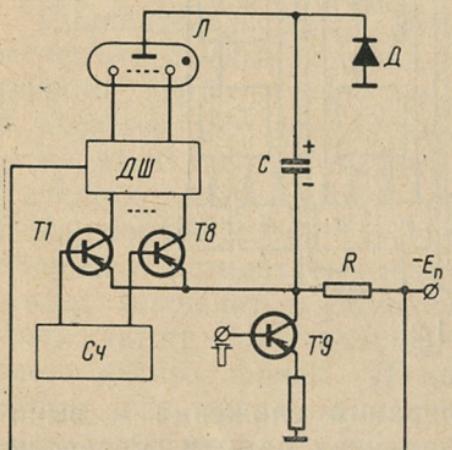


Рис. 1-22.

ых дюймах, причем последние являются и наиболее экономичными с точки зрения потребляемой мощности и габаритов. Однако с учетом и других экономических показателей (стоимость, технологичность и т. д.) в настоящее время в ЦИП наиболее распространены двоично-десятичные счетчики импульсов на полупроводниковых элементах.

Наиболее полные сведения по устройствам индикации состояний счетчиков импульсов, применяемых

в ЦИП, имеются в [Л. 1-58]. В настоящее время для индикации состояний двоично-десятичных счетчиков наиболее широко используется поразрядная индикация с применением в качестве цифрового индикатора газоразрядных ламп типа ИН-1. При поразрядной индикации сигналы с каждой декады счетчика через дешифратор подаются на цифровой индикатор данного разряда [Л. 1-59]. Для питания цифрового индикатора используется постоянное напряжение порядка 200—250 в. Такой способ индикации имеет существенные недостатки: при увеличении количества счетных разрядов пропорционально увеличивается объем дешифрующей и согласующей аппаратуры; схема потребляет значительную

мощность; срок службы цифрового индикатора в такой схеме невелик. Устранение этих недостатков достигается использованием динамической цифровой индикации, при которой используется импульсное питание цифрового индикатора. Простейший способ осуществления динамической цифровой индикации заключается в питании цифрового индикатора от источника переменного напряжения через однополупериодный выпрямитель. Лучшие результаты могут быть достигнуты при использовании специального транзисторного ключа [Л. 1-60]. В исходном состоянии схемы (рис. 1-22) конденсатор  $C$  заряжается через резистор  $R$  и диод  $D$  от источника

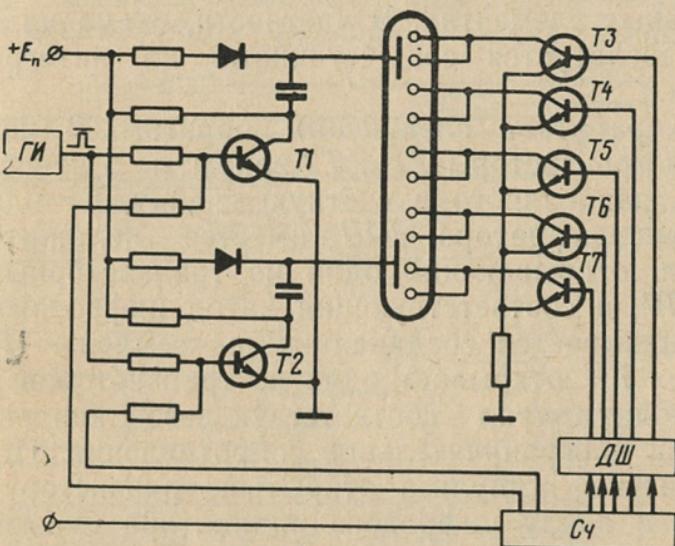


Рис. 1-23.

питания  $E_{\text{п}}$ . Для индикации состояния счетной декады  $C_{\text{ч}}$  на базу транзистора  $T_9$  подается отрицательный импульс, открывающий транзистор. При этом через открытый транзистор  $T_9$  соединяются с «землей» эмиттеры усилителей  $T_1-T_8$  и одна из обкладок конденсатора  $C$ . В соответствии с состоянием дешифратора  $\text{ДШ}$  на один из катодов цифрового индикатора  $\text{Л}$  поступает напряжение источника питания  $E_{\text{п}}$ , в то же время к аноду индикатора прикладывается напряжение заряженного конденсатора  $C$ . В результате в цифровом индикаторе возникает тлеющий разряд, причем номер горящего катода соответствует числу, записанному в счетной декаде. Так как разность потенциалов между анодом и катодом цифрового индикатора равна  $2E_{\text{п}}$ , напряже-

ние источника питания может быть выбрано вдвое меньше требуемого напряжения зажигания цифрового индикатора. Потребление мощности схемой незначительно, так как в импульсном режиме работает не только цифровой индикатор, но и дешифратор.

На рис. 1-23 приведена аналогичная схема для двуханодного цифрового индикатора [Л. 1-61]. Особенностью схемы является питание ее от источника положительного напряжения около 100 в, что позволяет выполнить схему на отечественных пленочных элементах индикации. Эта схема может быть с успехом использована в приборах, выполненных частично или полностью на интегральных элементах. В частности, схема индикации хорошо согласуется со счетчиками на интегральных триггерах.

Схема работает следующим образом. В исходном состоянии транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  закрыты. В зависимости от числа, записанного в счетную ячейку, на одном из выходов дешифратора  $ДШ$  имеется положительный потенциал, открывающий один из транзисторных ключей  $T_3—T_7$ , и соответствующий катод цифрового индикатора оказывается соединенным с «землей». Импульс генератора  $ГИ$  открывает один из транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$ , и происходит заряд соответствующего конденсатора через диод и ограничительное сопротивление. По окончании действия импульса открытый транзистор закрывается, и к аноду цифрового индикатора оказываются приложены последовательно напряжение источника питания и напряжение заряженного конденсатора. В результате высвечивается катод, номер которого соответствует числу,енному в счетной декаде.

В качестве генераторов импульсов в рассмотренных схемах могут использоваться простейшие формирователи, работающие от переменного напряжения, мультивибраторы и т. п.

В Ленинградском политехническом институте разработана [Л. 1-71] счетная декада с импульсным питанием индикатора на элементах микроэлектроники. Для построения счетной части декады ( $T_{21}—T_{25}$ ) использованы интегральные элементы, для реализации дешифратора  $ДШ$  применены пленочные элементы индикации.

Функциональная схема декады, работающей в коде 1-2-4-8, показана на рис. 1-24. Использование двуханодной индикаторной лампы позволило уменьшить коли-

чество пленочных элементов индикации до пяти, при этом используется фазовое разделение четных и нечетных чисел. На аноды газоразрядного индикатора через выпрямительные диоды и добавочные резисторы подаются два противофазных переменных напряжения (140 в и частотой 50 гц). На соответствующую пару катодов индикатора тоже подается пульсирующее напряжение частотой 50 гц. При этом в зависимости от совпадения импульсов на анодах и катодах высвечивается четная или нечетная цифра.

Фаза импульсов на катодах определяется состоянием первого триггера, для чего применена интегральная схема, реализующая функцию «Исключающее ИЛИ».

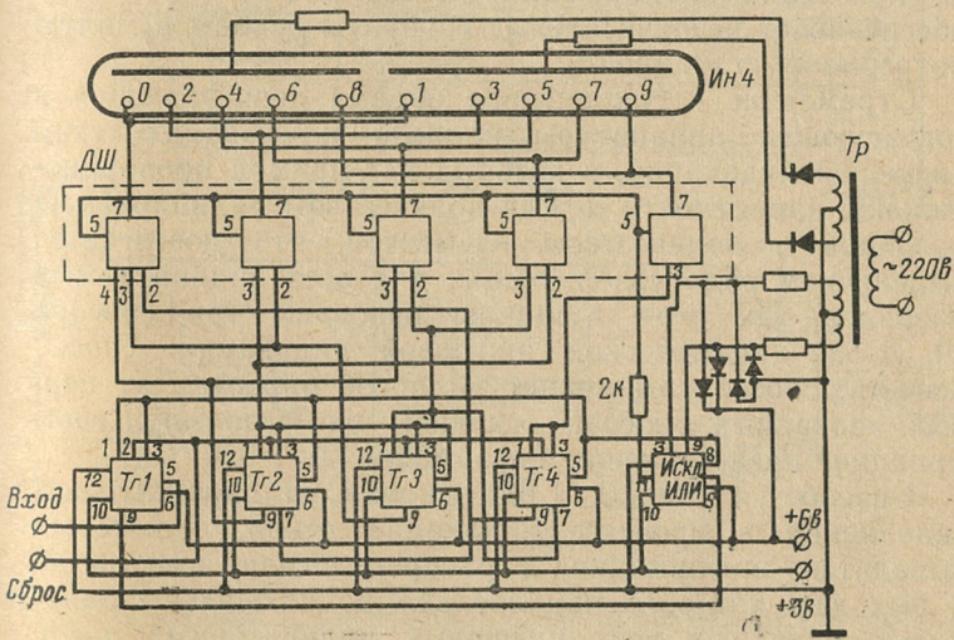


Рис. 1-24.

В качестве входных сигналов этой схемы используются прямой и инверсный выходы первого триггера декады. На другие входы подаются положительные импульсы частотой 50 гц, полученные в результате ограничения по уровням 0 и 6 в двух противофазных переменных напряжений.

Выход схемы, реализующей функцию «Исключающее ИЛИ», через резистор подключен к эмиттерам транзисторов, входящих в элементы индикации. На базы этих транзисторов поданы через резисторы напряжения с выходов второго — четвертого триггеров дека-

ды. В результате четыре из пяти транзисторов, входящих в элементы индикации, закрыты, а один периодически, с частотой 50 гц, открывается и подсоединяется к нулевому зажиму источника питания соответствующую пару катодов. При этом открывается только тот транзистор, у которого на все подключенные к триггерам базовые резисторы подано напряжение, соответствующее логической единице. Так как напряжение, существующее на базе этого транзистора, повторяется на его эмиттере, то остальные транзисторы, у которых хотя бы на один из базовых резисторов подан логический нуль, оказываются закрытыми.

Широкое использование элементов микроэлектроники при минимальном количестве навесных элементов обеспечивает незначительные габариты декады и малую потребляемую мощность.

Стремление к сокращению объема дешифрующей и согласующей аппаратуры привело к созданию схем цифровой индикации, в которых нет прямой пропорциональной зависимости между количеством индицируемых разрядов и количеством элементов, что достигается выделением ряда узлов, общих для всех индицируемых разрядов. На этом принципе основаны три способа [Л. 1-58] динамической цифровой индикации: способ досчета, способ компарации и способ опроса. Два первых названных способа основаны на фазоимпульсном принципе представления информации [Л. 1-62].

Способ досчета [Л. 1-63] основан на параллельном заполнении в процессе индикации декад, с которых выводится информация, и распределителя импульсов, к выходам которого параллельно подключаются одноименные катоды всех цифровых индикаторных ламп. Если подключение катодов индикаторных ламп к распределителю проводить в дополнительном коде (0, 9, 8 ...), а аноды подключать к высоковольтному источнику положительного напряжения в моменты переполнения счетных декад, то, очевидно, на цифровых индикаторах будут высвечиваться цифры, соответствующие информации, накопленной каждой из декад до начала процесса индикации.

Структурная схема, реализующая способ досчета, представлена на рис. 1-25. В исходном состоянии схемы  $I1'—In'$  открыты, и счетные декады  $C41—C4n$  подсчитывают поступающие на их вход счетные импульсы.

После окончания счета тумблер  $P$  переводится в положение *Индикация*. В момент появления импульса на нулевом выходе распределителя  $P$  триггер  $T_2$  изменяет свое состояние, отключая счетчики от источника счетных импульсов и подсоединяя каждую счетную декаду через  $I1$ — $Ip$  к генератору импульсов  $GI$ , причем заполнение счетных декад оказывается синхронизированным с работой распределителя. В момент переполнения на выходе каждой счетной декады появляется импульс, который, проходя через одну из ключевых схем  $K1$ — $Kn$ , действует на анод индикаторной лампы и вызывает свечение катода. Так как подключение катодов индика-

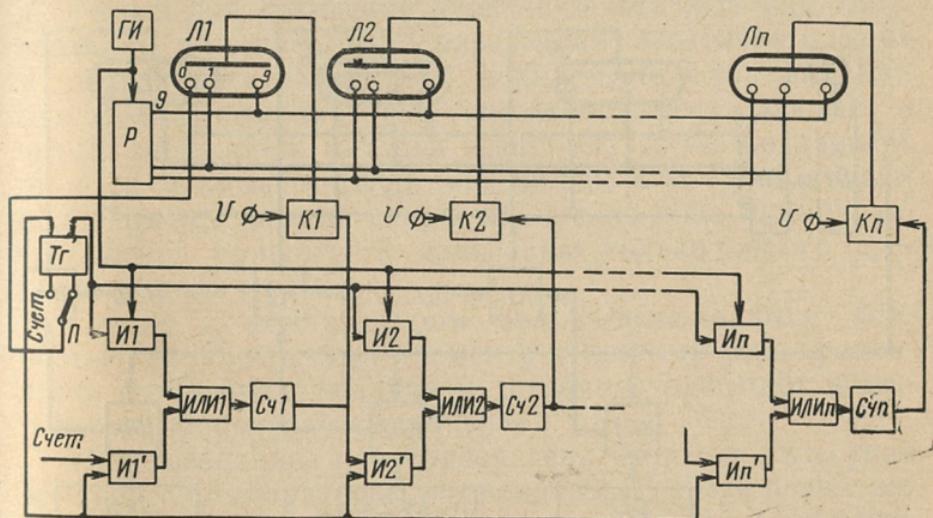


Рис. 1-25.

торной лампы к распределителю производится в дополнительном коде, номер горящего катода соответствует числу, записанному в счетной декаде данного разряда. При перебросе тумблера  $P$  в положение *Счет* информация, предварительно записанная в счетные декады, сохраняется, поскольку количество импульсов, поступивших в каждую счетную декаду, кратно 10.

Следует отметить перспективность способа досчета для индикации состояний магнитных накопительных счетчиков [Л. 1-64], применяемых в приборах с автономным питанием. Действительно, обладая чрезвычайной экономичностью в режиме счета, магнитные накопительные счетчики практически не потребляют энергии для хранения накопленной информации. Недостатком

способа досчета является невозможность его использования в приборах следящего типа ввиду принципиальной необходимости разнесения во времени режимов измерения и индикации. Этот недостаток отсутствует в схемах цифровой индикации, использующих способ компарации и способ опроса.

Цифровая индикация по способу компарации [Л. 1-65] основана на применении преобразователей кода в интервал времени, использующих сравнение кодов или напряжений.

На рис. 1-26 показана схема цифровой индикации с компаратором кодов. В качестве распределителя применяются дополнительная счетная декада  $C_4$  и дешиф-

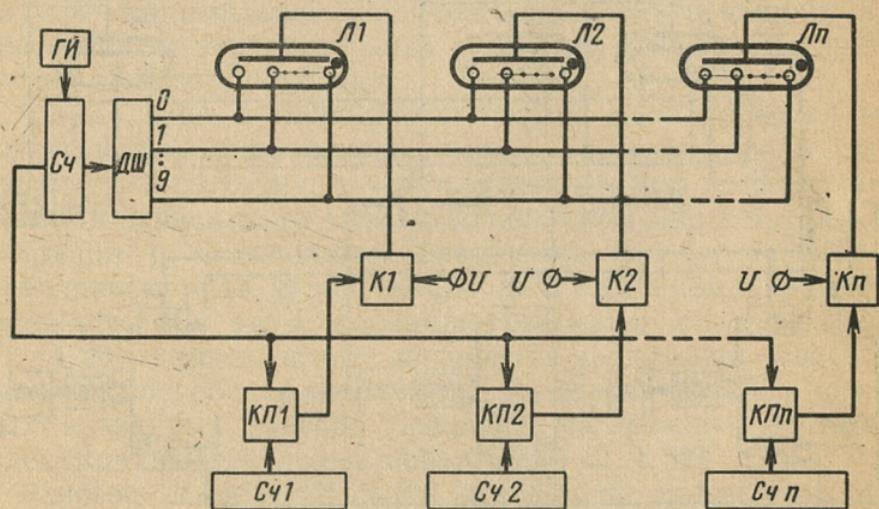


Рис. 1-26.

ратор  $DШ$ . По мере поступления импульсов от генератора  $ГИ$  заполняется декада  $C_4$ , и на различных выходах дешифратора последовательно появляются выходные импульсы.

Предположим, что в счетные декады  $C_41—C_4n$  записаны числа  $N_1, N_2, \dots, N_n$ . Тогда в момент равенства количества импульсов, поступивших на  $C_4$ , какому-либо из этих чисел сработают соответствующие компараторы  $K_{P1}—K_{Pn}$ , которые через высоковольтные ключевые схемы  $K1—Kn$  будут питать аноды индикаторных ламп  $L1—Ln$ . В результате одновременного поступления импульсов на катод и анод лампы высвечивается цифра, соответствующая числу, записанному в счетной

декаде. Очевидно, что за время заполнения декады  $C_4$  от 0 до 9 по одному разу загорятся определенные цифры в каждой из ламп  $L_1, L_2, \dots, L_n$ . При частоте заполняющих импульсов выше 24 гц на цифровых индикаторах наблюдается непрерывное свечение цифр. При замене счетных декад  $C_{41}-C_{4n}$  на декады, работающие в другом коде, необходимо заменить также декаду  $C_4$  и дешифратор  $D\bar{S}$ . Для того чтобы изменение кода индицируемых декад вызывало как можно меньше изменений в структуре схемы, вместо декады  $C_4$  используется распределитель импульсов на десять выходов, подключенных непосредственно к катодам ламп, а нужный для сравнения двоично-десятичный код получается с помощью преобразователя десятичного кода в двоично-десятичный код декад  $C_{41}-C_{4n}$ . Так как построение компараторов, высоковольтных ключей и схемы соединения катодов цифровых ламп не зависят от кода, в котором работают декады  $C_{41}-C_{4n}$ , то при подобном построении схемы изменение кода индицируемых декад приводит к изменению только одного преобразователя кодов.

Схемы с компаратором кодов выполняются полностью на дискретных элементах, поэтому они практически не требуют наладки и устойчиво работают в широком температурном диапазоне.

Использование преобразователя кода в интервал времени с компаратором напряжений [Л. 1-66] позволяет полностью исключить влияние кода индицируемых декад на схемную реализацию цифровой индикации. В указанных схемах существует потенциальная связь между разрядами через общий генератор развертки или сам преобразователь. В случае, когда эта связь нежелательна, возможно применение схемы с преобразователями напряжения в интервал времени (ПНВ) [Л. 1-67]. Преобразователи напряжения в интервал времени каждого разряда через простейшие преобразователи кода в напряжение подключаются к выходам соответствующих счетных декад. Запуск ПНВ осуществляется через элемент задержки передним фронтом импульса с нулевого выхода распределителя. Время задержки выбирается таким, чтобы окончание импульсов ПНВ происходило в моменты действия импульсов на выходах распределителя. Длительность импульсов на выходах ПНВ пропорциональна числам, занесенным в счетные

декады. Таким образом, моменты окончания импульсов ПНВ соответствуют наличию импульсов на тех выходах распределителя, номера которых равны числам, записанным в соответствующих разрядах счетчика. Высоковольтные ключи, реагирующие на задние фронты импульсов ПНВ, выдают положительные импульсы на аноды индикаторных ламп. В качестве ПНВ могут использоваться мостовые элементы задержки, управляемые мультивибраторы, фантастроны и т. п. Для учета

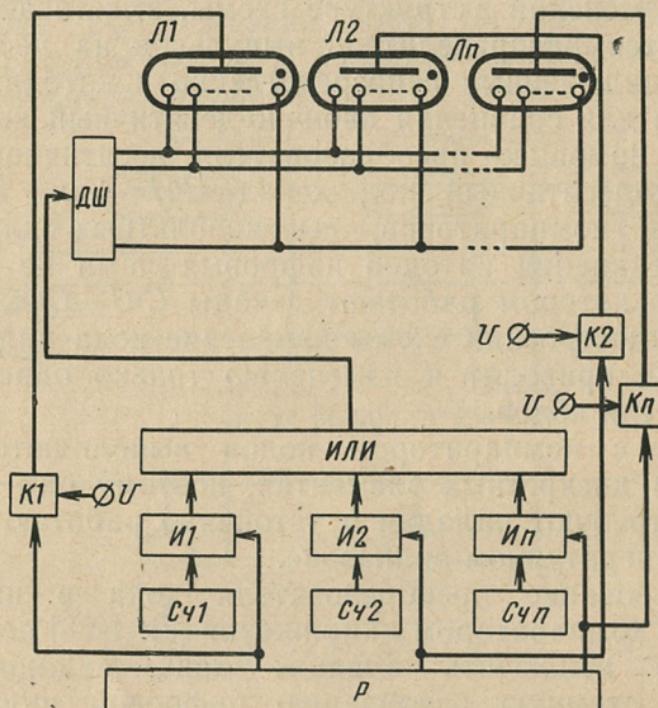


Рис. 1-27.

времени восстановления исходного состояния ПНВ между девятым и нулевым выходами распределителя включается элемент задержки.

Наличие аналоговых элементов в последних схемах усложняет их наладку и сужает рабочий температурный диапазон, однако при большом количестве индуцируемых разрядов эти схемы требуют меньших дополнительных затрат, чем схема с компаратором кодов, так как в последней малая нагрузочная способность дополнительной счетной декады приводит к необходимости включения на ее выходах усилительных ключевых элементов.

Способ опроса заключается в поочередном поразрядном выводе на один или несколько цифровых индикаторов информации, накопленной в счетчике. Вывод на один цифровой индикатор обеспечивает значительную экономию оборудования, но скорость считывания мала, а восприятие информации о состоянии различных разрядов счетчика с одного индикатора неудобно и может привести к ошибкам, поэтому такие схемы применяются редко. Для повышения скорости считывания чаще используют отдельный индикатор для каждого счетного разряда. Такая схема приведена на рис. 1-27, ее работа не требует пояснений. Для получения непрерывного и одновременного изображения цифр во всех разрядах частота работы распределителя  $P$  должна быть не менее  $24n$  гц, где  $n$  — количество индицируемых разрядов.

Способ опроса удобно использовать для индикаций или регистрации состояния счетчиков на коммутаторных декатронах [Л. 1-68], а также при выводе показаний нескольких счетчиков импульсов, каждый из которых имеет несколько разрядов. В последнем случае счетчики, включенные по схеме рис. 1-27, подключаются к дополнительному распределителю, по мере переключения которого поочередно открываются схемы совпадения каждого счетчика и производится индикация показаний. Для получения возможности визуального наблюдения за показаниями индикаторов дополнительный распределитель должен обеспечивать частоту переключения не выше 1 гц.

Сравнительную оценку способов динамической цифровой индикации удобно провести по количеству ключевых элементов на один индицируемый разряд [Л. 1-63]. Учитывая только активные элементы, получаем, что количество ключевых элементов в распределителе равно числу его устойчивых состояний, триггер и генератор импульсов содержат по два ключевых элемента, а высоковольтные ключи, схемы совпадения и компараторы кодов и напряжений — по одному. Зависимость количе-

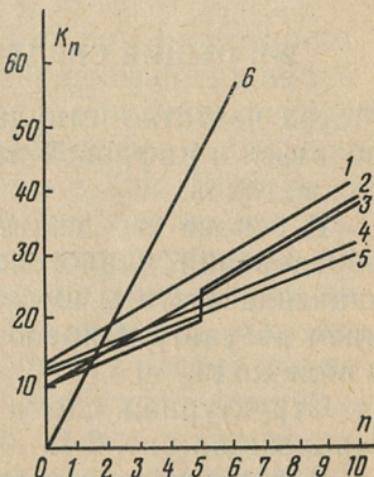


Рис. 1-28.

ства ключевых элементов  $K_n$  от числа индицируемых разрядов  $n$  для различных способов индикации представлена на рис. 1-28, где 1 — способ досчета; 2 — способ компарации кодов; 3 — способ опроса; 4 — способ компарации напряжений; 5 — способ компарации с ПНВ; 6 — поразрядная индикация.

Малое потребление мощности, незначительное количество элементов и меньшие габариты блоков динамической цифровой индикации позволяют рекомендовать их для широкого применения в цифровых измерительных приборах.

## Глава вторая

# ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОГО КОДИРОВАНИЯ ( С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ИЗМЕРЯЕМОЙ ВЕЛИЧИНЫ В ЧАСТОТУ ИМПУЛЬСОВ ЗА ОПРЕДЕЛЕННЫЙ ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ )

### 2-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Метод частотно-импульсного кодирования начал использоваться в цифровой измерительной технике раньше других методов.

В основе его лежит принцип непосредственного преобразования аналоговой величины в соответствующее значение частоты импульсов с последующим представлением результата преобразования в цифровой форме, т. е. в виде кода.

Структурная схема процесса преобразования представлена на рис. 2-1.

В соответствии с этой схемой измеряемый параметр  $x$  поступает вначале на вход аналогового преобразователя  $AP$ , роль которого выполняет частотно-зависимая система. Далее сигнал в виде частоты  $f_x$ , пропорциональной  $x$ , с помощью аналого-дискретного преобразователя  $ADP$  преобразуется в кодовую комбинацию  $N$  в соответствии с выбранной системой счисления. В цифровых измерительных приборах далее находится преобразователь регистрации  $PR$ , который служит для преобразования

кода и представления результата в форме, удобной для визуальной или документальной регистрации. Преобразователь регистрации включает преобразователь кода *ПК* и цифровое отсчетное устройство *ЦОУ*. Преобразователь *АДП* представляет собой счетчик импульсов, на входе которого имеется ключевая схема *K*, пропускающая эти импульсы в течение заданного измерительного интервала времени  $t_i$ .

Поскольку преобразователи *АДП*, *ПР* выполняются в основном на элементах дискретной техники, их погрешность может быть сделана пренебрежимо малой. Основ-

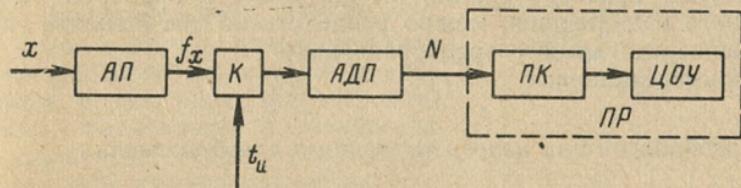


Рис. 2-1.

ными источниками погрешности этих преобразователей являются неточность задания значения  $t_i$  и погрешность квантования.

Наиболее характерным процессом при частотно-импульсном кодировании является преобразование в аналоговом преобразователе. Именно он в основном определяет такие параметры, как погрешность и скорость преобразования аналоговой величины в код. Если передаточная функция *АП* линейна, то количество импульсов, прошедших в счетчик *АДП* за измерительный интервал времени, будет пропорционально временному интегралу измеряемой величины  $x$  за время  $t_i$ . Отсюда вытекает одно из важнейших преимуществ рассматриваемого метода. Поскольку значение временного интеграла случайного сигнала близко к нулю, схема частотно-импульсного преобразователя оказывается мало чувствительной к случайным помехам, накладывающимся на измеряемый параметр. Высокая помехозащищенность приборов частотно-импульсного кодирования и достаточно высокая точность обусловили широкое распространение приборов этого типа для измерения различных электрических и неэлектрических величин.

Метод частотно-импульсного кодирования отнесен к группе методов непосредственного преобразования, по-

скольку в нем отсутствует обратное преобразование кода в измеряемый параметр. Однако это не исключает местных обратных связей в отдельных блоках устройств. Так, например, в следующем параграфе будет отмечен целый ряд аналоговых преобразователей, охваченных обратной связью через преобразователь частоты в промежуточный параметр.

## 2-2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ В ЧАСТОТУ

Все известные преобразователи, используемые в приборах частотно-импульсного кодирования, можно разделить на две большие группы:

- 1) непосредственного преобразования;
- 2) компенсационные.

### *Преобразователи непосредственного преобразования*

Примерами первой группы могут служить преобразователи, основанные на циклическом заряде и разряде конденсатора, на перемагничивающихся магнитных сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса, на элементах с отрицательным сопротивлением, а также различные типы управляемых генераторов гармонических или релаксационных колебаний.

Преобразователи непосредственного преобразования могут быть охвачены местными обратными связями (рис. 2-2,а). Такие связи часто применяются в управляемых генераторах с частотно-зависимыми мостовыми и квадратурными цепями, со струнными, электро-

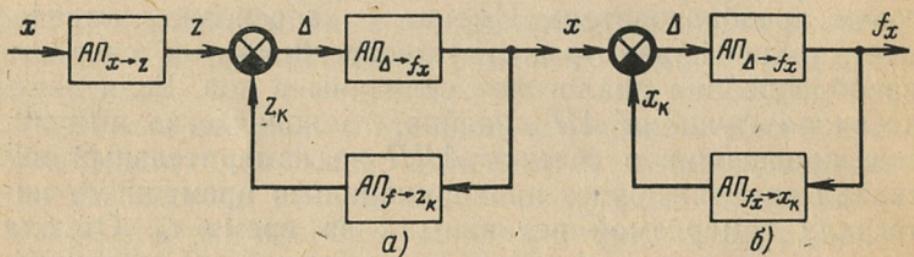


Рис. 2-2.

акустическими и электростатическими датчиками. В этих преобразователях входной параметр  $x$  преобразуется в промежуточную величину  $z$  (значение реактивного сопротивления элемента частотно-зависимой цепи, частота механического или акустического резонанса и т. д.), определяющую выходную частоту  $f_x$ . С помощью звена обратной связи частота  $f_x$  в свою очередь преобразуется в величину  $z_K$ , которая поступает на уравновешивание  $z$ .

Структурная схема частотного преобразователя компенсационного типа представлена на рис. 2-2,б. Основным отличием ее от предыдущей схемы является наличие преобразователя частоты в измеряемый параметр в цепи отрицательной обратной связи. С выхода такого преобразователя величина  $x_K$  поступает на компенса-

цию преобразуемого параметра  $x$ . Компенсационные частотные преобразователи широко применяются для преобразования напряжения. Они могут выполняться как с обратной связью по постоянному напряжению, так и с импульсной обратной связью. Компенсационные преобразователи обладают повышенной точностью, определяемой в основном точностью преобразователя в цепи обратной связи.

В преобразователях непосредственного преобразования погрешности, возникающие в отдельных элементах преобразователя, суммируются. В связи с этим к отдельным элементам этих преобразователей предъявляются повышенные требования по точности, стабильности и линейности характеристики. Этим требованиям в достаточной степени удовлетворяют нашедшие широкое применение преобразователи, основанные на циклическом заряде конденсатора постоянным током, пропорциональным преобразуемому параметру. В литературе такие преобразователи получили название преобразователей с циклическим интегрированием.

Структурная схема такого преобразователя и временная диаграмма, поясняющая его работу, приведены на рис. 2-3, а и б. Преобразуемый параметр  $x$  поступает на вход управляемого стабилизатора тока  $УСТ$ , где преобразуется в ток заряда  $I_c$  интегрирующего конденсатора  $C$ . Значение этого тока пропорционально значению параметра  $x$ .

При условии постоянства тока  $I_c$  за время заряда напряжение  $U_c$  на конденсаторе нарастает линейно, причем скорость нарастания оказывается пропорциональной значению входного параметра:

$$U_c = \frac{1}{C} I_c t = \frac{K}{C} xt,$$

где  $K$  — крутизна преобразования входного параметра в ток.

При достижении напряжением на конденсаторе порога срабатывания  $U_0$  пороговой схемы  $ПС$  последняя вырабатывает сигнал, открывающий ключ  $K$ , и конденсатор быстро разряжается до нуля, после чего процесс заряда повторяется. Частота выходных импульсов пороговой схемы

$$f_x = \frac{1}{T_x} = \frac{Kx}{CU_0}.$$

Вместо управляемого стабилизатора тока и конденсатора в схемах частотных преобразователей для периодического интегрирования входного сигнала могут использоваться интегрирующие операционные усилители. Такая схема применена, например, в одном из измерителей малых токов [Л. 2-1]. Линейность преобразования тока в частоту в динамическом диапазоне  $10^5$  при разрешающей способ-

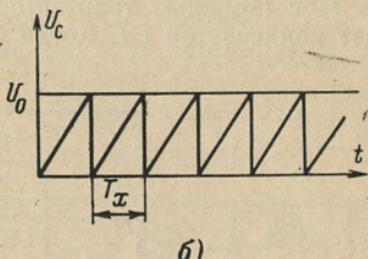
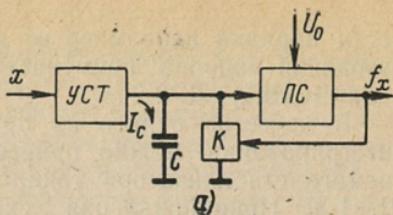


Рис. 2-3.

ности порядка наноампер не хуже 0,1%. Подобный принцип преобразования широко применяется в цифровых вольтметрах фирмы Vida (США) [Л. 2-2].

В качестве одного из примеров преобразователя циклического интегрирования можно привести устройство, состоящее из управляемого стабилизатора тока, пороговой схемы, усилителя и ключа [Л. 1-3]. Принципиальная схема преобразователя приведена на рис. 2-4. Напряжение  $U_x$  преобразуется в пропорциональный ему ток  $I_x$  с помощью транзистора  $T1$  и резистора  $R1$ . Этот ток заряжает конденсатор  $C1$ . Когда конденсатор зарядится до напряжения,

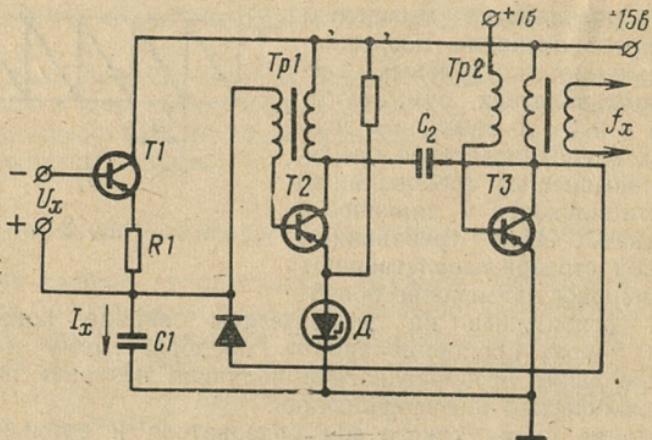


Рис. 2-4.

равного опорному напряжению, создаваемому на эмиттере транзистора  $T2$  стабилитроном  $D$ , транзистор  $T2$  открывается. В импульсном трансформаторе  $Tp1$  возникает импульс, возбуждающий через конденсатор связи  $C2$  трансформатор  $Tp2$ , играющий роль формирователя и усилителя выходных импульсов. При этом открывается ключ, выполненный на транзисторе  $T3$ , через который разряжается конденсатор  $C1$ . Затем процесс заряда начинается вновь.

Подобный преобразователь можно использовать для преобразования в частоту величины электрического сопротивления [Л. 2-4]. Частота на выходе преобразователя может меняться в диапазоне от долей герца до нескольких килогерц. Преобразователи подобного типа широко применяются в промышленности для автоматического управления производственными процессами. При погрешности порядка 1% они просты по конструкции, удобны в настройке и надежны в эксплуатации.

Преобразователи напряжения в частоту, предназначенные для использования в цифровых интегрирующих вольтметрах, имеют более сложные схемы с целью обеспечения высокой точности преобразования и стабильности характеристики. Схема частотного преобразователя для цифрового вольтметра приведена на рис. 2-5 [Л. 2-5]. Характеристика преобразователя имеет нелинейность не более 0,5% при входном напряжении от -0,5 до -15 в; частота выходных импульсов изменяется от 0 до 3 кгц; входное сопротивление 40 ком; температурная нестабильность 0,06% на градус. Конденсатор  $C1$ , включенный в коллекторную цепь зарядного транзистора

$T_1$ , заряжается постоянным током, пропорциональным измеряемому напряжению. Заряд конденсатора происходит до потенциала, подаваемого на правый вход дифференциального усилителя от стабилизатора опорного напряжения. Когда напряжение на  $C_1$  превысит потенциал эмиттера транзистора  $T_3$ , последний открывается. Ток, протекающий в цепи его коллектора, усиливается каскадом на составном транзисторе  $T_6-T_7$ . При достижении коллекторным током транзистора  $T_7$  определенного значения запускается формирующее устройство ( $T_{10}, T_{11}$ ). Положительный импульс с выхода формирователя запускает ждущий мультивибратор ( $T_{12}, T_{13}$ ), мощный положительный импульс с выхода которого поступает на базу разрядного транзистора  $T_2$  и открывает его. Конденсатор  $C_1$  разря-

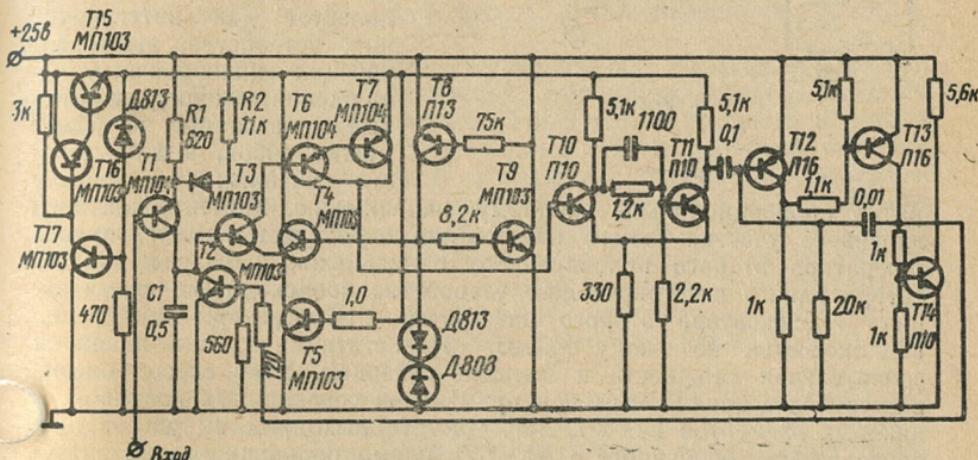


Рис. 2-5.

жается, а затем весь процесс повторяется вновь. Важнейшими причинами нелинейности преобразования, имеющей место в описанном устройстве и в ему подобных, являются конечное время разряда конденсатора  $C_1$  и падение напряжения  $U_{б.э}$  на участке база — эмиттер зарядного транзистора  $T_1$ , достигающее в кремниевых транзисторах величины 0,5 в. Основное уравнение описанного преобразователя имеет вид:

$$f_x = S(U_x - U_{б.э}) - t_p S^2 U_x^2,$$

где  $S = \frac{1}{R_1 C_1 U_0}$  — крутизна преобразования;  $U_0$  — величина опорного напряжения;  $t_p$  — время разряда конденсатора  $C_1$ .

Наличие в уравнении члена с  $U_{б.э}$  приводит к тому, что характеристика преобразования не проходит через начало координат. Последний член уравнения определяет ее нелинейность. Для частичной компенсации влияния времени разряда в эмиттерную цепь зарядного транзистора  $T_1$ , определяющую зарядный ток, вводится цепочка из последовательно включенных сопротивления и диода. При малом значении  $U_x$  сопротивление диода велико и зарядный ток определяется в основном сопротивлением  $R_1$ . При большом значении напряжения сопротивление диода падает и зарядный ток

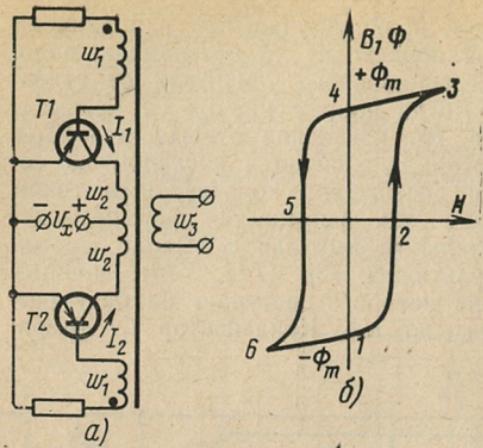


Рис. 2-6.

ратно пропорциональны входному напряжению. Момент окончания линейного участка одного напряжения определяет момент запуска генератора второго пилообразного напряжения, а разряд конденсатора одного интегрирующего устройства происходит во время заряда конденсатора второго интегратора. Интеграторы поочередно подключаются ко входу схемы. Недостатками схемы являются значительная сложность и большие габариты. Этот способ оказывается более приемлемым при применении современных полупроводниковых элементов [Л. 2-7, 2-8]. Частота выходных импульсов преобразователя, описанного в [Л. 1-7], прямо пропорциональна значению входного параметра и при изменении входного тока от 0 до 15 мА меняется на 2 кГц. В настоящее время преобразователи с циклическим интегрированием обладают погрешностью преобразования порядка десятых долей процента.

В последние годы все большее распространение получают менее сложные схемы преобразователей напряжения в частоту с использованием магнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. Такие преобразователи получили название генераторов Роера. Схема упрощенного варианта преобразователя приведена на рис. 2-6, а. Обмотки  $w_1$  трансформатора включены таким образом, что на базе транзистора  $T_1$  при увеличении магнитного потока (при  $I_1 > I_2$ , где  $I_1$  и  $I_2$  — токи коллекторов транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ) наводится отрицательный потенциал, а на базе  $T_2$  — положительный. Поэтому коллекторный ток  $I_1$  еще более увеличивается, а ток  $I_2$  — уменьшается. В результате транзистор  $T_1$  полностью открывается, а  $T_2$  закрывается. При этом сердечник трансформатора перемагничивается по ветви 1-2-3 петли гистерезиса (рис. 2-6, б). Когда магнитный поток в сердечнике достигнет величины  $+\Phi_m$ , э. д. с., наводимые в обмотках  $w_1$ , резко уменьшаются. Ток  $I_1$  уменьшается, а ток  $I_2$  увеличивается. Магнитный поток сердечника начнет уменьшаться и в обмотках наводятся э. д. с. обратного знака, закрывающие транзистор  $T_1$  и открывающие  $T_2$ . Происходит процесс перемагничивания сердечника по ветви 4-5-6 петли гистерезиса до тех пор, пока магнитный поток в сердечнике не достигнет величины

еще более увеличивается, таким образом, возрастает и выходная частота. При правильном выборе  $R_2$  можно добиться хорошей линейности характеристики.

Радикальным средством устранения погрешности преобразования от конечно-го времени разряда конденсатора следует считать способ, предложенный [Л. 2-6]. Преобразователь, основанный на этом способе, использует два интегрирующих устройства, вырабатывающих пилообразные напряжения, амплитуды которых постоянны и равны между собой, а длительности линейных участков об-

$-\Phi_m$ , после чего весь цикл повторяется. В обмотке  $\omega_3$  индуцируется напряжение с частотой  $f_x$ , которая определяется временем перемагничивания сердечника от  $+\Phi_m$  до  $-\Phi_m$  и равна  $f_x = U_x / (4\omega_2 \Phi_m)$ .

Таким образом, в преобразователях с магнитными сердечниками выходная частота прямо пропорциональна входному напряжению, а стабильность коэффициента преобразования зависит только от стабильности магнитных свойств материала сердечника. Известные реализации таких преобразователей в большинстве своем имеют погрешность около 0,2% при изменении частоты от сотен герц до сотен килогерц. Достоинствами их являются высокий коэффициент полезного действия и компактность схемы, однако они обладают значительной нелинейностью. Для устранения этого недостатка в схему преобразователя вводят определенный ток смещения. Это позволяет снизить погрешность от нелинейности до 0,1% [Л. 2-9].

Как показывают результаты исследований, проведенных в Пензенском политехническом институте, у ферритовых преобразователей линейный участок характеристики начинается от входного напряжения 0,2—0,4 в. Наиболее существенным их недостатком является сильная зависимость выходной частоты от температуры окружающей среды. Изменение частоты составляет 0,3% на 1°C в диапазоне температур 10—30°C. Частотный диапазон таких преобразователей 0,2—10 кгц. Преобразователи напряжения в частоту на пермаллоевых сердечниках имеют более широкий диапазон преобразования 20—200 кгц и меньшую зависимость от температуры, однако порог возникновения линейно управляемой генерации вдвое больше, чем у ферритовых преобразователей.

В [Л. 2-10] приводится пример использования преобразователя напряжения в частоту с магнитным сердечником в качестве счетчика количества электричества. Погрешность счетчика не превышает 0,2% при изменении тока нагрузки от 25 до 110% от номинального значения.

С появлением туннельных диодов в мировой практике приборостроения стали разрабатываться частотные преобразователи с использованием свойств характеристики туннельных диодов, имеющей падающий участок, соответствующий отрицательному динамическому сопротивлению. Такие схемы оказываются весьма перспективными с точки зрения повышения скорости преобразования, значительного уменьшения габаритов устройств и повышения надежности их работы в связи с сокращением числа элементов схемы. Схема одного из управляемых генераторов на туннельном диоде, перестраиваемого по частоте изменением напряжения смещения, приведена на рис. 2-7 [Л. 2-11]. Генерация схемы обусловлена работой диода на падающем участке вольт-амперной характеристики. При изменении напряжения управления  $U_x$  в пределах 120—180 мв отношение изменения частоты к ее среднему значению составляет 0,3 при выходном напряжении порядка 60 мв.

На принципиально новом способе преобразования аналогового параметра в частоту основан преобразователь с линией задержки и элементом с отрицательным динамическим сопротивлением [Л. 2-12]. Интересной особенностью преобразователя яв-

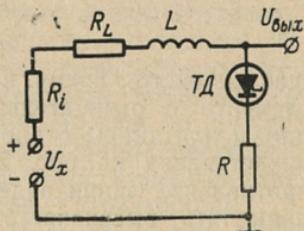


Рис. 2-7.

ляется то, что он выдает дискретные значения частоты при непрерывном изменении аналоговой величины на входе. Принцип действия преобразователя иллюстрируется рис. 2-8, а, б. Если через управляемый током элемент с отрицательным сопротивлением, включенный на одном конце линии задержки, непрерывно пропускать соответствующий ток смещения, оставив второй конец линии разомкнутым, в ней воз-

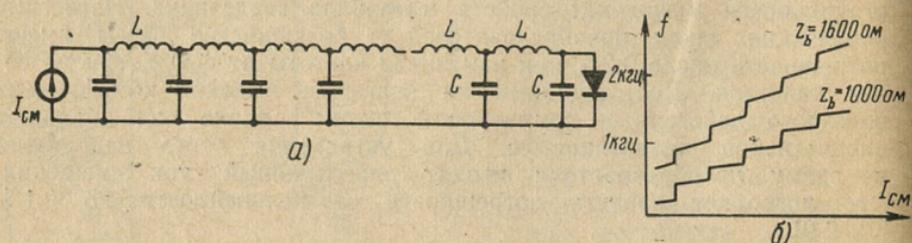


Рис. 2-8.

никнут автоколебания. Форма тока и напряжения на элементе с отрицательным сопротивлением ступенчатая, причем длительность каждой ступени равна времени распространения волны по линии задержки в прямом и обратном направлениях. Вид этих сигналов резко меняется в зависимости от волнового сопротивления линии и от величины тока смещения. В описываемом макете применялась  $LC$ -линия задержки с сосредоточенными параметрами, позволяю-

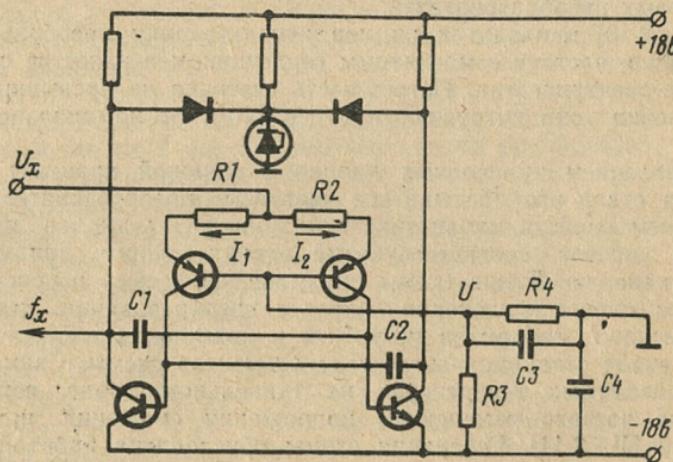


Рис. 2-9.

щая изменять время задержки от 5 до 450 мксек. В качестве элемента с отрицательным сопротивлением использовались  $p-n-p$ -диоды или диоды с двойной базой. Характеристика преобразователя представлена на рис. 2-8, б, где через  $z_b$  обозначено волновое сопротивление линии задержки. Для повышения точности желательно применять высокочастотные элементы с отрицательным сопротивлением, имеющие небольшую собственную емкость. По данным, приведенным в указанной работе, общая погрешность преобразова-

ния на начальных этапах разработки не превышала 10 %. Достоинствами схемы являются ее простота и возможность получения высоких частот.

Кроме уже рассмотренных преобразователей электрических параметров в частоту, большую группу частотных преобразователей непосредственного преобразования составляют устройства, основным элементом которых является управляемый генератор релаксационных или гармонических колебаний, частота которых меняется при изменении параметров частотно-задающей цепи.

Широко распространенными преобразователями такого типа являются управляемые мультивибраторы, частота колебаний которых определяется величиной тока заряда времязадающих емкостей. Схема одного из таких мультивибраторов приведена на рис. 2-9 [Л. 2-13]. Заряд времязадающих конденсаторов  $C_1, C_2$  происходит токами  $I_1, I_2$ , величина которых является функцией напряжений  $U_x, U$  и сопротивлений  $R_1, R_2$ . При изменении напряжения  $U_x$  происходит изменение времени перезаряда конденсаторов и, следовательно, изменяется частота колебаний мультивибратора. Элементы  $R_3, R_4, C_3, C_4$  образуют фильтр. Входное напряжение для данного преобразователя может изменяться от 0 до 5 в, при этом частота мультивибратора изменяется от 2 до 7 кгц с нелинейностью не хуже 0,1 %.

Известно схемное решение управляемого генератора, при котором ток заряда времязадающей емкости релаксатора сравнивается с преобразуемым током с помощью дифференциального усилителя, разностный сигнал с выхода которого управляет стабилизатором тока, чем обеспечивается постоянство зарядного тока и его пропорциональность величине преобразуемого тока [Л. 2-14]. При изменении входного сигнала преобразователя от 0 до 5 в частота на выходе его изменяется в диапазоне от единиц до 100 гц. Нелинейность преобразования составляет 0,1 %.

Достаточно подробный анализ частотных преобразователей напряжения на основе управляемых мультивибраторов проведен в [Л. 2-15]. Основная из рассмотренных в этой работе схем преобразователей изображена на рис. 2-10. Для обеспечения линейного заряда времязадающих конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  в мультивибраторе, выполненном на транзисторах  $T_1, T_2$ , два обычно используемых резистора заменены стабилизаторами тока (транзисторы  $T_3, T_4$ ). Для быстрого разряда конденсаторов используются эмиттерные повторители на транзисторах  $T_5, T_6$ , что позволяет значительно расширить частотный диапазон преобразователя. Кремниевые диоды  $D_2-D_5$  и стабилитрон  $D_1$  обеспечивают стабильную амплитуду напряжения на времязадающих конденсаторах.

Для увеличения частотного диапазона необходимо применение транзисторов с высоким коэффициентом усиления. Замена транзисторов  $T_1, T_2$  и  $T_3, T_6$  на составные также позволяет расширить границы частотного диапазона. Кроме того, частотный диапазон зависит от напряжения питания. Абсолютное значение частоты зависит от выбора постоянной времени  $RC$ -цепочек, причем целесообразно выбирать емкость  $C=C_1=C_2$  большой, а сопротивление  $R=R_1=R_2$  — малым. Это следует из того, что при увеличении емкости по сравнению с емкостью самого транзистора снижается влияние последней на частотный диапазон. Уменьшение сопротивления  $R$  позволяет снизить время рассасывания неосновных носителей в транзисторе.

Схема рис. 2-10 работает в диапазоне от 10 гц до 10 кгц, обеспечивая чувствительность 312 гц/в. Применение составных транзи-

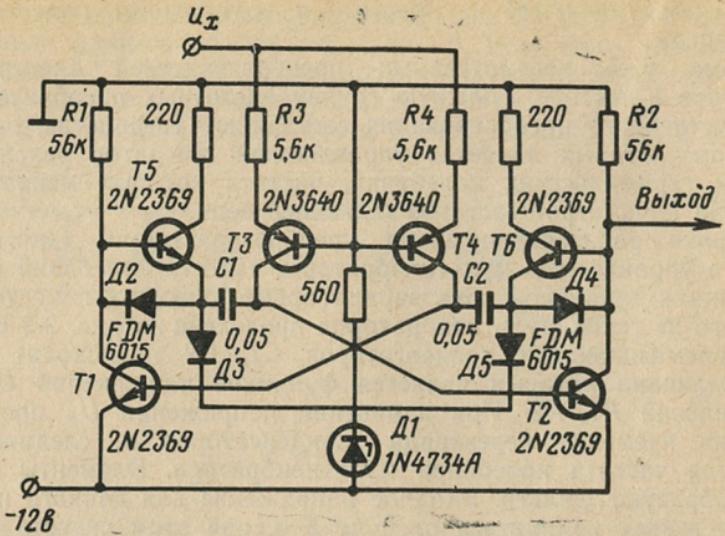


Рис. 2-10.

сторов расширяет диапазон до 50 кГц при нижнем значении частоты 0,5 гц. Рабочий участок характеристики преобразователя начинается с напряжения 0,6 в, что обусловлено падением напряжения на транзисторах  $T_3$ ,  $T_4$ . Это напряжение может быть снижено за

счет включения диода между базами транзисторов  $T_3$ ,  $T_4$  и корпусом. При низких входных напряжениях за счет изменения падения напряжения на указанных транзисторах характеристика преобразования оказывается нелинейной. При изменении параметров схемы ( $C_1 = C_2 = 470 \text{ нФ}$ ,  $R_3 = R_4 = 1,8 \text{ кОм}$  и  $R_1 = R_2 = 3 \text{ кОм}$ ) можно получить частотный диапазон преобразователя от 7 кГц до 3 МГц, при этом верхняя граница диапазона ограничивается скоростью переключения транзисторов. Для компенсации температурной нестабильности, обу

словленной изменением напряжения на переходе эмиттер — база транзисторов  $T_3$  и  $T_4$ , может быть предложена схема, показанная на рис. 2-11.

Метод компенсации основан на поддержании потенциала эмиттеров транзисторов  $T_3$ ,  $T_4$  постоянным и близким к нулю. Показанная схема включения транзисторов  $T_7$ — $T_{10}$  при условии, что через транзисторы  $T_7$ ,  $T_8$  протекают такие же токи, как и через транзисторы  $T_3$ ,  $T_4$ , позволяет добиться почти полной компенсации температурной нестабильности напряжений на эмиттерных переходах

*T3, T4.* Одновременно применение этой схемы уменьшает напряжение отсечки характеристики преобразователя и устраниет ее нелинейность при малых входных напряжениях.

К недостаткам описанных выше схем управляемых мультивибраторов относится зависимость характеристики преобразования от параметров транзисторов, которые в свою очередь зависят от температуры и протекающего через транзисторы тока. Этот недостаток отсутствует у мультивибраторов с дополнительной симметрией [Л. 2-36]. Поскольку в этих мультивибраторах оба транзистора одновременно находятся в проводящем или непроводящем состоянии, что позволяет генерировать импульсные сигналы с очень большой скважностью, то при использовании их в качестве преобразователей напряжения в частоту критическим оказывается только проводящее состояние транзисторов. Схема преобразователя, выполненного на мультивибраторе с дополнительной симметрией приведена на рис. 2-12. Транзистор  $T_3$  выполняет в схеме несколько функций. Во-первых, он обеспечивает постоянство тока разряда конденсатора  $C$  в течение интервала времени, когда транзисторы  $T_1, T_2$  заперты. Когда транзисторы открыты, коллекторный переход транзистора  $T_3$ , имеющий прямое смещение, работает в качестве диодного ограничителя, что позволяет уменьшить время проводящего состояния до нескольких сотен наносекунд. И наконец, режим диодного ограничения транзистора  $T_3$  уменьшает влияние температуры на напряжение эмиттер — база транзистора  $T_1$ . Поскольку минимальное напряжение на базе транзистора  $T_1$  при нормальной работе схемы определяется главным образом потенциалом отпирания этого транзистора, то входное напряжение может быть весьма малым, что позволяет значительно расширить частотный диапазон работы преобразователя. Результаты исследований, приведенные в [Л. 2-36], показывают, что преобразователь по схеме с дополнительной симметрией по сравнению с классической схемой управляемого мультивибратора имеет вдвое более высокое входное сопротивление, почти вдвое более высокую чувствительность, лучшую температурную стабильность в области низких температур и меньшее время нарастания выходного импульса.

Управляемые генераторы широко используются совместно с емкостными, индуктивными и другими датчиками для преобразования в частоту самых различных параметров: температуры, освещенности, механических перемещений и т. д. [Л. 2-16, 2-17]. Наиболее простое схемное решение имеет метод, при котором сопротивление, емкость или индуктивность датчика используется в качестве элемента избирательной цепи  $RC$ - или  $LC$ -генераторов или элемента, определяющего период колебаний релаксационных генераторов. Общим недостатком такого метода является невозможность получения линейной характеристики преобразования без применения специальных схем включения датчиков, например, дифференциальных.

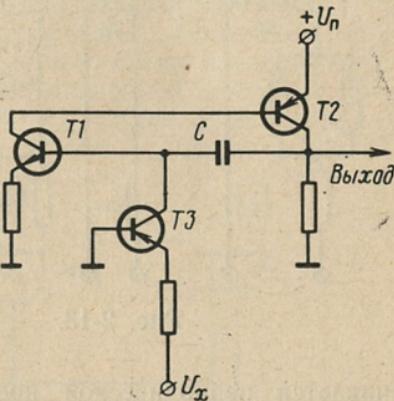


Рис. 2-12.

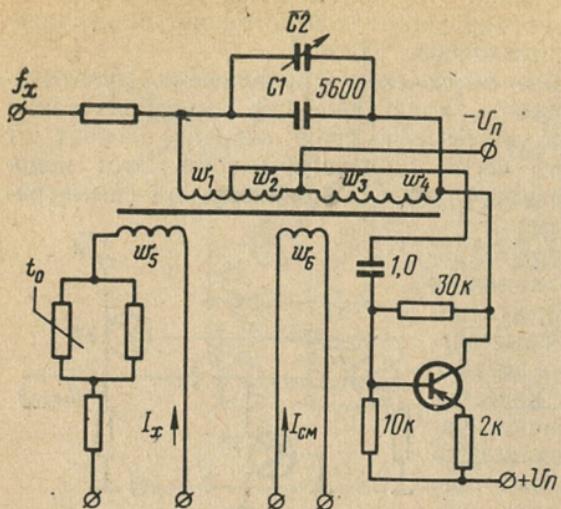


Рис. 2-13.

печивается периодической посылкой во вспомогательную обмотку  $w_6$  импульса тока, амплитуда которого достаточна для насыщения сердечника, при этом рабочая точка выводится на предельную петлю гистерезиса. Эта же обмотка используется для линеаризации характеристики преобразования путем подачи в нее тока смещения  $I_{cm}$ . Частота на выходе преобразователя определяется выражением

$$f_x = \frac{1}{2\pi V L_y (C_1 + C_2)}.$$

Верхняя частота преобразования составляет 4,5 кГц. Основная погрешность преобразования 0,3%.

Если в качестве индуктивности задающего контура  $LC$ -генератора использовать измерительную катушку обычного измерительного прибора электромагнитной системы, то, помимо аналоговой информации о значении измеряемой величины, снимаемой со шкалы прибора, с выхода  $LC$ -генератора можно получить частотную информацию о входной величине [Л. 2-19]. Изменение величины индуктивности измерительной катушки обусловлено вхождением в нее сердечника из магнитно-мягкого материала под воздействием измеряемого тока, проходящего через катушку. Такой способ преобразования тока или напряжения в частоту не требует переделки аналогового измерительного прибора.

По мере развития цифровой измерительной техники внимание разработчиков начинают все более привлекать новые физические эффекты с точки зрения возможности использования их в цифровом приборостроении. Одним из этих эффектов, уже получившим применение в цифровой технике, является явление ядерного магнитного резонанса. Сущность метода измерения, основанного на этом явлении, заключается в том, что, измеряя частоту прецессии атомных ядер, возникающей под воздействием внешнего магнитного поля, можно определить значение магнитной индукции поля. Погрешность одного из цифровых амперметров, использующих явление ядерного магнитного резонанса, доведена до 0,05%, причем возможно ее уменьшение до 0,005% [Л. 2-20]. На принципе ядерного магнитного

Ранее были рассмотрены управляемые генераторы релаксационных колебаний на основе мультивибратора. На рис. 2-13 показана схема преобразователя тока в частоту, построенного на основе  $LC$ -генератора гармонических колебаний, в задающий контур которого входит индуктивность  $L_y$ , управляемая током  $I_x$  [Л. 2-18]. Управляемая индуктивность выполняется на двух пермаллоевых сердечниках. Управляющей обмоткой является обмотка  $w_5$ . Устранение влияния гистерезиса обес-

резонанса разработаны конструкции измерителя толщины ферромагнитных материалов с чувствительностью 100 кГц/мм [Л. 2-21], измерителя магнитной индукции постоянных магнитов [Л. 2-22] и др.

Среди преобразователей с местными обратными связями (рис. 2-2, а) широкое распространение получили преобразователи параметров в частоту с уравновешивающимися частотно-зависимыми цепями, что обусловлено в первую очередь возможностью получения линейной характеристики преобразования при работе с различными датчиками (сопротивления, емкости и др.).

В измерительной технике наибольшее применение нашли преобразователи параметров в частоту с частотно- зависимыми мостовыми и квадратурными цепями. Структурная схема преобразователя с управляемым генератором и частотно- зависимой мостовой цепью показана на рис. 2-14 [Л. 2-23, 2-24]. Напряжение измерительной диагонали моста, в который включен датчик  $z_x$ , подается на уси-

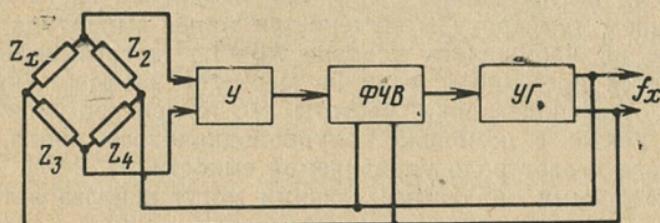


Рис. 2-14.

литель  $U$  и фазочувствительный выпрямитель  $\Phi\text{ЧВ}$ . Выходное напряжение  $\Phi\text{ЧВ}$  изменяет частоту управляемого генератора  $УГ$  до тех пор, пока мост не уравновесится. Погрешность такого преобразователя определяется стабильностью моста и почти не зависит от нестабильности генератора, усилителя и фазочувствительного выпрямителя. Один из преобразователей подобного типа, использующий в качестве датчика термоопротивление, работает в диапазоне частот от 600 до 900 Гц [Л. 2-25]. Основная погрешность преобразования температуры в частоту не превышает 0,3%.

Автоматическая подстройка частоты в преобразователях с частотно- зависимыми цепями может осуществляться различными методами. Самый распространенный из них — автоподстройка частоты полупроводниковыми элементами. Принципиальная схема преобразователя с автоподстройкой частоты  $RC$ -генератора терморезистором, включенным в цепь положительной обратной связи [Л. 2-26], приведена на рис. 2-15. При изменении емкости  $C_2$  будет меняться и сопротивление термистора  $R_1$  таким образом, чтобы выполнялось условие  $k\beta = 1$ , где  $k$  — коэффициент усиления усилителя;  $\beta$  — коэффициент положительной обратной связи. Поддержание постоянства коэффициента

$$\beta = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_2 R_2}{R_1 C_1}}$$

осуществляется автоматическим изменением сопротивления термистора. Чтобы частота на выходе генератора линейно зависела от величины емкости  $C_2$ , необходимо выполнение равенства  $R_1 = aC_2$ , где  $a = \text{const}$ .

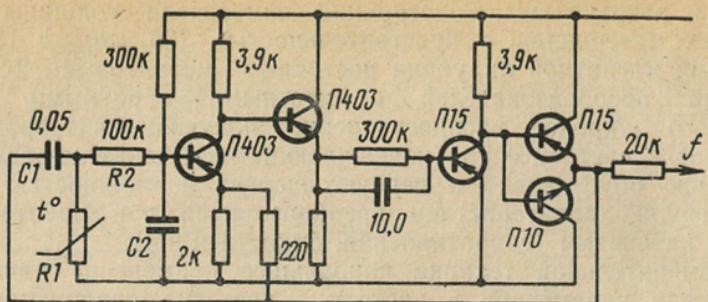


Рис. 2-15.

Для этого достаточно, чтобы  $R_2 \gg R_1$ .

Нелинейность преобразования емкости в частоту у этого преобразователя не превышает 0,05% при изменении частоты в 2 раза. С изменением температуры изменяется лишь амплитуда колебаний так, чтобы не нарушилось условие  $k\beta=1$ . Частота колебаний при этом остается постоянной, если не меняется коэффициент усиления усилителя. Автоподстройка частоты  $RC$ -генератора может осуществляться также с помощью полупроводникового диода,  $n-p$  переход которого играет роль управляемой емкости [Л. 2-27]. Преобразователи с местными обратными связями могут использовать  $RL$ -гене-

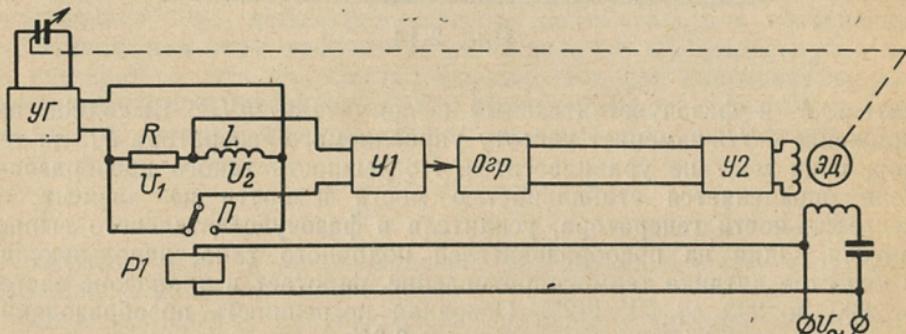


Рис. 2-16.

раторы, содержащие мостовые избирательные  $RL$ -цепи, уравновешиваемые изменением частоты генератора [Л. 2-28, 2-29].

В качестве частотно-зависимых цепей в преобразователях с местными обратными связями могут использоваться не только мостовые, но и квадратурные цепи [Л. 2-30, 2-31]. Квадратурной частотно-зависимой цепью называется цепь, состоящая из двух включенных последовательно элементов, сопротивление одного из которых является активным, а другого — реактивным, и следовательно, зависящим от частоты питающего напряжения. При этом фазы напряжений на элементах цепи сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$ . Отличительной особенностью этих цепей является то, что состояние равновесия их не зависит от значения питающего тока, а определяется лишь частотой напряжения, приложенного к цепи. Напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , снимаемые с элементов квадратурной цепи, сравниваются между собой, и полученная разность  $\Delta U = |U_1| - |U_2|$  используется для управления частотой генератора таким образом, чтобы эта разность стремилась к нулю.

Структурная схема преобразователя с квадратурной частотно- зависимой цепью представлена на рис. 2-16. Переключатель  $P$  с ча-

стотой питающего напряжения  $U_{\sim}$  поочередно подключает ко входу усилителя  $У1$  с высоким входным сопротивлением напряжения  $U_1$  и  $U_2$ . Переменная составляющая, пропорциональная разности  $\Delta U = |U_1| - |U_2|$ , после усиления и ограничения ограничителем  $Ogr$  поступает через усилитель мощности  $У2$  в управляющую обмотку асинхронного электродвигателя  $\mathcal{ЭД}$ . Электродвигатель в зависимости от знака разности  $\Delta U$  будет вращаться в ту или иную сторону, изменяя значение емкости  $C$ , определяющее частоту колебаний управляемого генератора  $УГ$  до тех пор, пока эта разность не станет близкой к нулю. Таким образом, всякому значению  $R(L)$ , зависящему от измеряемой величины  $x$ , будет соответствовать определенное значение частоты  $f_x$ . Частотой генератора  $УГ$  можно управлять также путем использования в колебательном контуре нелинейной емкости или индуктивности. В этом случае вместо реверсивного двигателя применяется фазочувствительный выпрямитель и схема значительно упрощается. При постоянном напряжении питания квадратурной цепи и изменяющемся под воздействием преобразуемой величины  $x$  параметре  $R$  зависимость между величиной  $x$  и выходной частотой принципиально линейная. Частотные преобразователи с квадратурными цепями обеспечивают погрешность преобразования не хуже 0,1 %.

К преобразователям с местными обратными связями могут быть отнесены также преобразователи, использующие струнные, электроакустические, электростатические и другие датчики, основанные на изменении резонансной частоты колебательной системы под воздействием преобразуемых параметров.

Преобразователи со струнными датчиками используются для преобразования и измерения величины деформации, механических усилий, давлений, ускорений и т. п. Известные струнные частотные преобразователи обеспечивают точность 0,01—0,1 % при быстродействии от 1 до 10 преобразований в секунду [Л. 2-32]. Наряду со струнными известны также и стержневые частотные преобразователи [Л. 2-33], с помощью которых возможно преобразование в частоту температуры, давления, уровня жидкости и т. д.

Явление акустического резонанса использовано, например, в преобразователе температуры в частоту [Л. 2-34]. Преобразователь состоит из акустического резонатора, являющегося чувствительным элементом, возбудителя и приемника, преобразующих звуковые колебания в электрические и обратно, и усилителя. Простейшим акустическим резонатором является закрытый с обеих сторон отрезок цилиндрической трубы, в котором возбуждаются продольные звуковые волны. Условием резонанса является расположение по длине трубы целого числа полуволн, в этом случае в трубе возникает стоячая волна с пучностями давления у торцов, и давление, действующее на мембранию, будет максимальным. Акустический резонатор включается в цепь положительной обратной связи и играет роль частотно-зависимой цепи генератора. Так как скорость звука зависит от температуры резонатора, то частота генератора, определяемая резонансной частотой резонатора, является функцией температуры.

Среди преобразователей напряжения в частоту с высоким входным сопротивлением следует отметить преобразователи электрического поля [Л. 2-35]. Входное сопротивление их достигает тысячи мегом, погрешность преобразования 0,03 %, диапазон преобразуемых напряжений от 50 до 300 в.

## Преобразователи компенсационные

Компенсационные преобразователи (см. рис. 2-2,б) предполагают наличие в цепи отрицательной обратной связи преобразователя выходной частоты  $f_x$  в значение параметра  $x$ . Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока разность между значениями преобразуемого параметра  $x$  и компенсирующей величины  $x_k$  не станет с заданной точностью, близкой к нулю. Компенсационный метод позволяет значительно повысить точность и чувствительность преобразования, что особенно важно при работе с маломощными датчиками.

Вопросы расчета и построения компенсационных приборов для преобразования в частоту различных механических величин выходят за рамки настоящей работы. В качестве обратных преобразователей частоты в механическую величину обычно используются индуктивные, магнитоэлектрические, емкостные, фотоэлектрические и другие типы преобразователей [Л. 2-37—2-39].

Построение компенсационных преобразователей напряжения в частоту возможно двумя способами: 1) с обратной связью по постоянному току; 2) с импульсной обратной связью. Первый способ предполагает наличие в цепи обратной связи преобразователя частоты в напряжение постоянного тока, которое компенсирует преобразуемое напряжение. Второй способ основан на формировании при каждом импульсе выходной частоты образцового заряда или импульса стабильной вольт-секундной площади соответствующей

полярности, поступающего на вход интегратора преобразователя входного напряжения в частоту. Этот способ получил преимущественное применение в цифровых вольтметрах частотно-импульсного кодирования.

Упрощенная структурная схема преобразователя напряжения в частоту с обратной связью по постоянному току [Л. 2-40] представлена

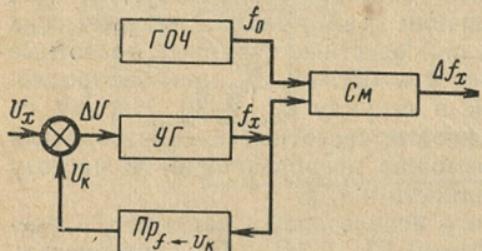


Рис. 2-17.

на рис. 2-17. Преобразователь преобразует напряжение в диапазоне от 0 до 100 в в частоту от 0 до 100 кгц с погрешностью (0,05—0,1) %. Включение в схему преобразователя генератора опорной частоты ГОЧ и смесителя См обусловлено необходимостью компенсации начальной частоты управляемого генератора УГ. В описываемом преобразователе, как и в любом преобразователе компенсационного типа, при достаточно высоком коэффициенте усиления прямого тракта линейность характеристики преобразования и стабильность частоты определяются только свойствами цепи отрицательной обратной связи, т. е. преобразователем частоты в напряжение. В качестве такого преобразователя здесь используется демодулятор, в котором погрешность нелинейности в рабочем диапазоне сведена к минимуму путем регулировки резонансной частоты и коэффициента усиления отдельных каскадов.

Подключение обратного преобразователя к выходу смесителя сопряжено с рядом трудностей. Во-первых, необходимость работы в диапазоне от 0 до 100 кгц связана с трудновыполнимыми требо-

ваниями к линейности и стабильности схемы преобразователя «частота — напряжение». Во-вторых, работа на низких частотах требует использования фильтров с большой постоянной времени, что приводит к значительному ухудшению динамических свойств преобразователя.

С другой стороны, если в качестве генератора опорной частоты используется кварцевый генератор, то составляющую погрешности, обусловленную нестабильностью опорной частоты, можно считать пренебрежимо малой, а основным источником погрешностей — участок прямого тракта между входом преобразователя и выходом управляемого генератора. Тогда наиболее целесообразно подключить звено отрицательной обратной связи ко входу смесителя *См.*

Такую структурную схему имеет отечественный преобразователь напряжения в частоту Ф573 со следующими техническими характеристиками.

Пределы преобразуемого напряжения . . . . .	10 мв; 0,1; 1; 10, 100 в
Приведенная относительная погрешность преобразования . . . . .	0,1%
Входное сопротивление . . . . .	50 ком на нижнем пределе
	1 Мом на остальных
Максимальная частота . . . . .	10 кгц

Преобразователь частоты в напряжение, включенный в цепь отрицательной обратной связи, обеспечивает погрешность преобразования не хуже 0,05 %. В тракте прямого преобразования используется управляемый мультивибратор, преобразующий в частоту усиленную разность преобразуемого и компенсирующего напряжений.

Структурная схема компенсационного преобразователя напряжения в частоту с импульсной обратной связью приведена на рис. 2-18. При постоянном напряжении  $U_x$  на входе преобразователя и отключенной цепи источника опорного заряда *ИОЗ* на выходе интегратора *Инт* образуется линейно изменяющееся напряжение. По достижении этим напряжением некоторого заданного уровня  $U_0$  срабатывает пороговая схема *ПС* и выдает сигнал на источник опорного заряда *ИОЗ*. Последний подает на вход интегратора импульс постоянной калиброванной вольт-секундной площади или калиброванный электрический заряд. Под воздействием этого сигнала выходное напряжение быстро падает. По окончании сигнала преобразователя определяется выражением

$$f_x = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_x}{q},$$

где  $q$  — вольт-секундная площадь или заряд сигнала обратной связи.

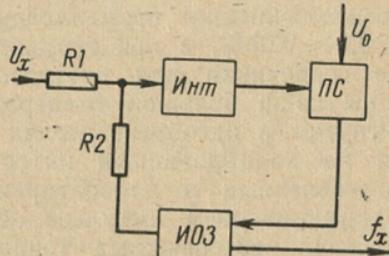


Рис. 2-18.

Важным достоинством преобразователей с импульсной обратной связью по сравнению с преобразователями циклического интегрирования является независимость выходной частоты от уровня срабатывания пороговой схемы. Однако при таком способе преобразования возникает ряд специфических трудностей, связанных с получением и подключением ко входу интегратора калиброванного сигнала обратной связи. Импульс обратной связи может быть получен при перезаряде конденсатора между двумя калиброванными уровнями напряжения, при перемагничивании сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса или при подключении образцового напряжения в течение калиброванного интервала времени. Два первых способа имеют трудно устранимый недостаток, заключающийся в существенной зависимости параметров, определяющих вольт-секундную площадь импульса, от температуры окружающей среды. Поэтому в [Л. 2-41] сделан вывод о наиболее предпочтительном использовании для точного преобразования напряжения в частоту способа, основанного на подключении к интегратору опорного напряжения на калиброванный интервал времени. Однако этот вывод не совпадает с рекомендацией автора [Л. 2-42], который с учетом требований, предъявляемых к отдельным узлам преобразователей различного типа, делает вывод, что в настоящее время следует отдать предпочтение преобразователям с накоплением дозированного заряда на емкости, хотя и признает, что способ подключения опорного напряжения на заданный интервал времени принципиально более точен. Эти противоречивые до некоторой степени выводы свидетельствуют о недостаточной проработке данного вопроса.

Исследования, проведенные в Московском энергетическом институте, показали, что погрешность частотных компенсационных преобразователей с получением импульса обратной связи за счет перемагничивания пермаллоевых сердечников может быть снижена до 0,04—0,06%, а при терmostатировании до 0,01—0,02%. Ферритовые сердечники для построения точных преобразователей непригодны из-за большой температурной нестабильности. Точность, достигнутая в преобразователях с подключением опорного напряжения на калиброванный интервал времени, составляет 0,05—0,1%. Изготовленный в лаборатории института макет преобразователя с формированием импульса обратной связи путем перезаряда конденсатора обеспечивает точность порядка 0,1%. При изменении входного напряжения от 0 до 6,3 в частота на выходе преобразователя меняется от 24 до 56 кгц. Интегратор преобразователя выполнен на интегральных схемах. Пороговая схема и источник опорного заряда преобразователя показаны на рис. 2-19. В исходном состоянии транзистор  $T_1$  пороговой схемы закрыт положительным напряжением +1 в, подаваемым с выхода интегратора на его базу. Когда напряжение на входе пороговой схемы достигает порога срабатывания, на выходе ее формируется положительный импульс с крутыми фронтами и длительностью 4 мксек. Параметры импульса определяются элементами эмиттерной цепи транзистора  $T_1$ . Этот импульс открывает транзисторный ключ  $T_2$ , через который емкость  $C_1$ , заряженная ранее до потенциала, определяемого источником +24 в, перезаряжается до потенциала, задаваемого источником —24 в, выдавая импульс калиброванной вольт-секундной площади на сброс интегратора. По окончании выходного импульса пороговой схемы транзистор  $T_2$  закрывается и емкость  $C_1$  вновь перезаряжается до исходного состояния. В качестве  $C_1$  используется конденсатор

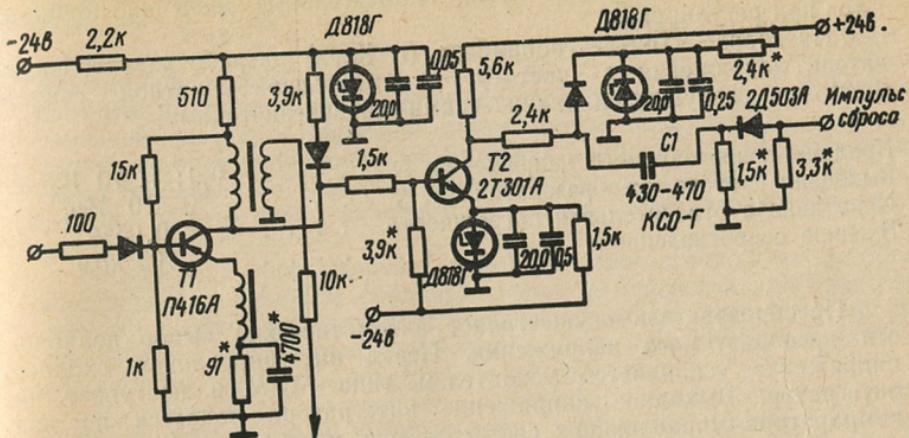
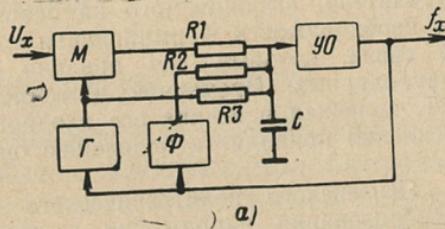


Рис. 2-19.



) а)

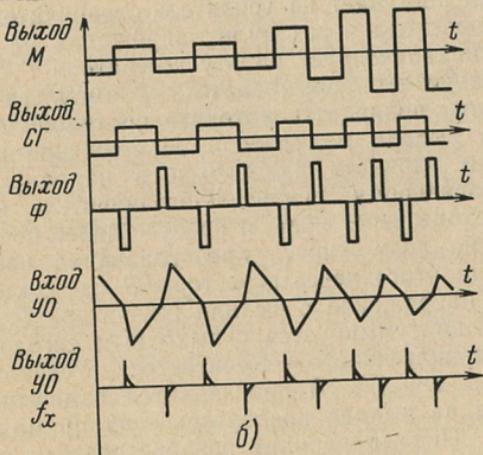


Рис. 2-20.

типа КСО-Г емкостью 430—470 пФ. Резисторы, отмеченные на схеме звездочкой, высокостабильны, их окончательные значения подбираются при регулировке.

На заводе «Точэлектроприбор» (г. Киев) разработан преобразователь напряжения в частоту с импульсной обратной связью Ф5015 со следующими техническими характеристиками:

Пределы преобразуемого напряжения . . . . .	0,1; 1; 10 100 в
Выходная частота преобразователя . . . . .	0—10 Мгц
Приведенная относительная погрешность . . . . .	0,05%
Входное сопротивление . . . . .	100 ком

Преобразователь осуществляет автоматический выбор полярности преобразуемого напряжения. Перед интегрированием входное напряжение усиливается усилителем типа МДМ и поступает на интегратор. Выходное напряжение интегратора подается на два компаратора, управляющих соответственно источниками положительного и отрицательного опорного заряда. В зависимости от полярности преобразуемого напряжения на вход интегратора выдается дозированный заряд той или иной полярности. Такая схема преобразователя напряжения в частоту является типовой для большинства цифровых интегрирующих вольтметров частотно-импульсного преобразования. Недостатком таких схем является обязательное наличие интегрирующего усилителя, выполняемого на основе усилителя постоянного тока, и необходимость формирования однополярных импульсов обратной связи, которые, как правило, получают путем детектирования двуполярных. Временной и температурный дрейф характеристик УПТ, конечная величина его входного сопротивления и коэффициента усиления приводят к появлению ошибок преобразования.

Сотрудниками Пензенского политехнического института предложен способ преобразования напряжения в частоту, лишенный этих недостатков [Л. 2-44]. Структурная схема и временные диаграммы работы устройства, реализующего этот способ, приведены на рис. 2-20, а, б. Измеряемое напряжение  $U_x$  поступает на модулятор  $M$  и далее на интегрирующую цепь  $R1$ , С. Сигнал с выхода интегрирующей цепи поступает на усилитель-ограничитель  $YO$ , выделяющий моменты перехода через нуль напряжения на емкости. Сигнал с выхода  $YO$  синхронизирует работу генератора  $G$ , коммутирующего модулятор, и запускает формирователь  $\Phi$  импульса обратной связи, выдающий сигнал, полярность которого противоположна полярности напряжения на выходе модулятора. Напряжение на выходе интегрирующей цепи начинает изменяться в направлении, противоположном первоначальному, усилитель-ограничитель вновь фиксирует момент его перехода через нуль, и процесс далее повторяется. В схеме предусмотрена возможность преобразования напряжения обеих полярностей. Для этого через резистор  $R3$  на вход интегрирующей цепи поступает напряжение с выхода генератора  $G$ . В случае положительного  $U_x$  оно суммируется с выходным сигналом модулятора, а в случае отрицательного — вычитается. Установка начального значения частоты при  $U_x=0$  производится изменением сопротивления  $R3$ . Частота на выходе преобразователя прямо пропорциональна величине  $U_x$ . Первый вариант преобразователя описанного типа обеспечивает погрешность преобразования не хуже 0,2% при изме-

рении входного напряжения в пределах 0—10 мв и девиации частоты от 2 до 5 кгц.

Более подробное описание компенсационных частотных преобразователей можно найти в работе [Л. 2-43]. В работе [Л. 2-41] проведен частичный анализ погрешностей преобразователя с формированием импульса обратной связи путем подключения опорного напряжения на калиброванный интервал времени. Там же приведена схема улучшенного варианта преобразователя с уменьшенным значением погрешности, вносимой ключами, коммутиирующими вход интегратора.

Широкое распространение частотных компенсационных преобразователей с импульсной обратной связью в цифровом приборостроении становится возможным с появлением интегральных схем, позволяющих сравнительно легко реализовать один из основных блоков преобразователя — интегрирующий усилитель.

В заключение настоящего параграфа следует отметить, что большое разнообразие схем и типов частотных преобразователей позволяет удовлетворить практически любым требованиям, предъявляемым к устройствам преобразования и обработки информации.

## 2-3. ЧАСТОТОМЕРЫ И ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

### а) Цифровые частотомеры

Из всего имеющегося многообразия методов измерения частоты наиболее простым при автоматических измерениях является счетно-импульсный метод, на базе которого разработано значительное количество моделей цифровых частотомеров. Этот метод обеспечивает высокую точность в широком диапазоне частот, сравнительно малое время измерения, полную автоматизацию процесса измерения и регистрации результата. При этом возможны два основных принципа измерения частоты:

1) подсчет числа периодов напряжения неизвестной частоты за измерительный временной интервал  $t_i$ , в этом случае прибор измеряет среднее значение частоты за  $t_i$ ;

2) подсчет числа периодов опорной частоты за один или несколько периодов сигнала неизвестной частоты. Этот принцип относится к время-импульсному кодированию и будет рассмотрен в следующей главе. Менее распространены методы измерения частоты, которые являются комбинациями из этих двух принципов [Л. 2-45].

Структурная схема прибора с подсчетом числа периодов измеряемой частоты приведена на рис. 2-21. Входное напряжение измеряемой частоты  $f_x$  поступает на формирователь  $\Phi$ , в котором оно преобразуется в после-

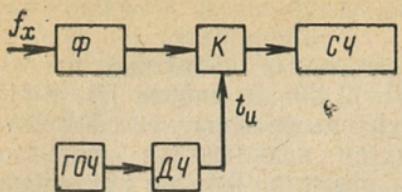


Рис. 2-21.

тюбинг

через делитель частоты  $\Delta\text{Ч}$ . Число импульсов, зафиксированных счетчиков импульсов, равно:

$$n = t_u f_x.$$

Относительная погрешность  $\delta$  цифровых частотометров частотно-импульсного кодирования складывается из погрешности, обусловленной нестабильностью частоты опорного генератора  $\delta_f$  и погрешности квантования  $\delta_d = 1/n$ , т. е.

$$\delta = \delta_f + \frac{1}{t_u f_x}.$$

Предельная погрешность от нестабильности опорного генератора является величиной постоянной и в приборах может быть снижена до величин порядка  $10^{-7}$ — $10^{-9}$  [Л. 2-46]. Максимальная величина погрешности квантования составляет  $\pm 1$  импульс измеряемой частоты, а при определенных фазовых соотношениях между моментом отпирания ключа и началом следования импульсов доводится до  $\pm 0,5T_x$ . Погрешность квантования может быть уменьшена лишь за счет увеличения измерительного интервала, т. е. за счет усреднения большего числа периодов измеряемой частоты.

Что касается помехозащищенности приборов такого типа, то здесь нужно отметить следующее. Поскольку при подсчете числа периодов измеряемой частоты за измерительный временной интервал результат цифрового отсчета оценивает среднее значение частоты за этот интервал, то усреднение дает возможность сделать прибор нечувствительным к мгновенным, случайным изменениям измеряемой частоты. Помехозащищенность прибора можно оценить величиной допустимого напряжения помех в абсолютном или относительном (в процентах от минимального уровня полезного сигнала) выражении. Лучше оценивать помехозащищенность значением допустимого

довательность импульсов с периодом повторения  $T_x = 1/f_x$ . С выхода формирователя импульсы через ключ  $K$  поступают на счетчик импульсов  $\text{СЧ}$ . Ключ открывается на измерительный временной интервал  $t_u$ , который задается генератором опорной частоты  $\text{ГОЧ}$  че-

напряжения помех, так как при одном и том же значении отношения, но при разных абсолютных уровнях полезного сигнала помеха может искажать и не искажать результат измерения.

Если  $U_{mп}$  — амплитудное значение напряжения помех и  $k_y$  — коэффициент усиления входного усилителя, то правильная работа прибора может быть обеспечена при заданном уровне помех при условии  $\Delta U \geq 2k_y U_{mп}$ , где  $\Delta U$  — разность пороговых значений (максимального и минимального) схемы формирователя. Эта величина ограничивается самим построением схемы формирователя. Например, если в качестве формирователя используется триггер Шмитта, то частотный диапазон нормальной работы прибора может быть расширен применением высокочастотных транзисторов. Использование туннельных диодов может расширить частотный диапазон до сотен мегагерц. Защищенность прибора от высокочастотных помех может быть повышена путем включения на входе прибора фильтра низких частот (например,  $RC$ -фильтра). Фильтр низких частот можно автоматически выключать при работе с прибором на низких частотах [Л. 2-47].

Быстродействие частотомеров частотно-импульсного кодирования ограничивается требуемой точностью измерения. При измерении низких частот для повышения быстродействия применяются различные умножители измеряемой частоты. При этом основными требованиями, предъявляемыми к умножителям частоты, являются большой коэффициент умножения, широкий диапазон умножаемых частот и достаточно высокое быстродействие (постоянство коэффициента умножения при быстрых изменениях входной частоты).

Как известно, существует ряд методов умножения частоты (например, умножение с преобразованием спектра, умножение с помощью фазосдвигающих цепей и т. д.). Здесь же рассматриваются лишь умножители, в той или иной мере отвечающие указанным выше требованиям. Наиболее перспективными с этой точки зрения являются умножители, принцип действия которых основан на непрерывной [Л. 2-48] и импульсной [Л. 2-49] фазовой автоподстройке частоты.

На рис. 2-22 приведена типовая схема подобного умножителя. Принцип действия системы основан на использовании разности фаз сигналов входной частоты  $f_x$  и

частоты обратной связи  $f_{oc}$ . Последняя представляет собой выходную частоту делителя частоты  $D$  с коэффициентом деления, равным коэффициенту умножения. Сигнал погрешности снимается с выхода фазового детектора  $\Phi D$  и через фильтр низкой частоты  $FНЧ$  (в непрерывной системе) или фиксирующее устройство (в импульсной системе) поступает на управляемый генератор  $УГ$ . В стационарном режиме устанавливается такая статическая фазовая погрешность (и соответствующее ей управляющее напряжение на выходе  $\Phi D$ ), при которой начальная расстройка входной частоты и частоты обратной связи полностью устраняется.

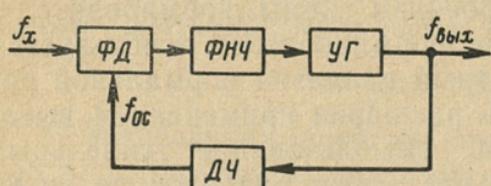


Рис. 2-22.

Умножители такого типа имеют узкий диапазон умножаемых частот (не более одной октавы) при достаточно

высоком быстродействии. Ограничение диапазона в непрерывных системах объясняется наличием определенной полосы пропускания фильтра  $FНЧ$ , а в импульсных системах связано с тем, что характеристика импульсно-фазового детектора является периодической линейной [Л. 2-49] или синусоидальной [Л. 2-50] функцией разности фаз сравниваемых частот.

Для расширения диапазона умножаемых частот в умножителе [Л. 2-51] в качестве фазового детектора использован реверсивный счетчик, а фиксирующим устройством является дешифратор. Такой фазовый детектор функционирует в пределах разности фаз  $2\pi N_0$  (где  $N_0$  — емкость реверсивного счетчика), что расширяет диапазон умножаемых частот в  $N_0$  раз, однако умножитель одновременно во столько же раз теряет в быстродействии.

Для устранения противоречия между быстродействием и диапазоном достаточно в упомянутых выше замкнутых системах ввести прямое корректирующее воздействие по периоду входной частоты. Наиболее просто и эффективно такая коррекция реализуется в импульсной системе. Так, например, для такой коррекции в [Л. 2-52] в схему (рис. 2-23) введен линейный преобразователь  $Pr$  периода входной частоты в напряжение. Последнее суммируется в суммирующем устройстве  $CУ$  с напряже-

нием, пропорциональным фазовой погрешности сигнала от импульсного фазового детектора ИФД. При скачках входной частоты указанный преобразователь производит быстрое (за один период) уменьшение начальной

расстройки до значения, которое заведомо меньше полосы захвата замкнутой системы. Управляемый генератор выполнен с линейной зависимостью периода (а не частоты, как обычно) от управляющего напряжения. Дальнейшее увеличение быстродействия может быть достигнуто за счет разработки и применения новых элементов, например туннельных диодов [Л. 2-53, 2-54]. Вместе с тем следует заметить, что в настоящее время проблема построения точного и быстродействующего умножителя частоты в широком диапазоне частот является нерешенной и остается актуальной.

Очевидно, что в цифровых частотомерах частотно-импульсного кодирования повышение точности измерения возможно путем дополнительной оценки части периода неизвестной частоты, отсекаемого концом измерительного временного интервала  $t_i$ . Для осуществления данной операции в [Л. 2-59] предложено заполнять упомянутую часть периода квантующими импульсами опорной частоты с последующим их подсчетом. Однако для получения отсчета в частоте требуется дополнительная обработка результата измерения, что является существенным недостатком данного способа.

При некотором усложнении и незначительной потере в быстродействии точность измерения может быть повышена за счет применения принципа однократной растяжки части периода, отсекаемого концом измерительного временного интервала. Если начало измерительного интервала совпадает с одним из импульсов измеряемой частоты (рис. 2-24), то очевидно, что для получения точного отсчета необходимо было бы прибавить к полученному на частотомере отсчету отношение остатка  $AB$  к периоду  $AC$ . Такая операция, например, может быть реализована путем растягивания отрезка  $AB$  в 10 раз и подсчета при помощи дополнительной интерполяционной

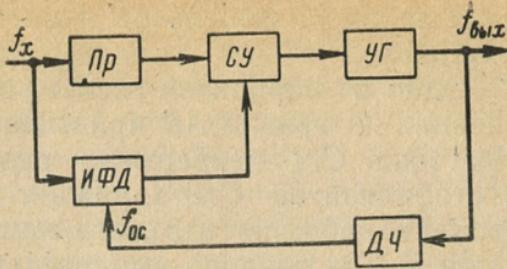


Рис. 2-23.

декады числа импульсов измеряемой частоты на этом интервале.

Один из вариантов схемы устройства [Л. 2-55] растягивания интервала  $AB$  приведен на рис. 2-25. Стабилизатор тока  $Ct1$  непрерывно разряжает конденсатор  $C$ , а стабилизатор  $Ct2$  заряжает конденсатор в течение времени действия входного напряжения, открывающего ключ  $K$ . Ток разряда выбирается в 10 раз меньшим тока заряда. Транзистор остается в запертом состоянии в течение времени  $10t$ , где  $t$  — время, равное растягиваемому отрезку.

На практике проще выделить отрезок  $BC$  (рис. 2-24), являющийся дополнением к  $AB$  до периода, поэтому в качестве интерполирующей декады необходимо использовать вычитающий счетчик с исходной установкой на 9. С некоторыми изменениями в схеме такой метод повышения точности измерения пригоден и для общего случая произвольного расположения измерительного интервала по отношению к импульсам измеряемой частоты.

Аналогичен метод повышения точности измерения частоты следования периодических импульсов [Л. 2-56], по которому дополнительно регистрируется количество импульсов измеряемой частоты за время, равное интервалу между последним зарегистрированным импульсом

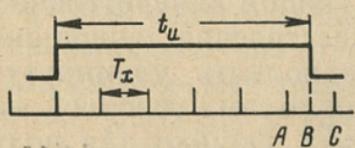


Рис. 2-24.

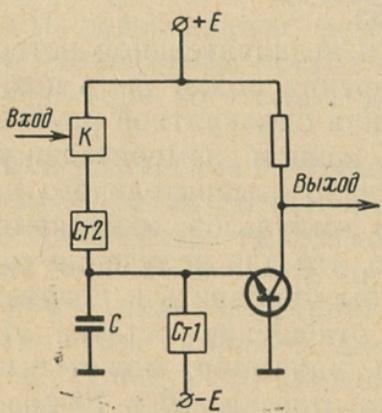


Рис. 2-25.

измеряемой частоты и окончанием измерительного временного интервала, умноженному на  $h^k$ , где  $h$  — величина, определяющая систему счисления,  $k$  — число, зависящее от требуемой точности измерения.

Умножение интервала времени можно производить заполнением его импульсами высокой частоты с регистрацией числа импульсов на реверсивном счетчике. Умноженный интервал времени определяется временем списывания зарегистрированного количества импульсов с реверсивного счетчика импульсами частоты, в  $h^k$  раз меньшей, чем частота записи. Однако осуществление

принципа однократной растяжки с высокой степенью точности в широком диапазоне частот вызывает определенные трудности, и устройства, реализующие его, сложны. В этом отношении применение принципа электронного нониуса позволяет создать цифровой частотомер, способный при незначительном снижении быстродействия измерять с повышенной точностью частоты в широком диапазоне [Л. 2-58]. При этом оценка старших разрядов измеряемой величины производится путем подсчета импульсов, следующих с измеряемой частотой, за измерительный временной интервал  $t_i$ . Оценка одного или нескольких младших разрядов производится с помощью схемы электронного нониуса. Роль основной шкалы игра-

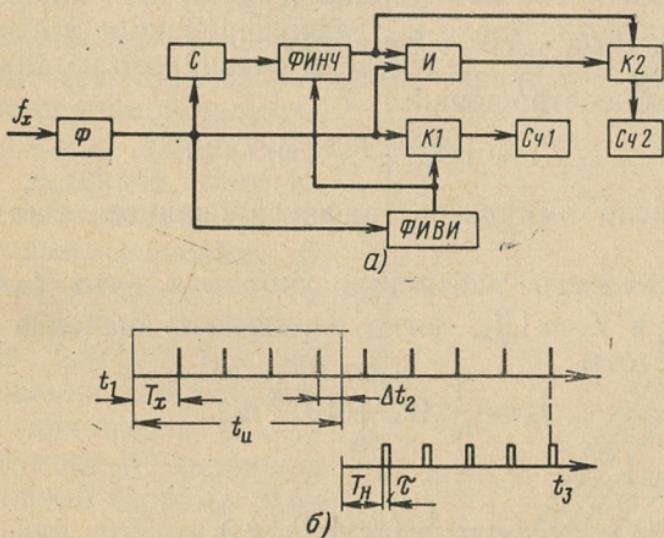


Рис. 2-26.

ет последовательность импульсов измеряемой частоты, в качестве нониусной шкалы используется искусственная последовательность импульсов, следующих с периодом повторения, отличающимся от периода измеряемой частоты на величину, равную  $10^{-a} T_x$ , где  $a$  — число десятичных разрядов, оцениваемых с помощью нониуса. Схема нониусного частотомера и временные диаграммы, поясняющие принцип нониусной оценки младших разрядов измеряемой частоты, представлены на рис. 2-26, а, б. Первый импульс измеряемой частоты  $f_x$ , пришедший с формирователя  $\Phi$ , запускает формирователь измерительного временного интервала  $\Phi\text{ИВИ}$ . Последний открывает ключ  $K_1$ , через который импульсы частоты  $f_x$

в течение интервала  $t_{ii}$  проходят на счетчик старших разрядов  $C_{41}$ . Из двух соседних импульсов измеряемой частоты, пришедших на вход селектора  $C$ , последний формирует выходной импульс с длительностью, равной периоду измеряемой частоты. Импульс селектора поступает на управляющий вход формирователя импульсов нониусной частоты  $\Phi_{INCH}$ . В момент окончания интервала  $t_{ii}$  формирователь  $\Phi_{IVB}$  закрывает ключ  $K1$  и запускает  $\Phi_{INCH}$ , который выдает серию импульсов длительностью  $10^{-\alpha} T_x$  с периодом повторения  $T_h = (1 - 10^{-\alpha}) T_x$ . Импульсы нониусной частоты через открытый ключ  $K2$  поступают на счетчик младших разрядов  $C_{42}$  до тех пор, пока схема  $I$  при одновременном поступлении на ее входы двух импульсов измеряемой и нониусной частоты не закроет ключ  $K2$ . Число  $n_h$ , зафиксированное в счетчике  $C_{42}$ , определится из следующего, очевидного из диаграммы рис. 2-26, соотношения:

$$T_h n_h + t_{ii} = T_x n_h + T_x n_0,$$

где  $n_0$  — число импульсов, зафиксированных счетчиком  $C_{41}$ .

Из последнего равенства, учитывая, что  $T_h = (1 - 10^{-\alpha}) T_x$  и  $T_x = 1/f_x$ , легко определить значение измеряемой частоты

$$f_x = \frac{1}{t_{ii}} (n_0 + 10^{-\alpha} n_h).$$

При  $\alpha = 1$

$$f_x = \frac{1}{t_{ii}} (n_0 + 0,1 n_h),$$

т. е. в этом случае использование принципа электронного нониуса позволяет получить один дополнительный знак отсчета.

Введение однократной растяжки и нониусной оценки младших разрядов при измерении частоты позволяет без увеличения длительности измерительного временного интервала  $t_{ii}$  в  $E = h^\alpha$  раз повысить точность измерения, что при обычном методе может быть достигнуто лишь увеличением во столько же раз интервала  $t_{ii}$  ( $h$  — основание системы счисления).

Очевидно, что для оценки быстродействия частотометров с использованием принципа однократной растяжки и нониусного способа наибольший интерес представляют

Величина отношения времени измерения таких частотомеров к периоду измеряемой частоты. При этом время измерения таких приборов определяется выражением

$$t_{\text{изм}} = T_x [h^\beta + h^\alpha - 1] = T_x \left[ \frac{1}{\delta_d} h^{-\alpha} + h^\alpha - 1 \right],$$

где  $\beta$  — число разрядов, оцениваемых обычным методом;  $\delta_d$  — относительная приведенная погрешность дискретности.

Взяв отношение  $t_{\text{изм}}$  к  $T_x$ , получим выражение для интересующей нас зависимости:

$$\frac{t_{\text{изм}}}{T_x} = \frac{1}{\delta_d E} + E - 1.$$

На рис. 2-27 в соответствии с этим выражением построены кривые, позволяющие определить число периодов измеряемой частоты, необходимое для обеспечения заданной погрешности квантования  $\delta_d$  при различных значениях  $E$ . Так, например, для измерения частоты с погрешностью  $\delta_d = 10^{-4}$  без использования интерполяционных принципов ( $E=1$ ) потребуется  $10^4$  периодов измеряемой частоты. Для получения той же точности при введении однократной растяжки или нониуса с  $E=100$  потребуется всего 199 периодов, т. е. время измерения сокращается в 50 раз. Введение однократной растяжки и нониуса с большими значениями  $E$  оказывается в данном случае нецелесообразным, поскольку ведет к увеличению времени измерения. При  $E=10^3$  для получения погрешности квантования  $\delta_d=10^{-4}$  потребуется уже более 1 000 периодов измеряемой частоты. Таким образом, приведенные кривые свидетельствуют о том, что целесообразное число

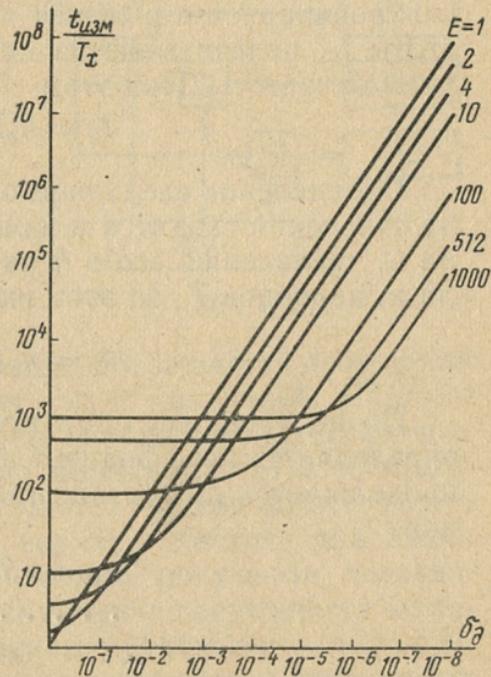


Рис. 2-27.

целесообразное, поскольку ведет к увеличению времени измерения. При  $E=10^3$  для получения погрешности квантования  $\delta_d=10^{-4}$  потребуется уже более 1 000 периодов измеряемой частоты. Таким образом, приведенные кривые свидетельствуют о том, что целесообразное число

разрядов, оцениваемых с помощью принципа однократной растяжки или нониуса, должно выбираться исходя из требуемой погрешности квантования частотомера и быстродействия.

Значительный выигрыш в быстродействии при заданной точности измерения имеют частотомеры, использующие принцип многократной растяжки [Л. 2-57]. Сущность измерения частоты по данному принципу состоит в сле-

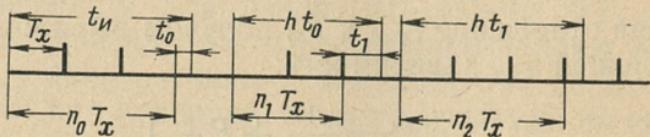


Рис. 2-28.

дующем (рис. 2-28). За интервал  $t_i$ , начало которого синхронизируется с одним из импульсов измеряемой частоты  $f_x$ , подсчитывается целое число  $n_0$  периодов измеряемой частоты. При этом

$$t_i = n_0 T_x + t_0.$$

Определение следующего разряда в выбранной системе счисления сводится к измерению остаточного интервала  $t_0$ , увеличению его в  $h$  раз и определению целого числа  $n_1$  периодов  $T_x$  за этот интервал:

$$ht_0 = n_1 T_x + t_1.$$

По полученному остатку  $t_1$  подобным же образом определяется коэффициент  $n_2$  и т. д. Процесс вычисления продолжается до достижения желаемой точности измерения

$$ht_1 = n_2 T_x + t_2;$$

$$\dots \dots \dots \dots \\ ht_{m-1} = n_m T_x + t_m.$$

На рис. 2-29 представлена структурная схема работающего по такому принципу устройства. Здесь в отличие от структурной схемы рис. 2-26, а декады счетчика импульсов работают не последовательно, а подсчитывают импульсы измеряемой частоты в течение специально для каждой декады формируемых времязадающим устройством ВУ интервалов времени. Таким образом, каждая декада подсчитывает число единиц, соответствующих опре-

деленному разряду числа  $n$ . Обобщая полученные выше выражения, получаем:

$$f_x = \frac{1}{t_n} \sum_{m=0}^{\infty} n_m h^{-m}.$$

Например, по данным [Л. 2-57] для измерения частоты  $f_x = 104,24$  гц с погрешностью дискретности  $\delta_d = 10^{-4}$  и при нестабильности опорного генератора  $\delta_f = 5 \cdot 10^{-6}$  для обычного частотомера требуется время измерения, равное  $t_n \approx 100$  сек, а для частотомера с многократной растяжкой время измерения равно 0,15 сек.

Во всех рассмотренных выше методах повышения точности измерения с помощью интерполяционных способов следует иметь в виду, что их применение предполагает постоянство или весьма малое изменение измеряемой частоты в течение времени измерения, что сужает область их применения.

При использовании метода измерения частоты путем подсчета числа периодов измеряемого сигнала за измерительный временной интервал погрешность измерения в широком диапазоне частот будет различной. Поэтому данный интервал выбирают из соображений достижения минимальной погрешности на нижних частотах диапазона. При этом, однако, получается явная избыточность информации для средних и верхних частот диапазона [Л. 60]. Следовательно, требование получения постоянной, одинаково малой относительной погрешности измерения находится в противоречии с необходимостью перекрытия большого динамического диапазона измеряемых частот. Уменьшение избыточности информации может быть достигнуто, если заранее известен порядок измеряемой частоты и в соответствии с этим выбрана длительность измерительного временного интервала. Порядок частоты определяют или более грубым прибором или рядом пробных измерений. Необходимость поиска измерительного временного интервала приводит к усложнению процесса измерения и даже к потере информации при быстродействующих процессах. Поэтому представля-

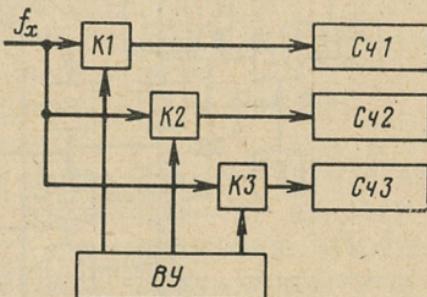


Рис. 2-29.

ют интерес устройства с автоматическим переключением измерительного временного интервала в соответствии с изменением измеряемой частоты [Л. 2-61—2-63]. Решение данной задачи осуществляется просто, если исходить из основного критерия правильности выбора интервала  $t_n$  — заполнения счетчика во всех разрядах.

Структурная схема цифрового частотомера с автоматическим выбором измерительного временного интервала [Л. 2-64] представлена на рис. 2-30. Для запуска схемы открывается ключ  $K_2$  и первым пришедшим импульсом

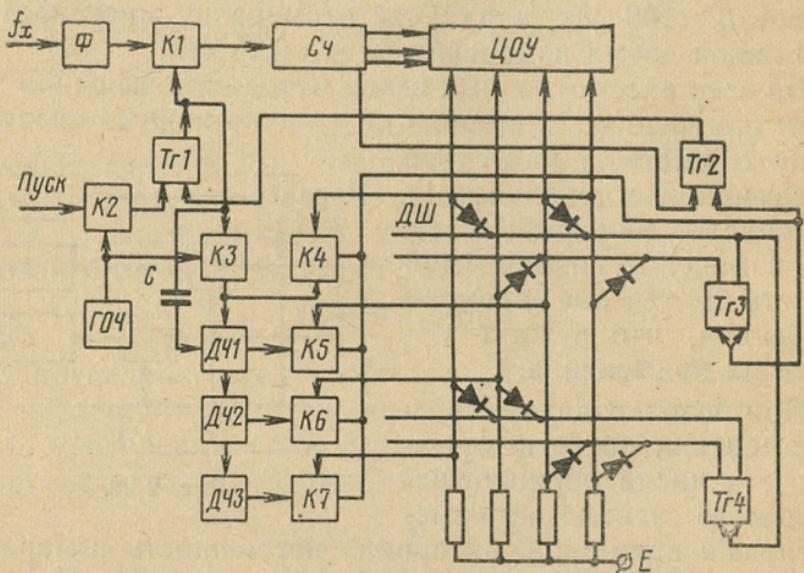


Рис. 2-30.

генератора опорной частоты  $ГОЧ$  перебрасывается триггер  $Tg1$ , который открывает доступ импульсам  $f_x$  через ключ  $K_1$  на счетчик  $C_4$  и соответственно импульсам опорной частоты  $f_0$  через ключ  $K_3$  на ждущие делители частоты  $ДЧ1$ ,  $ДЧ2$ ,  $ДЧ3$  с коэффициентами деления 10, 100, 1 000 соответственно, запуская их через конденсатор  $C$ . В исходном положении триггеры  $Tg3$  и  $Tg4$  находятся в нулевом состоянии и через дешифратор  $ДШ$  держат открытый ключ  $K_4$ . Второй после запуска схемы импульс  $ГОЧ$ , пройдя через ключи  $K_3$ ,  $K_4$ , поступит на нулевой вход триггера  $Tg2$  и на счетный вход триггеров  $Tg3$ ,  $Tg4$ . При этом возможны два случая.

Первый случай, когда к моменту прихода второго после запуска схемы импульса генератора  $ГОЧ$  на основной счетчик поступит  $0,1n_{сч}$  импульсов, записав единицу

старшего разряда, где  $n_{\text{сч}}$  — емкость счетчика. Импульс записи единицы старшего разряда одновременно перебрасывает триггер  $Tg2$  в состояние 1. Счет периодов измеряемой частоты продолжается, и только с приходом второго после запуска импульса генератора ГОЧ триггер  $Tg2$  возвратится в исходное состояние, возвращая в исходное состояние и триггер управления счетом  $Tg1$ . Счет периодов измеряемой частоты заканчивается. Одновременно второй импульс генератора ГОЧ поступит на счетный вход триггера  $Tg3$ , перебрасывая его в состояние 1. Дешифратор выдает высокое напряжение по второй шине, отчего в цифровом отсчетном устройстве ЦОУ появится запятая после младшего разряда. В счетчике фиксируется код с участием всех разрядов.

Второй случай, когда к моменту прихода второго после запуска схемы импульса генератора ГОЧ на счетчик

поступит менее  $0,1n_{\text{сч}}$  импульсов. В этом случае второй импульс генератора ГОЧ, воздействуя на нулевой вход триггера  $Tg2$ , не изменяет его положения. Поэтому и триггер  $Tg1$  по-прежнему будет держать открытыми ключи  $K1$  и  $K3$ . Однако второй импульс генератора ГОЧ, воздействуя на счетный вход триггера  $Tg3$ , перебросит его в состояние 1. Дешифратор выдает высокое напряжение на второйшине, которое открывает ключ  $K5$ . Ключ  $K4$  закрывается с понижением напряжения на первойшине. С ключа  $K5$  первый импульс поступит через десять импульсов, ГОЧ, считая с момента пуска. Десятый импульс тоже поступит на нулевой вход триггера  $Tg2$  и на счетный вход триггеров  $Tg3$ ,  $Tg4$ . Здесь снова возможны те же два случая. При достаточно низкой измеряемой частоте этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока не будут использованы все измерительные временные интервалы. Таким образом, устройство выбирает интервал  $t_i$  так, чтобы в счетчике использовались все разряды. Если количество измерительных временных интервалов  $k$ , то устройство позволит измерить любую частоту с одинаково требуемой точностью в диапазоне частот  $10^k$  при неизвестном значении частоты до начала измерения. Измеряемая частота фиксируется кодом с автоматически плавающей запятой.

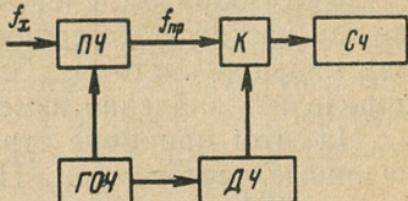


Рис. 2-31.

В последнее время для расширения диапазона измеряемой частоты в цифровых частотомерах используются преобразователи частот. Структурная схема такого прибора приведена на рис. 2-31. Генератор  $\text{ГОЧ}$  вырабатывает сетку гармоник опорной частоты  $\Sigma kf_0$ . Эти частоты осуществляют в блоке  $\text{ПЧ}$  преобразование измеряемой частоты  $f_x$  в промежуточную  $f_{\text{пр}}$ , которая меньше разности частот соседних гармоник, т. е.  $f_{\text{пр}} < kf_0 - (k-1)f_0$ . Значение этой разности выбирается меньшим или равным максимальному быстродействию схемы счетчика.

Таким образом, счетчик фиксирует значение разности между частотой измеряемого сигнала и одной из гармоник опорной частоты. Зная номер гармоники, легко определить значение измеряемой величины.

На этом принципе строятся современные широкодиапазонные частотомеры. Например, отечественный частотомер ЧЗ-4, который имеет счетчик, работающий с частотой до 10  $M\text{Гц}$ , благодаря использованию такого преобразователя измеряет частоты до 100  $M\text{Гц}$ . Применение для этой цели гетеродинного преобразователя [Л. 2-65,

2-66] позволяет измерять частоты сантиметрового диапазона (до 16  $G\text{Гц}$ ).

При получении информации с частотных датчиков в некоторых из них возникает большая нелинейность выходной характеристики. Для ее линеаризации разработаны специальные цифровые частотомеры. На рис. 2-32 изображена схема частотомера, приведенная в [Л. 2-67].

В этом случае при введении перезаписи результата измерения со счетчика импульсов  $C\text{ч}$  в реверсивный счетчик времени  $PC\text{ч}$ , работающий на вычитание, получается линейная зависимость результата измерения от входной частоты. Схема работает в два цикла. В первом цикле устанавливается значение измерительного временного интервала  $t_{ii} = n_{\text{сч}}/f_0$ , где  $n_{\text{сч}}$  — емкость счетчика  $PC\text{ч}$ . За это время в счетчике  $C\text{ч}$  записывается число импульсов  $n_1 = n_{\text{сч}} f_x / f_0$ . Затем это число переписывается на счетчик времени  $PC\text{ч}$ , а счетчик  $C\text{ч}$  сбрасывается в нулевое состояние.

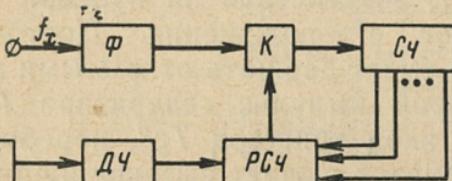


Рис. 2-32.

Во втором цикле происходит подсчет реверсивным счетчиком импульсов генератора опорной частоты по вычитающему входу. При этом ключ открывается на измерительный временной интервал

$$t_{u2} = \frac{n_1}{f_0} = \frac{n_{\text{сч}} f_x^2}{f_0^2}.$$

За это время в счетчик  $C_4$  пройдет число импульсов измеряемой частоты

$$n_2 = f_x t_{u2} = \frac{n_{\text{сч}} f_x^2}{f_0^2}.$$

Следовательно, фиксируется число, пропорциональное квадрату измеряемой частоты. При этом погрешность нелинейности существенно уменьшается, однако увеличивается время измерения. Такая же в сущности операция осуществляется и с обычным нереверсивным счетчиком без специальных устройств перезаписи [Л. 2-67].

Если при нелинейной выходной характеристике частотных датчиков на счетчик импульсов поступает больше импульсов, чем при линейной зависимости, то, вычи-

тая некоторое количество импульсов, обратно пропорциональ-

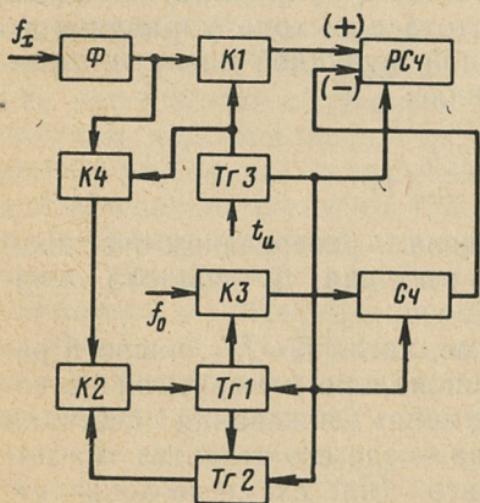


Рис. 2-33.

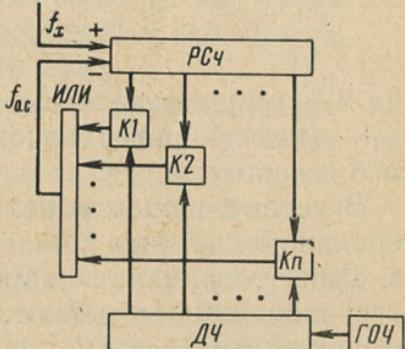


Рис. 2-34.

ное измеряемой частоте или пропорциональное ее периоду, можно уменьшить нелинейность выходной характеристики частотного датчика. Такая операция осуществляется в приборе [Л. 2-68], структурная схема которого изображена на рис. 2-33. Импульс сброса ставит триггеры в положения, когда ключи  $K1$  и  $K2$  открыты,

а  $K_3$  и  $K_4$  закрыты. Импульсы измеряемой частоты через ключ  $K_1$  проходят на суммирующий вход реверсивного счетчика  $PC_4$  в течение интервала  $t_{ii}$  и подсчитываются им. Затем триггер  $T_{23}$  закрывает ключ  $K_1$  и открывает  $K_4$ . Первый же импульс измеряемой частоты через  $K_4$  и  $K_2$  опрокидывает  $T_{21}$ . Последний открывает ключ  $K_3$ , и происходит заполнение счетчика  $C_4$  импульсами опорной частоты  $f_0$ . Очередной импульс измеряемой частоты возвращает триггер  $T_{21}$  в исходное состояние, и ключи  $K_2$  и  $K_3$  закрываются. На счетчике  $C_4$  записывается число, пропорциональное периоду измеряемой частоты. Данное число подается на вычитающий вход реверсивного счетчика.

К цифровым частотомерам частотно-импульсного кодирования относится следящий частотомер [Л. 2-69] или частотомер с непрерывным цифровым отсчетом. Частотомер представляет собой замкнутую систему регулирования с реверсивным счетчиком  $PC_4$  в качестве фазового компаратора (рис. 2-34). Совокупность генератора опорной частоты  $ГОЧ$ , двоичного делителя частоты  $ДЧ$ , импульсно-потенциальных ключей  $K_1—K_n$  и схемы  $ИЛИ$  представляет собой генератор частоты, управляемый кодом реверсивного счетчика. Частота выхода управляемого генератора является линейной функцией числа  $n$ , записанного в реверсивном счетчике:

$$f_{o.c} = \frac{n}{n_{c4}} f_0,$$

где  $n$  — текущее значение числа в реверсивном счетчике;  $n_{c4}$  — емкость реверсивного счетчика;  $f_0$  — частота опорного генератора.

В установившемся режиме, когда  $f_x = f_{o.c}$ , число в реверсивном счетчике пропорционально измеряемой частоте. Для устранения «дрожания» показания счетчика в установившемся режиме на входе его ставится так называемый дискретный фильтр (на схеме не показан), который устраняет чередующиеся импульсы измеряемой частоты и частоты обратной связи. Преимуществом схемы является непрерывность цифрового отсчета, однако динамические свойства ее определяются параметрами следящей системы, которая ведет себя как фильтр низких частот. Частота опорного генератора выбирается равной максимальной измеряемой частоте. Такая схема дает весьма незначительный выигрыш в быстродействии.

В последние годы получают широкое распространение частотомеры, принцип действия которых основан на методе сравнения частот. Метод позволяет обеспечить измерение частот в диапазонах выше 1 Гц. Структурная схема частотомера [Л. 2-70], использующего данный метод, приведена на рис. 2-35. Генератор опорной частоты ГОЧ1 вырабатывает частоту в диапазоне от 100 до 210 Мгц. Эта частота поступает на смеситель См1, где образуются гармоники до 12,4 Гц. На выходе последнего получается частота  $\Delta f = f_x - n f_0$ , которая сравнивается в фазовом компараторе ФК с частотой опорного генератора ГОЧ2  $f_r = 30$  Мгц. В результате сравнения возникает сигнал рассогласования, который изменяет частоту ГОЧ1. В частотомере для исключения высокочастотных элементов в счетчике Сч использованы умножитель частоты Ум и второй смеситель См2, которые переносят частоту ГОЧ1 в диапазон ниже 10 Мгц. Определение частоты по показанию счетчика производится умножением подсчитанного счетчиком числа на число гармоник с учетом разности  $\Delta f$ . Описанный метод пригоден для измерения частот от 1 до 10 Гц.

Задача измерения скорости вращения различных механизмов приобретает все большее значение в связи с усложнением и интенсификацией различных технологических процессов. Приборы для измерения скорости вращения — тахометры — часто выполняются на основе частотно-импульсного метода кодирования. Другие типы тахометров — механические, магнитные, стробоскопические и др. — имеют худшую точность по сравнению с приборами этого типа.

Тахометры с цифровым отсчетом состоят из магнитного или фотоэлектрического датчика импульсов, частота которых пропорциональна скорости вращения, и счетчика импульсов с цифровым выходом. В отличие от цифровых частотомеров частотно-импульсного кодирования цифровые тахометры строятся таким образом, чтобы количество импульсов, сосчитанное счетчиком, численно

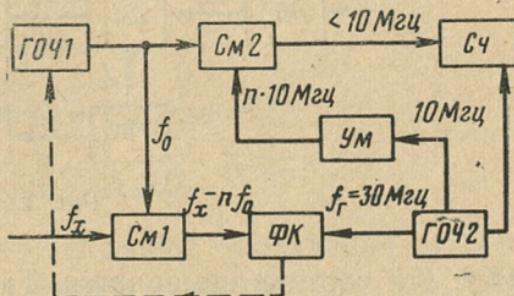


Рис. 2-35.

равнялось измеряемой скорости в принятых единицах измерения, например в оборотах в минуту [Л. 2-71, 2-72].

### б) Частотно-импульсные вольтметры

В цифровых вольтметрах, построенных по методу частотно-импульсного кодирования, в общем случае измеряемое напряжение  $U_x$  преобразуется в частоту импульсов  $f_x$ , и

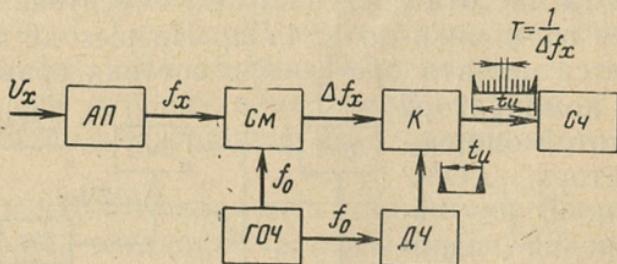


Рис. 2-36.

затем эта частота измеряется. Так как среднее значение пульсаций и шумов на входе вольтметра за время измерения близко к нулю, то влияние этих помех на результат измерения значительно снижается. Это является основным достоинством таких приборов. Обычно наибо-

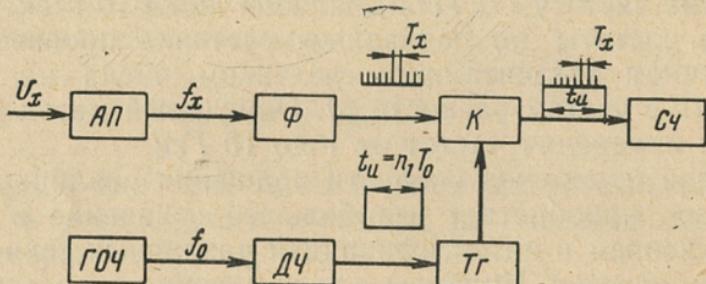


Рис. 2-37.

лее значительными бывают помехи, наводимые на вход вольтметра с частотой питающей сети. Для ослабления их влияния измерительный интервал  $t_u$  выбирается кратным периоду питающего напряжения, поэтому быстродействие частотно-импульсных вольтметров обычно не превышает 50 измерений в секунду.

В цифровых вольтметрах должна обеспечиваться прямая пропорциональная зависимость между измеряемым напряжением  $U_x$  и цифровым отсчетом  $n$ . Если для преобразования напряжения в частоту используется преоб-

разователь, частота на выходе которого при  $U_x=0$  не равна нулю, то код в счетчике будет определяться выражением

$$n = k' (f_n + k U_x),$$

где  $f_n$  — частота на выходе преобразователя при  $U_x=0$ ,  $k, k'$  — коэффициенты пропорциональности.

Для получения пропорциональной зависимости необходимо выделить частоту

$$\Delta f_x = k U_x.$$

В этом случае цифровой отсчет равен:

$$n = t_i \Delta f_x = t_i k U_x.$$

Существует несколько способов получения отсчета, пропорционального измеряемому напряжению [Л. 2-24]. Структурная схема одного из них приведена на рис. 2-36. Измеряемое напряжение с помощью аналогового преобразователя  $AP$  преобразуется в частоту импульсов  $f_x$ . Для выделения частоты  $\Delta f_x = f_x - f_n$  в схеме предусмотрены смеситель  $Cm$  и генератор опорной частоты  $GOЧ$ , частота на выходе которого постоянна и равна  $f_0 = f_n$ .

Этот же генератор  $GOЧ$  используется и для задания измерительного временного интервала  $t_i$ . Импульсы с частотой  $\Delta f_x$  подаются на вход счетчика импульсов  $CЧ$  через ключ  $K$ , находящийся в открытом состоянии в течение интервала  $t_i$ . Число импульсов, подсчитанное счетчи-

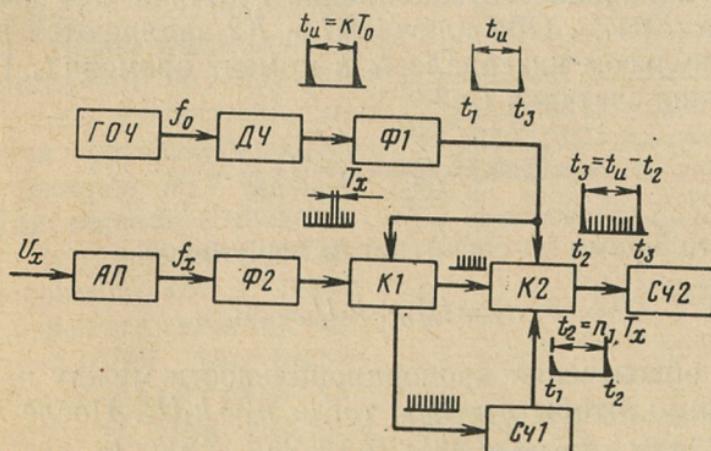


Рис. 2-38.

ком, будет прямо пропорционально измеряемому напряжению.

В схеме без смесителя (рис. 2-37) для получения числа импульсов, прямо пропорционального  $U_x$ , коэффициент деления делителя частоты опорных импульсов  $\Delta f$  выбирается равным  $n_1$  — численному значению старшего разряда десятичного счетчика. При этом число импульсов, подсчитанных счетчиком,

$$n = n_1 \frac{f_n}{f_0} + t_n \Delta f_x.$$

Если принять частоту  $f_0$  опорного генератора ГОЧ равной начальной частоте  $f_n$  частотного преобразователя, то

$$n = n_1 + t_n \Delta f_x$$

или

$$n = n_1 + k_1 U_x.$$

Таким образом, показание счетчика без учета самого старшего разряда будет пропорционально измеряемой величине. В этой схеме при больших значениях частоты  $f_0$  потребуется счетчик импульсов с более высоким быстродействием, чем для первой схемы.

Третий вариант структурной схемы прибора с двумя счетчиками показан на рис. 2-38. В начале цикла  $t_1$  в момент времени  $t_1=0$  первым импульсом частоты  $f_0$  открывается ключ  $K1$ , и на счетчик  $C_{41}$  начинают проходить импульсы частоты  $f_x$ . Счетчик  $C_{41}$  настраивается так, что после отсчета некоторого заранее заданного числа импульсов  $n_1$  через время  $t_2=n_1/f_x$  он открывает ключ  $K2$ . При этом начинается заполнение счетчика  $C_{42}$  импульсами частоты  $f_x$ . Оба ключа  $K1$  и  $K2$  запираются конечным импульсом интервала  $t_3$  в момент времени  $t_3$ . Время заполнения счетчика  $C_{42}$

$$t_3 = t_n - \frac{n_1}{f_n + \Delta f_x}.$$

За это время он сосчитает  $n_2$  импульсов:

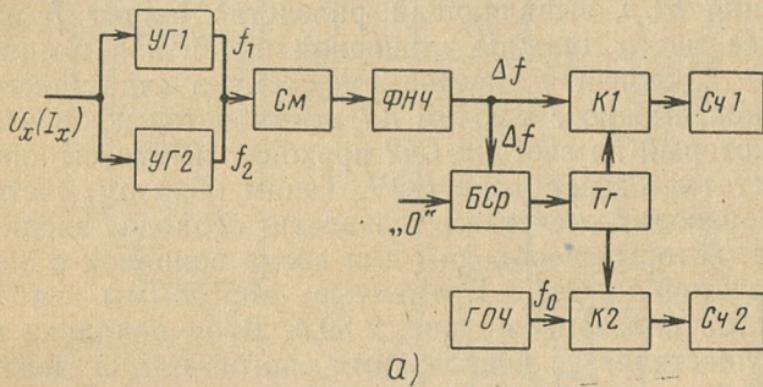
$$n_2 = t_n f_n + k_1 U_x - n_1.$$

Для обеспечения пропорциональности между  $n_2$  и  $U_x$  необходимо, чтобы  $n_1 = t_n f_n$ , тогда  $n_2 = k_1 U_x$ . После выбора величины  $n_{2\max}$  (максимальная емкость счетчика) при известных параметрах частотного преобразователя

$f_n$  и  $\Delta f_{\max}$  можно определить интервал  $t_n$  и число импульсов  $n_1$ .

В схеме со смесителем частоты погрешность, вызванную изменением частоты  $f_n$ , можно устраниТЬ регулировкой частоты  $f_0$  генератора ГОЧ. В последней схеме при изменении  $f_n$  необходимо соответственно изменить величину  $n_1$ .

В [Л. 2-73] описан отличающийся от рассмотренных выше принцип измерения среднего значения тока или напряжения инфракраских частот от 0,1 до 1 гц. Этот метод позволяет получить время измерения прибора, равное



а)

одному периоду частоты измеряемого напряжения. Структурная схема прибора приведена на рис. 2-39, а. Измеряемый сигнал  $U_x(I_x)$  воздействует на дифференциальный частотный преобразователь, состоящий из двух управляемых генераторов  $УГ1$  и  $УГ2$ . Напряжения с частотами  $f_1$  и  $f_2$  поступают на смеситель  $См$  и далее на фильтр нижних частот  $ФНЧ$ , где выделяется разностная частота  $\Delta f$ . При входном сигнале  $U_x=0$  разностная частота  $\Delta f=f_1-f_2=0$ , а при  $U_x \neq 0$  величина  $\Delta f$  пропорциональна мгновенному значению входного сигнала и не

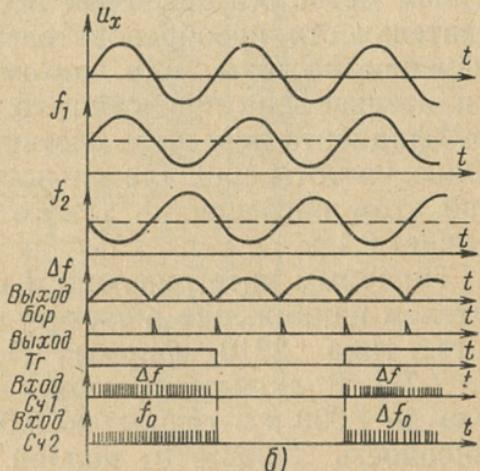


Рис. 2-39

зависит от его полярности. Число периодов разностной частоты  $\Delta f$  в течение одного периода изменения измеряемого сигнала  $U_x$  прямо пропорционально среднему значению величины этого сигнала и обратно пропорционально его частоте. При неизменной частоте сигнала  $U_x$  можно получить непосредственный отсчет, в то время как при изменяющейся частоте для получения правильного результата необходимо вводить поправку.

Отсчет числа периодов  $\Delta f$  производится счетчиком  $C_{41}$ . Для того, чтобы ключ  $K1$  был открыт в течение одного периода частоты входного сигнала, служат блок сравнения  $BCp$ , выявляющий равенство частот  $f_1$  и  $f_2$ , имеющее место дважды за период изменения входного сигнала, и двоичная пересчетная схема в виде триггера  $Tg$ . Одновременно с ключом  $K1$  открывается и ключ  $K2$ , через который на счетчик  $C_{42}$  проходят импульсы опорной частоты с генератора  $ГОЧ$ . Таким образом, счетчик  $C_{42}$  производит отсчет длительности периода входного сигнала, который необходим для ввода поправок в показания счетчика  $C_{41}$ . Временные диаграммы работы устройства показаны на рис. 2-39,б. Ввод поправки может осуществляться несколькими способами: 1) делением по таблицам и номограммам; 2) автоматическим делением методами цифровой техники; 3) измерением чувствительности преобразователей вручную по заданному значению частоты или автоматически в соответствии с длительностью предыдущего периода; 4) изменением коэффициента пересчета счетчика  $C_{41}$  по заданному значению частоты или длительности предыдущего периода. При этом погрешность такого преобразователя не превышает 0,1%.

Типичным интегрирующим вольтметром с преобразователем напряжения в частоту является цифровой вольтметр типа 2210 фирмы Hewlett Packard (США) [Л. 2-74]. Вольтметр измеряет напряжение постоянного тока до 1 000 в с точностью 0,06% (стабильность 0,03%, линейность 0,002% от полной шкалы, температурная погрешность составляет 0,02% на 1°C в диапазоне от 10 до 50°C). Развернутая структурная схема прибора приведена на рис. 2-40. Прибор состоит из блока преобразования напряжения в частоту, блока формирования измерительного временного интервала и счетчика.

Первый блок включает интегрирующий усилитель  $Инт$  с конденсатором в цепи обратной связи. Измеряе-

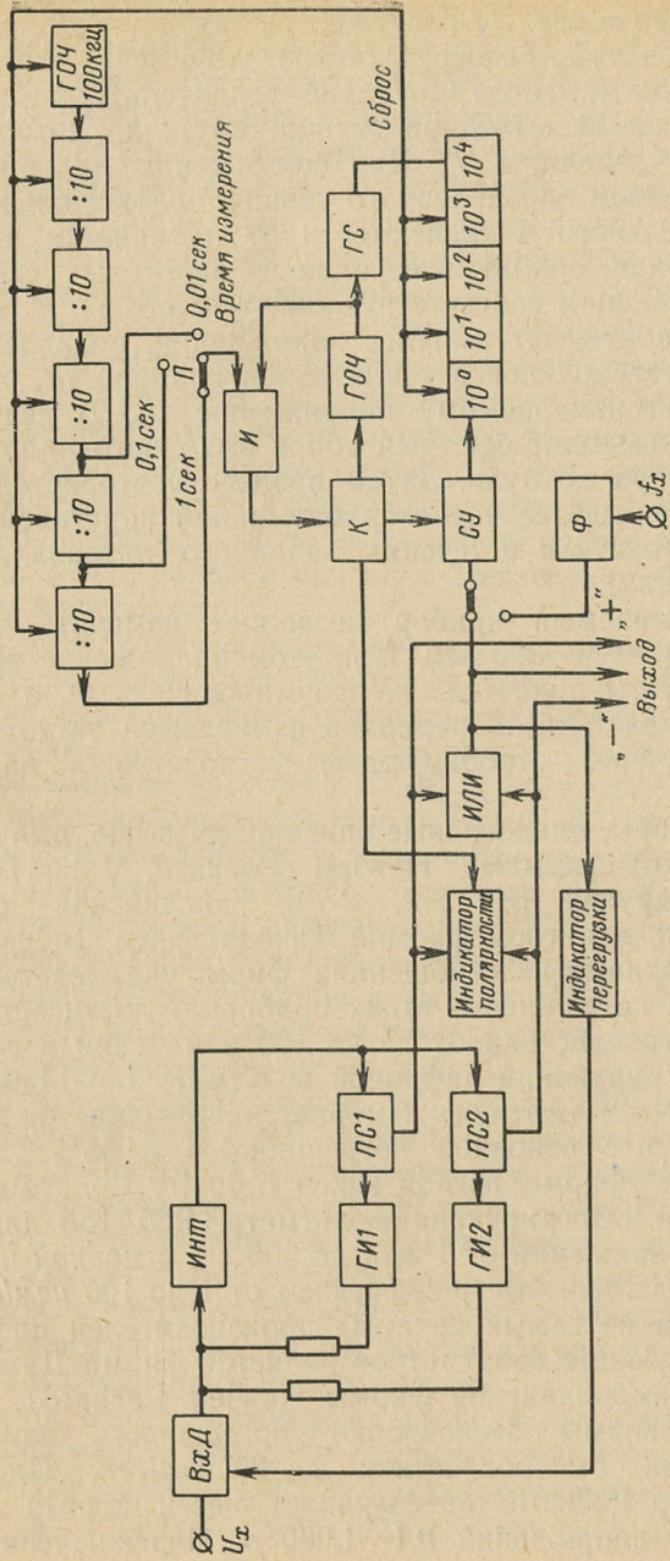


Рис. 2-40.

мое напряжение  $U_x$  поступает на вход интегрирующего усилителя либо непосредственно, либо через входной делитель  $Bx$ . Интегрирующий усилитель вырабатывает пилообразный выходной сигнал, крутизна которого зависит от величины  $U_x$ . При достижении пилообразным напряжением определенного уровня, положительного или отрицательного в зависимости от полярности входного напряжения, срабатывает одна из пороговых схем  $PS$ , возбуждающая соответствующий генератор  $GI$ . Генератор вырабатывает импульс напряжения, подаваемый на вход интегрирующего усилителя в полярности, противоположной измеряемому напряжению  $U_x$ . В результате этого происходит быстрый сброс выходного напряжения интегратора до нуля. Затем процесс повторяется. Счетчик подсчитывает число срабатываний пороговой схемы преобразователя в течение заданного интервала  $t_i$  (1; 0,1; 0,01 сек).

Описываемый прибор позволяет измерять частоты в диапазоне 0—300 кгц. При этом напряжение измеряемой частоты подается на формирователь  $\Phi$ , а счетчик подсчитывает число периодов измеряемой частоты, прошедших через стробирующее устройство  $CY$  за интервал  $t_i$ .

Приборы, аналогичные описанному выше, выпускаются в США фирмами Hewlett Packard, Vidar Corp. и рядом других [Л. 2-2, 2-74], английской фирмой Solartron, японской фирмой Takeda Riken Industry Co.

В рекламных сообщениях фирм указывается, что основная погрешность таких приборов достигает 0,01% при быстродействии от 15 до 100 измерений в секунду.

Интегрирующий цифровой вольтметр LM-1420.2 фирмы Solartron (Англия) измеряет напряжение от 2,5 мкв до 1 000 в с основной погрешностью  $0,005\% \pm 1$  знак. Японская фирма Takeda Riken Industry Co. выпускает цифровой интегрирующий вольтметр TR65A15B для измерения напряжений от 1 мкв до 500 в с основной погрешностью 0,02% и быстродействием от 1 до 100 изм/сек.

Одним из самых крупных производителей цифровых интегрирующих вольтметров является фирма Думес (отделение американской фирмы Hewlett Packard), приборы этой фирмы обеспечивают погрешность измерения 0,01% при быстродействии до 80 изм/сек. Цифровой вольтметр DY2401C обеспечивает шестизначный отсчет значений напряжений 0,1—1 000 в. Переключение ди-

пазонов может производиться вручную или автоматически. Время измерения изменяется от 0,01 до 1 сек. Погрешность измерения составляет  $0,01\% \pm 1$  знак. В диапазоне 10—1 000 в входное сопротивление равно 10 Мом.

Фирма Hewlett Packard выпускает цифровые вольтметры типа 3459А, 3460А и др., построенные по комбинированной структурной схеме и сочетающие в себе достоинства частотно-импульсного метода кодирования и метода развертывающего уравновешивания [Л. 2-75, 2-76].

Представляет интерес разработка цифровых вольтметров частотно-импульсного кодирования с переменным измерительным временным интервалом, который автоматически выбирается кратным периоду помехи, действующей в данный момент на входе прибора. В этом случае прибор полностью подавляет аддитивные помехи. В качестве примера рассмотрим структурную схему такого вольтметра (рис. 2-41), разработанного в Пензенском политехническом институте.

Блок выделения периода помехи *БВП* формирует из входного сигнала импульс длительностью, равной периоду помехи, передний фронт которого открывает ключ *K2*. Реверсивный счетчик *РСч* начинает подсчитывать импульсы опорной частоты с *ГОЧ*. С приходом заднего фронта (окончание периода помехи) ключ *K2* закрывается и реверсивный счетчик устанавливается в режим вычитания. При этом код этого счетчика преобразуется преобразователем кода в напряжение *ПКН* в постоянное напряжение, которое управляет изменением крутизны преобразователя напряжения в частоту *ПНЧ*.

В течение второго периода помехи блок управления выдает сигнал на открытие ключей *K1* и *K3*. При этом входной сигнал через входное устройство *BхУ* поступает в преобразователь *ПНЧ*, а импульсы соответствующей частоты подсчитываются счетчиком *Сч*. Одновременно импульсы опорной частоты с *ГОЧ* через ключ *K3* поступают на вычитающий вход реверсивного счетчика. Импульс «нуля» этого счетчика закрывает ключ *K1*. Число импульсов счетчика *Сч* будет пропорционально величине входного сигнала. Общее время измерения не превышает двух периодов сигнала помехи.

Подводя итог изложенному выше, можно отметить, что разработкой и выпуском цифровых вольтметров, работающих по принципу промежуточного преобразования напряжения в частоту, занимаются в основном зарубеж-

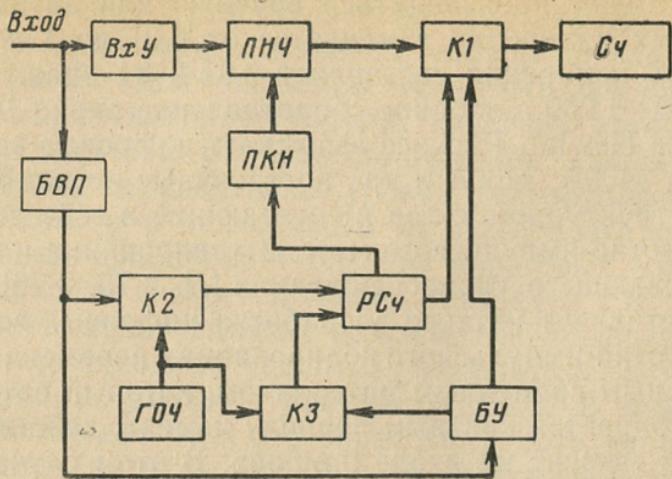


Рис. 2-41.

ные фирмы. Характерной особенностью всех таких приборов является интегрирующий принцип действия, что приводит к высокой помехозащищенности вольтметров, но не позволяет значительно повысить их быстродействие. Другим недостатком является отсутствие замкнутой обратной связи, что предъявляет повышенные требования к точности отдельных узлов и элементов вольтметра.

### Глава третья

## ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО КОДИРОВАНИЯ (С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ИЗМЕРЯЕМОЙ ВЕЛИЧИНЫ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ, ЗАПОЛНЯЕМЫЙ ИМПУЛЬСАМИ ОПОРНОЙ ЧАСТОТЫ)

### 3-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Под методом время-импульсного кодирования понимается такой способ представления размера аналоговой величины  $x$  в виде кода  $N$ , при котором осуществляется промежуточное преобразование размера величины  $x$

в интервал времени  $t_x$ , связанный с ним определенной зависимостью. Таким образом, систему, осуществляющую кодирование размера величины  $x$  время-импульсным методом, можно представить состоящей из двух частей: аналогового преобразователя (АП) размера величины  $x$  в интервал времени  $t_x$ ; аналого-дискретного преобразователя (АДП) интервала времени  $t_x$  в код  $N$ .

Цифровые измерительные приборы время-импульсного кодирования на протяжении целого ряда лет разрабатывались как за рубежом, так и в СССР. В настоящее время они являются одними из наиболее простых и надежных типов цифровых приборов, обеспечивающих достаточно высокую точность и быстродействие.

Наибольшее развитие получили время-импульсные преобразователи, в которых входной величиной является напряжение постоянного тока. Однако с помощью этого метода могут быть легко преобразованы в код и другие электрические (сопротивление, емкость, индуктивность и т. д.) и неэлектрические (сила, перемещение и др.) величины. В последнее время в СССР уделяется большое внимание разработке универсальных время-импульсных ЦИП, предназначенных для измерения самых различных электрических величин. Основная часть работ, посвященных методу время-импульсного кодирования, связана с линейным преобразованием параметров в код, однако этот метод удобно применять и для функционального преобразования, особенно при необходимости получения логарифмической зависимости значения кода от преобразуемого параметра.

Аналого-дискретный преобразователь, входящий в состав время-импульсных преобразователей, может иметь и самостоятельное значение. Например, он является основной частью цифровых измерителей времени, периода следования импульсов, измерителей фазового сдвига между двумя колебаниями и др. При этом роль аналогового преобразователя сводится практически лишь к формированию импульсов, отмечающих начало и конец измеряемого временного интервала.

Поскольку измерение временных интервалов является одной из основных задач время-импульсного метода кодирования, рассмотрим вначале способы, которыми может быть решена эта задача.

## 3-2. ИЗМЕРЕНИЕ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

### Счетно-импульсный метод

Методы измерения временных интервалов можно разделить на две большие группы: методы непосредственного сравнения измеряемого интервала с образцовым; методы с преобразованием измеряемого интервала времени в другую физическую величину. Ко второй группе относятся осциллографический, разностно-фазовый, конденсаторный методы, метод стrobоскопического осциллографирования и ряд других. Поскольку эти методы не нашли применения в ЦИП, их рассмотрение опущено. Подробную классификацию и описание методов измерения временных интервалов с промежуточным преобразованием в другую физическую величину можно найти в специальной литературе [Л. 3-1, 3-2].

Из методов первой группы в цифровой измерительной технике преимущественное распространение получил счетно-импульсный метод. Сущность счетно-импульсного метода измерения временных интервалов заключается

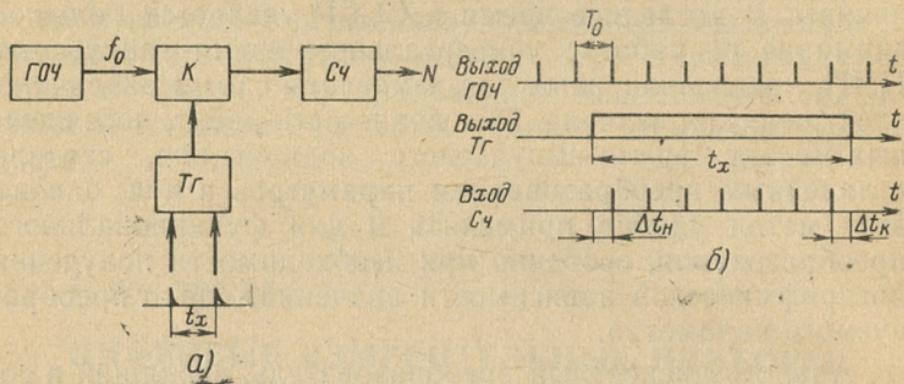


Рис. 3-1.

в заполнении счетчика импульсами образцовой частоты в течение измеряемого интервала времени (рис. 3-1, а, б). Если за измеряемый интервал  $t_x$  счетчиком СЧ зарегистрировано  $N$  импульсов генератора образцовой частоты ГОЧ, следующих с периодом  $T_0$ , то измеряемый интервал равен:

$$t_x = NT_0.$$

Предельное значение абсолютной погрешности измерения равно:

$$\Delta t_x = \delta_f NT_0 + T_0,$$

где  $\delta_f$  — нестабильность генератора опорной частоты.

Второй член этого выражения  $T_0$  составляет абсолютную погрешность квантования.

Относительная погрешность

$$\delta t_x = \delta_f + \frac{1}{N}.$$

При этом величина  $1/N$  определяет относительную погрешность квантования. Из приведенных выражений видно, что уменьшение погрешности измерения может быть достигнуто уменьшением нестабильности и повышением частоты колебаний образцового генератора. Однако выполнение этих требований встречает определенные трудности. Хотя в настоящее время высокостабильные кварцевые генераторы опорной частоты обеспечивают нестабильность  $\delta_f = 5 \cdot 10^{-10} - 5 \cdot 10^{-11}$  за сутки, они являются сложными системами регулирования, для работы которых необходимо чрезвычайно точное поддержание температуры и питающего напряжения.

Частота заполнения счетчика ограничена быстродействием счетных схем и обычно не превышает 10 Мгц. С учетом этого при проектировании цифровых счетно-импульсных хронометров, очевидно, целесообразно потребовать, чтобы нестабильность генератора опорной частоты была на порядок меньше погрешности квантования, определяемой диапазоном измеряемых интервалов и опорной частотой.

Неопределенность в расположении измеряемого интервала относительно счетных импульсов обуславливает появление абсолютных погрешностей  $\Delta t_n$  и  $\Delta t_k$  (рис. 3-1,б). Погрешность  $\Delta t_n$  за счет несинхронности импульса начала интервала  $t_x$  можно исключить, применив в качестве ГОЧ генератор ударного возбуждения. Обычные LC-генераторы такого типа обладают относительно низкой стабильностью. Более приемлемы генераторы с запаздывающей обратной связью, способные обеспечить на порядок большую стабильность [Л. 3-3]. Еще более высокую стабильность может обеспечить кварцевый генератор, работающий в режиме ударного возбуждения [Л. 3-4, 3-5].

Синхронизация начального импульса оказывается целесообразной только в том случае, когда осуществляется каким-либо способом уточнение величины  $\Delta t_k$ .

Очевидно, что если остаточный интервал времени  $\Delta t_k$  умножить в заданное число раз, например в 10, 100

и т. д., а затем вновь полученный интервал заполнить импульсами той же опорной частоты  $f_0$ , то можно получить соответственно один, два и т. д. знака дополнительных разрядов. При отсутствии синхронизации начального импульса таким же способом можно оценить и отрезок времени  $\Delta t_n$ . Временные диаграммы устройства для

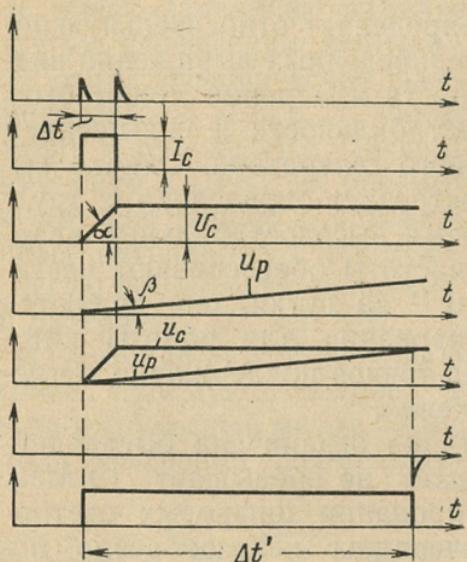


Рис. 3-2.

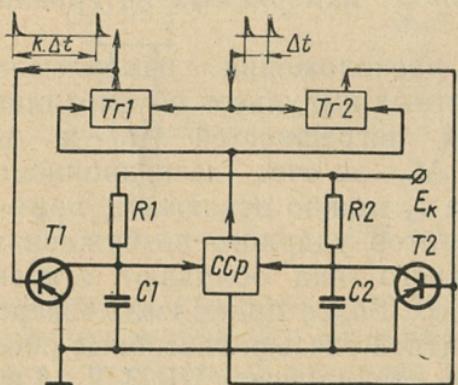


Рис. 3-3.

умножителя временного интервала, схема которого приведена на рис. 3-3, основан на сравнении двух экспоненциально изменяющихся напряжений. В исходном состоянии положение триггеров  $T_{r1}$  и  $T_{r2}$  таково, что конденсаторы  $C1$  и  $C2$  разряжены до одинако-

умножения временного интервала путем промежуточного преобразования его в напряжение приведены на рис. 3-2 [Л. 3-1]. В течение умножаемого интервала времени  $\Delta t$  постоянным током  $I_C$  заряжается конденсатор, напряжение  $U_C$  на котором сравнивается с развертывающим пилообразным напряжением  $U_p$ , формируемым генератором, запущенным в момент начала умножаемого интервала. Момент равенства развертывающего напряжения и напряжения на конденсаторе фиксируется схемой сравнения напряжений, выходной импульс которой является концом растянутого интервала  $\Delta t'$ . Коэффициент умножения интервала  $\Delta t$  равен  $k = \alpha/\beta$ , где  $\alpha$  и  $\beta$  — скорости нарастания напряжения на конденсаторе и развертывающего напряжения соответственно.

Принцип действия

кового уровня, а схема сравнения напряжений  $CCP$  закрыта. С приходом импульса начала умножаемого интервала времени срабатывает триггер  $T_{g1}$ , в результате чего закрывается транзистор  $T1$  и начинается экспоненциальный заряд конденсатора  $C1$  от источника  $E_k$ . Импульс окончания интервала  $\Delta t$  перебрасывает триггер  $T_{g2}$ , закрывая тем самым транзистор  $T2$ . При этом начинается экспоненциальный заряд конденсатора  $C2$  с постоянной времени  $R_2C_2 < R_1C_1$ . В момент равенства напряжений на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  срабатывает схема сравнения напряжений  $CCP$ , возвращая устройство в исходное состояние. С выхода триггера  $T_{g1}$  снимается импульс длительностью  $k\Delta t$ , где

$$k = \frac{1}{1 - \frac{R_2C_2}{R_1C_1}}.$$

Схемы умножения временных интервалов могут также строиться на основе заряда конденсатора постоянным током за время  $\Delta t$  и последующего разряда его током, меньшим тока заряда в  $k$  раз, где  $k$  — требуемый коэффициент умножения [Л. 3-6].

При необходимости получения большого коэффициента умножения можно применить последовательно несколько ступеней преобразования: временной интервал — напряжение — временной интервал.

Для умножения очень коротких интервалов времени может быть применен так называемый частотно-фазовый метод [Л. 3-2]. Сущность этого метода состоит в использовании двух высокочастотных генераторов с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , запускаемых соответственно импульсами начала и конца умножаемого интервала. Оба сдвинутых по фазе процесса обрабатываются в фазовом детекторе, который выделяет разностную частоту. Время от начального импульса до первого прохождения выходного напряжения детектора через нуль является линейной функцией умножаемого интервала. Коэффициент умножения при этом равен величине  $f_1/(f_1 - f_2)$ .

При необходимости высокой точности измерения коротких интервалов времени отрезок  $\Delta t_k$  приходится «растягивать» в большое число раз. Это встречает определенные трудности, заключающиеся в сложности построения

умножителей коротких интервалов времени с большим коэффициентом умножения. Кроме того, «растягивание» интервала  $\Delta t_k$  в большое число раз значительно увеличивает общее время измерения.

Этих недостатков лишен преобразователь коротких интервалов времени в цифровой код [Л. 3-7], в котором впервые счетно-импульсный метод применен для поразрядной оценки преобразуемого временного интервала.

Принцип поразрядной оценки поясняется на рис. 3-4.

В течение измеряемого интервала  $t_x$  на счетчик старшего разряда проходят импульсы частотой  $f_0$ , следующие с периодом повторения  $T_0$ , равным ступени квантования

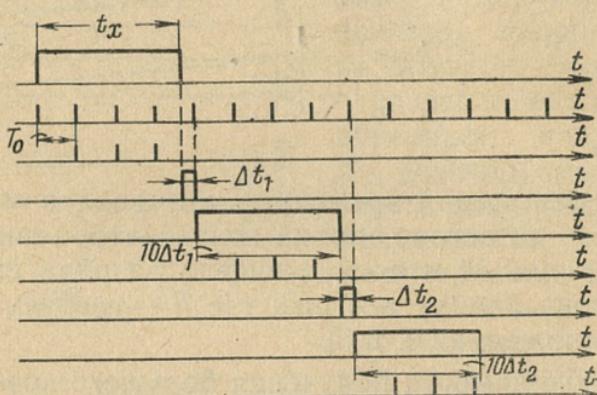


Рис. 3-4.

старшего разряда. Выделенный интервал времени  $\Delta t_1$ , заключенный между концом измеряемого интервала  $t_x$  и моментом прихода следующего импульса частоты  $f_0$ , поступает на схему умножения, где растягивается в 10 раз. Растягивание интервала может осуществляться любым из рассмотренных выше способов. В течение интервала  $10\Delta t_1$  импульсы частоты  $f_0$  поступают на счетчик второго разряда. При этом число, зафиксированное в счетчике, индицируется в коде, дополнительном до 10, что позволяет обеспечить отсчет, пропорциональный измеряемому интервалу. Остаток  $\Delta t_2$ , оставшийся после оценки второго разряда, вновь увеличивается в 10 раз, и в течение интервала  $10\Delta t_2$  импульсы частоты  $f_0$  поступают на счетчик младшего разряда. Таким образом может быть произведена оценка любого числа разрядов.

## Метод задержанных совпадений

Сущность метода задержанных совпадений заключается в задержке начального импульса и индикации момента совпадения задержанного начального импульса с конечным импульсом измеряемого интервала времени. Задержка может быть выполнена, например, с помощью регистра сдвига или линии задержки.

При использовании линии задержки начальный импульс подается на вход секционированной линии задержки, выход каждой секции которой подключен к своей схеме совпадения. Вторые входы всех схем совпадения объединены. К моменту поступления импульса окончания измеряемого временного интервала начальный импульс пройдет определенное количество секций, причем общая задержка линии равна пределу измерения. С приходом конечного импульса на вторые входы схем совпадения срабатывает та из них, на первый вход которой поступает задержанный начальный импульс.

Достоинством метода задержанных совпадений является простота и относительно высокая разрешающая способность. Недостатками метода, ограничивающими его самостоятельное применение в цифровой электроизмерительной технике, являются низкая относительная точность и узкий диапазон измеряемых интервалов.

Значительно большее распространение этот метод получил в совокупности со счетно-импульсным методом. В этом случае метод задержанных совпадений используется для оценки младших разрядов измеряемой величины [Л. 3-8, 3-9]. Структурная схема счетно-импульсного измерителя интервалов времени с оценкой младшего десятичного разряда методом задержанных совпадений приведена на рис. 3-5. С приходом импульса начала измеряемого временного интервала  $t_x$  триггер  $Tg$  открывает ключ  $K$ , через который импульсы с генератора опор-

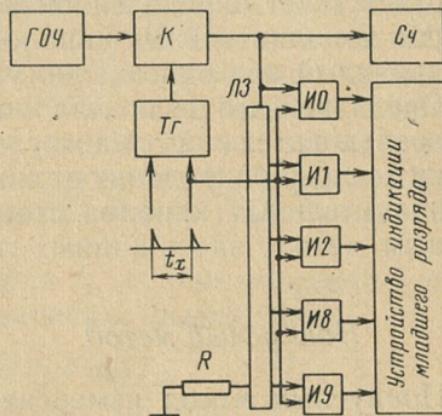


Рис. 3-5.

ной частоты ГОЧ поступают на счетчик Сч. Каждый импульс с выхода ключа поступает на секционированную линию задержки ЛЗ, время задержки каждой секции которой равно десятой части периода следования импульсов опорной частоты. Импульс окончания временного интервала закрывает ключ К и поступает на общий вход всех схем совпадения И0—И9. При этом происходит срабатывание той схемы И, на второй вход которой в это время поступит распространяющийся по линии задержки последний из прошедших через ключ К импульсов опорной частоты. По номеру сработавшей схемы совпадения устройство индикации индицирует цифру младшего разряда. Такой метод позволяет довести погрешность квантования до 10—50 нсек.

К разновидности метода задержанных совпадений можно отнести так называемый метод дополнительных каналов [Л. 3-10]. При этом методе, кроме основного канала счета импульсов, имеется ряд дополнительных каналов, состоящих из ключа и триггера. На входы этих каналов поступают последовательности импульсов опорной частоты, сдвинутые по фазе друг относительно друга. Импульс конца интервала измерения по времени соответствует определенной комбинации состояний триггеров дополнительных каналов. Полученный таким образом двоичный код однозначно уточняет результат измерения. Очевидно, что если для получения сдвинутых по фазе последовательностей импульсов опорной частоты применить секционированную линию задержки, то метод дополнительных каналов становится полностью аналогичным методу задержанных совпадений [Л. 3-5].

### Нониусный метод

Нониусный метод измерения интервалов времени основан на совмещении двух электрических шкал, начала которых сдвинуты друг относительно друга на длительность измеряемого интервала, а деления одной шкалы отличаются от делений другой на требуемое значение ступени квантования. Роль делений шкал выполняют периоды следования импульсов основной и нониусной последовательностей, генерируемых двумя генераторами частоты. Как и метод задержанных совпадений, нониусный метод в цифровой измерительной технике получил преимущественное распространение для повышения точ-

ности счетно-импульсных хронометров. Структурная схема цифрового измерителя интервала времени с нониусной оценкой младших разрядов приведена на рис. 3-6, а. Временная диаграмма работы показана на рис. 3-6, б.

С приходом импульса начала измеряемого временного интервала  $t_x$  в момент  $t_0$  запускается основной генератор  $OG$ , генерирующий импульсы с периодом следования  $T_0$ . Эти импульсы через открытый триггером  $Tg$  ключ  $K$  поступают на основной счетчик  $OC\chi$  и на один из входов схемы  $I$ . В момент  $t_1$  окончания измеряемого интервала закрывается ключ  $K$  и запускается нониусный генератор

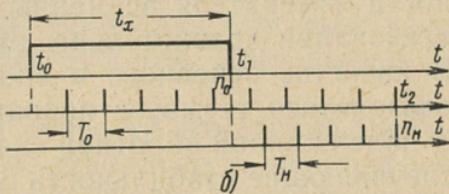
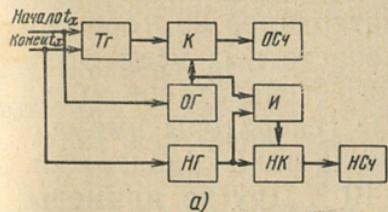


Рис. 3-6.

$HG$ . Счетчик  $OC\chi$  фиксирует за время  $t_x$  число импульсов  $n_0$ . Нониусный генератор выдает на второй вход схемы  $I$  и через открытый нониусный ключ  $HK$  на счетчик  $HC\chi$  импульсы с периодом повторения  $T_H$ , несколько отличающимся от периода  $T_0$ . При совпадении во времени одного из импульсов нониусной последовательности с импульсом основной последовательности схема  $I$  закрывает нониусный ключ  $HK$  и нониусный счетчик  $HC\chi$  фиксирует число импульсов  $n_H$ .

Для определения интервала  $t_x$  из рассмотрения временной диаграммы можно записать выражение

$$t_x + T_H n_H = (n_0 + n_H) T_0,$$

откуда

$$t_x = (n_0 + n_H) T_0 - T_H n_H.$$

Если выбрать

$$T_H = T_0 (1 - h^{-\alpha}),$$

где  $h$  — основание используемой системы счисления;  $\alpha$  — число разрядов, оцениваемых нониусом, то выражение для  $t_x$  запишется в следующем виде:

$$t_x = T_0 (n_0 + h^{-\alpha} n_H).$$

Из последнего выражения видно, что для получения отсчета, пропорционального измеряемому интервалу, по-

казания нониусного счетчика необходимо умножать на коэффициент  $h^{-\alpha}$ .

Для получения однозначности отсчета необходимо обеспечить длительность импульсов одной из последовательностей, равную  $T_0 h^{-\alpha}$ . Применение нониусного метода позволяет значительно повысить точность измерения без повышения быстродействия счетчика. Если, например, при опорной частоте 2 Мгц счетно-импульсный метод может обеспечить разрешающую способность измерения 0,5 мксек, то применение нониусного метода при той же частоте позволяет достигнуть разрешающей способности измерителя временных интервалов 20 нсек при использовании сравнительно низкочастотных элементов.

В качестве основного и опорного генераторов могут использоваться термостатированные генераторы импульсов с задержанной обратной связью на линиях задержки, обеспечивающие стабильность  $5,4 \cdot 10^{-5}$ . Другие примеры нониусных измерителей временных интервалов можно найти в специальной литературе [Л. 3-1, 3-11, 3-12].

Потенциальные возможности нониусного метода измерения временных интервалов оказываются теоретически неограниченными. Достаточно сказать, что использование генераторов опорной и нониусной последовательностей на тунNELьных диодах и линиях задержки с полосой пропускания несколько сотен мегагерц (кабель задержки) позволяет повысить абсолютную точность измерения интервалов времени до десятых долей наносекунды. Недостатком метода, ограничивающим его использование для оценки большого числа разрядов, являются значительные затраты времени на оценку.

Нониусный метод может успешно применяться в комбинации не только со счетно-импульсным, но и с методом задержанных совпадений. С этой точки зрения значительный интерес представляет хронотрон с двумя контурами циркуляции [Л. 3-13] (хронотронами называют приборы для измерения интервалов времени в интервале  $10^{-6}$ — $10^{-9}$  сек). Основной частью прибора являются два замкнутых контура, каждый из которых состоит из усилителя, электронного ключа и линии задержки. Периоды циркуляции  $T_1$  и  $T_2$  импульсов, поданных в контуры, отличаются на величину  $\Delta T$ . В контур с большим периодом циркуляции вводится импульс начала измеряемого интервала времени, а в контур с меньшим периодом циркуляции — импульс конца этого интервала.

С каждым оборотом по замкнутому контуру конечный импульс будет приближаться во времени к начальному на величину  $\Delta T$ . Число обращений начального импульса до совпадения с конечным подсчитывается счетчиком. В момент совпадения этих импульсов работа счетчика прекращается. Величина измеренного интервала времени определяется из выражения

$$t_x = n\Delta T,$$

где  $n$  — число, зафиксированное в счетчике.

Предел измерения определяется периодами циркуляции начального и конечного импульсов. В описываемом приборе период обращения начального импульса составляет  $300 \cdot 10^{-9}$  сек, а период обращения импульса конца измеряемого интервала —  $299 \cdot 10^{-9}$  сек. Погрешность измерения составляет 1 нсек.

Для получения высокой точности измерений необходимо обеспечить достаточную стабильность периода циркуляции каждой петли, а также свести к минимуму взаимные наводки петель [Л. 3-14]. Взаимные наводки исключаются с помощью соответствующей экранировки петель. Период циркуляции стабилизируется с помощью нелинейного элемента (например, туннельного диода), включенного в схему усилителя. Для этого в усилитель каждой петли включают туннельный диод, смещение которого модулируется сигналами кварцевого генератора. В этом случае время циркуляции получается равным целому числу периодов частоты генератора и не зависит от колебаний времени задержки в петле. Для устранения температурного дрейфа применяется система самокалибровки.

Применение описанного выше комбинированного метода позволяет в  $T_1/\Delta T$  раз снизить требование к быстродействию счетчика и во столько же раз уменьшить его объем по сравнению со счетно-импульсным методом при той же разрешающей способности  $\Delta T$ . Однако время измерения при использовании комбинированного метода увеличивается также в  $T_1/\Delta T$  раз.

### Другие методы

Рассматривая процесс измерения временных интервалов как частный случай процесса сопоставления измеряемой величины с выходными величинами мер, можно обнаружить формальную аналогию в измерении времени и других электрических и неэлектрических величин. Исходя

из такой аналогии, следует ожидать, что способы измерения этих величин, например электрического напряжения, можно использовать и для измерения временных интервалов. Это подтверждает ряд примеров построения измерителей временных интервалов, приведенных ниже.

Компенсационный метод измерения применен в автоматическом измерителе длительности импульсов [Л. 3-16]. Принцип действия прибора основан на сравнении измеряемого временного интервала с известным, используемым в качестве компенсирующего. Разностный интервал, оставшийся от сравнения, заполняется импульсами высокой частоты, и отработка разностного сигнала в сторону уменьшения его до нуля осуществляется шаговым двигателем, управляющим через редуктор и потенциометр длительностью компенсирующего импульса. Таким образом, по структурной схеме прибор представляет собой астатическую систему автоматического регулирования. Измеритель рассчитан на работу в диапазоне от 200 до 600 мксек с приведенной погрешностью 0,5 %. Время прохождения шкалы 0,5 сек.

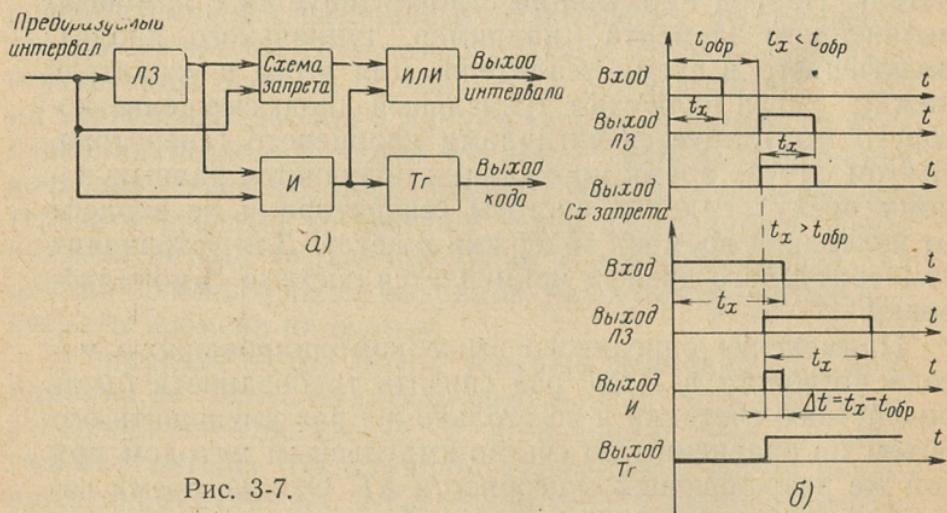


Рис. 3-7.

Преобразователь интервалов времени в цифровой код [Л. 3-17] основан на методе последовательного взвешивания, обычно используемом лишь для измерения напряжения. В этом преобразователе преобразуемый интервал времени сравнивается с суммой опорных интервалов, отличающихся друг от друга в 2 раза. Структурная схема одного каскада преобразователя приведена на рис. 3-7, а, а временные диаграммы, поясняющие его ра-

боту, на рис. 3-7,б. Опорным интервалом времени служит время задержки, вносимое линией задержки  $L_3$ . Если измеряемый интервал  $t_x$  меньше времени задержки  $t_0$  линии данного каскада, сигнал на выходе схемы  $I$  отсутствует и триггер  $T_g$  остается в исходном нулевом состоянии. Поскольку к моменту прихода задержанного импульса с  $L_3$  сигнал на втором входе схемы запрета отсутствует, на ее выходе и на выходе каскада появляется импульс длительностью  $t_x$ , задержанный на время  $t_0$ . Этот импульс поступает на оценку следующим каскадом, опорное время которого равно половине опорного времени рассматриваемого каскада. Если  $t_x > t_0$ , сигнал на выходе схемы запрета отсутствует, так как к моменту прихода импульса с  $L_3$  на втором входе схемы запрета присутствует сигнал, запрещающий ее дальнейшую работу. На выходе схемы  $I$  и на выходе каскада появляется импульс, длительность которого равна разности измеряемого и опорного интервалов. Одновременно срабатывает триггер  $T_g$ , фиксирующий единицу в оцениваемом разряде. К концу измерения состояния триггеров всех каскадов представляют собой закодированный по двоичному закону результат измерения.

Недостатками описанного способа являются необходимость большого объема оборудования и значительные затраты времени на измерение. Повысить быстродействие измерителей позволяет способ параллельного взвешивания, реализованный применительно к измерению времени в одном из зарубежных приборов [Л. 3-18]. Прибор состоит из ряда генераторов по числу оцениваемых двоичных разрядов, частоты которых возрастают по двоичному закону. Импульс начала временного интервала запускает одновременно все генераторы так, что фазы их колебаний в этот момент совпадают. Выход каждого генератора связан через схему совпадения со схемой, формирующей сигнал окончания измеряемого интервала. В зависимости от фазы колебаний в момент окончания измерения каждая схема совпадения выдает сигнал 0 или 1. Параллельный выход всех этих схем определяет результат из-

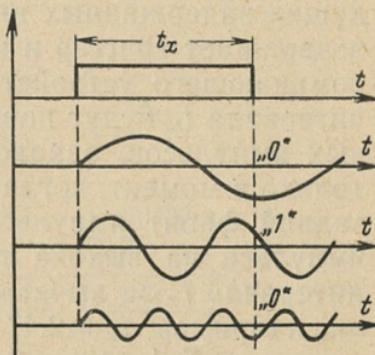


Рис. 3-8.

мерения в двоичном коде (рис. 3-8). Недостатком способа является необходимость большого объема оборудования для точного измерения, т. е. при оценке большого числа разрядов.

Сотрудниками Пензенского политехнического института предложено [Л. 3-19, 3-20] производить измерение временного интервала, оценивая последовательно каждый из десятичных разрядов, начиная со старшего (рис. 3-9). При этом оценка измеряемого интервала внутри каждого разряда производится, как и в рассмотренном выше случае, методом совпадений. На вход комбинированной линии задержки  $L31$  старшего разряда, имеющей десять отводов, время задержки между которыми равно ступени квантования этого разряда, подается преобразуемый интервал  $t_x$ . Передний фронт задержанного интервала  $t_x$  с выхода  $0\ L31$  перебрасывает триггер  $Tg1$ , а следующий непосредственно за ним задний фронт одного из предыдущих задержанных интервалов со схемы сборки *ИЛИ* возвращает триггер в исходное состояние. На входах запоминающего устройства  $ZU1$  по мере распространения интервала  $t_x$  будут появляться задние фронты задержанных импульсов, однако запись в  $ZU$  будет произведена только в момент, когда на разрешающий вход его придет задний фронт импульса с триггера  $Tg1$ . Длительность импульса на выходе триггера  $Tg1$  равна длительности интервала  $t_x$  за вычетом значения старшего разряда. Если, например,  $t_x = 2,47 \text{ мксек}$ , то длительность импульса с выхода  $Tg1$  равна  $0,47 \text{ мксек}$ . Этот импульс подается на линию задержки  $L32$  второго каскада, работающего аналогично первому и производящего оценку следующего разряда. Время задержки между соседними отводами  $L32$  равно ступени квантования второго разряда. Таким путем может быть произведена оценка любого числа разрядов. Если производить растягивание каждого разностного импульса в 10 раз, то для оценки всех разрядов можно использовать одну линию задержки. Временные диаграммы, поясняющие работу одного из каскадов описанного преобразователя, приведены на рис. 3-10 для случая  $t_x = 2,47 \text{ мксек}$ .

Поскольку в каждом разряде преобразователя производится запись конечного результата, а не последовательный счет импульсов, к быстродействию триггеров запоминающих устройств не предъявляется высоких требований, кроме того, исключение из схемы генераторов

Сброс

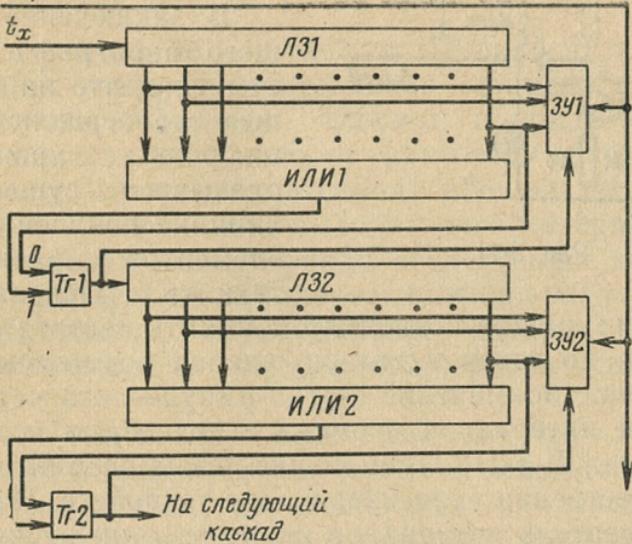


Рис. 3-9.

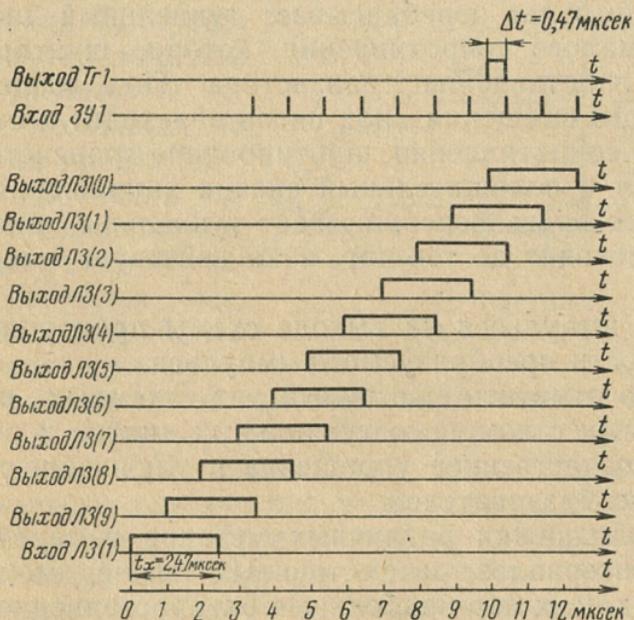


Рис. 3-10.

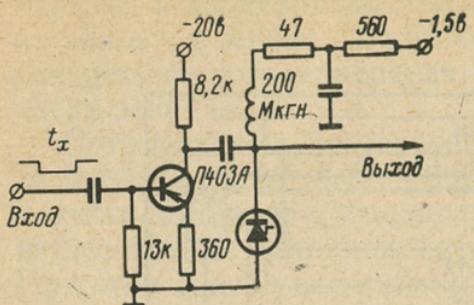


Рис. 3-11.

туннельных диодов позволило повысить частоту опорных импульсов до сотен мегагерц, сделав возможным непосредственное применение счетно-импульсного метода для измерения интервалов времени с точностью нескольких наносекунд [Л. 3-21]. Применение новых элементов позволило существенно упростить схемы устройств. Например, преобразователь интервалов времени в число импульсов с использованием туннельного диода [Л. 3-22] включает в себя всего лишь один транзистор (рис. 3-11). При подаче на вход схемы измеряемого отрицательного импульса возникающий на коллекторе транзистора положительный импульс перебрасывает туннельный диод в состояние малого сопротивления, которое шунтирует выходное сопротивление транзистора. Под воздействием постоянного смещения диод вновь переходит в состояние большого сопротивления, шунтирование транзистора прекращается и положительный скачок напряжения на его коллекторе вновь перебрасывает туннельный диод. Процесс происходит до тех пор, пока действует входной импульс.

Число импульсов на выходе схемы пропорционально длительности преобразуемого импульса.

Можно отметить еще целый ряд схемных решений, реализуемых с помощью туннельных диодов и обеспечивающих существенное упрощение и улучшение характеристик преобразователей.

Касаясь оценки различных методов измерения временных интервалов, рассмотренных выше, можно сказать, что до сих пор наибольшее распространение во время-импульсных ЦИП получил счетно-импульсный метод, обеспечивающий достаточно высокие характеристики при сравнительной простоте устройств.

опорной частоты позволяет снизить стоимость приборов.

В заключение настоящего параграфа следует отметить, что на дальнейшее совершенствование цифровых хронометров оказывает существенное влияние появление новых элементов электронной техники. Использование

### 3-3. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРИОДА, ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ

#### Измерение периода и частоты колебаний

Методика измерения периода колебаний не отличается от методики измерения интервалов времени, описанной в предыдущем параграфе. Однако точность измерения периода зависит не только от факторов, определяющих погрешность измерения интервала времени, но и от нестабильности устройства, выделяющего интервал времени, пропорциональный периоду исследуемых колебаний. В результате этой нестабильности период следования коротких импульсов, определяющих интервал времени, может отличаться от измеряемого периода исследуемого сигнала.

В предыдущей главе было отмечено, что при измерении низких и инфразвуковых частот с целью сокращения времени измерения целесообразно измерять период исследуемого сигнала с последующим преобразованием результата измерения в число, пропорциональное значению частоты. Там же было указано, что частотомеры, основанные на данном принципе, относятся к цифровым частотомерам времязимпульсного кодирования. Измерение периода  $T_x$  производится путем подсчета импульсов опорной частоты, проходящих на счетчик за время  $T_x$ .

Для получения отсчета непосредственно в измеряемой частоте требуются специальные устройства, осуществляющие функцию преобразования измеренной величины  $T_x$  в обратную ей величину. Реализация такого преобразования связана со значительными трудностями. Однако в ряде частных случаев она может быть осуществлена сравнительно легко. Простой способ преобразования результата измерения периода в значение измеряемой частоты предложен в цифровом частотомере номинальных значений [Л. 3-23]. Структурная схема частотомера приведена на рис. 3-12. В схеме использован дополнительный счетчик  $C41$ , который считает число импульсов изме-

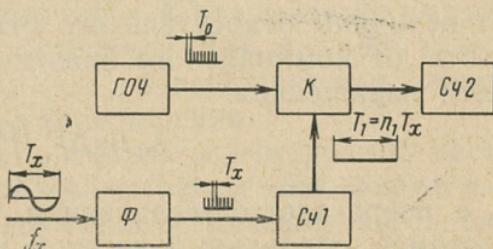


Рис. 3-12.

ряемой частоты и после окончания счета заданного числа импульсов  $n_1$  закрывает ключ  $K$ , открытый в течение времени  $T_1 = n_1 T_x = n_1 / f_x$ . При этом счетчик  $C42$  считает импульсы опорной частоты убывающим итогом от заданного начального значения  $n_2$ , выбираемого перед началом измерения. Число  $n_2$  принимают равным удвоенному числу импульсов, проходящих к счетчику  $C42$  при номинальном значении измеряемой частоты  $n_2 = 2n_1 f_0 / f_{x\text{ном}}$ . Показание счетчика  $C42$  к концу измерения

$$n_3 = n_2 - \frac{n_1 f_0}{f_x},$$

где  $n_1 f_0 / f_x$  — число импульсов опорной частоты  $f_0$ , проходящих к счетчику  $C42$  через время  $T_1 = n_1 / f_x$ . Если  $f_x = f_{x\text{ном}} + \Delta f_x$ , то при малых  $\Delta f_x$  показания счетчика  $C42$

$$n_3 = \frac{n_1 f_0 f_x}{f_{x\text{ном}}^2}.$$

При соответствующем выборе  $n_1 = f_{x\text{ном}}$  и  $f_0 = 100 f_{x\text{ном}}$  получаем после подстановки  $n_3 = 100 f_x$ . Следовательно, показание счетчика  $n_3$  будет численно равно измеряемой частоте.

Методическая погрешность измерения  $\delta_m$ , зависящая от величины относительного отклонения измеряемой частоты от номинального значения, определяется следующим выражением:

$$\delta_m = \Delta f_x^2 / f_{x\text{ном}}^2,$$

т. е. возрастает с увеличением  $\Delta f_x$ . Вследствие этого частотомер, основанный на этом методе, имеет узкий диапазон измерения частоты.

Данный прибор можно выполнить на несколько номинальных значений измеряемой частоты, однако при этом усложняются процесс измерения и схемная реализация.

При простой схемной реализации осуществляется измерение отклонения частоты от номинального значения [Л. 3-24, 3-25], когда измеряют разность между фиксированным промежутком времени, соответствующим заданному количеству периодов опорной частоты, и промежутком времени, соответствующим тому же количеству периодов измеряемой частоты; при этом разность измеряют путем заполнения ее импульсами опорной частоты и

подсчета этих импульсов. Как и в предыдущем частотомере, здесь возникает такая же методическая погрешность при  $f_x \neq f_{x\text{ном}}$ , вследствие чего сужается диапазон измерения отклонения частоты от номинального значения.

Устранение методической погрешности и расширение диапазона измерений отклонений частоты от номинального значения осуществлено в цифровом процентном частотомере [Л. 3-26], структурная схема которого приведена на рис. 3-13. Перед началом измерения импульсом с блока управления *БУ* в счетчик импульсов *СЧ* заносится число  $n_h$ , пропорциональное номинальному значению измеряемой частоты  $f_{x\text{ном}}$ . Кроме того, блок управления устанавливает схему инверсии индикации *СИИ* в исходное состояние, при котором она подключает ко входу цифрового отсчетного устройства *ЦОУ* выходы прямого кода счетчика. После этого ключ *K* открывается импульсом с формирователя интервала *ФИ* на время  $t_i = -10^m/f_{x\text{ном}}$ , где  $m = 0, 1, 2 \dots$ , и выбирается в зависимости от требуемой точности измерения.

В течение интервала  $t_i$  импульсы измеряемой частоты с формирователя *Ф* подсчитываются убывающим итогом от установленного начального значения  $n_h$ . В случае, если  $f_x > f_{x\text{ном}}$ , по истечении интервала  $t_i$  в счетчике импульсов останется количество импульсов  $n_1 = n_{\text{сч}} - (t_i f_x - n_h)$  или с учетом выбранного значения  $t_i$  и того, что  $f_x = f_{x\text{ном}} + \Delta f_x$  и  $n_h = t_i f_{x\text{ном}}$ ,

$$n_1 = n_{\text{сч}} - \frac{\Delta f_x}{f_{x\text{ном}}} \cdot 10^m,$$

где  $n_{\text{сч}}$  — числовая емкость счетчика импульсов.

Следовательно, отсчет необходимо производить в дополнительном коде или с ошибкой в единицу младшего разряда — в обратном коде. Такой отсчет осуществляется схемой инверсии индикации, срабатывающей по импульсу перехода счетчика через нуль.

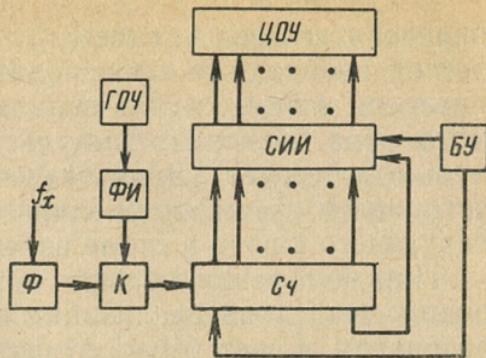


Рис. 3-13.

В случае, если  $f_x < f_{x\text{ном}}$ , показание счетчика будет определяться выражением  $n_2 = t_{\text{п}} \Delta f_x$ , откуда следует, что отсчет необходимо производить в прямом коде. Схема инверсии в этом случае подключает к ЦОУ выходы прямого кода счетчика (импульс перехода счетчика через нуль отсутствует). Знак отклонения частоты может быть установлен путем индикации состояния триггера, коммутирующего ключи в схеме инверсии.

При измерении абсолютных значений частоты в широком диапазоне реализация функции обратного преобразования может быть осуществлена следующими методами:

- 1) методом, основанным на аппроксимации функции  $f_x = 1/T_x$ ;
- 2) методом, основанным на применении вычислительных устройств;
- 3) методами с использованием промежуточного аналогового функционального преобразования.

Точное воспроизведение произвольной нелинейной функции в общем случае затруднено, поэтому применяются приближенные методы. При этом могут быть использованы линейная, ступенчатая и экспоненциальная аппроксимации [Л. 3-27—3-29].

Линейная аппроксимация обратной функции применяется для сравнительно небольшого диапазона изменения частоты ( $f_{x\text{макс}}/f_{x\text{мин}} \leq 2$ ) [Л. 3-30]. Чаще всего применяется кусочно-линейная аппроксимация как наиболее легко реализуемая в широком диапазоне изменения частоты.

Принцип действия специальных устройств для осуществления аппроксимации обратной функции основан на заполнении измеряемого периода импульсами, частота которых в процессе кодирования дискретно изменяется в зависимости от получаемого кода. Это изменение частоты заполняющих импульсов производится в моменты, соответствующие узлам аппроксимации, а ее значение соответствует наклону данного линейного участка аппроксимирующей кривой.

В наиболее общем виде структурная схема устройства приведена на рис. 3-14. Формирователь  $\Phi$  открывает ключ  $K$  на время, равное периоду  $T_x$ . Импульсы с управляемого генератора  $УГ$  начинают поступать на вход счетчика  $C_4$ . Изменение частоты заполняющих импульсов производится в соответствии с программой, заложенной

в блоке управления  $БУ$ . Последний при прохождении каждого счетчика значений, соответствующих точкам излома аппроксимирующей кривой, выдает сигналы на соответствующее изменение частоты управляемого генератора. При выполнении счетчика вычитающим и при соответствующей его исходной установке результат измерения снимается в единицах частоты.

Для управления частотой следования импульсов заполнения могут быть использованы схемы управляемых генераторов, осуществляющих преобразование аналоговой величины в частоту, однако они не обеспечивают необходимой точности. Поэтому обычно применяются схемы дискретных делителей частоты. Несколько вариантов построения управляемых генераторов на базе бинарных импульсных делителей частоты рассмотрено, например, в [Л. 3-31].

С дискретными делителями частоты выполнена серийно выпускаемая частотно-цифровая измерительная аппаратура КНЛ и ее модификации ПТКЛ и ПТПЛ. Структурная схема данного функционального кодирующего устройства приведена на рис. 3-15. Формирователь  $\Phi$  открывает ключ  $K$  на время одного периода  $T_x$ , через который импульсы опорной частоты с  $ГОЧ$  поступают

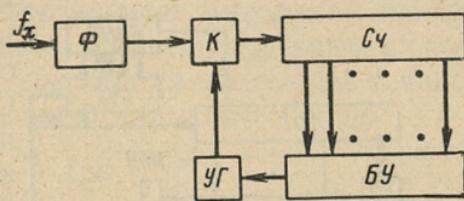


Рис. 3-14.

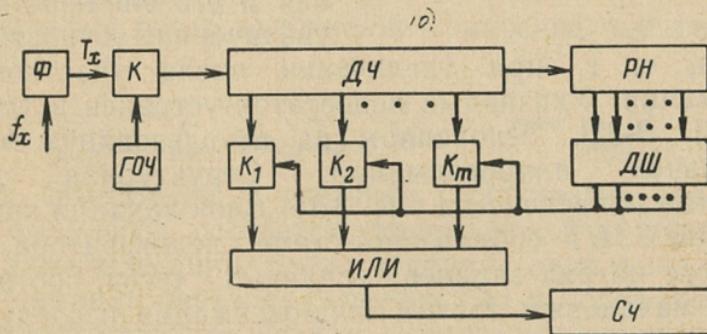


Рис. 3-15.

в двоичный делитель частоты  $ДЧ$ . На импульсные входы ключей  $K_1—K_m$  подаются импульсы, формируемые ог фронтов сигналов триггеров двоичного делителя. Частоты этих импульсов соотносятся между собой как  $2^1 : 2^2 : \dots : 2^m$  ( $m$  — количество разрядов двоичного делите-

теля). На потенциальные входы ключей подаются выходные сигналы с дешифратора *ДШ*. При наличии сигналов на обоих входах соответствующего ключа будут выдаваться импульсы соответствующей частотной компоненты. Триггеры регистра наклонов *РН* осуществляют коммутацию шин дешифратора в определенной последовательности в соответствии с выбранными значениями узлов аппроксимации на аппроксимирующую кривой. Возбужденная шина дешифратора ставит в положение «открыто» необходимую комбинацию импульсно-потенциальных ключей управляемого делителя, обеспечивая пропорциональность частоты импульсов с выхода схемы *ИЛИ* на клюну соответствующего участка аппроксимирующей

кривой. Импульсы со схемы сборки поступают в счетчик импульсов *Сч*. Отсчет, пропорциональный значению измеряемой частоты, снимается со счетчика в дополнительном коде.

Основным недостатком всех кодирующих устройств с кусочно-линейной аппроксимацией является резкое увеличение объема оборудования и его сложности при увеличении точности из-

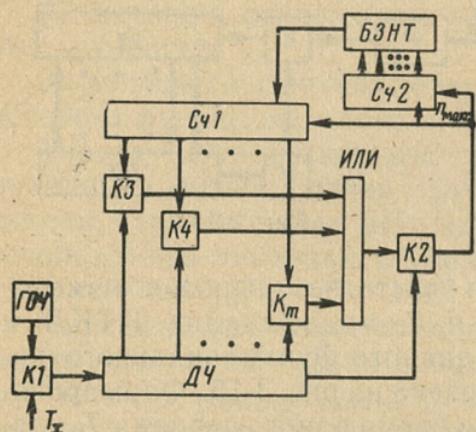


Рис. 3-16.

мерения, т. е. при увеличении числа участков аппроксимации. Указанный недостаток устранен в устройстве [Л. 3-32], основанном на использовании экспоненциальной аппроксимации. Структурная схема устройства приведена на рис. 3-16. Блок задания начальных точек *БЗНТ* собран по схеме дешифратора, настроенного на ряд заранее заданных чисел, соответствующих начальным точкам аппроксимации исследуемой функциональной зависимости. Изменение аппроксимирующей функции может быть легко осуществлено изменением числа в блоке задания начальных точек аппроксимации. В исходном состоянии в двоичный делитель *ДЧ* записано число  $n_{\text{сч}} - T_{\text{хмин}} f_0$ , где  $n_{\text{сч}}$  — емкость счетчика *Сч1*;  $T_{\text{хмин}}$  — минимальный период, соответствующий максимальному значению измеряемой частоты.

В счетчик *C41* записано число  $n_n$ , которое выбирается исходя из заданного диапазона и точности аппроксимации функциональной зависимости. Ключи  $K_1$  и  $K_2$  закрыты. В счетчик *C42* записано число  $n_{\max}$ , соответствующее максимальному значению измеряемой частоты. Работа данного устройства происходит следующим образом.

Ключ  $K_1$  открывается на время  $T_x$ , соответствующее периоду измеряемой частоты  $f_x$ . Импульсы с генератора опорной частоты *ГОЧ* с частотой  $f_0$  через ключ  $K_1$  поступают на вход двоичного делителя *ДЧ*. Через промежуток времени  $T_{x\min}$  двоичный делитель выдает импульс переполнения, открывающий ключ  $K_2$ . Можно показать, что за время  $T_x - T_{x\min}$ , соответствующее интервалу измерения, с выхода системы импульсно-потенциальных ключей  $K_3 - K_m$  через схему *ИЛИ* снимаются импульсы с частотой, изменяющейся по экспоненциальному закону

$$f(t) = \frac{n_n}{n_{\text{еч}}} f_0 e^{-t f_0 / n_{\text{еч}}}.$$

Импульсы этой частоты поступают на вычитающие входы счетчиков *C41* и *C42* в течение интервала измерения  $T_x - T_{x\min}$ . Число импульсов, зафиксированных счетчиком *C42* к концу измерения, будет:

$$n_{\text{вых}} = n_{\max} - \int_0^T f(t) dt,$$

где  $T = T_x - T_{x\min}$ .

Подставив в это выражение значение частоты  $f(t)$ , получим:

$$n_{\text{вых}} = n_{\max} + n_n \left[ e^{-\frac{f_0}{n_{\text{еч}}} (T_x - T_{x\min})} - 1 \right].$$

При накоплении в счетчике *C42* заранее заданного числа импульсов, соответствующего одной из начальных точек аппроксимации, блок задания начальных точек аппроксимации переводит счетчик *C41* в новое состояние  $n'_n$ , соответствующее началу аппроксимирования нового участка исследуемой функциональной зависимости.

Динамический диапазон данного устройства можно увеличить, заменив систему импульсно-потенциальных ключей системой потенциальных ключей со сквозным переносом импульсов. При этом быстродействие схемы формирования частоты будет определяться временем срабатывания одного триггера.

Вместе с тем достоинством такого устройства является его универсальность в том смысле, что оно позволяет совместить целый ряд операций по обработке информации, поступающей, например, с частотных датчиков и представленной частотой или длительностью электрических импульсов: вычитание начального значения (смещение шкалы), масштабирование (получение отсчета непосредственно в единицах измеряемых параметров) и линеаризацию рабочей характеристики частотного датчика  $f_x = F(x)$ , где  $x$  — измеряемый физический параметр. Для этого программирование (ввод исходных данных в блок задания начальных точек аппроксимации) следует производить из условия воспроизведения устройством необходимой функциональной зависимости с учетом перечисленных операций.

Рассмотренные методы измерения частоты, основанные на аппроксимации функции  $f_x = 1/T_x$ , отличаются высоким быстродействием, измерение происходит за один период измеряемой частоты. Кроме того, реализуемая обратная функция может быть воспроизведена с учетом нелинейности не только зависимости  $T_x = 1/f_x$ , но и рабочей характеристики первичного преобразователя  $f_x = F(x)$ .

Схемная реализация обратной функции упрощается при методе, основанном на применении вычислительных устройств [Л. 3-33]. В основу метода положено известное соотношение  $T_x f_x = 1$  или  $n_{T_x} n_{f_x} = n_s$ , где  $n_{T_x}$  — число, пропорциональное периоду;  $n_{f_x}$  — число, пропорциональное частоте;  $n_s$  — постоянная величина.

Отсюда если число, пропорциональное периоду, суммировать с самим собой до получения постоянной заранее заданной величины, то число сложений и будет кодом неизвестной частоты. Сложение может быть параллельным и последовательным.

При последовательном сложении схема преобразования имеет следующие недостатки:

- 1) для уменьшения времени преобразования требуется высокая скорость работы элементов;
- 2) необходимо иметь линии задержки с большой постоянной времени;
- 3) изменения постоянных времени линий задержки из-за колебаний температуры и старения элементов бу-

дут суммироваться, что может привести к нарушению работы прибора.

Схема преобразования при параллельном сложении (рис. 3-17) более устойчива, так как скорость работы ее элементов значительно ниже. Однако она имеет большое количество элементов.

Перед началом измерения триггеры  $Tg1$ ,  $Tg2$ ,  $Tg3$  устанавливаются в такое положение, при котором ключ  $K1$  открыт, а ключи  $K2$  и  $K3$  закрыты. Первый импульс измеряемой частоты после формирователя  $\Phi$ , пройдя через ключ  $K1$ , перебросит триггер  $Tg2$ . Через открытый

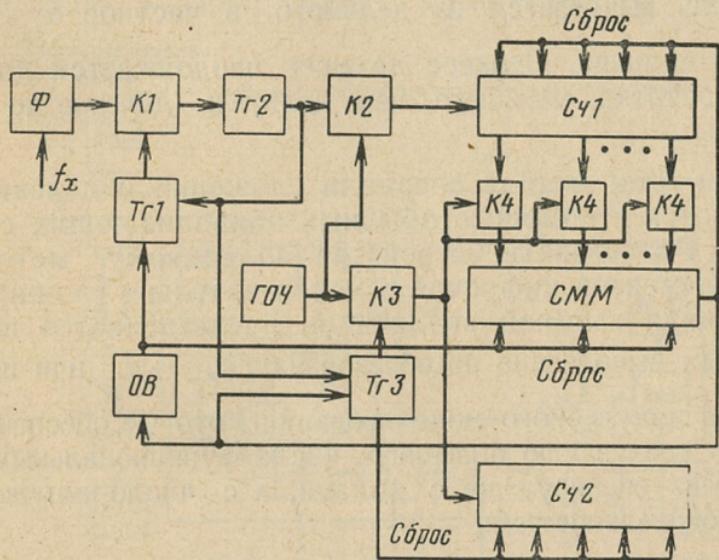


Рис. 3-17.

ключ  $K_2$  импульсы опорной частоты от ГОЧ начнут поступать в счетчик  $C_{41}$ . Следующий импульс измеряемой частоты возвратит триггер  $T_{22}$  в исходное положение, закрыв ключ  $K_2$ . Таким образом, в счетчике  $C_{41}$  будет записано число, пропорциональное периоду измеряемой частоты.

При перебросе триггера  $T_22$  перебросятся триггеры  $T_23$  и  $T_21$ , ключ  $K1$  закроется, а  $K3$  откроется. Импульсы от генератора опорной частоты через ключ  $K3$  открывают ключи  $K4$ . При этом число, записанное в счетчике  $C41$ , переносится параллельно в сумматор  $CMM$  до его заполнения. Импульс от переполнения последней ячейки сумматора перебрасывает одновибратор  $OB$  в неустойчивое положение и осуществляет сброс показаний счетчика

*Сч1.* Импульс при возвращении одновибратора в исходное состояние осуществляет сброс показаний счетчика *Сч2* сумматора и перебросит триггеры  $Tg1$ ,  $Tg2$ ,  $Tg3$ , начав таким образом новый цикл измерения.

Разновидностью этого метода является процесс деления некоторого постоянного числа  $n_s$  (делимого) на число  $n_{T_x}$  (делитель) [Л. 3-34]. Процесс деления может быть представлен как процесс последовательного вычитания делителя  $n_{T_x}$  из делимого  $n_s$ , причем каждый раз, когда делитель вычитается из делимого, в частное  $n_{f_x}$  добавляется единица. Процесс деления продолжается до получения остатка, меньшего, чем делитель (деление до целых чисел).

При этом методе операции сложения и деления выполняются с помощью обычных накапливающих сумматоров. Реализовать устройства по данному методу на базе элементов цифровой техники довольно сложно. Для упрощения схемной реализации представляется целесообразным выполнение преобразования  $n_{T_x} \rightarrow n_{f_x}$  при помощи средств импульсного моделирования, которые обеспечивают прямую реализацию большого числа функциональных зависимостей, определяя не с кодами, а с число-импульсными последовательностями.

Например, пусть число  $n_{T_x}$  выражено четырехзначным десятичным числом:

$$n_{T_x} = a \cdot 10^3 + b \cdot 10^2 + c \cdot 10^1 + d \cdot 10^0,$$

где  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  — значащие цифры соответствующих разрядов числа  $n_{T_x}$ .

Очевидно, что для получения результата деления с погрешностью 0,1% делимое  $n_s$  должно быть на три порядка выше делителя  $n_{T_x}$ , т. е. в нашем случае  $n_s$  должно быть равно  $10^7$ .

В соответствии с этим можно записать:

$$10^7 = n_{f_x} a \cdot 10^3 + n_{f_x} b \cdot 10^2 + n_{f_x} c \cdot 10^1 + n_{f_x} d \cdot 10^0.$$

Отсюда следует:

$$n_{f_x} = \frac{10^4 - \left( \frac{1}{10} n_{f_x} b + \frac{1}{100} n_{f_x} c + \frac{1}{1000} n_{f_x} d \right)}{a}.$$

Процесс деления в соответствии с этим выражением может быть представлен следующим образом. Из числа  $10^4$  последовательно вычитается число  $a$ . После каждого такого вычитания в частное добавляется единица. После каждого десяти вычитаний числа  $a$  производится уменьшение делимого на  $b$  единиц, после каждого 100 вычитаний числа  $a$  — на  $c$  единиц, после каждого 1 000 вычи-

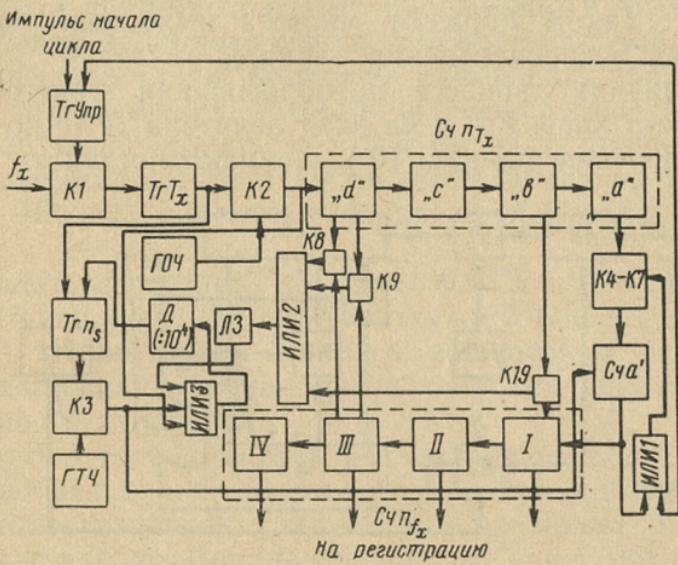


Рис. 3-18.

таний — на  $d$  единиц. Таким образом, в течение всего процесса деления делимое уменьшится на величину  $\frac{1}{10} n_{f_x} b + \frac{1}{100} n_{f_x} c + \frac{1}{1000} n_{f_x} d$ , т. е. преобразование  $n_{T_x} \rightarrow n_{f_x}$  в данном случае состоит в делении методом последовательного вычитания из постоянного числа  $n_s$  (делимого) значащей цифры старшего разряда числа  $n_{T_x}$  (делителя), причем одновременно делимое уменьшается на величину, пропорциональную весу остальных разрядов делителя [Л. 3-35].

Схемная реализация такого алгоритма деления оказывается достаточно простой и показана на рис. 3-18.

В начале каждого цикла измерения ключ  $K_2$  открывается на время, равное периоду измеряемой частоты, и в счетчике  $C_{\text{ч}} n_{T_x}$  фиксируется число  $n_{T_x}$ , пропорциональное периоду. Декада  $a$  счетчика периода и счетчик воспроизведения  $C_{\text{ч}a'}$ , связанные с системой импульсно-потенциальных ключей  $K_4 - K_7$ , в совокупности представляют собой делитель частоты с управляемым коэффициентом деления, равным  $a$ .

На вход  $C_{\text{ч}a'}$  поступают импульсы тактовой частоты  $f_t$ . Каждый импульс переполнения производит перенос дополнительного кода числа  $a$  из счетчика периода в  $C_{\text{ч}a'}$ . Таким образом, частота выходных импульсов счетчика воспроизведения равна  $f_a = f_t/a$ .

В начале процесса преобразования триггер  $T_{\text{г}} n_s$  открывает ключ  $K_3$ , и на вход делителя  $\Delta$  (с коэффициентом деления, равным  $10^4$ ) начинают поступать импуль-

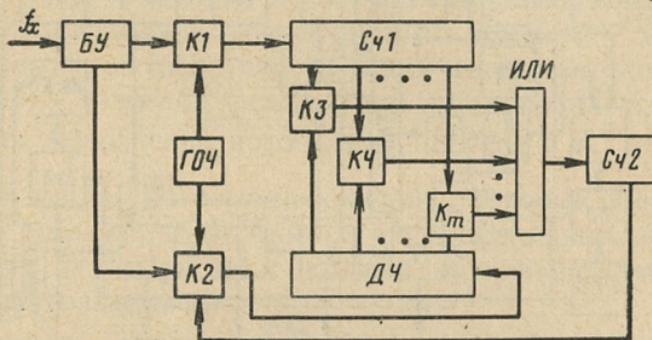


Рис. 3-19.

сы от генератора тактовой частоты ГТЧ. Одновременно на вход этого делителя через схему ИЛИЗ начинают поступать импульсы с выхода схемы ИЛИ2. Линия задержки  $L_3$  служит для того, чтобы исключить возможность совпадения этих двух последовательностей импульсов (время задержки равно половине периода тактовой частоты). При поступлении на вход делителя количества импульсов  $10^4$  выходной импульс делителя возвратит триггер  $T_{\text{г}} n_s$  в исходное состояние, и ключ  $K_3$  закроется. Код, пропорциональный  $f_x$ , снимается со счетчика  $C_{\text{ч}} n_{f_x}$ . Таким образом, устройство выполняет рассмотренный ранее алгоритм деления. При переходе на двоичный код схема устройства существенно упрощается.

Интересный алгоритм преобразования  $n_{T_x} \rightarrow n_{f_x}$  использован в частотомере (рис. 3-19) модели 302 фирмы Weston Instruments (США) [Л. 3-59]. В исходном состоянии ключи  $K_1$  и  $K_2$  закрыты. Входной сигнал поступает на блок управления, который открывает ключ  $K_1$  на время, равное периоду  $T_x$ . Счетчик  $C_41$  фиксирует число импульсов опорной частоты ГОЧ, пропорциональное периоду. Затем блок управления открывает ключ  $K_2$ , и импульсы опорной частоты поступают на делитель частоты ДЧ. С выхода схемы ИЛИ будут сниматься импульсы частоты, пропорциональной периоду  $T_x$ , которые поступают в счетчик  $C_42$ . При накоплении в этом счетчике заранее заданного числа, выбиравшегося исходя из требуемой точности и диапазона измерения, появляется импульс переполнения, который закрывает ключ  $K_2$ . Накопленное число импульсов в ДЧ будет пропорционально измеряемой частоте. Прибор имеет диапазон измерения 10—100 гц, максимальное время измерения равно 0,21 сек.

Точность измерения не хуже 0,0077% на нижней границе диапазона (10 гц) и не хуже 0,01% на верхней (100 гц). Недостатком данного частотомера является узкий диапазон измерения при условии сохранения высокой точности измерения.

Из рассмотрения метода реализации функции обратного преобразования, основанного на применении вычислительных устройств, следует, что он может быть использован в узком диапазоне частот при сохранении высокой точности измерения.

Расширение диапазона измерений частоты возможно при применении методов реализации обратной функции, основанных на использовании промежуточного аналогового функционального преобразования. В этом случае результат измерения периода  $T_x$  преобразуется в промежуточную аналоговую величину с последующим измерением ее обратного значения. В качестве аналоговой величины может быть использовано напряжение постоянного тока или активное сопротивление. Например, в [Л. 3-36] предложен метод цифрового измерения низких частот, основанный на линейном преобразовании периода измеряемой частоты в постоянное напряжение и последующем получении числа, обратно пропорционального этому напряжению, на аналого-цифровом преобразователе.

В течение первого цикла измерения для получения напряжения, пропорционального периоду, на аналоговых интеграторах [Л. 3-37, 3-38] производится интегрирование постоянного тока  $I_0$ , генерируемого вспомогательным источником питания, в течение времени, равного одному периоду измеряемой частоты.

К концу первого периода напряжение на выходе интегратора (при использовании в качестве интегратора конденсатора с емкостью  $C$ ) будет соответствовать периоду измеряемой частоты:

$$U_{T_x} = \frac{I_0}{C} T_x.$$

В течение второго цикла производится преобразование полученного напряжения  $U_{T_x}$  в код, прямо пропорциональный частоте, с помощью АЦП.

В настоящее время может быть реализован преобразователь периода в постоянное напряжение с относительной погрешностью 0,05—0,1% в диапазоне частот 1 гц — 10 кгц. Измерение постоянного напряжения с помощью АЦП не представляет никаких трудностей. Например, при использовании метода развертывающего уравновешивания со способом отработки компенсирующего напряжения двоичным кодом при погрешности 0,1% время преобразования напряжения в число, пропорциональное частоте, может быть доведено до нескольких микросекунд. Таким образом, при данном методе измерения частоты время измерения не превышает двух периодов в широком диапазоне частот (1 гц — 10 кгц). Однако, несмотря на столь малое время измерения, рассмотренный метод не получил широкого распространения вследствие громоздкости схемной реализации. Значительно проще в реализации метод [Л. 3-39], основанный на преобразовании периода измеряемого сигнала в активное сопротивление с последующим измерением этого сопротивления время-импульсным методом.

На базе данного метода разработан цифровой процентный частотомер [Л. 3-40]. По сравнению с известными процентными частотомерами [Л. 3-24, 3-25] он не имеет методической погрешности, обладает широким диапазоном измерения отклонений частоты от номинального значения ( $\pm 100\%$ ) и высоким быстродействием, так как время измерения не превышает двух периодов

измеряемой частоты. Структурная схема прибора изображена на рис. 3-20. Входной сигнал измеряемой частоты подается на формирователь  $\Phi$ , импульсы с которого поступают на блок управления  $БУ$ . Последний на время, равное периоду  $T_x$ , открывает ключ  $K_1$ , через который поступают опорные импульсы с  $ГОЧ$ . В преобразователе периода в сопротивление  $ППС$  значение периода  $T_x$  преобразуется в значение активного сопротивления, равное  $R_x = R_0 f_x / f_0$ , где  $R_0$  — постоянное сопротивление.

Во втором цикле импульсом с  $БУ$  запускается генератор возмущающего воздействия  $ГВВ$ , который выдает прямоугольный импульс или пилообразное напряжение.

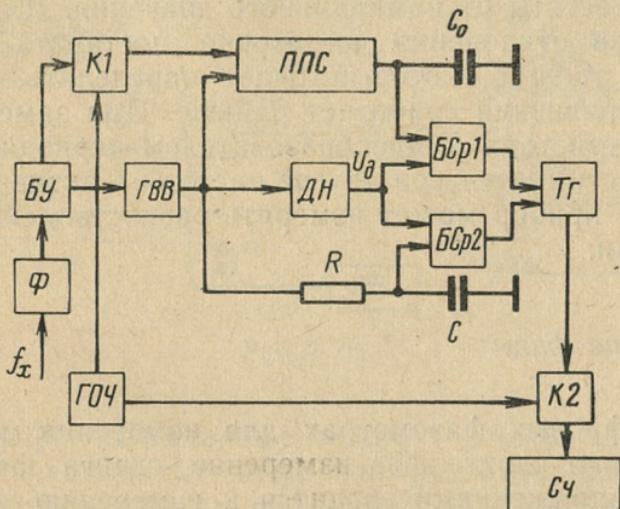


Рис. 3-20.

Этот генератор воздействует на цепочку, состоящую из  $ППС$  с образцовым конденсатором  $C_0$ , и на цепочку, состоящую из образцового резистора  $R$  и образцового конденсатора  $C$ . Постоянную времени цепочки  $\tau = CR$  выбирают из расчета, чтобы за время  $\tau$  генератор  $ГОЧ$  выдавал число импульсов, кратное 10, 100, 1 000 и т. д. в зависимости от требуемой точности. Параметры первой цепочки  $R_0$  и  $C_0$  подбираются исходя из соотношения

$$\tau = \tau_0 \Big|_{f_x = f_{x\text{ном}}} .$$

Средние точки этих цепочек подключены к блокам сравнения напряжений  $БСр1$  и  $БСр2$ , на вторые входы подается определенная часть возмущающего воздействия  $U_d$  с активного делителя напряжения  $ДН$ . Происходит

заряд конденсатора  $C_0$  через ППС и заряд конденсатора  $C$  через образцовый резистор  $R$ . Когда в цепочке с меньшей постоянной времени напряжение достигает напряжения  $U_d$  на выходе делителя, срабатывает блок сравнения напряжений, перебрасывающий управляющий триггер  $T_2$ . Через интервал времени, пропорциональный разности постоянных времени цепочек, срабатывает второй блок сравнения напряжений, возвращающий триггер в исходное положение.

Нетрудно показать, что в течение этого интервала времени через открытый ключ  $K_2$  в счетчик  $C_4$  пройдет число импульсов, пропорциональное отклонению измеряемой частоты от номинального значения. Для индикации знака отклонения достаточно поставить дополнительный триггер, который будет определять, какой из блоков сравнения сработает раньше. При замене образцового резистора  $R$  преобразователем периода последовательности импульсов другой частоты в активное сопротивление прибор может измерять разность между двумя частотами.

### *Измерение фазы*

В цифровых фазометрах для измерения мгновенного значения сдвига фаз измерение сдвига фаз между двумя напряжениями сводится к измерению интервала времени между двумя однополярными импульсами, возникающими в моменты перехода напряжений через нулевое значение в течение одного периода. Структурная схема такого фазометра приведена на рис. 3-21. Формирователи управляющих импульсов  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  в моменты прохождения напряжений через нулевые значения генерируют импульсы, которые открывают ключ  $K$  на время  $t_x$ , пропорциональное измеряемому сдвигу фаз  $\varphi_x$ . Число импульсов генератора опорной частоты ГОЧ, подсчитанное счетчиком  $C_4$ , равно  $n = t_x/T_0$ , где  $T_0 = 1/f_0$  — период следования опорных импульсов.

Принимая во внимание, что

$$\varphi_x = \frac{t_x}{T_0} \cdot 2\pi,$$

получим  $t_x = \varphi_x / 2\pi f_x$ , где  $f_x = 1/T_x$  — частота исследуемых напряжений  $U_1$  и  $U_2$ .

После подстановки в выражение  $n = t_x/T_0$  значения  $t_x$  получим:

$$n = \frac{\varphi_x}{2\pi f_x T_0}.$$

Недостатком фазометров для измерения мгновенного значения сдвига фаз является необходимость учета частоты исследуемых напряжений и выполнения арифметических действий для определения сдвига фаз. Такая особенность данных приборов приводит к естественному совмещению частотомера и фазометра в од-

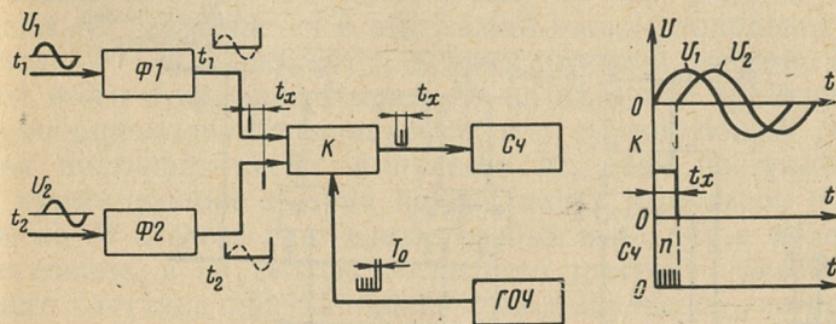


Рис. 3-21.

ном приборе. Примером такого прибора является первый отечественный цифровой фазометр-частотомер для инфразвуковых частот типа НФ-2 [Л. 3-23] со следующими характеристиками: рабочий диапазон частот 0,01—50 гц, погрешность измерения сдвига фаз (при шкале 360°) 0,5%; минимальное входное напряжение 0,2 в.

Цифровые фазометры для измерения мгновенного значения сдвига фаз применяются только для относительно низких частот  $f_x$ , так как при высоких частотах сильно растет абсолютная погрешность квантования д. Нижний предел частоты ограничивается при данном значении опорной частоты  $f_0$  только емкостью счетчика.

Кроме погрешности квантования, в данных приборах возникают погрешности от неточности выделения моментов прохождения мгновенных значений напряжений через нулевые значения, от фазовых сдвигов в формирователях импульсов, от нестабильности частоты опорного генератора, от нелинейных искажений исследуемых напряжений. Правильное получение цифрового отсчета

в единицах измерения сдвига фаз возможно только при  $f_0/f_x = \text{const}$ . Поэтому некоторые фазометры измеряют сдвиг фазы только на одной или нескольких фиксированных частотах [Л. 3-41, 3-42].

Для получения цифрового отсчета в единицах измерения сдвига фаз (например, в градусах) в диапазоне исследуемых частот производят заполнение интервала времени  $t_x$ , пропорционального сдвигу фаз, квантующими импульсами, следующими с частотой  $a f_x$ , где  $a = 36 \times 10^k$  — коэффициент умножения ( $k$  выбирается равным 1, 2 ... в зависимости от требуемой точности измерения).

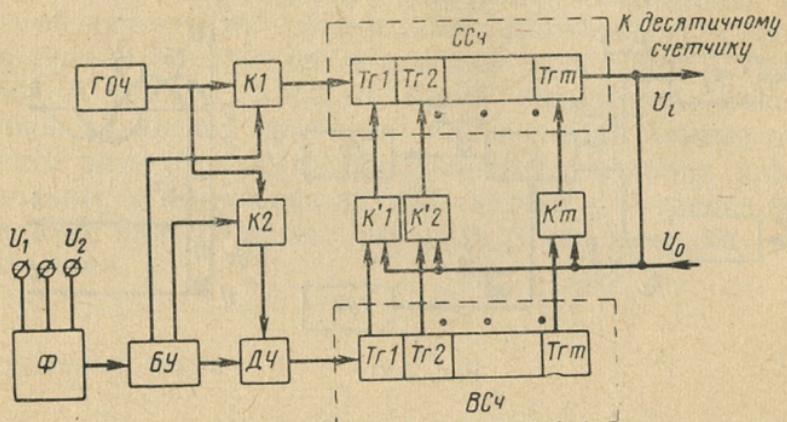


Рис. 3-22.

При этом отсчет определяется выражением  $\varphi_x = -n/10^{k-1}$  град, где  $n$  — количество сосчитанных импульсов.

Умножение частоты  $f_x$  производится одним из известных способов. В [Л. 3-43, 3-44], например, оно осуществляется с помощью системы фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора. Однако, как известно [Л. 3-45], автоматическая подстройка частоты управляемого генератора достаточно просто реализуется лишь в узком диапазоне частот (не более октавы), что сужает диапазон частоты исследуемого сигнала. Кроме того, при необходимости обеспечения высокой точности измерения сдвига фаз возникает трудность в получении малых пульсаций частоты управляемого генератора.

Высокую точность измерения имеет инфракраскочастотный фазометр-частотомер [Л. 3-46] (рис. 3-22), работа которого основана на делении по методу последова-

тельного вычитания двух чисел, соответствующих значениям интервала  $t_x$ , пропорционального сдвигу фаз, и периода  $T_x$  исследуемых сигналов. В исходном состоянии показания суммирующего ССЧ и вычитающего ВСЧ счетчиков нулевые, а ключи  $K1$  и  $K2$  закрыты. Процесс измерения начинается с открытия ключа  $K2$  на период исследуемых напряжений  $T_x$ . За первый период в вычитающий счетчик вводится  $n' = n/q$  импульсов опорной частоты от ГОЧ. Здесь  $n$  — число импульсов генератора опорной частоты за период  $T_x$ ;  $q$  — коэффициент деления делителя частоты ДЧ. После ввода числа  $n'$  в вычитающий счетчик и установления в нем числа  $2^m - n'$  ключ  $K2$  закрывается и импульсом блока управления БУ число  $2^m - n'$  переносится в суммирующий счетчик. После этого открывается ключ  $K1$  на интервал времени  $t_x$ , пропорциональный сдвигу фаз, и в суммирующий счетчик поступает число импульсов  $M$ . При поступлении в суммирующий счетчик первой пачки импульсов  $n'$  из числа  $M$  все его триггерные ячейки перейдут в нулевое состояние, и на выходе последнего триггера суммирующего счетчика получается первый импульс  $U_i$ , которым снова показание вычитающего счетчика  $2^m - n'$  переносится в суммирующий счетчик. Каждая последующая пачка импульсов  $n'$  будет давать импульс на выходе суммирующего счетчика. Число таких пачек  $n_\varphi = qt_x/T_x$ . Выбрав  $q = 36 \cdot 10^m$ , можно получать цифровой отсчет непосредственно в градусах.

В случае, если  $M$  — число импульсов генератора опорной частоты за измерительный интервал времени  $t_i$ , на выходе схемы получим число импульсов  $n_{f_x} = qt_i f_x$ , пропорциональное частоте сигнала  $f_x$ .

В качестве задатчика интервала  $t_i$  можно использовать делитель частоты. Однако для сохранения постоянной точности измерения прибор может использоваться только в узком диапазоне частот из-за наличия делителя частоты перед вычитающим счетчиком.

Высокой точностью измерения в широком диапазоне исследуемых частот обладает цифровой прямоотсчетный фазометр [Л. 3-47], принцип действия которого основан на измерении интервала времени  $t_x$  между соседними переходами через нулевые значения исследуемых напряжений в течение одного периода с последующим умножением его в  $36 \cdot 10^k$  раз. Затем в течение растянутого

интервала  $36 \cdot 10^k t_x$  подсчитывается число периодов исследуемого напряжения. Блок-схема прибора приведена на рис. 3-23. В исходном состоянии ключи  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$  закрыты. Формирователи  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  в моменты прохождения исследуемых напряжений через нулевые значения выдают управляющие импульсы, которые открывают ключ  $K_1$  на интервал времени  $t_x$ , пропорциональный измеряемому сдвигу фаз. Интервал  $t_x$  измеряется путем заполнения импульсами генератора опорной частоты, число которых подсчитывается реверсивным счет-

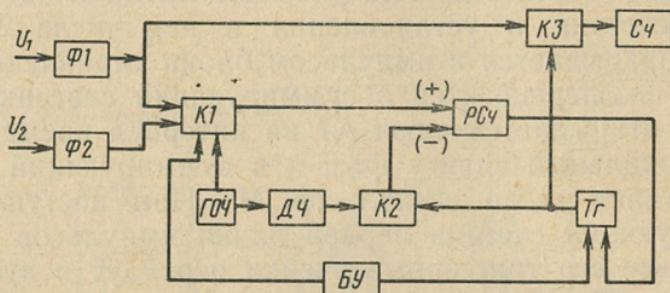


Рис. 3-23.

чиком  $PC_4$  по суммирующему входу. Число импульсов, подсчитанное реверсивным счетчиком,  $n = t_x/T_0$ .

Во втором цикле сигналов с блока управления  $БУ$  триггер  $T_g$  устанавливается в положение, когда ключи  $K_2$  и  $K_3$  закрываются. При этом импульсы с генератора опорной частоты через делитель частоты  $ДЧ$  на  $36 \cdot 10^k$  и ключ  $K_2$  поступают на вычитающий вход реверсивного счетчика импульсов, а через ключ  $K_3$  поступают импульсы с формирователя  $\Phi_1$  в счетчик импульсов  $C_4$ . Эти импульсы поступают до тех пор, пока в реверсивном счетчике не установится нулевое состояние. Импульс нуля данного счетчика устанавливает триггер в исходное состояние, при этом ключи  $K_2$  и  $K_3$  закрываются.

Очевидно ключи  $K_2$  и  $K_3$  открываются на время  $t_1 = 36 \cdot 10^k t_x$ . В счетчике импульсов будет зафиксировано число импульсов  $n_2 = 36 \cdot 10^k t_x f_x$ , т. е. число импульсов будет равно непосредственно сдвигу фаз в градусах.

Вместе с тем данный фазометр имеет низкое быстродействие из-за увеличения выделенного интервала  $t_x$  в  $36 \cdot 10^k$  раз.

Для повышения быстродействия можно использовать принцип многократной растяжки, как и при измерении

частоты (см. § 2-3). В этом случае после измерения интервала  $t_x$  его умножают на 3,6 и в течение растянутого интервала  $3,6t_x$  подсчитывают число периодов  $T_x$  исследуемого сигнала (рис. 3-24). При этом заполняется старший разряд счетчика импульсов. Затем в момент окончания интервала  $3,6t_x$  выделяют промежуток  $t_1$ , умножают его на 10, и в течение этого интервала времени подсчитывается число периодов исследуемого сигнала. В этом случае заполняется следующий разряд счетчика импульсов по вычитающему входу. Аналогичные опера-

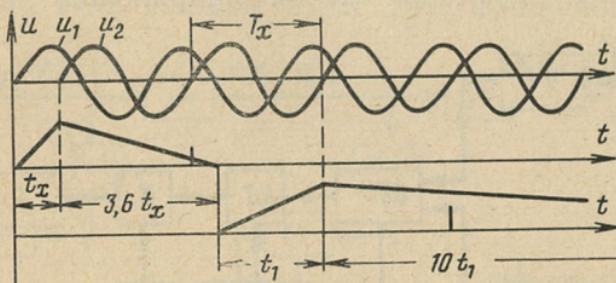


Рис. 3-24.

ции производятся до получения требуемой точности измерения. Получение непосредственно цифрового отсчета в единицах измерения сдвига фаз в диапазоне частот возможно также по способу [Л. 3-69, 3-70], при котором в моменты перехода исследуемых напряжений через нулевые значения запускают соответственно два генератора импульсов с разными частотами до момента совпадения их импульсов. За это время подсчитывается число импульсов одной из этих последовательностей. Однако, как и при однократной растяжке, данный способ имеет малое быстродействие.

Цифровые фазометры для измерения мгновенного значения сдвига фаз применяются для измерения сдвига фаз на инфразвуковых и низких частотах, так как диапазон измерения ограничивается быстродействием счетчиков импульсов. Для расширения диапазона измерения в сторону высоких частот и измерения малых сдвигов фаз используют умножение длительности интервалов времени, пропорциональных измеряемому фазовому сдвигу. Структурная схема одного из таких устройств [Л. 3-48] приведена на рис. 3-25. Блок выделения разностного импульса  $\Delta F$  выдает импульсы постоянной

амплитуды, длительность которых определяется интервалом времени между импульсами с формирователей  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ . Поступающий на умножитель длительности УД импульс открывает ключ  $K$ , через который проходят импульсы с генератора ГОЧ к счетчику импульсов СЧ.

В данном случае в качестве умножителя длительности используется кольцо из феррита с прямоугольной петлей гистерезиса, на которое намотаны три обмотки. На сигнальную обмотку подается разностный импульс, на перемагничивающую с источника образцового напряжения ИОН подается скачок напряжения постоянной

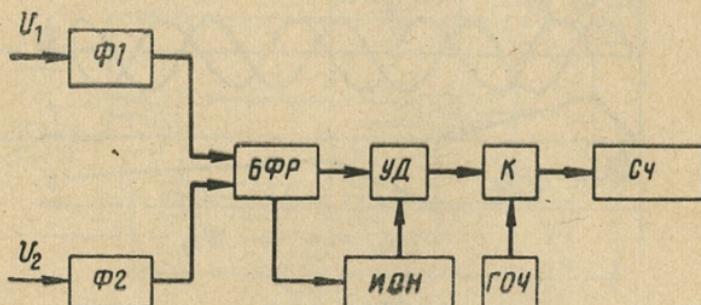


Рис. 3-25.

амплитуды, меньшей, чем амплитуда исходного импульса, с выходной обмотки снимается умноженный по длительности импульс. Умножение длительности происходит вследствие зависимости времени перемагничивания сердечника от амплитуды перемагничивающего импульса, соответствующим выбором которой обеспечивается требуемый коэффициент умножения.

Измерение фазового сдвига в диапазоне звуковых частот в [Л. 3-49] осуществляется по способу, при котором измеряемый фазовый сдвиг умножают последовательной цепочкой умножителей частоты, имеющих кратность умножения, равную основанию принятой при кодировании системы счисления, а получающийся при этом ряд значений фазовых сдвигов на кратных частотах измеряют соответствующим количеством фазочувствительных реле, имеющих число состояний, равное основанию принятой при кодировании системы счисления.

Схемная реализация этого способа представлена на рис. 3-26. Здесь одна последовательная цепь умножителей частоты  $Um$  служит для умножения частоты опорного сигнала  $f_0$ , а другая — для сигнала, сдвинутого по

фазе относительно опорного. Измеряемый фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$  при умножении частоты также умножается. На выходе последних умножителей частоты фазовый сдвиг будет равен  $m^{k-1}\Delta\varphi$ , где  $m$  — кратность умножения частоты. Эти фазовые сдвиги фиксируются фазочувствительным реле  $\Phi R$ . Последние фиксируют  $m$  диапазонов умноженного фазового сдвига в пределах  $360^\circ$  и совершенно одинаковы для всех разрядов. Например, при кратности умножения частот, равной двум, реле должны определять наличие фазового сдвига, большего или меньшего  $180^\circ$ , т. е. должны быть двухпозиционными. На-

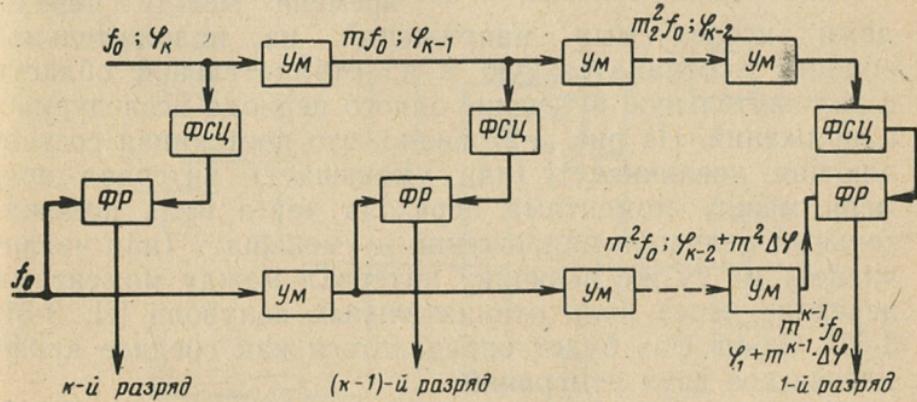


Рис. 3-26.

стройка каналов осуществляется с помощью фазосдвигающих цепочек  $FSC$ .

Для расширения диапазона исследуемых сигналов в сторону высоких частот целесообразно применение делителей частоты с кратностью деления, равной основанию принятой системы счисления.

Как было указано выше, точность измерения сдвига фаз зависит от наличия нелинейных искажений в исследуемых напряжениях. При наличии постоянной составляющей и высших гармоник под сдвигом фаз обычно понимают разность начальных фаз первых гармоник.

Рассмотренные выше цифровые фазометры измеряют разность начальных фаз по точкам перехода через нулевые значения искаженных исследуемых напряжений. Моменты перехода через нулевое значение искаженного напряжения, содержащего постоянную составляющую и высшие гармоники, не совпадают с моментами перехода через нулевое значение основной гармоники этого напря-

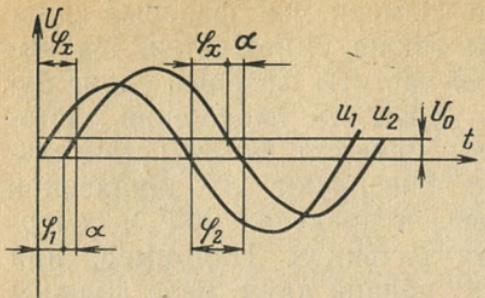


Рис. 3-27.

дами исследуемых напряжений из положительной области в отрицательную и из отрицательной области в положительную в течение одного периода исследуемых напряжений. Из рис. 3-27 видно, что постоянная составляющая увеличивает (или уменьшает) интервал времени между моментами перехода через нуль положительных полуволн напряжений и уменьшает (или увеличивает) на ту же величину интервал между моментами перехода через нуль отрицательных полуволн [Л. 3-51, 3-57]. Сдвиг фаз будет определяться как среднее арифметическое двух измерений:

$$\varphi_x = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = \frac{(\varphi_x - \alpha) + (\varphi_x + \alpha)}{2},$$

поэтому результат измерений свободен от погрешности. Аналогичная картина имеет место и в случае, когда оба напряжения  $u_1$  и  $u_2$  содержат гармоники.

Исследования показали, что четные и нечетные гармоники по-разному влияют на погрешности измерения. Четные гармоники действуют аналогично постоянной составляющей. В случае, если используются только два перехода напряжений  $u_1$  и  $u_2$  через нулевые значения в течение одного периода, четные гармоники вносят погрешность измерения. Если используются четыре перехода через нулевые значения напряжений  $u_1$  и  $u_2$  в течение одного периода, то эта погрешность значительно сокращается. В отличие от четных гармоник нечетные гармоники смещают точки перехода через нуль искаженной кривой в одну сторону.

Примером фазометра, в котором используются четыре перехода исследуемых напряжений через нулевые значения в течение одного периода, является прибор [Л. 3-50], блок-схема которого изображена на рис. 3-28.

Погрешность из-за нелинейных искажений и помех достигает 1,2° на 1% высших гармоник [Л. 2-58].

Для устранения погрешности от постоянной составляющей следует в прибор вводить дополнительное устройство для определения интервалов времени между переходами исследуемых напряжений из положительной области в отрицательную и из отрицательной области в положительную в течение одного периода исследуемых напряжений. Из рис. 3-27 видно, что постоянная составляющая увеличивает (или уменьшает) интервал времени между моментами перехода через нуль положительных полуволн напряжений и уменьшает (или увеличивает) на ту же величину интервал между моментами перехода через нуль отрицательных полуволн [Л. 3-51, 3-57]. Сдвиг фаз будет определяться как среднее арифметическое двух измерений:

$$\varphi_x = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} = \frac{(\varphi_x - \alpha) + (\varphi_x + \alpha)}{2},$$

поэтому результат измерений свободен от погрешности. Аналогичная картина имеет место и в случае, когда оба напряжения  $u_1$  и  $u_2$  содержат гармоники.

Исследования показали, что четные и нечетные гармоники по-разному влияют на погрешности измерения. Четные гармоники действуют аналогично постоянной составляющей. В случае, если используются только два перехода напряжений  $u_1$  и  $u_2$  через нулевые значения в течение одного периода, четные гармоники вносят погрешность измерения. Если используются четыре перехода через нулевые значения напряжений  $u_1$  и  $u_2$  в течение одного периода, то эта погрешность значительно сокращается. В отличие от четных гармоник нечетные гармоники смещают точки перехода через нуль искаженной кривой в одну сторону.

Примером фазометра, в котором используются четыре перехода исследуемых напряжений через нулевые значения в течение одного периода, является прибор [Л. 3-50], блок-схема которого изображена на рис. 3-28.

Исследуемые напряжения поступают на формирователи  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ . Прямоугольные импульсы с выхода  $\Phi 2$  поступают на дифференцирующее распределительное устройство  $DRU$ , с которого положительные импульсы подаются на вход триггера  $Tg1$ , а отрицательные — на вход триггера  $Tg2$ , вызывая их срабатывания. При измерении запускающее устройство  $ZU$  выдает импульс на триггер  $Tg3$ , который опрокидывается и открывает электронный ключ  $K$ . При открытом электронном ключе  $K$  импульсы с  $\Phi 1$  поступают на дифференцирующее распределительное устройство  $DRU$ , с которого положительные импульсы

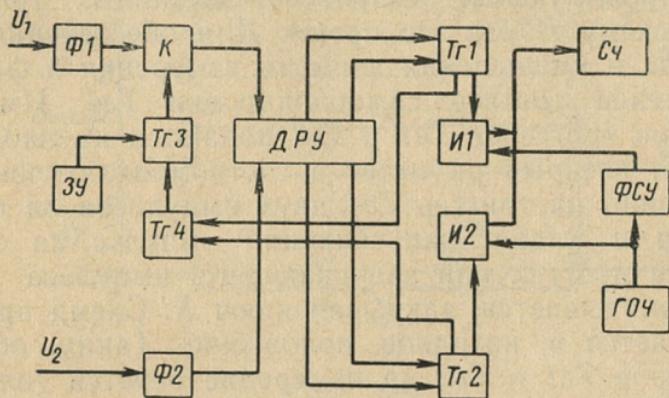


Рис. 3-28.

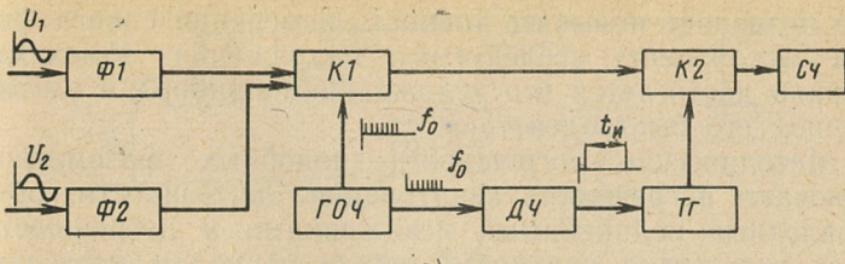
сы подаются на запуск триггера  $Tg1$ , а отрицательные — на запуск триггера  $Tg2$ , вызывая их опрокидывание. Импульсы, поступающие на дифференцирующее распределительное устройство с формирователя  $\Phi 2$ , дифференцируются и возвращают триггеры  $Tg1$  и  $Tg2$  в исходное состояние. При симметричных прямоугольных импульсах сдвиг во времени между каждой парой положительных импульсов, подаваемых на триггер  $Tg1$ , равен сдвигу между каждой парой отрицательных импульсов, подаваемых на триггер  $Tg2$ . При уходе нулевой линии в формирователях сдвиг во времени между одной парой уменьшается, а между другой увеличивается. На выходах триггеров  $Tg1$  и  $Tg2$  возникают стробирующие импульсы, которые подаются на входы схем  $I1$  и  $I2$  соответственно. Сумма длительности этих стробирующих импульсов не зависит от положения нулевой линии. На вторые входы схем  $I1$  и  $I2$  постоянно поступают импульсы от генератора опорной частоты  $GOЧ$ . При по-

ступлении на схемы  $I1$  и  $I2$  стробирующих импульсов от триггеров  $Tg1$  и  $Tg2$  импульсы от  $ГОЧ$  проходят на счетчик импульсов  $C_4$ . Для предотвращения совпадений импульсов от  $ГОЧ$ , поступающих на счетчик  $C_4$  со схем  $I1$  и  $I2$  при измерении фазовых углов более  $180^\circ$ , между входами схем  $I1$  и  $I2$  установлено фазосдвигающее устройство  $ФСУ$ , обеспечивающее сдвиг во времени между импульсами  $ГОЧ$ . Показания фазометра не будут зависеть от положения нулевой линии лишь в том случае, если число стробирующих импульсов, выданных за время измерения триггером  $Tg1$  на схему  $I1$ , будет равно числу стробирующих импульсов, выданных триггером  $Tg2$  на схему  $I2$  за это время. Для обеспечения этого равенства и уменьшения времени измерения в фазометре применен триггер самоблокировки  $Tg4$ . Импульсы с выходов триггеров  $Tg1$  и  $Tg2$  подаются на вход триггера  $Tg4$ , который работает в счетном включении. При поступлении на триггер  $Tg4$  двух импульсов он опрокидывается и выдает запускающий импульс на триггер  $Tg3$ . При поступлении запускающего импульса триггер  $Tg3$  опрокидывается, закрывая ключ  $K$ . Схема при этом возвращается в исходное положение. Таким образом, с триггеров  $Tg1$  и  $Tg2$  на измерение берется только по одному стробирующему импульсу.

С использованием четырех переходов через нулевое значение в течение одного периода работает фазометр [Л.3-52], имеющий диапазон исследуемых частот  $0,1 - 20 \text{ гц}$  при точности измерения сдвига фаз  $\leq 0,5^\circ$ .

В фазометрах для измерения среднего значения сдвига фаз происходит суммирование ряда измерений мгновенных значений сдвига фаз за измерительный временной интервал  $t_i$ , который устанавливается обычно от генератора опорной частоты через делитель частоты. Очевидно, что чем больше отношение  $t_i/T_x$ , тем выше точность измерения, т. е. данные приборы наиболее пригодны для измерения сдвига фаз высокочастотных колебаний.

Структурная схема цифрового фазометра для измерения среднего значения сдвига фаз и диаграммы, поясняющие его работу, изображены на рис. 3-29, а, б. Исследуемые напряжения  $u_1$  и  $u_2$ , сдвиг фазы между которыми измеряется, подаются на формирователи  $\Phi 1$  и  $\Phi 2$ . Выходные импульсы этих формирователей, совпадающие с моментом переходов напряжений через нулевое значение



a)

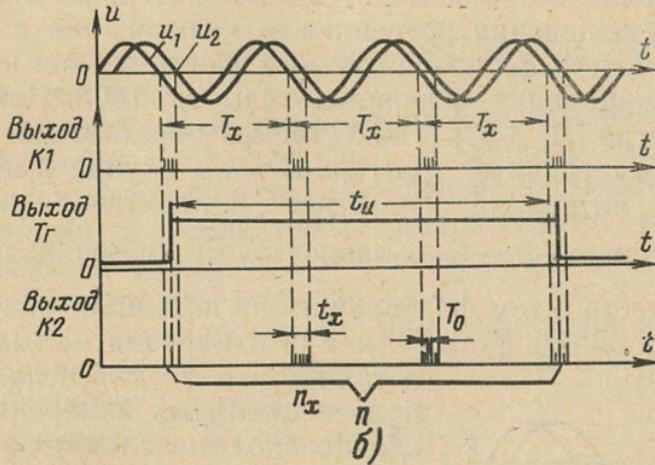


Рис. 3-29.

ние, поступают на ключ  $K_1$ , который открывается на интервал  $t_x$ , пропорциональный измеряемому сдвигу фаз. При этом ключ  $K_2$  открывается на измерительный временной интервал  $t_u$ . Число импульсов  $n_x$  в каждой пачке, проходящих через ключ  $K_1$  за интервал  $t_x$ ,

$$n_x = \frac{\varphi_x f_0}{2\pi f_x}.$$

Общее число импульсов, прошедших за измерительный интервал  $t_u$ , пропорционально измеряемому сдвигу фаз  $n = k\varphi_x$ . Отсюда видно, что число импульсов  $n$  не зависит от опорной частоты  $f_0$ , а также исключается зависимость от частоты  $f_x$  исследуемых напряжений, так как цикл измерения строго задан интервалом  $t_u$ , причем если отдельные интервалы  $t_x$  не равны между собой, то число импульсов в счетчике пропорционально среднему значению  $t_x$  (или среднему значению  $\varphi_x$ ). Такое усредне-

ние позволяет повысить точность измерения сдвига фаз при искажениях исследуемых напряжений помехами. Однако достигается это усложнением прибора и уменьшением его быстродействия.

Методические погрешности подобных фазометров включают погрешность квантования, погрешности, обусловленные нелинейными искажениями и погрешности из-за отсутствия кратности между периодом исследуемых напряжений и измерительным интервалом  $t_x$ .

Для уменьшения погрешности квантования и расширения рабочего диапазона можно ввести в один из каналов формирования фазовращатель на  $180^\circ$ . Например, в фазометре [Л. 3-53] в качестве фазовращателя использован симметричный триггер. В этом случае вместо измерения интервала  $t_x$  будет измеряться интервал  $\frac{T_x}{2} + t_x$  или  $\frac{T_x}{2} - t_x$  в зависимости от знака  $\varphi_x$  (рис. 3-30). Вместе с тем фазовращатель повышает разрешающую способность фазометра при измерении малых углов,

а также может быть использован при специальных измерениях, когда необходимо следить за плавным колебанием сдвига фаз относительно нулевого значения в пределах  $\pm 2\pi$ .

Для устранения погрешности от неидентичности каналов формирования управляющих импульсов в последнее время находит широкое применение метод периодического сравнения [Л. 3-23]. Структурная схема прибора, использующего данный метод, приведена на рис. 3-31.

В отличие от обычной схемы в нее входит двухканальный электронный коммутатор  $K_m$ , управляемый импульсами с блока управления  $BU$ . Синхронно с переключениями коммутатора реверсируется блоком управления реверсивный счетчик  $PC_4$ . В течение первого полупериода коммутации ( $t_{ii}/2$ ) на входы каналов  $I$  и  $II$  подаются исследуемые напряжения и счетчик  $PC_4$  работает на сложение. В следующий полупериод коммутации на входы каналов  $I$  и  $II$  подается исследуемое напряжение  $u_2$ , при этом счетчик  $PC_4$  работает на вычитание. При наличии фазового сдвига  $\gamma$  между каналами  $I$  и  $II$  из результата измерения сдвига фаз  $\varphi_x$  в течение первого полу-

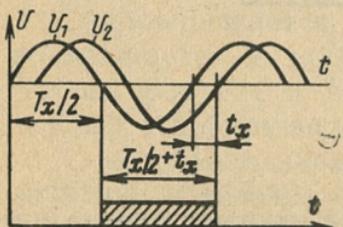


Рис. 3-30.

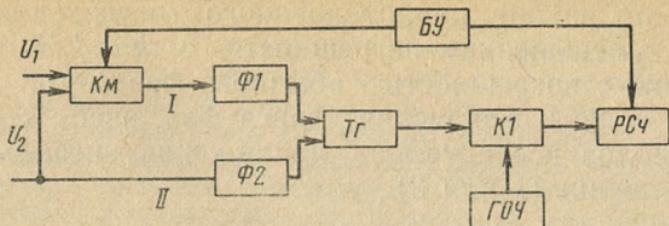


Рис. 3-31.

периода будет исключено число импульсов, пропорциональное сдвигу  $\gamma$ .

Как и в цифровых фазометрах для измерения мгновенного значения сдвига фаз, в данных фазометрах уменьшение погрешности, обусловленной нелинейными искажениями в исследуемых напряжениях, возможно путем использования четырех переходов этих напряжений в течение одного периода  $T_x$ .

Как было отмечено выше, при отсутствии кратности между периодом исследуемых напряжений и измерительным интервалом  $t_i$  возникает погрешность. В некоторых случаях желательно иметь погрешность измерения минимальной и постоянной независимо от частоты исследуемого сигнала. Такой фазометр может быть выполнен, если частоту  $f_0$  опорного генератора изменять по линейному закону с коэффициентом пропорциональности  $k$  в зависимости от частоты  $f_x$ . Коэффициент пропорциональности связан с параметрами фазометра и выбирается в зависимости от допустимой погрешности.

Структурная схема такого фазометра (рис. 3-32) отличается от блок-схемы обычного фазометра для измерения среднего значения сдвига фаз наличием преобразователя частоты ПЧ, связывающего частоту  $f_x$  с частотой  $f_0$  опорных импульсов [Л. 3-55].

Уменьшение этой же погрешности достигается изменением частоты опорного генератора по закону параболы, полуволны синусоиды или равнобедренного треугольника [Л. 3-54, 3-56]. Изменение опорной частоты  $f_0$ , на-

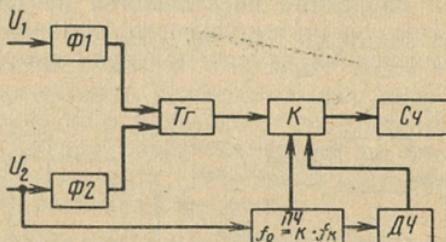


Рис. 3-32.

пример, по закону равнобедренного треугольника приводит к уменьшению погрешности в  $k\pi t_{ifx}/4$  раз по сравнению с погрешностью обычного фазометра для измерения среднего значения сдвига фаз, здесь  $k$  — число полупериодов исследуемого напряжения, используемых для измерения (1 или 2).

### 3-4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ

*Преобразователи мгновенного значения напряжения в интервал времени*

Основное достоинство преобразователей напряжения в код, основанных на методе время-импульсного кодирования, заключается в их относительной простоте по сравнению с преобразователями, использующими другие известные методы и имеющими такую же точность преобразования. Именно это обстоятельство и обусловило их широкое применение для построения цифровых вольтметров и аналого-цифровых преобразователей. Обычно точность измерения приборов времени-импульсного кодирования без применения специальной коррекции погрешностей не превышает 0,1%. Известны вольтметры времени-импульсного кодирования, построенные по принципу компенсации измеряемой величины. Структурная схема таких вольт-

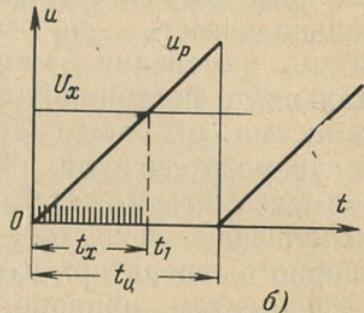
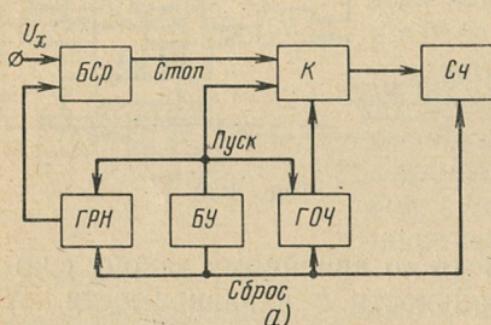


Рис. 3-33.

метров содержит звено обратной связи, охватывающее частично тракт прямого преобразования. В этом случае значительно снижаются требования к точности отдельных блоков преобразователя без ущерба для общей точности измерения. Однако такие вольтметры широкого распространения как в отечественном, так и в зарубежном приборостроении не получили.

Сущность работы времени-импульсных ЦИП непосредственного преобразования заключается в получении интервала времени  $t_x$  от некоторого заданного момента до момента равенства значений двух величин, одно из которых  $A$  зависит от значения исследуемого параметра  $x$ , а другое — изменяется по определенному закону. Закон изменения значения  $R$  развертывающей величины опреде-

ляется, во-первых, характером исследуемого параметра и, во-вторых, требуемой характеристикой время-импульсного преобразователя (ВИП). Наиболее часто в качестве величины, значение которой зависит от исследуемого параметра, используется напряжение (в частном случае напряжение само является исследуемым параметром), и мгновенное значение этого напряжения сопоставляется с мгновенным значением напряжения развертки. Подобное преобразование используется, в частности, для измерения  $RLC$ -параметров путем их преобразования в экспоненциальное напряжение, для измерения постоянных и переменных напряжений и т. д. Закон изменения развертывающей величины может быть получен следующим образом. Между измеряемым параметром  $x$  и интервалом времени  $t_x$  существует зависимость  $x=F(t_x)$ , определяемая требуемой характеристикой ВИП (линейная, логарифмическая и т. д.). Если учитывать это, значение промежуточной величины  $A(x, t)$ , зависящее в общем случае и от координаты времени, может быть представлено в виде  $A[F(t_x), t]$ . В момент окончания интервала  $t_x$  значения развертывающей величины  $R(t)$  и промежуточной величины равны:  $R(t_x) = A[F(t_x), t_x]$ . Выполнение этого равенства при любых значениях  $t_x$  является достаточным условием соблюдения требуемой зависимости между  $x$  и  $t_x$ :  $R(t) = A[F(t), t]$ . Полученное выражение представляет собой общий закон изменения значения развертывающей величины во времени, который будет использован в дальнейшем при определении формы развертки.

Работу преобразователя напряжения в интервал времени, использующего развертывающее напряжение, поясняет рис. 3-33, а, б.

В момент начала измерения блок управления БУ запускает генератор развертывающего напряжения ГРН и открывает ключ К. Генератор развертки начинает формировать развертывающее напряжение  $u_p$ , которое в блоке сравнения БСр непрерывно сравнивается с входным напряжением  $U_x$ . В момент равенства  $U_x$  и  $u_p$  блок сравнения выдает сигнал закрывания ключа К. Таким образом, ключ остается открыт в течение интервала времени  $t_x$ .

Рассмотрим, какую форму должно иметь напряжение развертки  $u_p$  для получения определенной зависимости  $t_x=f(U_x)$ . Если эта зависимость должна быть линейной ( $t_x=kU_x$ ), то  $U_x=\frac{1}{k}t_x$ . Так как значение промежуточной величины  $A$  при измерении постоянных напряжений не зависит от времени, то требуемая форма напряжения развертки определяется выражением  $u_p=\frac{1}{k}t$ . Аналогично, если требуется полу-

чить логарифмическую характеристику ВИП  $\left(t_x=k \ln \frac{U_x}{U_0}\right)$ , то  $U_x=U_0 e^{t_x/k}$ . В этом случае напряжение развертки  $u_p=U_0 e^{t/k}$ , т. е. изменяется по экспоненциальному закону.

Из рис. 3-33, б видно, что такие преобразователи оценивают входную величину в момент времени  $t_1$ , причем оценка происходит только 1 раз в течение цикла  $t_{\text{д}}$ . Недостатком их является низкая помехозащищенность и невозможность оценки входной величины в заранее выбранный момент времени. Измерение интервала времени  $t_x$

обычно производится путем подсчета количества импульсов опорной частоты  $f_0$ , поступивших за это время с генератора опорной частоты ГОЧ на счетчик импульсов СЧ.

В настоящее время известны электромеханические и электронные преобразователи напряжения в интервал времени с развертывающим напряжением.

Электромеханические преобразователи напряжения в интервал времени содержат электромеханический генератор развертывающего линейного напряжения, приводимый в действие электродвигателем. Закон изменения развертывающего напряжения можно записать как  $u_p = k_1 \alpha U_m$ , где  $k_1$  — постоянный коэффициент;  $\alpha$  — угол поворота вала электродвигателя;

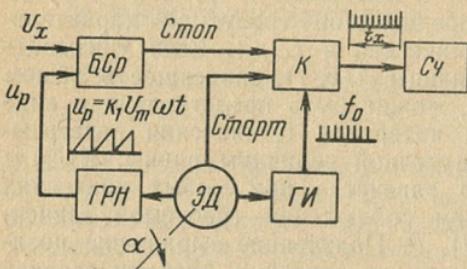


Рис. 3-34.

$U_m$  — максимальное значение развертывающего напряжения. Так как  $\alpha = \omega t$  ( $\omega$  — угловая скорость вращения вала электродвигателя), то в момент равенства развертывающего и преобразуемого напряжений можно записать:  $U_x = k_1 U_m \omega t_x$ , где  $t_x$  — интервал времени от начала возрастания развертывающего напряжения до момента равенства его преобразуемо-

му напряжению. Очевидно, этот интервал соответствует значению преобразуемого напряжения. Для измерения этого интервала могут использоваться как электромеханические, так и электронные генераторы импульсов [Л. 3-23]. Особый интерес представляют преобразователи с синхронным генератором импульсов, в которых электромеханический генератор импульсов ГИ (рис. 3-34) жестко связан с электродвигателем ЭД. При повороте вала электродвигателя на угол  $\alpha$  синхронный генератор генерирует  $n$  импульсов частотой  $f_0 = k_2 \omega$ , где  $k_2$  — постоянный коэффициент. Количество импульсов  $n$ , поступивших за время  $t_x$  на счетчик СЧ, равно:

$$n = t_x f_0 = \frac{k_2}{k_1 U_m} U_x$$

т. е. результат измерения не зависит от скорости вращения электродвигателя. Эта особенность электромеханических преобразователей с синхронным генератором позволяет полностью избежать погрешности от нелинейности развертывающего напряжения. Электронные преобразователи, обладающие таким свойством, появились лишь в последнее время [Л. 3-69].

Независимость результата от скорости вращения электродвигателя обеспечивается и в электромеханических преобразователях с непосредственным отсчетом [Л. 3-23], в которых электромеханический генератор развертывающего линейного напряжения жестко связан с механическим отсчетным устройством. Примером может служить стrobоскопический вольтметр Electro-Logic V-1 английской фирмы Scientific Furnishings Ltd [Л. 3-60].

Структурная схема электронного преобразователя с линейным развертывающим напряжением соответствует приведенной на

рис. 3-33. Основным отличием электронного преобразователя от электромеханического является наличие в нем электронного генератора развертки. Генераторы линейного напряжения, применяемые в преобразователях время-импульсного кодирования, обычно основаны на заряде или разряде емкости стабилизированным током с обратной связью по току. Часто применяются также интегрирующие схемы с обратной связью по напряжению, например фантастронные генераторы. Если первые обеспечивают необходимые параметры линейного напряжения при сравнительно простой схеме генератора, то фантастронные схемы имеют значительно большую амплитуду линейного напряжения при равном напряжении питания [Л. 3-61].

Одна из схем транзисторного генератора линейного напряжения, имеющего коэффициент нелинейности 0,1—0,2%, описана в [Л. 3-62].

На рис. 3-35 приведена простейшая схема преобразователя напряжения в интервал времени [Л. 3-63] на двух транзисторах. В

ней преобразование входного напряжения  $U_x$  в интервал времени  $t_x$  основано на заряде конденсатора током постоянной величины до достижения напряжением на конденсаторе значения  $U_x$ . Постоянство зарядного тока конденсатора обеспечивается за счет включения в эмиттерную цепь транзистора  $T_1$  источника питания  $E$  и со-противления  $R$ , значительно превышающего входное сопротивление транзистора. В момент включения входного напряжения  $U_x$  напряжение на коллекторном переходе транзистора равно входному напряжению.

Уменьшение коллекторного напряжения, обусловленное зарядом конденсатора  $C$ , вплоть до величины напряжения насыщения не вызывает значительного изменения коллекторного тока. Таким образом, заряд конденсатора  $C$  осуществляется постоянным током, и напряжение на нем растет линейно. Время заряда конденсатора  $C$  до величины входного напряжения  $U_x$  пропорционально этому напряжению.

Часть тока заряда конденсатора  $C$  проходит через переход эмиттер — база транзистора  $T_2$ , обеспечивая открытое состояние транзистора в течение всего времени заряда. По мере заряда конденсатора  $C$  напряжение между коллектором и базой транзистора  $T_1$  уменьшается. Когда оно становится меньше напряжения насыщения, ток коллектора резко падает и транзистор  $T_2$  закрывается. Длительность импульса на коллекторе транзистора  $T_2$  пропорциональна значению входного напряжения  $U_x$ .

Преобразователь имеет точность 0,1% в диапазоне входных напряжений 0—15 в; недостатком схемы является малое входное со-противление.

На рис. 3-36 приведена другая схема время-импульсного преобразователя напряжения в интервал времени [Л. 3-64]. Эта схема объединяет генератор линейного развертывающего напряжения, ключ, триггер и диодно-регенеративную схему сравнения. До прихода стартового импульса разрядный транзистор  $T_3$  открыт и время-

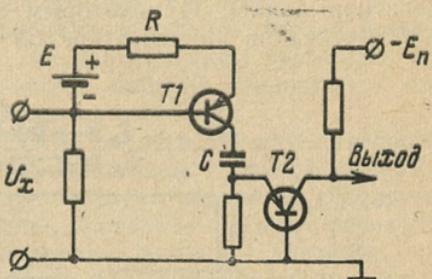


Рис. 3-35.

задающий конденсатор  $C_2$  заряжен до напряжения, равного сумме остаточного напряжения на коллекторе транзистора  $T_3$  и падения напряжения на открытом диоде  $D_3$ . Диод сравнения  $D_1$  закрыт преобразуемым напряжением  $U_x$ , вследствие чего транзистор  $T_4$  находится в состоянии статического равновесия, несмотря на наличие согласно включенных индуктивно связанных обмоток  $L_1$  и  $L_2$ .

Стартовый импульс изменяет состояние триггера и ключа  $T_3$ . Диоды  $D_2$  и  $D_3$  закрываются, и конденсатор  $C_2$  заряжается от источника напряжения  $E_0$  (обычно значение  $E_0$  составляет несколько десятков вольт). С некоторым приближением можно считать, что напряжение на конденсаторе  $C_2$  изменяется линейно и через интер-

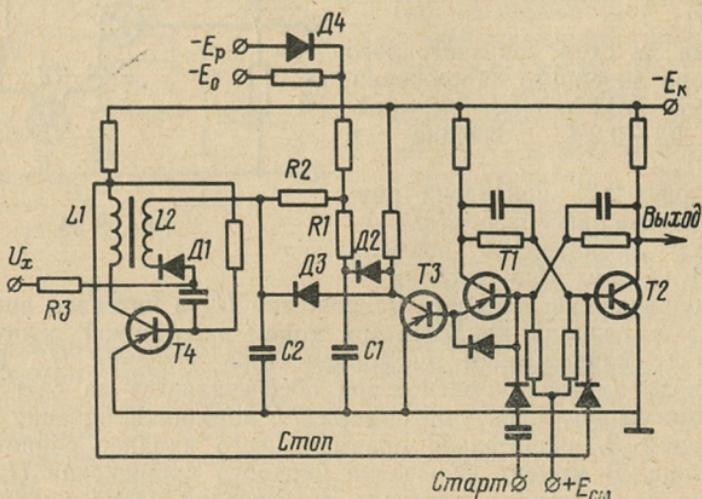


Рис. 3-36.

вал времени  $t_x$  достигает значения  $U_x + U_1$ , где  $U_1$  — величина начального смещения диода сравнения  $D_1$ . В этот момент в генераторе, собранном на транзисторе  $T_4$ , возникает блокинг-процесс. Импульс блокинг-генератора используется для возвращения триггера в исходное состояние. Транзистор  $T_3$  открывается, конденсатор  $C_2$  разряжается, и диод сравнения  $D_1$  оказывается закрытым. Таким образом, схема генерирует лишь один импульс, фиксирующий момент равенства напряжений. С коллекторов транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  можно снимать импульсы напряжения прямоугольной формы нужной полярности, длительность которых пропорциональна значению входного напряжения  $U_x$ .

Отличительной особенностью генератора развертки в данной схеме является работа транзисторов в режиме переключения. Высокий коэффициент использования напряжения  $E_0$  достигается применением компенсирующей цепи  $R_1, C_1$ , постоянная времени которой меньше, чем цепи  $R_2, C_2$ . Благодаря изменению тока в цепи  $R_1, C_1$  ток через времязадающий конденсатор  $C_2$  за время преобразования изменяется мало, что обеспечивает высокую линейность развертывающего напряжения. Фиксирующий диод  $D_4$  ограничивает напряжение на кон-

денсаторах  $C1$  и  $C2$  на уровне  $E_p$ , что предохраняет транзисторы от пробоя при слишком больших значениях  $U_x$ . Входное сопротивление преобразователя достаточно велико. Это объясняется тем, что до и после момента равенства напряжений источник входного напряжения  $U_x$  нагружен на обратное сопротивление диода  $D1$ , в качестве которого используется кремниевый диод Д206 с обратным сопротивлением в сотни мегом. Таким образом, источник входного напряжения нагружается схемой лишь в момент срабатывания схемы сравнения, длящийся всего несколько микросекунд. Выбором значения резистора  $R_3$  можно ограничить эту нагрузку.

Описанные схемы преобразования напряжения в интервал времени имеют существенный недостаток, не позволяющий применять их для преобразования малых напряжений с высокой точностью, — нелинейность начального участка напряжения развертки.

С целью исключения этого участка из рабочей области линейного напряжения применяют схемы преобразователей с двумя блоками сравнения, один из которых фиксирует момент равенства развертывающего и преобразуемого напряжений, а второй — момент перехода развертывающего напряжения через заранее заданное значение, называемое условным нулем. Условный нуль задается опорным напряжением, которое в частном случае может равняться нулю.

Кроме отмеченного преимущества, схемы с двумя блоками сравнения обладают еще рядом достоинств. Например, они обладают большей временной и температурной стабильностью, так как оба блока сравнения обычно строятся по идентичным схемам, и уход их пороговых значений от температуры и времени происходит в одну сторону.

Структурная схема преобразователя с двумя блоками сравнения и временная диаграмма приведены на рис. 3-37, а, б [Л. 3-61, 3-65]. Блок сравнения  $BCp1$  выдает импульс, открывающий ключ  $K$  в момент времени  $t_1$ , когда напряжение развертки  $u_p$  становится равным опорному напряжению  $U_0$ . В момент времени  $t_2$ , когда напряжение развертки достигает значения преобразуемого напряжения  $U_x$ , срабатывает блок сравнения  $BCp2$ , закрывающий ключ  $K$ . Интервал времени  $t_x = t_2 - t_1$  пропорционален значению напряжения  $U_x$ .

На рис. 3-38 приведена структурная схема преобразователя с одним блоком сравнения [Л. 3-66], работающего по аналогичному принципу. В нем за один цикл преобразования появляются два импульса с выхода блока сравнения: первый — при достижении развертывающим напряжением значения опорного напряжения  $U_0$ ; второй — при достижении развертывающим напряжением значений  $U_x + U_0$ . Сумма этих напряжений подается на блок сравнения после появления с его выхода первого импульса через быстродействующий переключатель  $P$ .

Для устранения влияния на результат измерений дрейфа напряжения и других изменяющихся параметров схемы используются также два аналогичных компараторных блока [Л. 3-67], включающих в себя по одному блоку сравнения  $BCp$ , генератору линейного развертывающего напряжения  $ГРН$  и триггерному формирователю  $Tg$ .

Структурная схема преобразователя с двумя компараторными блоками и временная диаграмма приведены на рис. 3-39, а, б, принципиальная схема компараторного блока на рис. 3-40.

В устойчивом состоянии транзистор  $T1$  открыт, а  $T2$  закрыт. При подаче запускающего импульса схема переходит в квазиустой-

чивое состояние. Постоянный ток, стабилизируемый транзисторами  $T3$  и  $T4$ , заряжает конденсатор  $C1$ , обеспечивая изменение напряжения на нем по линейному закону. Зарядный ток, проходя через сопротивление  $R1$ , создает на

для поддержания транзистора  $T2$  в открытом состоянии. По мере возрастания напряжения на конденсаторе  $C1$  оно начинает превышать входное напряжение  $U_x$ , диод  $D1$  открывается, и часть зарядного тока ответвляется в конденсатор  $C2$ . Благодаря этому напряжение на сопротивлении  $R1$  уменьшается, транзистор  $T2$  запирается и схема вновь возвращается в устойчивое состояние. Время, в течение которого схема находится в квазиустойчивом состоянии, пропорционально разности положительного напряжения на эмиттерах транзисторов  $T1$ ,  $T2$  и напряжения на конденсаторе  $C2$ , равного входному напряжению.

Большое входное сопротивление схемы обусловлено тем, что в нормальном режиме диод  $D1$  закрыт.

Высокая точность работы описанных преобразователей мгновенного значения напряжения может быть обеспечена только при наличии стабильного напряжения развертки с малым коэффициентом нелинейности. Так как получение такого напряжения связано с определенным усложнением схемы генератора развертки, на практике иногда используют так называемые квазилинейные преобразователи, в которых используются простейшие генераторы нелинейного, обычно экспоненциального, напряжения. При этом результат преобразования линейно зависит от значения входного сигнала, если частота импульсов, заполняющих временной интервал  $t_x$ , пропорциональна производной от развертывающего сигнала. Последнюю зависимость мож-

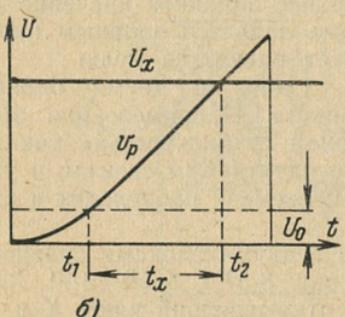
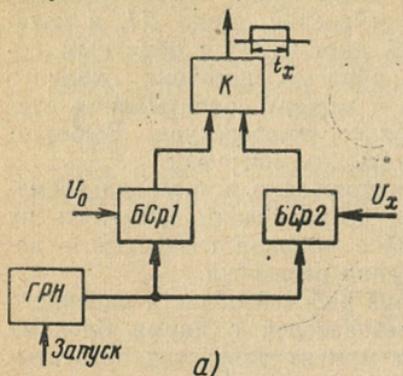


Рис. 3-37.

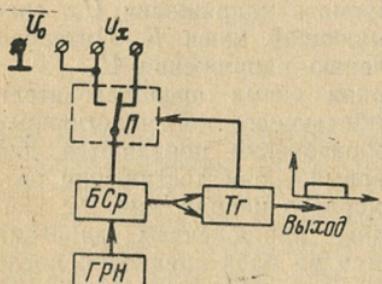
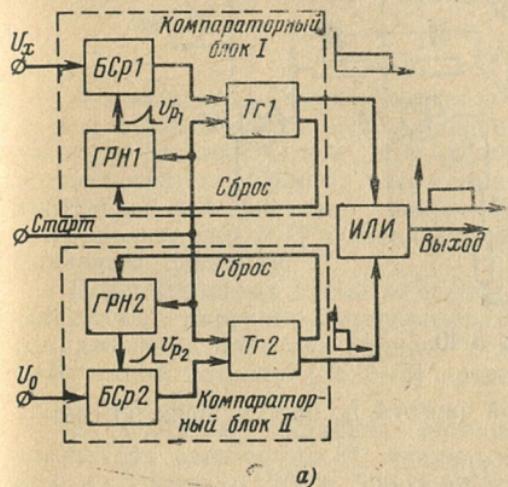


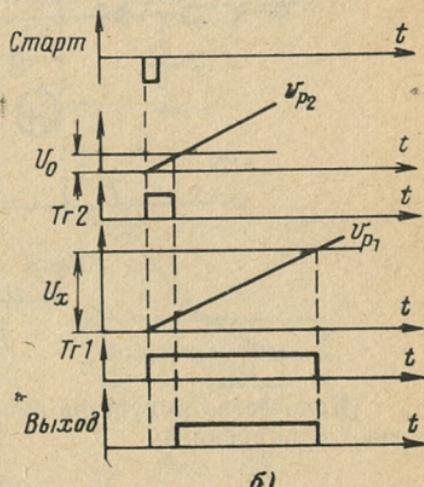
Рис. 3-38.

но осуществить двумя способами. Во-первых, можно проанализировать развертывающий сигнал и использовать полученный сигнал для управления частотой генератора импульсов. Во-вторых, можно проинтегрировать некоторый сигнал, управляющий частотой генератора импульсов, и использовать полученный сигнал в качестве развертывающего. Последний способ использован в аналого-цифровом преобразователе [Л. 3-68], не содержащем прецизионных элементов и преобразующем напряжения порядка единиц вольт с точностью около 0,1%.

Экспоненциальное напряжение развертки особенно удобно для построения преобразователей напряжения в интервал времени с логарифмической шкалой. Схемы таких преобразователей на транзисторах описаны в [Л. 3-69, 3-71]. Структурная схема преобразователя имеет вид, изображенный на рис. 3-33, однако генератор разверты-вающего напряжения генерирует не линейное, а экспоненциальное



а)



б)

Рис. 3-39.

напряжение, изменяющееся по закону  $u_p = U_{mp}e^{-t/\tau}$ , где  $U_{mp}$  — амплитуда экспоненциального напряжения;  $\tau$  — постоянная времени экспоненты. Блок сравнения фиксирует момент  $t_1$  равенства напряжений  $U_x$  и  $U_{mp}$ , при этом

$$t_1 = \tau \ln \frac{U_x}{U_{mp}} = k_1 \ln U_\infty + k_2,$$

где  $k_1$  и  $k_2$  — постоянные коэффициенты.

Структурная схема логарифмического преобразователя и времененная диаграмма приведены на рис. 3-41 [Л. 3-72]. После замыкания ключа конденсатор  $C$  в цепи заряда заряжается до величины опорного напряжения  $U_0$ , а затем разряжается через образцовый резистор  $R$ . Экспоненциально убывающее напряжение сравнивается с напряжением  $U_x$  в дифференциальном усилителе  $DU$ . На выходе усилителя  $Y$  в течение времени  $\Delta t$  от момента равенства напряжений до конца интервала кодирования  $T$  действует импульс, открывающий ключ  $K$ . Интервал кодирования  $T$  выбирают таким, чтобы остаточное напряжение  $u_T = U_0 e^{-T/RC}$  было настолько мало, чтобы им можно было пренебречь, так как это напряжение определяет абсолютную погрешность измерения.

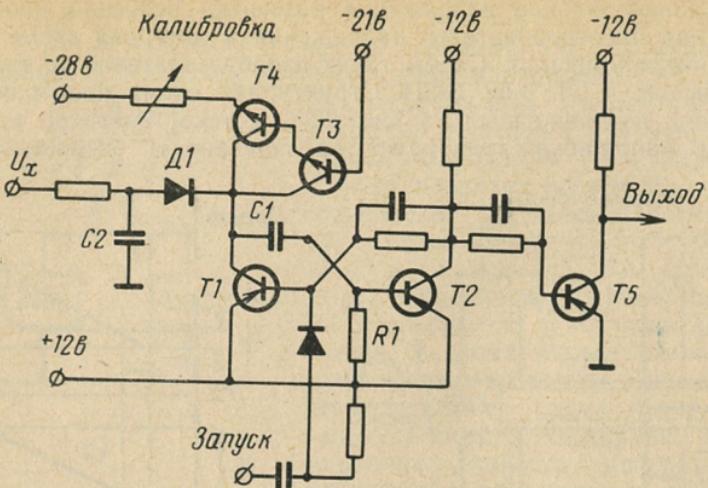


Рис. 3-40.

Количество импульсов опорной частоты  $f_0$ , поступивших на счетчик  $C_4$  за время  $\Delta t$ ,

$$N = RCf_0 \ln \frac{U_x}{U_0} e^{T/RC},$$

т. е. пропорционально логарифму отношения напряжений  $U_x/U_0$ .

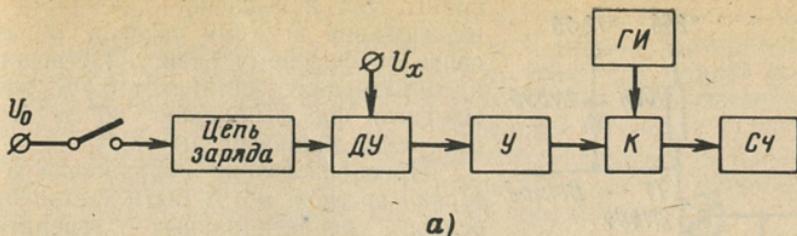
Преобразователи напряжения в интервал времени с промежуточной памятью основаны на мгновенном заряде емкости до амплитудного значения преобразуемого напряжения  $U_x$  и последующем линейном разряде этой емкости. При этом время разряда емкости оказывается прямо пропорциональным напряжению  $U_x$ . Такой способ преобразования применяется в амплитудных и импульсных цифровых вольтметрах, а также в некоторых цифровых вольтметрах постоянного тока.

Достоинством таких преобразователей является определенность во времени момента преобразования, так как емкость играет роль оперативной памяти. В связи с этим оценка результата преобразования относится к моменту его начала.

Такие преобразователи содержат три основных узла: цепь заряда запоминающего конденсатора, цепь линейного разряда конденсатора и цепь формирования прямоугольного импульса, длительность которого равна времени разряда конденсатора [Л. 3-73].

В простейшем виде цепь заряда представляет собой катодный или эмиттерный повторитель, к выходу которого через диод подключен конденсатор оперативной памяти. Скорость заряда запоминающего конденсатора в таких схемах невелика, так как уменьшать емкость ниже 500 нФ не рекомендуется из-за заметного влияния паразитных емкостей. Для повышения скорости заряда применяются более сложные схемы с обратными связями по току и напряжению [Л. 3-74, 3-75].

Цепь линейного разряда должна обеспечивать постоянство тока разряда. Для этого чаще всего применяют каскады, охваченные глубокой отрицательной обратной связью, или катодные каскады, потенциал сетки которых жестко фиксирован.



*a)*

Формирование прямоугольного импульса с длительностью, равной времени разряда запоминающего конденсатора, осуществляется обычно триггерами с эмиттерной или катодной связью. Иногда используются УПТ с большим коэффициентом усиления.

Принципиальная схема и временная диаграмма типичного преобразователя напряжения в интервал времени с промежуточной памятью [Л. 3-76] приведена на рис. 3-42, а, б.

В исходном состоянии потенциал коллектора транзистора  $T1$  поддерживается на уровне — 12,5 в. Запоминающий конденсатор  $C$  заряжается через эмиттерный повторитель ( $T1$ ) до напряжения  $U_x$ ,

равного амплитуде входного импульса. В момент окончания входного импульса транзистор  $T1$  запирается, и напряжение на его коллекторе увеличивается до — 25 в. После этого начинается линейный разряд конденсатора  $C$  через транзистор  $T2$  постоянным током малой величины. Когда напряжение на конденсаторе достигает начального уровня, транзистор  $T1$  отпирается, и потенциал его коллектора вновь становится равным — 12,5 в. При этом на выходе схемы образуется прямоугольный импульс, длительность которого пропорциональна амплитуде входного импульса. Достоинством такого преобразователя является отсутствие влияния температуры на точность преобразования, так как любое изменение напряжения на эмиттере транзистора  $T1$  вызывает одинаковый сдвиг начального и конечного значений напряжения разряда. Токи утечки эмиттера германиевого транзистора  $T1$  и коллектора кремниевого транзистора  $T2$  малы по сравнению с разрядным током, поэтому изменения этих токов под действием температуры практически не влияют на работу преобразователя. В диапазоне 10 в нелинейность преобразователя 0,6%.

В [Л. 3-77] описан цифровой вольтметр с преобразованием измеряемого напряжения в пропорциональный сдвиг фаз между двумя переменными синусоидальными напряжениями. В качестве фазосдвигающего устройства используется мост, в трех плечах которого включены активные сопротивления, а в четвертом — последовательно соединенные фазовращающий трансформатор и конденсатор. Индуктивность трансформатора изменяется при подмагничивании током от источника измеряемого напряжения. При резонансе в цепи трансформатор — конденсатор сопротивление всего плеча чисто активно, и фазовый сдвиг напряжения на диагонали относительно напряжения питания моста равен нулю. При включении измеряемого напряжения между этими напряжениями возникает фазовый

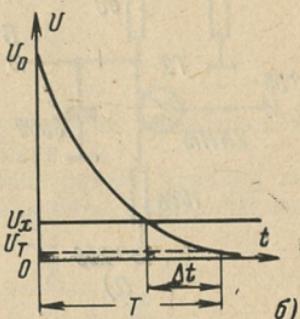


Рис. 3-41.

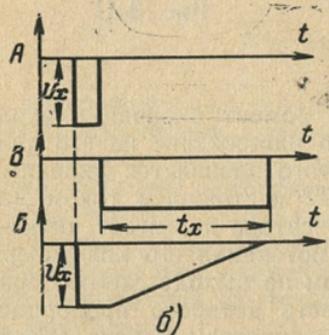
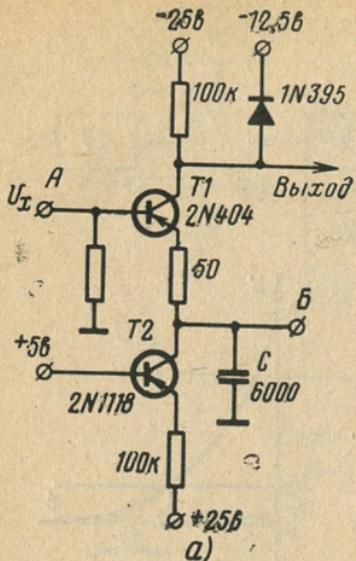


Рис. 3-42.

образователя напряжения в интервал времени приведена на рис. 3-43, а [Л. 3-23]. Из рис. 3-43, б видно, что весь цикл измерения разбивается на два такта. В первом такте ко входу интегрирующего усилителя *Инт* с коэффициентом усиления  $k_y$  на время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ , задаваемое блоком управления *БУ*, через ключ *K1* подключается преобразуемое напряжение  $U_x$ .

Если принять, что коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя являются бесконечно большими, то можно показать, что напряжение на выходе интегратора к концу интервала  $t_{\text{инт}}$  равно:

$$U_m = \frac{1}{R_x C} \int_0^{t_{\text{инт}}} U_x dt,$$

т. е. прямо пропорционально интегральному значению преобразуемого напряжения  $U_x$  за время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ .

сдвиг. Для повышения линейности преобразования в схему введена обратная связь по фазовому сдвигу. Погрешность преобразования составляет 0,1%, максимальный фазовый сдвиг 40° в температурном диапазоне 10—40 °C.

Преобразователи напряжения в интервал времени могут быть построены на основе релаксационных генераторов [Л. 3-78, 3-79], а также операционных усилителей [Л. 3-80]. В последнем случае происходит разряд емкости, включенной в цепь обратной связи операционного усилителя, от значения входного напряжения  $U_x$  до некоторого опорного значения  $U_0$ . Длительность импульса, формируемого на выходе операционного усилителя, пропорциональна значению входного напряжения.

### Интегрирующие преобразователи напряжения в интервал времени

Интегрирующие преобразователи осуществляют преобразование среднего за некоторый период значения напряжения в интервал времени. Эта особенность интегрирующих преобразователей обуславливает их важное достоинство — высокую помехоустойчивость при наличии импульсных, а при определенных условиях и периодических помех, вследствие чего они получили широкое распространение как в нашей стране, так и за рубежом. В СССР двухтактные интегрирующие преобразователи были предложены в 1960 г. [Л. 3-81]. Основная структурная схема двухтактного интегрирующего пре-

образователя напряжения в интервал времени приведена на рис. 3-43, а [Л. 3-23]. Из рис. 3-43, б видно, что весь цикл измерения разбивается на два такта. В первом такте ко входу интегрирующего усилителя *Инт* с коэффициентом усиления  $k_y$  на время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ , задаваемое блоком управления *БУ*, через ключ *K1* подключается преобразуемое напряжение  $U_x$ .

Если принять, что коэффициент усиления и входное сопротивление усилителя являются бесконечно большими, то можно показать, что напряжение на выходе интегратора к концу интервала  $t_{\text{инт}}$  равно:

$$U_m = \frac{1}{R_x C} \int_0^{t_{\text{инт}}} U_x dt,$$

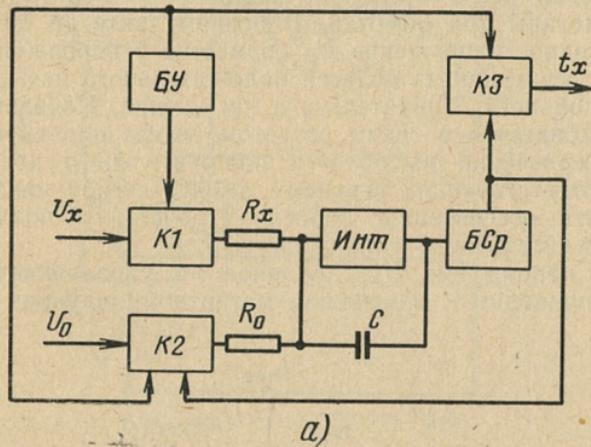
т. е. прямо пропорционально интегральному значению преобразуемого напряжения  $U_x$  за время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ .

Во втором такте работы схемы ко входу интегрирующего усилителя через ключ  $K_2$  подключается напряжение  $U_0$ , имеющее полярность, противоположную  $U_x$ . Конденсатор  $C$  начинает разряжаться, и напряжение на выходе интегрирующего усилителя падает до тех пор, пока не станет равным нулю. В этот момент срабатывает блок сравнения  $БСр$  и напряжение  $U_0$  отключается от входа усилителя. Ключ  $K_3$  открывается в момент подключения напряжения  $U_0$  к усилителю и закрывается в момент отключения этого напряжения. Время  $t_x$  открытого состояния ключа  $K_3$  определится как

$$t_x = \frac{U_m}{U_0} R_0 C = \frac{U_x t_{\text{инт}} R_0}{U_0 R_x} = k_1 U_x,$$

т. е. длительность второго такта работы преобразователя пропорциональна значению преобразуемого напряжения  $U_x$ .

Таким образом, в интегрирующем преобразователе входная величина преобразуется в пропорциональное значение электрического



*a)*

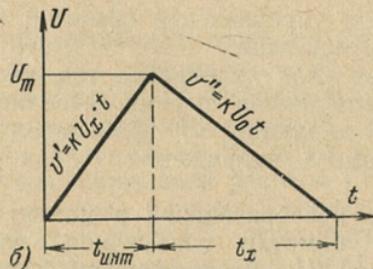


Рис. 3-43.

заряда, затем включается генератор изменяющегося во времени заряда и определяется время от его включения до момента равенства зарядов. Здесь четко видна аналогия работы двухтактного интегрирующего преобразователя и преобразователя мгновенного значения с развертывающим напряжением, что позволяет применить

единий подход к анализу работы ВИП обоих типов, хотя эти два направления длительное время развивались фактически независимо. Так как формирование интервала  $t_{\text{инт}}$  и измерение интервала  $t_x$  обычно производятся одним и тем же генератором опорной частоты, то нестабильность этого генератора не влияет на погрешность преобразования. Кроме того, в таких преобразователях обеспечивается частичная компенсация погрешности прибора, определяемой нелинейностью интегратора в процессе преобразования аналогового сигнала [Л. 3-82]. Так как на вход блока сравнения подается усиленное напряжение с интегрирующим усилителем, могут быть также значительно снижены требования к чувствительности блока сравнения, а его входное сопротивление может быть небольшим. Недостатками двухтактных интегрирующих преобразователей являются ограниченное быстродействие, наличие погрешности от дрейфа нуля интегратора и некоторая сложность схемы. Точность двухтактных интегрирующих преобразователей достигает 0,005 %.

В последнее время создано много двухтактных интегрирующих преобразователей напряжения в интервал времени на основе магнитных сердечников [Л. 3-83] с прямоугольной петлей гистерезиса, на которых намотаны три обмотки. В первом такте за интервал времени  $t_{\text{инт}}$  входное напряжение  $U_x$  совместно с напряжением смещения выводит сердечник из области положительного насыщения в направлении к области отрицательного насыщения. Начальное подмагничивание выбирается с таким расчетом, чтобы оно сместило рабочую точку сердечника из области положительного насыщения до значений, соответствующих верхнему левому изгибу цикла перемагничивания, что обеспечивает работу устройства в области максимальной чувствительности и линейности.

Входное напряжение  $U_x$ , поданное на управляющую обмотку сердечника, приводит к изменению магнитной индукции на величину  $\Delta B'$ :

$$\Delta B' = \frac{1}{w_1 s} \int_0^{t_{\text{инт}}} U_x dt,$$

где  $w_1$  — число витков управляющей обмотки;  $s$  — поперечное сечение сердечника магнитной цепи.

Намагничающая сила направлена так, что рабочая точка перемещается по кривой цикла перемагничивания вниз от изгиба. Изменение магнитной индукции  $\Delta B'$  пропорционально интегральному значению преобразуемого напряжения  $U_x$  за время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ .

На втором этапе преобразования в момент окончания времени интегрирования на обмотку считывания сердечника подается импульс с амплитудой  $U_0$ , возвращающий сердечник в состояние положительного насыщения. Изменение магнитной индукции при этом

$$\Delta B'' = \frac{1}{w_2 s} \int_0^{t_x} U_0 dt = \frac{U_0}{w_2 s} t_x,$$

где  $w_2$  — число витков обмотки считывания.

Как только сердечник вернется в состояние насыщения, сопротивление обмотки считывания резко уменьшится, что обуславливает прекращение считывающего импульса. Длительность импульса считывания прямо пропорциональна величине входного сигнала. Действительно, учитывая, что  $\Delta B' = \Delta B''$ , получаем:

$$t_x = \frac{w_2}{w_1 U_0} \int_0^{t_{\text{инт}}} U_x dt = \frac{w_2 \bar{U}_x}{w_1 U_0} t_{\text{инт}},$$

где  $\bar{U}_x$  — среднее значение величины  $U_x$  за время интегрирования  $t_{\text{инт}}$ .

Основная структурная схема преобразователя с магнитным сердечником [Л. 3-84] представлена на рис. 3-44.

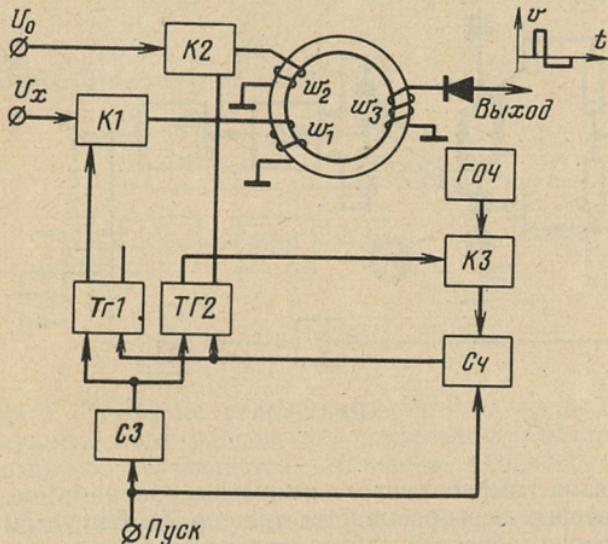


Рис. 3-44.

Импульс пуска устанавливает счетчик  $C4$  в такое состояние, чтобы через время  $t_{\text{инт}}$  он сбросился на нуль. Одновременно этот импульс через схему задержки  $C3$  устанавливает триггеры  $Tg1$  и  $Tg2$  в состояние, при котором открыты ключи  $K1$  и  $K3$ . К обмотке  $w_1$  подключается входное напряжение  $U_x$ , а на счетчик  $C4$  поступают импульсы от генератора образцовой частоты  $\Gamma\text{ОЧ}$ . Через время  $t_{\text{инт}}$  счетчик установится на нуль и выдаст импульс, перебрасывающий триггеры  $Tg1$  и  $Tg2$ . Ключи  $K1$  и  $K3$  закрываются, а  $K2$  открывается, подключая к обмотке  $w_2$  опорное напряжение  $U_0$ . Сердечник возвращается в исходное состояние, а в обмотке  $w_3$  возникает отрицательный импульс, длительность  $t_x$  которого пропорциональна среднему значению входного напряжения  $U_x$  за время  $t_{\text{инт}}$ .

Такой способ преобразования напряжения используется, например, в измерительном приборе «Digitron» фирмы Allgemeine Elektricitäts (ФРГ) [Л. 3-85]. Диапазон измерений прибора  $\pm 1,2$  в, погрешность измерения  $0,05\%$ , входное сопротивление 10 Мом, время интегрирования 100 мсек, время преобразования до 200 мсек.

Компенсационные преобразователи напряжения в интервал времени при достаточно простой схеме обладают повышенной точностью и стабильностью работы по сравнению с преобразователями непосредственного преобразования, что достигается охватом преобразователя обратной связью. Наиболее удобно осуществлять обратную связь в преобразователях с релаксационными генераторами.

Примером компенсационного преобразователя напряжения в интервал времени может служить преобразователь, использованный в фотокомпенсационном цифровом милливольтметре постоянного тока [Л. 3-86, 3-87]. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 3-45. Преобразователь содержит мультивибратор  $MB$  на транзисторах, в базовые цепи которых включены фоторезисторы.

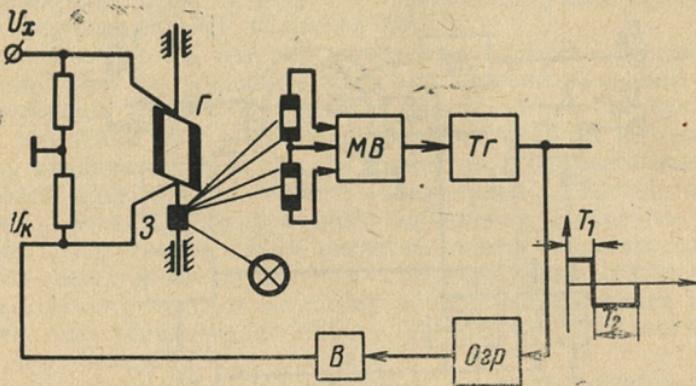


Рис. 3-45.

Мультивибратор вырабатывает импульсы, задними и передними фронтами которых перебрасывается триггер  $Tg$ . Импульсы с триггера поступают в цепь обратной связи, состоящую из амплитудного ограничителя-стабилизатора  $Ogr$  и выпрямителя  $B$ . Сигнал с выхода цепи обратной связи поступает на уравновешивание преобразуемого сигнала  $U_x$ .

При нулевом входном сигнале луч, отраженный от зеркала  $\Gamma$ , так освещает резисторы, что мультивибратор генерирует импульсы с одинаковыми длительностями положительного и отрицательного полупериодов  $T_1$  и  $T_2$ . На выходе ограничителя напряжение также симметрично. Среднее значение напряжения за период равно нулю, поэтому компенсирующее напряжение на выходе выпрямителя равно нулю, и подвижная система гальванометра остается в покое. При наличии входного напряжения рамка гальванометра отклонится, и освещенность фоторезисторов изменится. В результате этого изменится длительность положительного и отрицательного полупериодов напряжения мультивибратора, и на выходе выпрямителя появится компенсирующее напряжение. Воздействие компенсирующего напряжения на подвижную систему гальванометра обратно воздействию входного напряжения, и рамка гальванометра повернется в сторону исходного положения. Разность в освещенности фоторезисторов уменьшится, что приведет к уменьшению компенсирующего напряжения. В некотором положении рамки гальвано-

метра наступит состояние динамического равновесия, при этом длительность импульсов на выходе триггера будет однозначно соответствовать значению входного напряжения  $U_x$ .

На рис. 3-46 приведена структурная схема компенсационного преобразователя [Л. 3-70, 3-88], использующего грубый преобразователь напряжения в интервал времени ПНВ в прямом тракте и точный широтно-импульсный демодулятор в тракте обратной связи. В качестве точного широтно-импульсного демодулятора применен импульсный делитель напряжения ИДН, питаемый постоянным напряжением  $U_0$ . Импульсный делитель напряжения представляет собой сочетание ключевого элемента и сглаживающего фильтра. Ключевой элемент  $K$  переключается с периодом  $T$ , находясь в верхнем положении в течение времени  $\tau$  и в нижнем положении в тече-

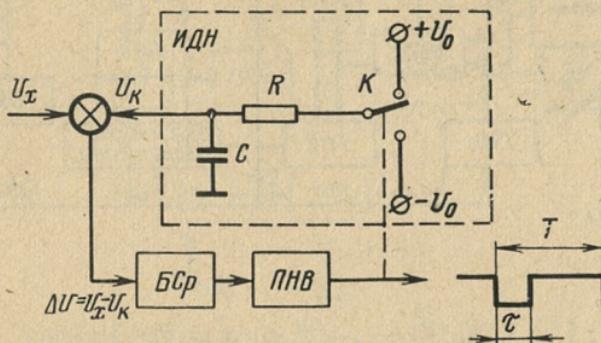


Рис. 3-46.

ние времени  $T-\tau$ . Схема работает аналогично предыдущей. В состоянии динамического равновесия длительность интервала времени  $\tau$  однозначно определяется значением входного сигнала  $U_x$ . Ошибка выработки временного интервала  $\tau$  обусловлена главным образом погрешностью импульсного делителя напряжения и конечным значением коэффициента усиления прямого тракта. Преобразователь может работать с напряжениями разной полярности. Испытание макета [Л. 3-70] показало, что погрешность преобразователя менее 0,1% в температурном диапазоне 20—60 °C. Частота повторения импульсов  $\tau$  составляет 2,5 кгц.

В тракте обратной связи могут использоваться и другие типы преобразователей интервала времени в напряжение. Недостаток компенсационных преобразователей по сравнению с преобразователями непосредственного преобразования — низкое быстродействие.

### 3-5. ВОЛЬТМЕТРЫ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНОГО КОДИРОВАНИЯ

#### Вольтметры мгновенного значения

Как в СССР, так и за рубежом промышленностью выпускается целый ряд цифровых вольтметров, использующих метод время-импульсного преобразования с линейным развертывающим напряжением. Типичным приме-

ром является отечественный цифровой вольтметр В7-8 [Л. 3-61, 3-89, 3-90]. Структурная схема и временные диаграммы его работы приведены на рис. 3-47, а, б.

Вольтметр предназначен для измерения постоянных напряжений обеих полярностей и переменного напряжения с высокой точностью. При измерении переменного

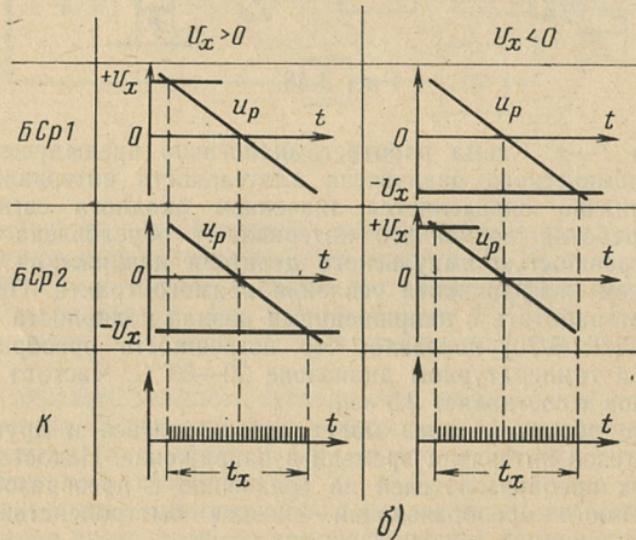
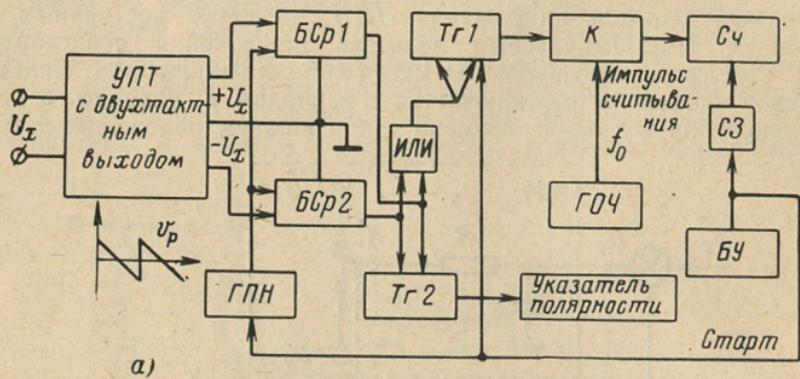
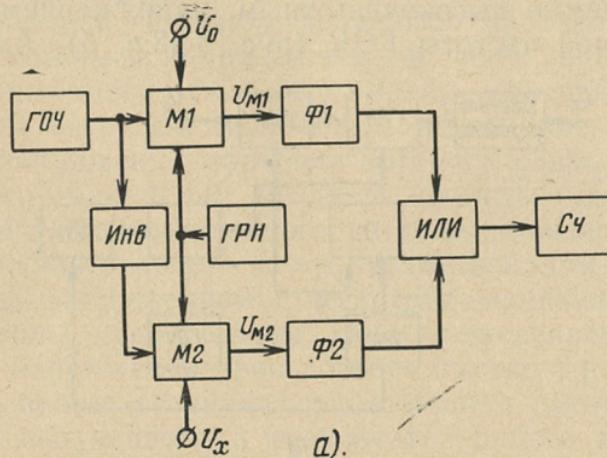


Рис. 3-47.

напряжения оно предварительно выпрямляется. Входное напряжение  $U_x$  усиливается усилителем постоянного тока с двухтактным выходом, при этом развертывающее напряжение сравнивается с напряжениями  $+U_x$  и  $-U_x$ , что позволяет значительно снизить погрешность от нелинейности развертывающего напряжения. Выбор и индикация полярности производятся автоматически. По-

лярность постоянного напряжения определяется очередностью срабатывания блоков сравнения.

В усилителе постоянного тока имеется возможность ручной установки нуля, которой компенсируется уход нуля, вызванный дрейфом. Нелинейность амплитудной характеристики и нестабильность коэффициента усиления



a).

ния при уровне входного сигнала до  $\pm 10$  в не пре-  
восходят 0,02 %. Дрейф  
нуля при длительной эксплуатации не превышает  
2—3 мв/ч. Блок сравне-  
ния напряжений вольт-  
метра В7-8 собран по сим-  
метричной схеме и содер-  
жит два узла сравнения со схемой совпадения на выходе, служащей для формирования прямоугольного импульса с длительностью, пропорциональной измеряемому напряжению. Генератор импульсов образцовой ча-  
стоты представляет собой транзисторный генератор ударного возбуждения. Он запускается по сигналу с блока сравнения, что уменьшает погрешность квантования при измерении интервала времени до  $\pm 0,5$  единицы младшего разряда. В вольтметре применен генератор пилообразного развертывающего напряжения фанта-

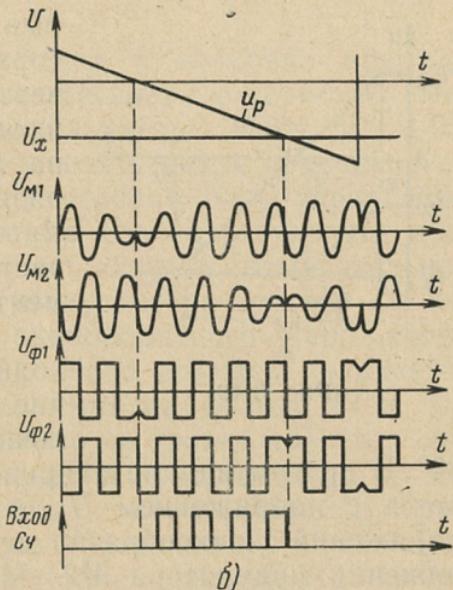
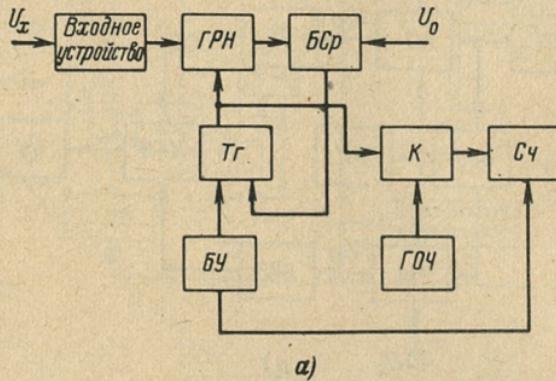


Рис. 3-48.

стронного типа. Нелинейность развертывающего напряжения составляет 0,02 %. Технические характеристики прибора указаны в приложении.

В [Л. 3-91] описывается схема цифрового вольтметра времени-импульсного кодирования с двумя блоками сравнения, в качестве которых применяются модуляторы, коммутируемые высокочастотным напряжением генератора опорной частоты ГОЧ (рис. 3-48, а, б). Амплитуда



а)

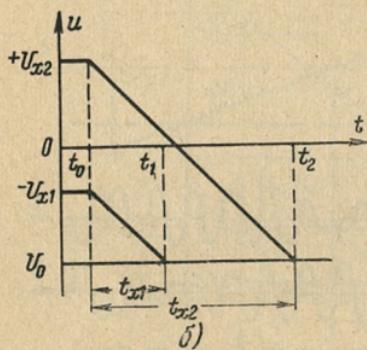


Рис. 3-49.

импульсов на выходе модулятора  $M1$  равна разности развертывающего напряжения  $u_p$  и опорного напряжения  $U_0$ , а на выходе модулятора  $M2$  — разности напряжений  $u_p$  и  $U_x$ . Частота этих импульсов равна частоте генератора ГОЧ. В момент времени, когда напряжение  $u_p$  сравняется с  $U_0$ , происходит скачкообразное изменение фазы выходного напряжения модулятора  $M1$  на  $180^\circ$ .

В другом канале напряжение развертки  $u_p$  сравнивается с напряжением  $U_x$ , а в момент равенства этих напряжений скачкообразно меняется фаза выходного напряжения модулятора  $M2$ . Импульсы с выходов модуляторов усиливаются и ограничиваются формирователями  $\Phi$  так, что их амплитуда остается постоянной, и они несут информацию только в виде скачкообразного изменения фазы при  $u_p = U_0$  и  $u_p = U_x$ . Если напряжение высокой частоты с генератора ГОЧ подается на модуляторы в противофазе, то импульсы на входе схемы будут совпадать по фазе лишь при выполнении условия  $U_0 <$

$< u_p < U_x$ . С выхода схемы совпадения импульсы поступают на счетчик  $C_4$ . Быстродействие такого вольтметра составляет 15 преобразований в секунду.

В [Л. 3-92] описан время-импульсный вольтметр, в котором для повышения быстродействия используются два линейных развертывающих напряжения с различными углами наклона. Вначале развертка производится быстро меняющимся напряжением, и грубо определяется уровень входного сигнала. Затем последовательно с входным сигналом включается постоянное компенсирующее напряжение, значение которого равно результату грубого измерения входного сигнала. Дальнейшее уточнение значения входного сигнала производится путем сравнения разности между этим сигналом и компенсирующим напряжением с медленно меняющимся развертывающим напряжением. Так как введение компенсирующего напряжения производится только 1 раз за цикл преобразования, то время срабатывания преобразователя кода, полученного в результате грубого измерения, в напряжение почти не снижает быстродействия вольтметра.

Преобразователь напряжения в интервал времени с промежуточной памятью использован в серийном отечественном цифровом милливольтметре Ф704 [Л. 3-93, 3-94]. Структурная схема милливольтметра приведена на рис. 3-49, а. Перед началом измерения блок управления  $БУ$  выдает в счетчик  $C_4$  сигнал сброса результата предыдущего измерения. Импульс запуска измерительной схемы с блока управления поступает на триггер  $T_2$ , который запускает генератор пилообразного напряжения  $ГРН$  и открывает ключ  $K$ . С этого момента начинается линейное уменьшение напряжения на выходе  $ГРН$ , которое ранее было зафиксировано на уровне входного сигнала  $U_x$ . Уменьшение напряжения продолжается до момента равенства его опорному напряжению  $U_0$  (рис. 3-49, б), подаваемому на блок сравнения  $БСр$ . Значение опорного напряжения соответствует максимальному отрицательному значению измеряемого сигнала. В течение интервала времени  $t_x = t_1 - t_0$  ( $t_0$  — момент запуска  $ГРН$ ;  $t_1$  — момент равенства развертывающего и опорного напряжений) через ключ  $K$  на счетчик проходят импульсы генератора опорной частоты  $ГОЧ$ . Получение отсчета, пропорционального входному напряжению  $U_x$ , производится следующим образом. В исходном состоянии в счет-

чик занесено число  $N_0$ , соответствующее значению опорного напряжения  $U_0$ . Имеющийся в схеме счетчика триггер знака включает счетчик на вычитание. При уменьшении числа, записанного в счетчике, до нуля триггер знака срабатывает и переключает счетчик на сложение. Милливольтметр обеспечивает измерение постоянных и медленно изменяющихся напряжений в пределах от 0 до 200 мв с погрешностью 0,25%.

Работы в области улучшения характеристик времязимпульсных ЦИП ведутся как в СССР, так и за рубежом по трем основным направлениям: построение ЦИП на интегральных схемах; разработка малогабаритных ЦИП; повышение точности ЦИП за счет использования автоматической коррекции основных параметров.

Применение интегральных схем позволяет резко сократить габариты приборов и их стоимость. Так, фирмой Unilab Electronics разработан щитовой цифровой вольтметр типа 2002 [Л. 3-95], обладающий наименьшими габаритами из всех имеющихся в настоящее время ЦИП. Передняя панель его имеет размер  $60 \times 60$  мм, глубина прибора 150 мм. Вольтметр имеет два знака отсчета и измеряет постоянное напряжение в диапазоне 0—99 мв с погрешностью 1%. Входное сопротивление прибора 1 Мом, время измерения около 0,6 сек. Резкому снижению стоимости прибора способствовало применение системы автоматической коррекции нелинейности развертывающего напряжения и дрейфа его начального уровня.

Уменьшение габаритов цифровых вольтметров идет не только по пути использования малогабаритных интегральных схем, но также и по пути применения новых схемных решений, позволяющих резко снизить габариты основных узлов прибора.

В цифровых приборах времязимпульсного кодирования нередко до 50% оборудования составляют пересчетные схемы с цифровой индикацией. В [Л. 3-96] предлагается цифровой вольтметр, позволяющий существенно снизить затраты оборудования без ухудшения метрологических характеристик. Это достигается применением динамической цифровой индикации и новых схемных решений. Схема вольтметра приведена на рис. 3-50. Измеряемое напряжение поступает на вход двухпозиционного ключа  $K1$ . По сигналу генератора тактовых импульсов ГТИ запускается распределитель импульсов РИ и генератор развертывающего напряжения ГПН. В момент ра-

венства измеряемого и развертывающего напряжений блок сравнения выдает импульс, который через схему *И1*, открытую регистром *Pg*, поступает на анод индикаторной лампы *L1*. Вследствие однозначного соответствия между напряжением развертки и номером выхода распределителя, на котором присутствует импульс, загорится цифра, соответствующая старшему разряду измеряемого напряжения. Задним фронтом импульса блока сравнения ре-

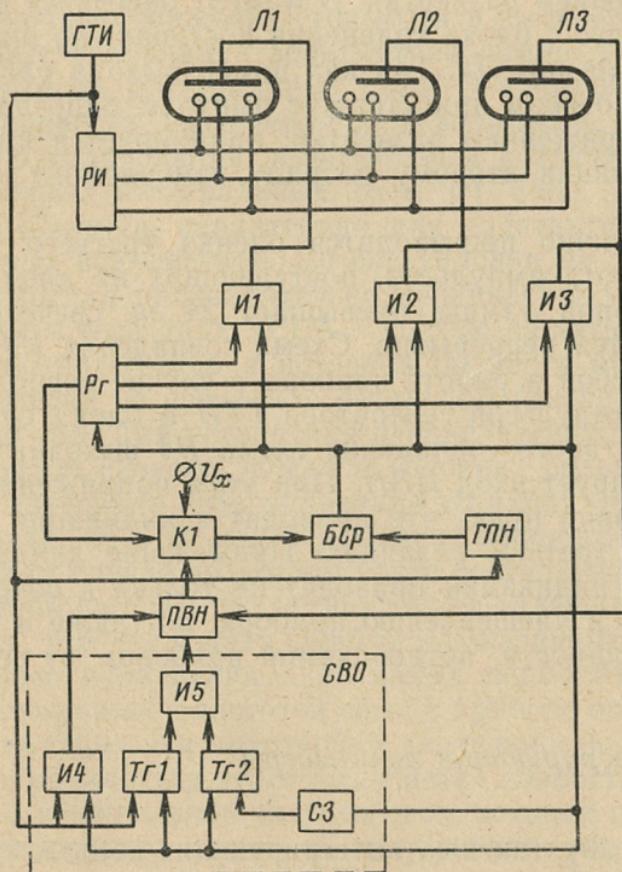


Рис. 3-50.

гистр переключается в следующее состояние, открывая схему совпадения *И2* и подключая ко входу блока сравнения вместо измеряемого напряжения напряжение преобразователя времени в напряжение *ПВН*.

Выделение интервала времени, соответствующего второму и третьему разрядам значения измеряемого напряжения, производится схемой выделения остатка *CBO* следующим образом. В момент срабатывания блока сравне-

ния переключаются триггеры  $Tg1$  и  $Tg2$ , которые возвращаются в исходное состояние соответственно импульсами генератора ГТИ и схемы задержки СЗ. Длительность задержки выбрана равной периоду тактовых импульсов. Очевидно, что длительность импульса на выходе схемы несовпадения И5 пропорциональна выделенному остатку. Преобразователь ПВН преобразует выделенный остаток в пропорциональное ему напряжение, сравниваемое с напряжением развертки. В момент равенства напряжений импульс с блока сравнения поступает на анод индикаторной лампы Л2. Так как номер выхода распределителя, на котором присутствует импульс, однозначно связан с напряжением развертки, индицируется цифра, соответствующая второму разряду измеряемого напряжения.

Аналогично производится оценка третьего разряда. Если частота импульсов, поступающих на анод каждой индикаторной лампы, превышает 24 гц, свечение цифр наблюдается непрерывно. Схема совпадения И4 предотвращает сбой в работе прибора в случае совпадения во времени импульсов генератора ГТИ и блока сравнения. В случае такого совпадения схема И4 выходным сигналом блокирует вход ПВН. При этом напряжение на его выходе равно нулю, что приводит к индикации нуля во втором и третьем разрядах. Применение динамической цифровой индикации приводит не только к сокращению габаритов и удешевлению прибора, но также и к сокращению мощности, потребляемой прибором от сети.

### Интегрирующие вольтметры

Создание двухтактных интегрирующих вольтметров явилось дальнейшим развитием метода время-импульсного преобразования. Как уже было указано выше, устройство, реализующее этот метод, было защищено авторским свидетельством СССР еще в 1960 г. [Л. 3-81], т. е., по предварительным данным, задолго до появления аналогичных приборов за рубежом. Высокая помехозащищенность таких вольтметров, позволяющая производить измерение постоянного напряжения в присутствии аддитивных периодических помех, частичная компенсация нелинейности интегратора и снижение требований к блоку сравнения обусловили высокую точность их по сравнению

с вольтметрами мгновенного значения. Некоторые интегрирующие вольтметры обладают погрешностью менее 0,005% (см. приложение).

Применение в качестве интегрирующих элементов магнитных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса позволило уменьшить габариты интегрирующих вольтметров и снизить их стоимость. Лучшие образцы цифровых вольтметров с магнитными сердечниками имеют погрешность 0,02—0,05%.

Дальнейшее снижение стоимости и уменьшение габаритов интегрирующих вольтметров стало возможным с применением интегральных схем. В качестве примера можно привести интегрирующий вольтметр время-импульсного кодирования, выполненный с использованием отечественных интегральных схем [Л. 3-97]. Структура прибора обычна, характерная для двухтактных время-импульсных вольтметров. До поступления на интегратор входной сигнал предварительно усиливается усилителем постоянного тока типа МДМ. С целью защиты от помех усилитель, интегратор и источник опорного напряжения гальванически не связаны с остальной (дискретной) частью прибора. Для устранения неопределенности измерения сигналов низкого уровня в условиях сильных помех в конце интервала интегрирования ко входу интегратора подключают на 100 мксек источник опорного напряжения. В этом случае во втором такте поступление импульсов опорной частоты на счетчик также задерживается на 100 мксек, что исключает ошибку в показаниях.

С целью подавления аддитивных периодических помех, действующих с частотой сети, в приборе осуществляется автоматическая подстройка длительности интервала интегрирования. Для этого выделяется разность действительной и номинальной частоты сети, которая преобразуется в пропорциональное ей напряжение, управляющее частотой генератора счетных импульсов, которая может изменяться в некоторых пределах относительно номинального значения. Автоматическая подстройка длительности времени интегрирования в функции от частоты сети позволила обеспечить подавление помехи, действующей с частотой сети, до 60 дБ. При отключенном схеме автоподстройки прибор обеспечивает подавление помехи до 30 дБ. Изменение предела измерения при измерении тока и напряжения осуществляется переключением сопротивлений в цепи обратной связи входного усилителя. При

измерении сопротивлений переключение диапазона происходит за счет изменения входного тока усилителя. Недостатком прибора является применение в качестве источника опорного напряжения ненасыщенного нормального элемента Э303.

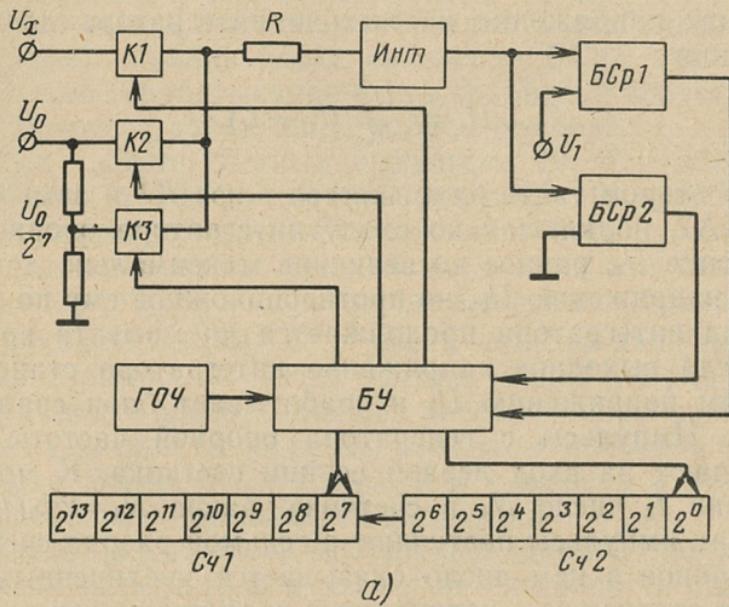
Прибор позволяет измерять постоянные напряжения и токи, сопротивление, частоту, длительность интервалов времени и отношение частот. Измерение постоянных напряжений в диапазоне 0—1500 в производится на семи поддиапазонах с погрешностью  $0,05\% \pm (2-5 \text{ ед})$ , выбор предела ручной и автоматический. В поддиапазоне 0—16 мв дискретность равна 1 мкв, входное сопротивление 50 Мом. Время измерения при выходном сопротивлении источника входного сигнала  $R_{\text{вых}}=10 \text{ ком}$  составляет 40 мсек, при  $R_{\text{вых}}=1 \text{ Mom}$  — 1 сек.

Очевидные достоинства метода двухтактного интегрирования обусловили интенсивную разработку его за рубежом. В приложении приведены характеристики двухтактных интегрирующих вольтметров ряда зарубежных фирм. Интересный цифровой вольтметр запатентован в Англии [Л. З-98]. Его отличительная особенность заключается в том, что во втором такте преобразования интегратор разряжается не аналоговым опорным напряжением, как в классической схеме, а отдельными квантами заряда, имеющего полярность, противоположную полярности измеряемого сигнала. Число этих квантов подсчитывается счетчиком до тех пор, пока выходное напряжение интегратора не уменьшится до величины, меньшей единицы дискретности.

Такое построение вольтметра дает возможность работать в двух режимах. Первый режим соответствует двухтактному время-импульльному преобразованию. Во втором режиме в течение заданного интервала времени на вход интегратора одновременно с измеряемым напряжением поступают кванты заряда противоположной полярности каждый раз, как только выходное напряжение интегратора достигнет определенного уровня, соответствующего ступени квантования. Очевидно, этот режим соответствует частотно-импульльному преобразованию. Так как вольтметр снабжен источниками квантованного заряда обеих полярностей, с его помощью можно измерять среднее значение переменного напряжения в частотном диапазоне 10 гц—20 кгц. В качестве источников квантов заряда используются источники постоянного напряжения

с двухпозиционными транзисторными ключами. Ступень квантования вольтметра составляет 100 мкв, указываемая погрешность 0,5%.

В [Л. 3-99] приводится описание цифрового вольтметра двухтактного интегрирования, позволяющего без увеличения быстродействия счетчика и без снижения точности значительно повысить скорость преобразования аналогового сигнала. Высокая скорость преобразования до-



а)

стигается благодаря тому, что второй такт работы прибора разбивается на два последовательных такта: грубый и точный. Во время грубой оценки, когда напряжение на выходе интегратора еще велико, разрешающая способность схемы меньше требуемой величины. Во

время точной оценки, когда выходное напряжение интегратора уменьшится до заданной величины, преобразование его происходит с максимальной разрешающей способностью, соответствующей ступени квантования прибора. Структурная схема и временные диаграммы работы прибора приведены на рис. 3-51, а, б.

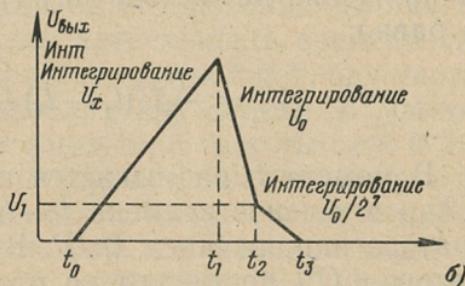


Рис. 3-51.

Первый такт работы вольтметра не имеет особенностей. В исходном состоянии обе секции счетчика  $C_41$  и  $C_42$  сброшены на нуль. В момент  $t_0$  блок управления  $БУ$  замыкает ключ  $K1$  и размыкает ключи  $K2$  и  $K3$ , подключая на вход интегратора  $Инт$  входное напряжение  $U_x$ . Интегрирование входного напряжения производится в течение времени  $t_1 - t_0$ , необходимого для накопления в первой секции счетчика  $2^7$  импульсов. Последний импульс сбрасывает первую секцию счетчика на нуль. К этому моменту напряжение на выходе интегратора достигает значения

$$U_{t_1} = \frac{U_x}{RC} (t_1 - t_0).$$

Во втором такте размыкается ключ  $K1$  и замыкается ключ  $K2$ , подключая ко входу интегратора опорное напряжение  $U_0$ , равное по величине максимально допустимому напряжению  $U_x$ , но противоположное ему по знаку. Разряд интегратора продолжается до момента времени  $t_2$ , когда выходное напряжение интегратора становится равным напряжению  $U_1$  и срабатывает блок сравнения  $БСр1$ . Импульсы с генератора опорной частоты  $ГОЧ$  поступают на вход первой секции счетчика. К моменту времени  $t_2$  число  $N_1$  в счетчике равно  $N_1 = 2^7 f_0 (t_2 - t_1)$ . Так как импульсы поступают в седьмой разряд счетчика, записанное в нем число оказывается увеличенным в  $2^7$  раз по сравнению с количеством поступивших импульсов. Напряжение на выходе интегратора к моменту времени  $t_2$  равно:

$$U_{t_2} = \frac{U_x}{RC} (t_1 - t_0) - \frac{U_0}{RC} (t_2 - t_1).$$

В момент  $t_2$  размыкается ключ  $K2$ , замыкается ключ  $K3$ , и в течение времени  $t_3 - t_2$  происходит разряд интегратора напряжением  $U_0/2^7$ . В это время импульсы генератора  $ГОЧ$  поступают на вход второй секции счетчика. Количество импульсов, поступивших в счетчик за время  $t_3 - t_2$ , равно:

$$N_2 = f_0 (t_3 - t_2).$$

К моменту  $t_3$  напряжение на выходе интегратора равно нулю, т. е.

$$U_{t_3} = \frac{U_x}{RC} (t_1 - t_0) - \frac{U_0}{RC} (t_2 - t_1) - \frac{U_0}{2^7 RC} (t_3 - t_2) = 0,$$

откуда

$$U_x = U_0 \frac{N_1 + N_2}{2^{14}} = U_0 \frac{N}{2^{14}}.$$

Таким образом, число, записанное в счетчике, есть двоичное представление среднего значения входного напряжения за время  $t_1 - t_0$ .

При поступлении во вторую секцию счетчика более чем  $2^7$  импульсов происходит ее переполнение, и в первую секцию поступает импульс переноса. Это позволяет не предъявлять высоких требований к стабильности порога срабатывания блока сравнения *БСр1*, так как неправильное срабатывание блока сравнения корректируется в процессе дальнейшей работы прибора.

При частоте счетных импульсов  $10 \text{ Мгц}$  описанный вольтметр может выполнить около  $26 \cdot 10^3$  преобразований в секунду, тогда как обычный вольтметр двухтактного интегрирования при тех же данных мог бы выполнять всего 300. В общем случае выигрыш в быстродействии достигает  $(2/3) \cdot 2^{n/2}$ , где  $n$  — число двоичных разрядов счетчика. С точки зрения общей теории времязадержки преобразования рассмотренный прибор по алгоритму работы является аналогом приборов для измерения мгновенного значения с переменной крутизной пилообразного напряжения развертки.

Выше указывалось, что важным достоинством интегрирующих вольтметров является их способность подавлять аддитивные периодические помехи, период которых является целой частью времени интегрирования вольтметра. Исходя из этой особенности длительность времени интегрирования обычно выбирается кратной периоду частоты сети, так как обычно преобладают помехи с частотой сети. В случае некоторых изменений частоты сети в интегрирующих вольтметрах предусматривается автоматическая подстройка длительности интервала интегрирования, как это сделано, например, в описанном выше отечественном интегрирующем вольтметре. Недостатком подобной коррекции является узкий диапазон осуществляющейся перестройки.

Показание двухтактного времязадержки вольтметра при постоянном за время интегрирования измеряемом напряжении определяется выражением

$$N = k \frac{U_x}{U_0} t_{\text{инт}} f_0,$$

где  $U_0$  — опорное напряжение, которым осуществляется разряд интегратора во втором такте преобразования;  $f_0$  — частота счетных импульсов;  $k$  — постоянная преобразования.

Из этого выражения видно, что при введении в схему вольтметра устройств, реализующих функциональные зависимости, связывающие  $f_0$ ,  $U_0$  или  $k$  с временем интегрирования, можно обеспечить линейную зависимость между  $N$  и  $U_x$  при любом времени интегрирования.

Интегрирующий вольтметр с реализацией функции  $U_0 = F(t_{\text{инт}})$  предложен в [Л. 3-100]. Структурная схема вольтметра приведена на рис. 3-52.

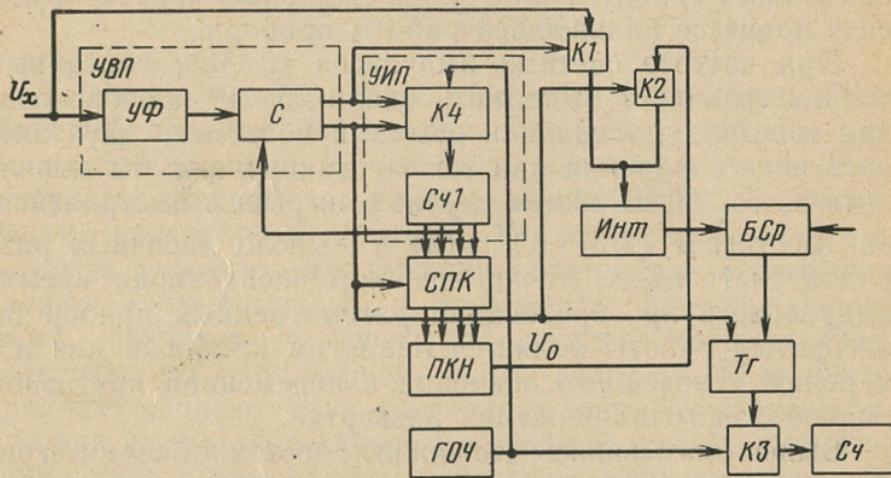


Рис. 3-52.

Измеряемое постоянное напряжение, на которое наложена периодическая помеха, поступает на ключ  $K_1$  и одновременно на вход усилителя-формирователя  $УФ$  устройства выделения периода помехи  $УВП$ . Усилитель-формирователь формирует из напряжения помехи импульсы, отстоящие друг от друга на интервал времени, равный периоду аддитивной помехи. Первый из этих импульсов проходит через селектор  $C$  и открывает ключи  $K_1$  и  $K_4$ . Через ключ  $K_4$  устройства измерения периода помехи  $УИП$  на вход запоминающего счетчика  $C_41$  поступают импульсы генератора опорной частоты  $ГОЧ$  с частотой  $f_0$ .

Если селектор выделяет только один период помехи, то в случае высокой частоты помехи длительность интервала интегрирования может оказаться недостаточной для

достижения выходным напряжением интегратора минимальной величины, определяемой из условия чувствительности блока сравнения и требуемой точности преобразования. Для устранения этого недостатка в данной схеме время интегрирования ограничивается «снизу», т. е. оно не может быть меньше заданного значения  $t_{\text{инт.мин.}}$ . С этой целью на управляющий вход селектора подается сигнал со счетчика  $C_41$ , соответствующий моменту накопления в счетчике числа  $n_1 = f_0 t_{\text{инт.мин.}}$ . После прихода первого импульса селектор закрывается до тех пор, пока на управляющий вход не поступит сигнал со счетчика. Этот сигнал открывает селектор, и следующий импульс, соответствующий очередному периоду помехи, поступает на селектор и закрывает ключи  $K1$  и  $K4$ , заканчивая тем самым первый такт работы вольтметра. В течение этого такта происходит интегрирование входного напряжения, и в счетчике  $C_41$  накапливается число импульсов  $n = f_0 t_{\text{инт.}}$ .

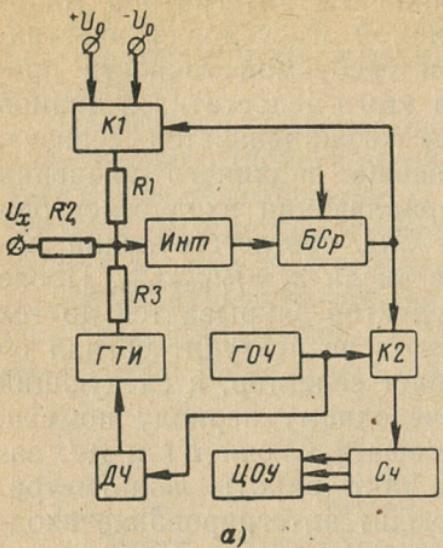
Одновременно с запиранием ключей  $K1$ ,  $K4$  выходной импульс селектора открывает ключ  $K2$ , перебрасывает триггер  $T_2$ , открывая тем самым ключ  $K3$ , и воздействует на схему переписи кода  $СПК$ , через которую код счетчика  $C_41$  поступает на преобразователь кода в напряжение  $ПКН$ . На выходе  $ПКН$  формируется напряжение  $U_0$ , пропорциональное длительности автоматически выбранного времени интегрирования  $t_{\text{инт.}}$ :

$$U_0 = k_1 t_{\text{инт.}}$$

Это напряжение поступает на вход интегратора  $Инт.$ , напряжение на выходе которого начинает линейно уменьшаться. В момент равенства его нулю сигнал блока сравнения перебрасывает триггер  $T_2$  в исходное состояние, и ключ  $K3$  закрывается, прекращая доступ счетных импульсов в счетчик  $C_4$ . Показание прибора определяется выражением

$$N = k \frac{U_x}{U_0} t_{\text{инт.}} f_0 = k \frac{U_x}{k_1 t_{\text{инт.}}} t_{\text{инт.}} f_0 = \frac{k}{k_1} f_0 U_x,$$

т. е. результат преобразования не зависит от выбранного в соответствии с частотой помехи времени интегрирования  $t_{\text{инт.}}$ . Таким образом, примененный в описанном вольтметре метод обеспечивает полное подавление аддитивных помех, частота которых заранее неизвестна или меняется в широких пределах.



а)

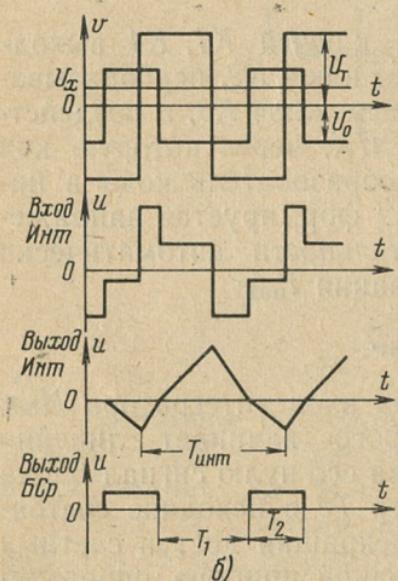


Рис. 3-53.

на рис. 3-53.б. Входное напряжение определяется разностью интервалов  $T_1—T_2$ :

$$U_x = \frac{T_1 - T_2}{T_{инт}} U_0.$$

Для определения разности  $T_1—T_2$  может использоватьсь реверсивный счетчик или, если учитывать, что счетные и тактовые импульсы поступают от одного генератора

Японской фирмой Iokogawa Denki в последнее время разработана оригинальная схема время-импульсного интегрирующего вольтметра [Л. 3-101], напоминающая по структуре обычную двухтактную интегрирующую схему. Однако в ее основе лежит новый принцип, состоящий в точном преобразовании входного напряжения в длительность импульса и подсчете разности длительностей времени интегрирования и указанного импульса. Преимуществом такой схемы является отсутствие коммутирующих элементов в цепи входного сигнала.

Структурная схема вольтметра приведена на рис. 3-53.а. На интегратор *Инт* поступают одновременно три сигнала: прямоугольные тактовые импульсы  $U_t$  с генератора тактовых импульсов *ГТИ*, входное напряжение  $U_x$  и образцовое напряжение  $\pm U_0$ . Блок сравнения *БСр* сравнивает выходное напряжение интегратора с нулевым уровнем, переключая в моменты равенства ключи  $K1$  и  $K2$ . Временные диаграммы процесса показаны

опорной частоты  $f_0$  ГОЧ, прямой счетчик, емкость которого  $N = \frac{T_{\text{инт}}}{2} f_0$ . Точность прибора определяется точностью задания образцового напряжения  $U_0$  и суммирующих сопротивлений  $R1-R3$ . Подавление аддитивных периодических помех достигается выбором времени интегрирования  $T_{\text{инт}}$  (периода тактовых импульсов) равным или кратным периоду помехи. По мнению фирмы, описанная схема является наиболее перспективной для построения интегрирующих время-импульсных ЦИП.

Описания некоторых зарубежных интегрирующих вольтметров можно найти также в [Л. 3-102, 3-103] и другой литературе.

### *Способы повышения точности время-импульсных вольтметров*

Так как подавляющее большинство вольтметров время-импульсного кодирования строится по разомкнутой структурной схеме, погрешности отдельных блоков вольтметров полностью входят в результат измерения. Это придает особо важное значение использованию в таких вольтметрах различных структурных методов уменьшения погрешностей. Наиболее часто в вольтметрах время-импульсного кодирования применяют коррекцию погрешности от зоны нечувствительности и изменения порогового напряжения блока сравнения, коррекцию нулей блоков сравнения в схемах с двумя блоками сравнения и коррекцию погрешности от нелинейности развертывающего напряжения. В последнем случае возможны два основных направления: либо воздействие на генератор развертывающего напряжения в сторону уменьшения нелинейности вырабатываемого им напряжения, либо воздействие на пересчетную схему в сторону линеаризации результата преобразования, полученного при использовании нелинейного развертывающего напряжения.

Генераторы развертывающего напряжения, строго говоря, генерируют не линейное напряжение, а экспоненциальное с большим или меньшим коэффициентом нелинейности  $\varepsilon$ :

$$\varepsilon = \frac{\left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=t_{\max}}}{\left. \frac{du_p}{dt} \right|_{t=0}}$$

Ошибка  $\Delta t_x = t_{x_2} - t_{x_1}$  (рис. 3-54, а) в определении временного интервала, соответствующего измеряемому напряжению  $U_x$ , возрастает по мере увеличения  $U_x$ .

Одним из способов устранения этой ошибки является применение дополнительного подзаряда конденсатора генератора развертывающего напряжения [Л. 3-104] через сопротивление (рис. 3-54, б). Если в качестве опорного напряжения  $U_0$  используется измеряемое напряжение  $U_x$ , то с его увеличением происходит и соответствующее уве-

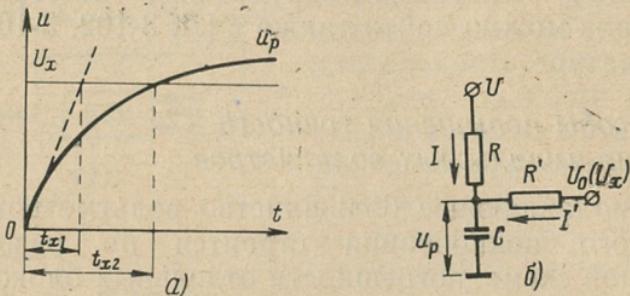


Рис. 3-54.

личение тока подзаряда  $I'$ . Величину сопротивления  $R'$  можно подсчитать по формуле

$$R' = (1 - \varepsilon) R,$$

которая дает достаточно высокую точность при любой нелинейности развертывающего напряжения.

Предложенный способ позволяет при исходной нелинейности развертывающего напряжения  $\varepsilon = 7-10\%$  получить максимальную относительную нелинейность преобразования порядка  $0,02-0,03\%$ .

В [Л. 3-105] предложено для устранения погрешности от нелинейности развертывающего напряжения изменять скачкообразно параметры  $RC$ -цепи генератора развертывающего напряжения. В этом случае по сигналу с логической схемы переключается сопротивление  $RC$ -цепи, обеспечивая спрямление экспоненциального напряжения развертки.

На этапе преобразования интервала времени  $t_x$  в код компенсация погрешности от нелинейности может быть осуществлена путем создания функциональной зависимости частоты генератора счетных импульсов от входного напряжения  $U_x$  так, чтобы для любого значения  $U_x$

выполнялось условие линейности преобразования [Л. 3-105].

Другой метод компенсации погрешности от нелинейности на этом этапе заключается в получении цифрового эквивалента ошибки преобразования и введении коррекции в счетчик импульсов. Сущность этого метода состоит в том, что на вход блока сравнения подается некоторое образцовое напряжение, цифровой эквивалент которого  $N_0$  при линейном преобразовании известен. При этом счетчик фиксирует код  $N = N_0 + \Delta N$ , где  $\Delta N$  — ошибка преобразования за счет нелинейности развертывающего напряжения. Величина и знак ошибки запоминаются и вводятся в код измеряемого напряжения с противоположным знаком.

Преобразование напряжения в код при использовании такого метода происходит в следующей последовательности:

- 1) кодируется значение измеряемого напряжения  $U_x$ ;
- 2) на основании  $N_x$  определяется номер дискретного интервала  $U_{xi} - U_{x(i+1)}$ , в котором находится значение  $U_x$ ;
- 3) сигнал номера интервала подается на блок опорных напряжений, откуда на вход блока сравнения последовательно выдаются опорные напряжения, равные  $U_{xi}$  и  $U_{x(i+1)}$ ;
- 4) в результате преобразования опорных напряжений определяются ошибки  $\Delta N_i$  и  $\Delta N_{i+1}$ , после чего путем интерполяции определяется ошибка  $\Delta N_x$  и выдается окончательный результат.

Ряд способов цифровой коррекции, осуществляющейся в дискретной части прибора, рассмотрен в [Л. 3-70].

В Пензенском политехническом институте разработан простой способ коррекции нелинейности развертывающего напряжения, при котором на генератор счетных импульсов воздействуют сигналом, полученным путем двойного дифференцирования напряжения развертки. При использовании этого способа, если погрешность от нелинейности составляет 1%, а погрешность коррекции, т. е. двойного дифференцирования и управления частотой генератора, составляет 10%, общая погрешность преобразования не будет превышать 0,1%.

Аналогичная задача решается в [Л. 3-95] путем сравнения продифференцированного напряжения развертки с опорным постоянным напряжением и последующего

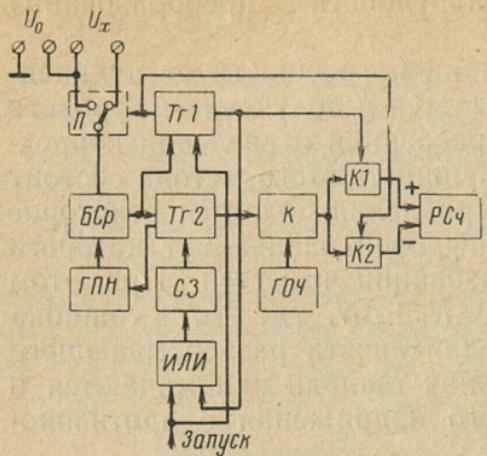


Рис. 3-55.

Структурная схема преобразователя напряжения в цифровой код с коррекцией погрешности от непостоянства начального уровня  $U_{p0}$  развертывающего напряжения и от отклонения  $\delta U_{\text{пор}}$  порога срабатывания блока сравнения от нулевого значения приведена на рис. 3-55 [Л. 3-105].

Импульс запуска устанавливает триггер знака  $Tg1$  в такое состояние, что на вход блока сравнения  $БСр$  через переключатель  $P$  поступает сумма преобразуемого  $U_x$  и опорного  $U_0$  напряжений. Ключ  $K1$  на суммирующем входе реверсивного счетчика  $РСЧ$  отпирается, а ключ  $K2$  запирается. Одновременно импульс запуска через схему  $ИЛИ$  поступает на вход схемы задержки  $C3$ , обеспечивающей задержку импульса на время срабатывания переключателя  $P$ .

Импульс с выхода схемы задержки начинает первый цикл преобразования, в результате которого в счетчик записывается число  $N_1$ , эквивалентное  $U_0 + U_x$ . Второй цикл начинается после переброса триггера знака  $Tg1$  импульсом с выхода блока сравнения. При этом из числа  $N_1$ , записанного в счетчике, вычитается цифровой эквивалент  $U_0$  — число  $N_2$ . Так как оба цикла преобразования следуют непосредственно друг за другом, то погрешности преобразования в обоих циклах одинаковы, и результатирующий код является цифровым эквивалентом преобразуемого напряжения  $U_x$ .

воздействия разностным сигналом на генератор развертывающего напряжения.

На точность преобразования напряжения  $U_x$  в интервал времени  $t_x$  оказывает значительное влияние непостоянство начального уровня развертывающего напряжения, отклонение порога срабатывания блока сравнения от нулевого значения и изменение крутизны нарастания развертывающего напряжения.

В [Л. 3-106, 3-107] предложен способ коррекции ошибки преобразования напряжения в интервал времени, возникающей из-за непостоянства порога срабатывания блока сравнения и крутизны пилообразного напряжения. Способ основан на том, что при использовании в преобразователе двух блоков сравнения, один из которых выдает сигнал при достижении развертывающим напряжением  $u_p$  нулевого уровня опорного напряжения  $U_0$ , а второй — при достижении равенства  $u_p$  и  $U_x$ , при  $U_x=0$  эти сигналы должны совпадать во времени. Если уровень нуля смещен, то импульсы с выходов блоков сравнения не совпадут, а порядок следования их укажет, в какую сторону смещен уровень  $U_0$ . Это явление можно использовать для управления источником опорного напряжения  $U_0$  с целью компенсации изменения порогов срабатывания блоков сравнения.

В режиме коррекции крутизны на вход преобразователя подается образцовое напряжение  $U_0$ , значение которого близко к предельному значению  $U_x$  на данном поддиапазоне измерения и которое соответствует целому количеству периодов счетных импульсов опорной частоты.

При номинальной крутизне импульса, снимаемый со счетчика при поступлении в него количества импульсов, соответствующего  $U_0$ , будет совпадать во времени с выходным импульсом блока сравнения. При несовпадении импульсов производится управление источником корректирующего напряжения, изменяющим в нужную сторону крутизну напряжения генератора развертки.

Макет вольтметра с четырехдекадным счетчиком и пределом измерения 10 в, реализующий описанный метод, при частоте счетных импульсов 1 Мгц обеспечивает быстродействие 100 преобразований в секунду. Погрешность от смещения нулевого уровня не превышает 1 мв, погрешность крутизны развертывающего напряжения менее 0,01 %. Введение коррекций позволило снизить погрешность преобразования до нескольких сотых долей процента при снижении требований к отдельным элементам и незначительном усложнении схемы.

Помимо указанных погрешностей, важное значение во время-импульсных преобразователях может иметь погрешность квантования на этапе преобразования интервала времени в код. Подробно способы уменьшения этой погрешности рассмотрены в § 3-2, здесь приводятся лишь

примеры уменьшения погрешности квантования применительно к преобразователям напряжения в код.

Самым простым способом является синхронизация генератора счетных импульсов и генератора развертывающего напряжения [Л. 3-108, 3-109]. В таких устройствах импульс переполнения последней ячейки счетчика запускает генератор развертывающего напряжения, и таким образом управление началом квантования интервала времени  $t_x$  производится самим генератором счетных импульсов.

Недостатком способа является неопределенность во времени момента окончания интервала  $t_x$ . В [Л. 3-110] предлагается для уменьшения этой неопределенности производить округление кода. С этой целью ключ, через который счетные импульсы поступают в счетчик, соединяют с выходом блока сравнения напряжений не непосредственно, а через элемент задержки, время задержки которого выбирается равным половине периода счетных импульсов  $T_0$ . Таким образом, если момент равенства развертывающего и измеряемого напряжений последовал сразу после прохождения через ключ очередного счетного импульса, последний завершит формирование кода. Если после очередного счетного импульса прошло время  $t \geq 0,5 T_0$ , то задержка импульса выключения ключа позволит добавить к содержимому счетчика еще один импульс.

Для уменьшения погрешности квантования время-импульсных преобразователей широко используются также различные способы умножения интервала, заключенного между последним пришедшим на счетчик счетным импульсом и моментом срабатывания блока сравнения, используются преобразователи с несколькими блоками сравнения, с линиями задержки и др. Фактически здесь производится уточненное измерение интервала времени, в который преобразуется измеряемое напряжение, и поэтому могут быть использованы все способы уменьшения погрешности квантования, рассмотренные в § 3-2.

Введение в прибор ряда дополнительных элементов, предназначенных для устранения различных погрешностей, несомненно, усложняет схему прибора. Однако в целом ряде случаев введение коррекции позволяет использовать более дешевые элементы с меньшей стабильностью параметров, что в конечном итоге приводит к удешевлению прибора в целом.

## Вольтметры переменного тока

Вольтметры переменного тока с непосредственным преобразованием измеряемого напряжения в интервал времени стали особенно интенсивно разрабатываться лишь в последнее время. Тем не менее сейчас известно довольно большое количество таких приборов, предназначенных для измерения амплитудного, среднего и действующего значений напряжения переменного тока.

Для измерения амплитудного значения напряжения из приборов время-импульсного кодирования наиболее широко применяются вольтметры с промежуточной памятью. Типичная схема преобразователя с промежуточной памятью была рассмотрена выше, подробное описание работы подобных устройств имеется в [Л. 3-111]. Следует, однако, заметить, что применение приборов время-импульсного кодирования для измерения амплитудного значения напряжения осложняется тем, что процесс измерения должен быть синхронизован с моментом прохождения измеряемым напряжением амплитудного значения, который в общем случае неопределен во времени. Поэтому время-импульсные вольтметры используются для измерения амплитуды напряжений лишь известной, например синусоидальной, формы, так как в этом случае строб напряжения, заряжающего запоминающий конденсатор, может быть сформирован в момент максимального значения измеряемого напряжения.

Амплитудные вольтметры с развертывающим напряжением могут выдавать результат, пропорциональный амплитуде, при несовпадении момента равенства измеряемого и развертывающего напряжений с моментом прохождения измеряемым напряжением амплитудного значения. Так, предлагалось для измерения амплитуды синусоидального напряжения использовать развертывающее напряжение также синусоидальной формы с некоторым сдвигом по фазе. Недостатком способа является нелинейность отсчета, что вынуждает принимать специальные меры для линеаризации шкалы [Л. 3-113]. Для определения закона изменения развертывающего напряжения можно воспользоваться выражением, выведенным в начале § 3-4. Действительно, если измеряется амплитуда  $U_m$  синусоидального напряжения  $U_x = A(x, t) = U_m \sin \omega t$ , то при линейной характеристике преобразователя функция  $x = F(t)$  имеет вид  $U_m = \frac{1}{k}t$ , а напряже-

ние развертки

$$u_p = A[F(t), t] = \frac{1}{k} t \sin \omega t.$$

Такой способ измерения переменного напряжения был разработан в Пензенском политехническом институте [Л. 3-114]. Напряжение развертки требуемой формы может быть получено, например, функциональным преобразованием сигнала генератора линейно изменяющегося напряжения [Л. 3-115]. Аналогично можно определить форму развертывающего напряжения для логарифмического преобразователя амплитуды синусоидального напряжения [Л. 3-112]. Можно показать, что это напряжение имеет вид  $u_p = U_0 e^{t/k} \sin \omega t$  и может быть получено при включении постоянного напряжения на цепь, состоящую из последовательно соединенных сопротивления, емкости и индуктивности. Рассмотренные способы обеспечивают высокое быстродействие (1—2 периода) и соблюдение требуемой зависимости между результатом преобразования и значением измеряемого напряжения, однако присутствие в последнем высших гармоник оказывает значительное влияние на результат. Кроме того, результат преобразования зависит от частоты входного напряжения. Указанные недостатки время-импульсных вольтметров и преобразователей обусловили их ограниченное применение.

Для измерения среднего значения напряжения разработан ряд приборов время-импульсного кодирования с использованием линейного развертывающего напряжения. В [Л. 3-116] предложен преобразователь, в котором частота  $f_p$  напряжения развертки во много раз больше частоты  $f_x$  преобразуемого напряжения. Это дает возможность производить преобразование среднего значения напряжения в код за половину периода преобразуемого напряжения. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 3-56,а. Преобразуемое напряжение  $u_x = U_m \sin \omega t$  подается на фазоинвертор  $\Phi I$ , с выхода которого снимаются два напряжения:

$$u_1 = U_0 + U_m \sin \omega t \text{ и } u_2 = U_0 - U_m \sin \omega t.$$

Напряжения  $u_1$  и  $u_2$  одновременно сравниваются с напряжением развертки  $u_p$  (рис. 3-56,б). В моменты равенства напряжений блоками сравнения  $BCp1$  и  $BCp2$  формируются импульсы, интервал между которыми  $t_i$

заполняется импульсами генератора опорной частоты ГОЧ. Длительность интервала  $\tau_i$  изменяется по закону

$$\tau_i = \tau_{\max} \sin \omega t,$$

где  $\tau_{\max} = kU_m$  — максимальное значение интервала  $\tau_i$ , пропорциональное амплитуде  $U_m$  преобразуемого напряжения.

Количество периодов напряжения развертки, укладываемых в половину периода измеряемого напряжения, равно  $f_p \frac{T_x}{2}$ . Тогда количество  $N$  импульсов опорной частоты  $f_0$  за время  $T_x/2$  равно:

$$N = f_0 \sum_{i=1}^{\frac{1}{2} f_p T_x} \tau_i.$$

При достаточно большой частоте  $f_p$  можно принять

$$N = k f_0 \int_0^{T_x/2} U_m \sin \omega t,$$

т. е. количество импульсов, поступивших в счетчик  $C_4$  за время  $T_x/2$ , пропорционально среднему значению измеряемого напряжения. Блок выделения периода БВП открывает ключ  $K$  на время  $T_x/2$ .

К достоинствам преобразователя следует отнести малую погрешность от нелинейности напряжения развертки, низкие требования к блокам сравнения, высокую помехозащищенность, простое осуществление режима непрерывного измерения. Недостаток преобразователя — зависимость результата преобразования от частоты преобразуемого напряжения.

Описанный преобразователь эффективен при исследовании напряжений в диапазоне низких и инфразвуковых частот, так как в этом диапазоне изменение напряжения в течение каждого интервала  $\tau_i$  может быть незначительным, а время преобразования достаточно большим, что обеспечивает малую погрешность квантования при заполнении интервала высокочастотными импульсами.

Работы по исследованию способов преобразования среднего и действующего значений переменных напряжений в интервал времени, проведенные в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР, показали, что при использовании напряжения развертки  $u_p$ , период

которого много больше, а амплитуда не меньше, чем у измеряемого напряжения  $u_x$ , суммарная длительность интервалов времени, в которых  $|u_x| > |u_p|$ , достаточно полно характеризует измеряемый параметр [Л. 3-117, 3-118], причем в отличие от время-импульсных преобразовате-

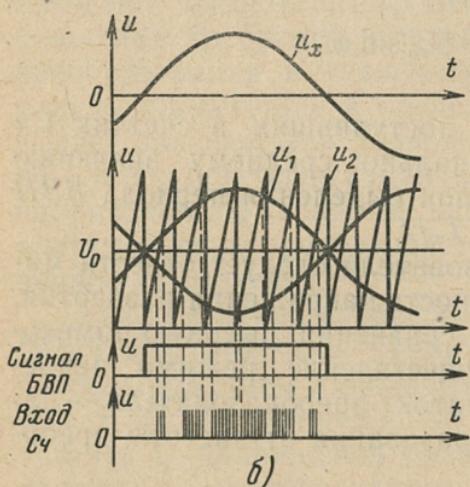
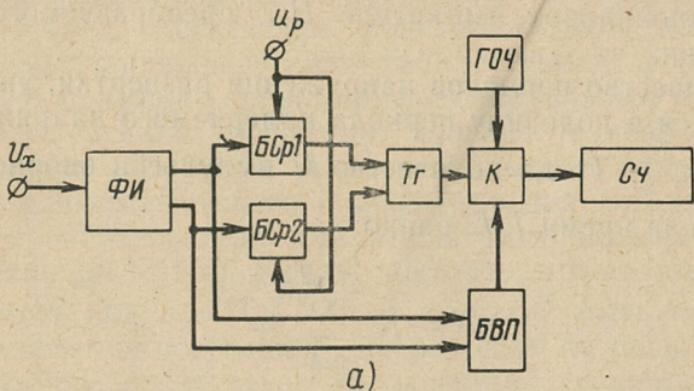


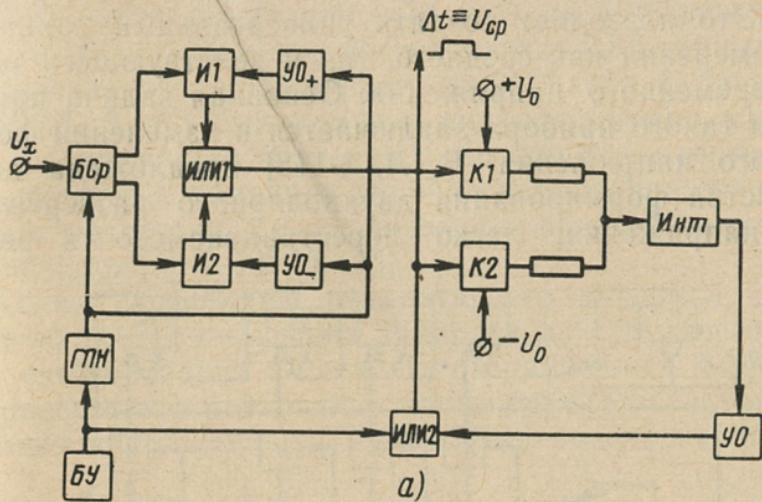
Рис. 3-56.

лей постоянного напряжения процесс преобразования не заканчивается при первом совпадении, а продолжается в течение всего периода напряжения развертки с выделением всех интервалов превышения развертывающего напряжения измеряемым. Это позволяет строить помехозащищенные преобразователи и интегрирующие цифровые вольтметры переменного тока время-импульсного кодирования [Л. 3-119], не

требующие специального детектора измеряемого напряжения и фильтра низких частот. Суммирование выделенных интервалов времени может производиться как путем дискретного интегрирования, так и путем аналого-вового интегрирования.

На рис. 3-57, а, б приведены структурная схема устройства, преобразующего средневыпрямленное значение периодического напряжения во временной интервал [Л. 3-117], и диаграммы, поясняющие его работу.

В течение первого такта вход интегратора *Инт* подключен к источнику постоянного напряжения  $U_0$ , например положительной полярности, и коммутируется выходным сигналом блока сравнения *БСр* ( $УО$  — усилитель-ограничитель). Во втором такте вход интегратора под-



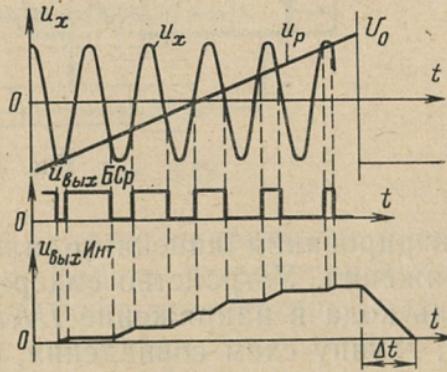
*a)*

ключен к источнику напряжения отрицательной полярности. Время уменьшения выходного напряжения интегратора от начального значения до нуля пропорционально начальному значению, а следовательно, средневыпрямленному значению исследуемого напряжения.

Рассмотренные устройства могут быть использованы и для определения действующего значения

напряжения и средней мощности, если их входным сигналом является выходной сигнал аналогового квадрато-ра или множительного устройства. Однако удается преобразовывать эти характеристики непосредственно, избежав предварительного функционального преобразования и трудностей, связанных с его реализацией.

Так, в [Л. 3-118] показано, что при использовании развертывающего напряжения не линейной, а полупарabolicкой формы при том же алгоритме преобразования



*б)*

Рис. 3-57.

определяется действующее значение напряжения, причем результат получается не непосредственно, а путем извлечения квадратного корня из получаемой импульсной последовательности (при дискретном интегрировании) или величины напряжения (при аналоговом интегрировании). Это позволяет создать универсальный вольтметр для измерения как среднего, так и действующего значений переменного напряжения. Основная задача при создании такого прибора заключается в изменении формы опорного напряжения. В [Л. 3-118] предложена схема устройства формирования двухполарного развертывающего напряжения, легко перестраиваемого в режим

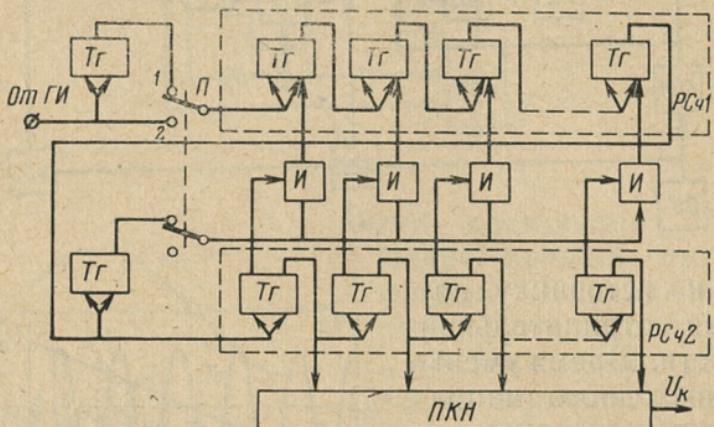


Рис. 3-58.

генерирования линейного или полупараболического напряжения. Устройство содержит линейный преобразователь кода в напряжение  $ПКН$ , два реверсивных счетчика, группу схем совпадения, осуществляющих поразрядную связь между счетчиками, и переключатель рода работы  $П$  (рис. 3-58).

В режиме формирования полупараболического напряжения переключатель находится в положении 1, реализуя схему извлечения корня из равномерной импульсной последовательности [Л. 3-120]. Результат извлечения корня фиксируется в счетчике  $PCч2$ , управляющем  $ПКН$ . Выходной сигнал  $ПКН$  представляет собой ступенчато изменяющееся полупараболическое напряжение.

В режиме формирования линейного напряжения переключатель рода работы разрывает поразрядную связь между счетчиками, вследствие чего образуется простейший линейный делитель частоты, а выходной сигнал

ПКН представляет ступенчато изменяющееся линейное напряжение.

Лабораторный макет преобразователя, работающего по описанному принципу, обеспечил измерение действующего значения периодического сигнала в частотном диапазоне 16 гц — 20 кгц с погрешностью 0,8% при периоде повторения развертывающего напряжения 1 сек.

В [Л. 3-121] был получен ряд алгоритмов определения действующего значения напряжения, которые модифицируются с помощью линейно изменяющегося напряжения развертки до сравнительно простой технической реализации [Л. 3-122, 3-123].

Схема устройства, реализующего алгоритм, предлагающий для получения квадрата действующего значения суммирование площадей, ограниченных напряжением развертки в интервалах превышения последнего измеряемым напряжением [Л. 3-122], приведена на рис. 3-59.

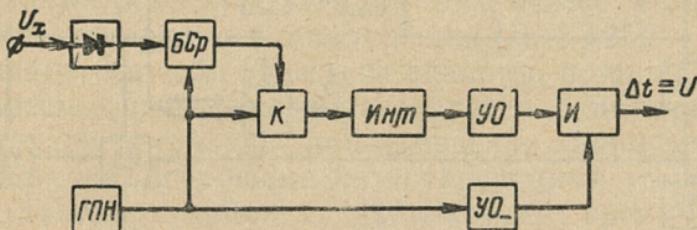


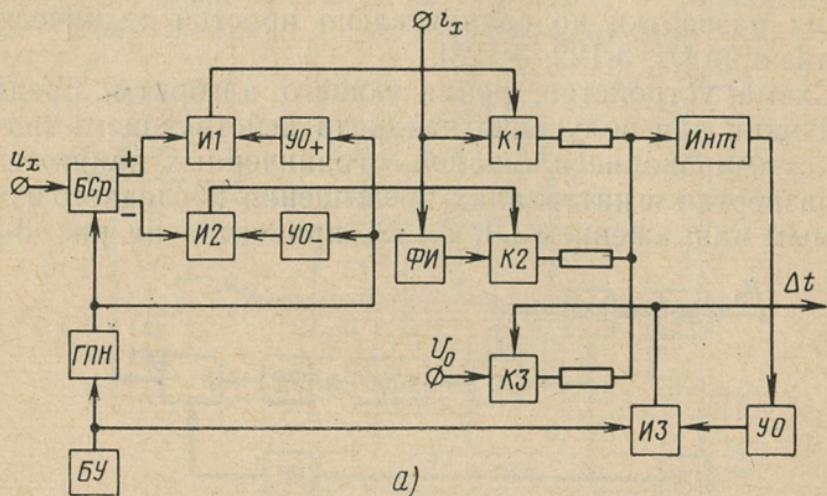
Рис. 3-59.

Для упрощения устройства входное напряжение предварительно продетектировано. Работа устройства ясна из рисунка. Во втором такте на вход интегратора подается отрицательное напряжение развертки. Выходное напряжение интегратора при этом имеет форму параболы, составленной из частей, вырезанных блоком сравнения в течение первого такта работы прибора. Так как согласно реализуемому алгоритму вершине параболы соответствует напряжение  $U_{\text{вых}} = U^2$ , то интервал  $\Delta t = t_2 - t_1 = U$ , где  $U$  — действующее значение напряжения.

На рис. 3-60, а приведена структурная схема ваттметра, реализующая другой алгоритм [Л. 3-117, 3-124]. Противофазные выходы блока сравнения БСр коммутируют входные цепи интегратора, так что когда линейно изменяющееся напряжение, поступающее с выхода генератора ГПН и усиленное до ограничения усилителями  $УO_+$  и  $УO_-$ , положительно, то входной ток интегрируется в нулевой фазе, а когда отрицательно — в противофазе.

В течение второго такта работы ваттметра ко входу интегратора подключается источник постоянного опорного напряжения  $U_0$  полярности, обеспечивающей разряд напряжения на интеграторе. Время разряда выходного напряжения интегратора до нуля пропорционально определяемой мощности. Временная диаграмма приведена на рис. 3-60,б.

Если в описанной схеме соединить токовый и потенциальный входы, то выходной интервал времени пропор-



а)

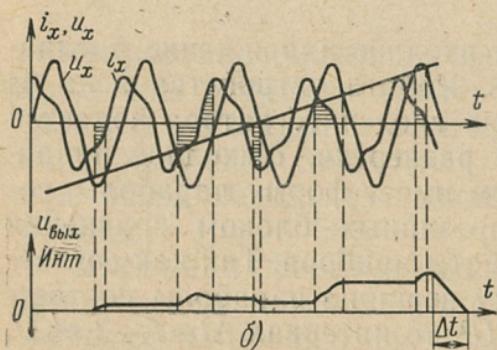


Рис. 3-60.

ционален квадрату действующего значения. Для извлечения квадратного корня следует во втором такте подключать ко входу интегратора не постоянное, а линейное падающее напряжение, как это сделано в описанном выше устройстве.

В Пензенском политехническом институте разработано устройство

[Л. 3-126] для измерения действующего значения напряжения низких и сверхнизких частот, основанное на обработке мгновенных значений измеряемого напряжения в течение одного периода. Напряжение, значение которого пропорционально сумме квадратов мгновенных значений, получается в результате двойного интегриро-

вания треугольных импульсов, образованных развертывающим напряжением постоянной крутизны. Эти импульсы формируются интегратором, работающим в течение периода в непрерывном режиме «заряд — разряд», причем амплитуда импульсов равна соответствующим мгновенным значениям измеряемого напряжения. Во втором периоде осуществляется преобразование накопленного напряжения в интервал времени, длительность которого пропорциональна квадратному корню из значения этого напряжения. Эта операция осуществляется известным способом — разрядом интегратора линейно изменяющимся напряжением. Полученный интервал времени заполняется счетными импульсами. Результат измерения зависит от частоты измеряемого напряжения, что вообще характерно для быстродействующих вольтметров переменного тока низких частот. Этот недостаток может быть устранен введением соответствующей зависимости одного из параметров, участвующих в процессе измерения, от частоты измеряемого напряжения [Л. 3-125].

Обращает на себя внимание единство принципов действия рассмотренных преобразователей с получившими широкое распространение при измерении напряжения постоянного тока цифровыми интегрирующими устройствами двухтактного действия. Известные преимущества последних в значительной степени распространяются и на рассмотренные преобразователи переменного напряжения. Это позволяет считать [Л. 3-117], что изложенные способы являются, по сути дела, распространением принципа двухтактного интегрирования на постоянном токе в область измерения на переменном токе, что открывает возможность построения универсальных интегрирующих приборов двухтактного действия.

## Глава четвертая

# ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ВЗВЕШИВАЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ

## 4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Метод взвешивающего кодирования относится к методам, использующим принцип сравнения измеряемого параметра  $x$  с набором опорных уровней выходной величины меры. При этом чаще всего  $x$  предварительно преобразуется в аналоговое напряжение  $U_x$  или ток  $I_x$ .

Этот метод имеет две основные разновидности: последовательное и параллельное взвешивание, различие в структурных схемах которых определяется способом сравнения с опорными уровнями — последовательно с каждым уровнем или одновременно со всеми.

В отличие от уравновешивающего преобразования, где также производится сравнение измеряемого значения с набором опорных уровней, взвешивание не имеет в своей структуре замкнутой цепи общей обратной связи. Поэтому данный метод принципиально обладает большей погрешностью, и точностные требования к отдельным блокам довольно жестки. Однако из-за сравнительно простой реализации высокого быстродействия такие структуры получили значительное распространение в практике не только цифрового приборостроения, но и во многих других отраслях науки и техники.

#### 4-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВЗВЕШИВАЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ

В общем виде структурную схему преобразователя последовательного взвешивающего кодирования можно представить в виде, показанном на рис. 4-1.

Каждый каскад преобразователя, состоящий из блока сравнения  $BCri$  и блока выделения разности  $BVRi$ , осуществляет операцию сравнения входной величины  $U_{i-1}$  с опорным напряжением  $U_{0i}$ . Схема не требует синхронизации работы всех каскадов и общего сброса в исходное состояние. Время преобразования определяется задержкой сигнала из-за переходных процессов в каскаде и числом каскадов.

Процесс кодирования описывается уравнением вида

$$U_x = a_1 U_0 q_1 + a_2 U_0 q_2 + \dots + a_i U_0 q_i + \dots + a_n U_0 q_n,$$

где  $a_i$  — разрядный коэффициент, принимающий значения от 0 до  $h^{-1}$  ( $h$  — основание системы счисления);  $q_i$  — коэффициент весовых разрядов (при  $h=2$ ,  $q_i = 2^{i-1}$ );  $n$  — число разрядов кода.

При подаче измеряемого напряжения  $U_x$  на первый каскад производится определение знака разности  $U_x$  и старшего опорного уровня  $q_1 U_0$ . Если разность положительна (величина меры меньше входной величины), блок

сравнения формирует кодовое значение разряда 1 и дает разрешение на подачу разности  $U_x - q_1 U_0$  на следующий каскад. Если разность отрицательна (опорный уровень больше оцениваемого значения), формируется кодовое значение 0, а на вход следующего каскада поступает все значение оцениваемой величины.

Наиболее просто такая структура реализуется в двоичном коде. Известно несколько вариантов реализации последовательного взвешивающего кодирования.

Если значения опорных уровней для каждого разряда убывают строго по двоичному закону, логика работы преобразователя и его структурная схема не отличаются

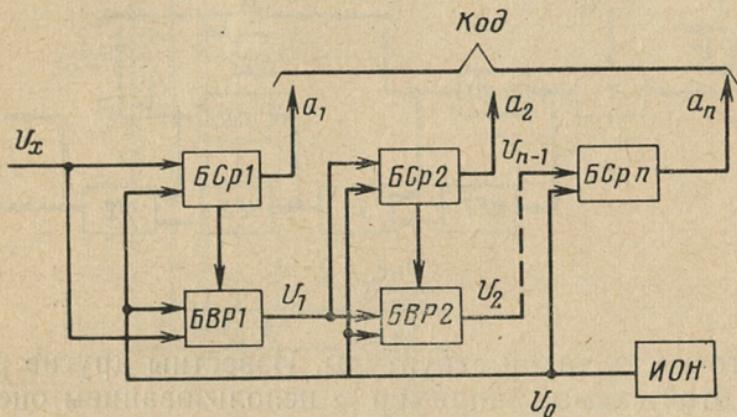


Рис. 4-1.

от вышеописанных. Если опорные уровни во всех каскадах одинаковы, то обеспечивается усиление разностного сигнала между каскадами строго в 2 раза.

Структурная схема преобразователя, в котором использованы межкаскадные усилители, представлена на рис. 4-2. Процесс преобразования начинается подачей прямоугольного импульса, длительность которого определяет время преобразования, на входную ключевую схему  $K$ , коммутирующую преобразуемый сигнал. Триггеры Шмитта  $TgШ$  выполняют функции блоков сравнения, а инвертирующие схемы  $НЕ$  изменяют полярность входного сигнала для выделения разности между его значением и значением опорного уровня на входе усилителей  $У$ , имеющих коэффициент усиления, равный двум.

Если входной сигнал превышает порог срабатывания триггера Шмитта, то на его выходе появляется импульс и с усилителя будет выдаваться удвоенная разность сиг-

налов. Если же триггер Шмитта не сработает, то на его выходе импульс отсутствует и выходным сигналом усилителя будет удвоенное входное напряжение. Выходной код преобразователя формируется в зависимости от состояний триггеров Шмитта всех разрядов. Такой преобразователь был описан еще в 1959 г. [Л. 4-1, 4-2]. Схема обеспечивает высокую технологичность конструкции, так как все каскады абсолютно одинаковы и требуемая значимость кода зависит от числа каскадов. Однако жесткие требования к стабильности характеристик усилителей, инверторов и триггеров Шмитта существенно ограничи-

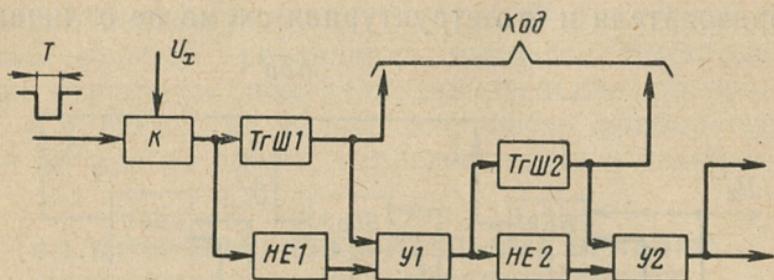


Рис. 4-2.

вают точность такой структуры. Известны другие реализации этой схемы, например с использованием операционных усилителей [Л. 4-3]. В состав каждого каскада входит два операционных усилителя, один из которых с положительной обратной связью и балансным выходом выполняет функции блока сравнения, другой — вычитающего устройства. Для обеспечения точности работы операционного усилителя в пределах от 0,01% (для приборов класса 0,1 и лучше) необходимо обеспечить коэффициент усиления до десятков и сотен тысяч с высокой временной стабильностью.

С целью исключения из схемы межкаскадных усилителей со стабильными коэффициентами усиления был предложен преобразователь с межкаскадными переключателями постоянных напряжений [Л. 3-4]. Межкаскадный переключатель (рис. 4-3, а) представляет собой двухпозиционный потенциальный ключ  $K$  и аттенюатор  $A$  с коэффициентом передачи в каждом каскаде, соответствующим разрядным коэффициентам. Входной сигнал поступает на схему сравнения  $CCP$  с пороговым уровнем  $+E_0$ , при срабатывании которой выдается команда на переключение ключа в положение, когда на схему

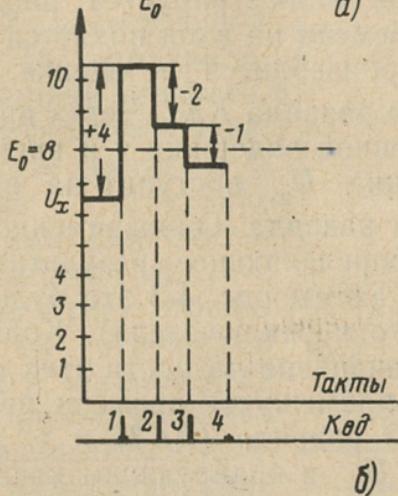
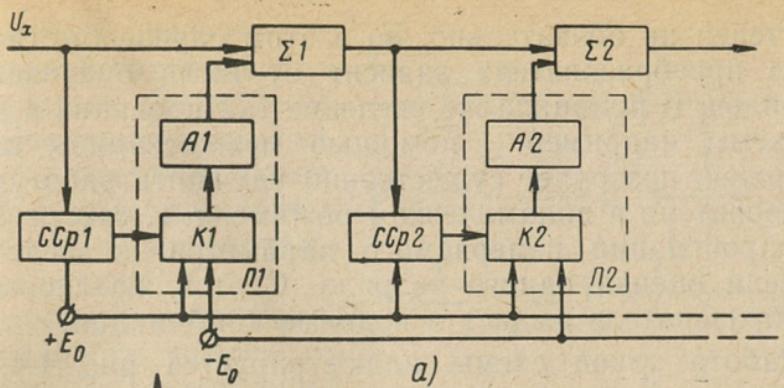


Рис. 4-3.

аттенюатора подается  $-E_0$ . На выходе сумматора  $\Sigma$  из  $U_x$  вычитается напряжение противоположной полярности, выдаваемое межкаскадным переключателем  $\Pi$ . Если  $U_x$  меньше  $+E_0$ , схема сравнения производит переключение ключа в положение, когда на вход аттенюатора подается  $+E_0$ , и сумматор складывает оба сигнала. Пороги срабатывания схем сравнения одинаковы и равны  $U_{x\max}/2=E_0$ , а аттенюаторы  $A1, A2 \dots$  выдают соответственно напряжения  $\pm \frac{U_{x\max}}{4}=\pm \frac{E_0}{2}, \pm \frac{E_0}{4}$  и т. д.

Диаграмма на рис. 4-3,б поясняет процесс преобразования.

Разновидностью таких схем является схема преобразователя с последовательным детектированием [Л. 3-5], каждый каскад которой представляет собой двухполупериодный детектор и усилитель со схемой изменения уровня постоянного напряжения на выходе. Выше отмечалось, что тактирование работы каскадов таких преобра-

зователей не обязательно, но в этом случае быстродействие преобразователя зависит от числа оцениваемых разрядов. В принципе же введение тактирования в работу схемы, например с помощью межкаскадных линий задержек, позволяет существенно улучшить работу преобразователя в динамическом режиме, т. е. свести частоту опробования измеряемого параметра до величины времени оценки одного разряда. С этой же скоростью преобразователь выдает и кодовые комбинации.

Работа такой схемы иллюстрируется рис. 4-4,*a*, *b*. В начальный момент времени на вход подается измеряемая величина  $U_{x_1}$  и производится ее оценка кодирующим каскадом старшего разряда  $KK1$ . Через время, равное длительности временной задержки  $\tau$  и времени срабатывания  $KK1$ , значение  $U_{x_1}$  поступит на вход  $KK2$  для оценки следующего разряда. Одновременно на  $KK2$  поступит и значение, определяющее результат оценки старшего разряда (для схемы рис. 4-3 это будет сигнал с выхода межкаскадного переключателя). Кодирующий каскад  $KK2$  оценивает значение разности этих сигналов. Далее через такой же промежуток времени происходит сравнение в следующем разряде ( $KK3$ ) и т. д. Таким образом, после оценки  $U_{x_1}$  в кодирующем каскаде  $KK1$  последний может через время  $\tau$  производить оценку величины  $U_{x_2}$  и т. д. Если  $\tau$  определяет тактовую частоту, то частота «взятия проб» измеряемой аналоговой величины равна тактовой частоте. Временная диаграмма (рис. 4-4,*b*) поясняет параллельную работу всех  $KK$ . Кодовым признаком в этом случае является наличие или отсутствие импульса на выходах  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ .

Хотя время преобразования входной величины остается таким же, как и у других преобразователей последовательного взвешивания, динамическая погрешность преобразования значительно уменьшается. Частота опробования схемы рис. 4-4,*a* обеспечивается до 10 Мгц и выше [Л. 4-6]. Описываемый метод преобразования может быть реализован также на магнитных сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса  $ППГ$  [Л. 4-7]. Преобразователь (рис. 4-5) содержит ряд генераторов напряжений по числу двоичных разрядов ( $1, 2, \dots, 7$ ). Преобразуемое напряжение  $U_x$  подается на обмотки этих генераторов, причем число витков каждой обмотки вдвое меньше числа витков обмотки предыдущего генератора.

На рисунке введены следующие обозначения:  $t_1$  — «возвратные» импульсы, перемагничивающие сердечник в исходное состояние;  $t_2$  — импульсы считывания;  $t_{20}$  — положительные импульсы.

Входное напряжение  $U_x$  подано на обмотку генератора 7. Тактирующий импульс  $U_7$  устанавливает сердечник генератора в единичное состояние. При приходе импульса  $t_2$  происходит считывание этой единицы. При считывании выходной импульс генератора будет отрицательным по отношению к входному напряжению, и результирующий сигнал будет определяться разностью этих величин. Если разность положительна, транзистор  $T$  будет заперт, и на коллекторной обмотке импульса не будет. Следующий тактирующий импульс  $U_6$  возбуждает генератор 6 и т. д. С коллекторной обмотки последовательно снимаются кодовые значения всех разрядов, начиная со старшего, причем эти же сигналы используются для смещения значения порога срабатывания других генераторов. Схема обеспечивает время преобразования до 7 мксек при семи двоичных разрядах.

Известны также другие разновидности преобразователей на магнитных сердечниках, например схема [Л. 4-8]. Структурная схема ЦИП последовательного взвешивания позволяет использовать элементы, принцип работы которых основан на новых физических эффектах. Так, известны преобразователи на сверхпроводниках-криотронах [Л. 4-9].

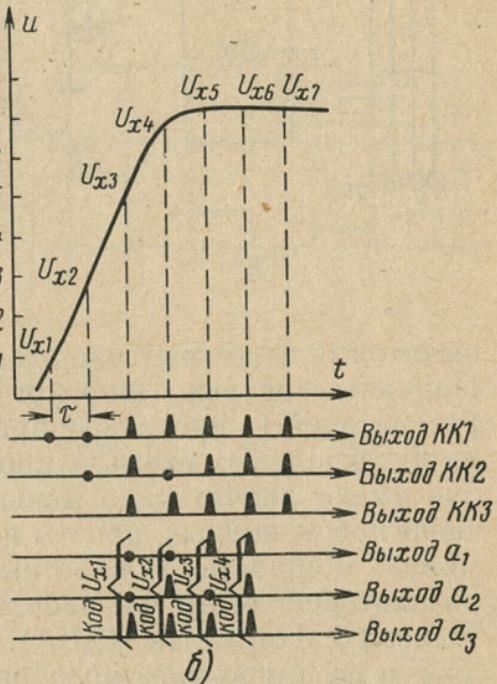
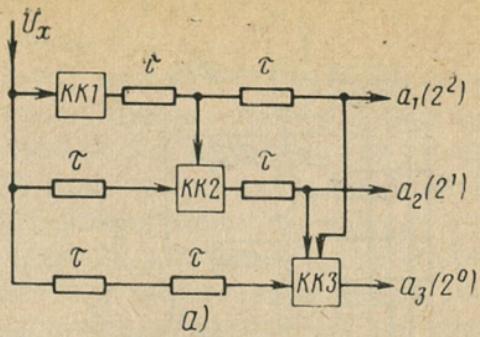


Рис. 4-4.

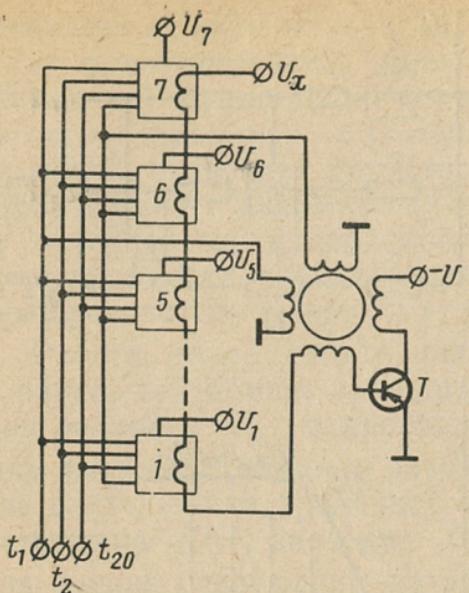


Рис. 4-5.

вычитаний известных опорных зарядов [Л. 4-3, 4-10, 4-11]. Причины довольно широкого применения таких преобразователей (в настоящее время известны их реализации на интегральных схемах) кроются в основном в том, что они имеют значительно меньшее число элементов, в том числе прецизионных, просты по конструкции и потребляют малую мощность. Конкретные схемы емкостных преобразователей были разработаны и испытаны фирмой Tomson Laboratories (США).

Схема емкостного преобразователя аналоговых величин в дискретные представлена на рис. 4-6, а, где  $K_1$ — $K_4$  — быстродействующие бесконтактные ключи. Усилители  $U_1$  и  $U_2$  имеют высокое входное и низкое выходное сопротивления и обладают нагрузочной способностью и полосой частот, согласованными по времени с процессом заряда и разряда конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$ . При замкнутых ключах  $K_1$  и  $K_2$  оба конденсатора  $C_1$  и  $C_2$  заряжаются напряжением опорного источника  $E$ ; при размыкании этих ключей и замыкании  $K_3$  или  $K_4$  (в зависимости от полярности  $U_x$ ) заряд  $C_2$  полностью передается на конденсатор  $C_3$ , так как коэффициент усиления усилителя  $U_2$  равен единице. Заряд же на  $C_1$  сохраняется. Если теперь разомкнуть ключи  $K_3$  или  $K_4$  и замкнуть  $K_2$ , произойдет перераспределение заряда на

Следует отметить также другую оригинальную структуру взвешивающего кодирования, которая по ряду признаков может быть отнесена к этому методу аналого-цифрового преобразования. В иностранной литературе эта группа преобразователей получила название емкостных и характеризуется циклом кодирования, в течение которого разряд конденсатора, первоначально заряженного до значения преобразуемого напряжения, уменьшается до нуля путем последовательных алгебраических

$C1$  и  $C2$  и при условии равенства этих емкостей на них устанавливается напряжение, равное  $E/2$ .

Рисунок 4-6,б иллюстрирует изменение зарядов конденсаторов  $C1$  и  $C2$  в течение цикла преобразования. Выходное напряжение усилителя  $Y2$  подается на вход схемы сравнения  $CCP$ . При подаче на вход последней положительного или нулевого напряжения на выходе генерируется импульс, управляющий ключевой схемой  $K4$ . Таким образом, обеспечивается подача напряжения обратной полярности с обкладок конденсатора  $C2$  на кон-

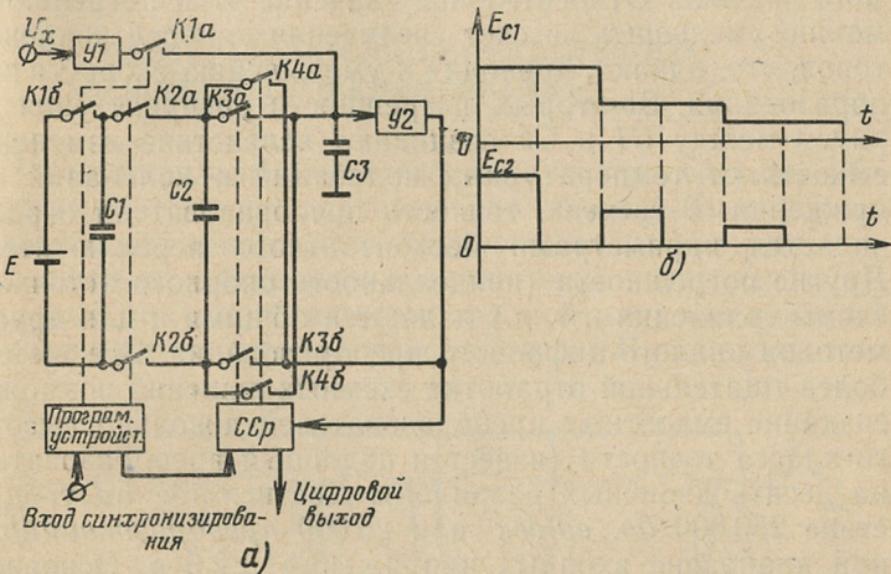


Рис. 4-6.

денсатор  $C3$ . Соответственно, если сигнал на входе схемы сравнения отрицателен, срабатывает  $K3$ . Импульсы, генерируемые схемой сравнения, используются в качестве последовательного выходного цифрового кода. Диапазон кодируемых значений в таком преобразователе определяется соотношением емкостей конденсаторов  $C2$  и  $C3$ .

Такой преобразователь может быть использован в качестве обратного преобразователя кода в напряжение, что значительно расширяет область его использования. Для этой цели входной зажим заземляется ( $U_x=0$ ), поэтому в начальный момент на конденсаторе  $C3$  устанавливается потенциал земли, а вход схемы сравнения отключается от выхода усилителя  $Y2$ , и на него подается последовательный код с признаками в виде полярности

сигнала (1 — положительный сигнал, 0 — отрицательный). Аналоговый выходной сигнал в этом случае снижается с выхода усилителя  $У_2$ .

Следует отметить основные погрешности схемы, ограничивающие точность работы таких преобразователей, и ориентировочно оценить реальные перспективы подобного способа преобразования. Очевидным источником погрешности является использование конденсаторов в качестве формирователей опорных уровней. Во-первых, возникает ошибка из-за разряда конденсатора, вызываемого утечкой. Относительное значение этой погрешности можно уменьшить за счет увеличения емкости конденсаторов, что, однако, приводит к уменьшению скорости преобразования. Во-вторых, погрешности распределения зарядов между  $C_1$  и  $C_2$  возникают вследствие изменения емкости от температурных колебаний и колебаний напряжения. В-третьих, точность преобразователя ограничивается параметрами бесконтактного переключателя. Другие погрешности (неидеальность опорного источника схемы сравнения и т. д.) являются общими и для других методов аналого-цифрового преобразования. Все же при более тщательной отработке схемных решений возможно создание емкостных преобразователей довольно высокого класса точности (известен подобный преобразователь на десять двоичных разрядов). Достигнутое быстродействие 250 000  $\text{дв. ед/сек}$  или 25 000  $\text{преобразований/сек}$  при диапазоне входных напряжений  $\pm 2,5 \text{ в}$ . Основным преимуществом данного способа является сокращение числа элементов как минимум вдвое при обеспечении высоких эксплуатационных характеристик (надежности, малых габаритных размеров, массы, потребляемой энергии и стоимости).

При условии реализации такого преобразователя в тетрадно-десятичном коде появляется возможность использования описываемого способа в малогабаритных цифровых электроизмерительных приборах, причем полярность входного сигнала определяется автоматически без дополнительных устройств.

В целом метод последовательного взвешивающего кодирования характеризуется относительной простотой логики преобразования, возможностью унификации блоков прибора по разрядам, т. е. конструктивной технологичностью, высоким быстродействием, а при использовании параллельной работы всех разрядов (с межкаскадными

линиями задержки) малой динамической погрешностью. Основным недостатком метода является сложность дешифрации выходного двоичного кода (и параллельного, и последовательного) в удобный для индикации десятичный код. Наибольший эффект использования метода последовательного взвешивающего преобразования достигается при комбинировании этого метода с другими, обеспечивающими большую точность, методами цифрового измерения.

#### 4-3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВЗВЕШИВАЮЩЕГО КОДИРОВАНИЯ

Принципиально самое высокое быстродействие обеспечивают аналого-цифровые преобразователи параллельного взвешивающего кодирования, у которых полный цикл преобразования аналоговой величины в дискретный код с погрешностью, равной шагу квантования, выполняется в течение одного такта. Преобразователи

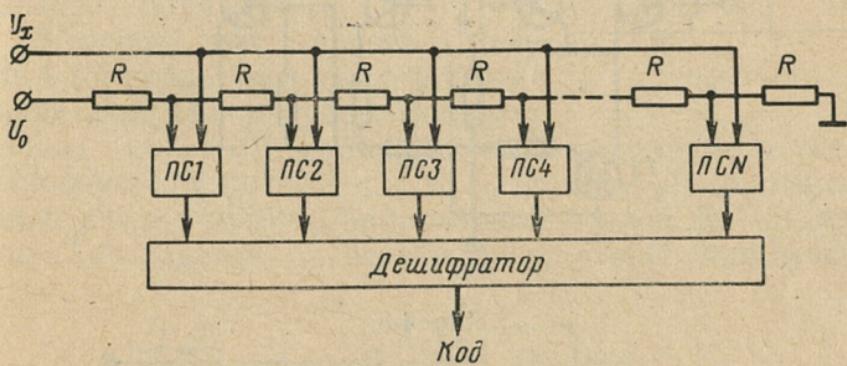


Рис. 4-7.

напряжение — код данного типа получили название амплитудных анализаторов. Структурная схема преобразователей параллельного типа, состоящая из набора опорных уровней, число которых равно  $W$ , представлена на рис. 4-7. Если основание системы счисления  $h$ , а число разрядов кода  $m$ , то

$$W = h^m - 1.$$

Входное напряжение одновременно подается на все пороговые схемы  $PC$ , пороги срабатывания которых задаются от источника опорного напряжения  $U_0$  и отли-

чиваются друг от друга на величину

$$\Delta U = U_0/h^m.$$

При срабатывании всех пороговых схем, для которых удовлетворяется условие  $U_x > U_{0i}$  ( $U_{0i}$  — порог срабатывания  $i$ -й ПС), легко определить выходной код либо по числу сработавших ПС, либо по номеру старшей сработавшей пороговой схемы. Такие преобразователи в некоторых работах получили также название матричных [Л. 4-6].

Все многообразие преобразователей подобного типа определяется в основном многообразием применяемых пороговых схем, от которых зависят важнейшие харак-

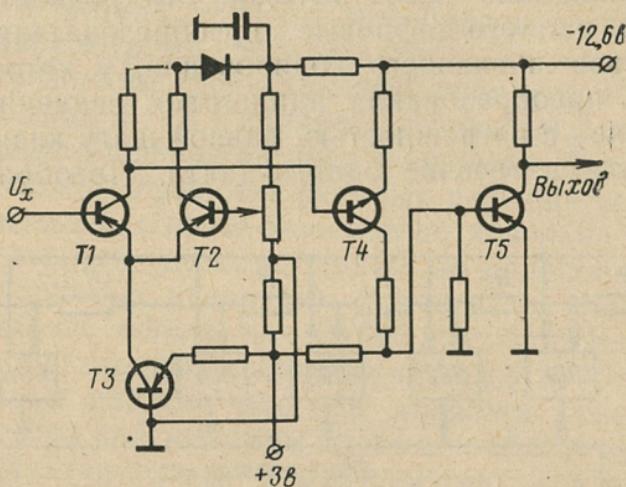


Рис. 4-8.

теристики приборов: точность, быстродействие, временная и температурная стабильность, надежность и т. д. Наибольшее применение в качестве пороговых схем получили усилители постоянного тока (УПТ) и различные триггерные схемы. Первые обладают меньшим дрейфом, вторые имеют то преимущество, что их скорость срабатывания не зависит от скорости изменения входного сигнала.

На рис. 4-8 приведена схема порогового элемента на УПТ со сбалансированной входной цепью ( $T1, T2$ ) и стабилизатором тока ( $T3$ ) [Л. 3-12]. Транзистор  $T4$  образует простейшее пороговое устройство с порогом срабатывания, устанавливаемым при помощи переменного ре-

зистора. Порог срабатывания этой схемы может быть задан в пределах 0—1,5 в с шириной менее 10 мв. Входное сопротивление превышает 100 ком.

Использование триггера Шмитта в качестве порогового элемента получило наиболее широкое распространение [Л. 3-13].

На рис. 4-9 изображен вариант пороговой схемы с минимальным числом элементов [Л. 4-14]. В исходном состоянии через открытые транзисторы протекают максимальные токи. Потенциал эмиттера  $T_2$  близок к потенциальному положительного полюса источника питания. Положительный входной сигнал, подаваемый через емкость на базу  $T_1$ , запирает этот транзистор и вызывает уменьшение тока коллектора  $T_2$ . Ток базы еще более уменьшается, оба транзистора закрываются, а на выходе схемы формируется, таким образом, отрицательный перепад напряжения.

В одном из патентов США [Л. 4-15] предложен амплитудный анализатор на полупроводниковых диодах (рис. 4-10). Если при подаче измеряемого тока  $I_x$  выполняется условие  $I_1 < I_x < I_2$ , то диод  $D_1$  оказывается смещенным в прямом направлении, а диод  $D_3$  — в обратном. Так как ток  $I_x$  недостаточен, чтобы скомпенсиро-

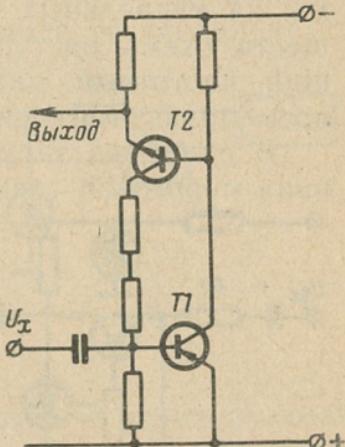


Рис. 4-9.

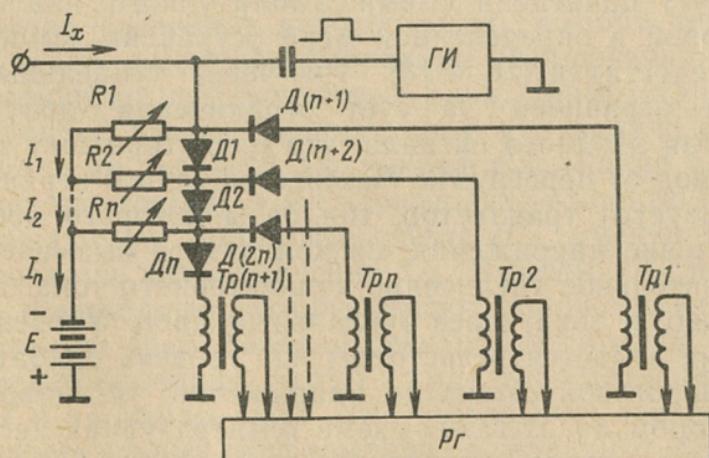


Рис. 4-10.

вать ток через сопротивление  $R_2$ , диод  $D_2$  оказывается смещенным в обратном направлении, а диод  $D_4$  в прямом (открыт). Импульс опроса, формируемый генератором импульсов ГИ, проходит через открытые диоды  $D_1$  и  $D_4$  в первичную обмотку трансформатора  $Tp2$  и наводит в его вторичной обмотке сигнал, который используется для записи в регистр  $Pg$  соответствующего числа. Схема требует отбора диодов. Вследствие простоты и малых габаритов широкое применение [Л. 4-16, 4-17] нашли схемы на туннельных диодах. Кроме указанных преимуществ, схемы на туннельных диодах обеспечивают больший частотный диапазон, хорошую температурную и временную стабильность и высокую надежность.

В одном из зарубежных приборов [Л. 4-17] реализована пороговая схема, в которой параллельно каждому

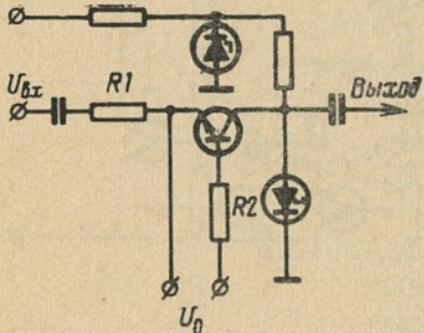


Рис. 4-11.

туннельному диоду подключен триггер Шmittа, срабатывающий при переходе туннельного диода в состояние «высокого напряжения». Туннельные диоды включены последовательно.

Основными недостатками подобных схем являются неидентичность вольт-амперных характеристик туннельных диодов, их низкая перегрузочная способность и зна-

чительный гистерезис туннельных спусковых схем. На рис. 4-11 приведена схема амплитудного анализатора, в которой в определенной мере устранены вышеуказанные недостатки [Л. 4-18]. Ток через туннельный диод всегда ограничен за счет ограничения допустимого значения входного сигнала, что предотвращает туннельный диод от перегрузок. В качестве такого ограничителя используется транзистор, ток базы которого постоянен. Увеличение напряжения на коллекторе вызывает лишь незначительное увеличение коллекторного тока, а следовательно, и тока через туннельный диод. Уровень ограничения задается резистором  $R_1$ , уровень срабатывания этой пороговой схемы по напряжению устанавливается резистором  $R_2$ . В такой схеме температурная нестабильность параметров транзистора практически не влияет на пороговый уровень, так как на рабочем участке спу-

ской схемы транзистор находится в режиме насыщения.

Практически полностью устраниТЬ погрешности от гистерезиса при входных сигналах постоянного тока позволяет схема рис. 4-12. В этой схеме источник смещения  $E_{cm}$  задает ток смещения, устанавливаемый с помощью резистора  $R_2$ . Через резистор  $R_3$  на анод туннельного диода подаются импульсы сброса отрицательной полярности, возвращающие схему в исходное состояние. Если уровень преобразуемого сигнала превышает порог срабатывания схемы, на выходе ее генерируется импульс значительной амплитуды по сравнению с амплитудой выходного сигнала при малом уровне на входе.

Обычно в амплитудных анализаторах, выполненных на последовательно соединенных туннельных диодах, параллельно каждому из них подключается щунтирующая цепь, содержащая полупроводниковый диод или резистор. Это позволяет увеличивать число подключаемых туннельных диодов, а следовательно, увеличивать число разрядов преобразователя.

В структурах параллельного взвешивающего кодирования кодовые комбинации формируются в выходных регистрах в зависимости от числа сработавших пороговых схем или от номера старшей из сработавших. В последнем случае возникает необходимость выполнения соответствующей логической операции исключения съема информации со всех пороговых схем, кроме старшей из сработавших. Схема, реализующая эти задачи и представленная на рис. 4-13, заслуживает внимания благодаря своей простоте [Л. 4-19]. При подаче входного сигнала срабатывают все пороговые схемы  $PC$ , имеющие порог срабатывания ниже значения  $U_x$ . Выходы  $PC$  потенциальны, и выходные сигналы имеют положительную полярность при срабатывании схемы. Эти сигналы поданы на соответствующие входы импульсно-потенциальных схем  $I$  и на входы схем  $HE$ . Последние введены для запрещения съема информации с младших разрядов. Таким образом, при подаче импульса опроса на импульс-

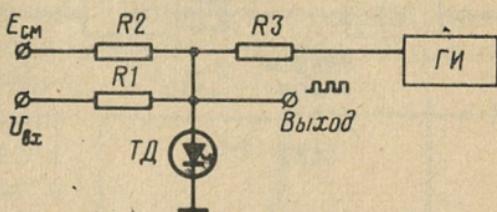


Рис. 4-12.

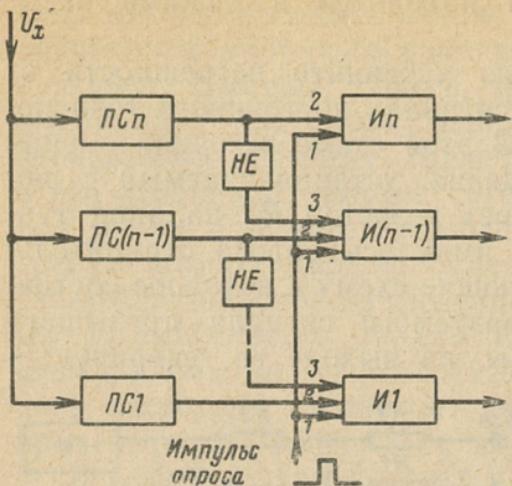


Рис. 4-13.

ные входы схем  $\dot{Y}$  сигнал будет на выходе лишь одной из них.

В преобразователях описываемого типа нашли применение элементы, принцип действия которых основан на различных физических эффектах, например криотроны и элементы на металлической проволоке с покрытием из тонкой магнитной пленки. В преобразователе, описанном в одном из иностранных источников [Л. 4-20], используя-

ются элементы из проволоки диаметром 0,127 мм, покрытой пермаллоевой пленкой. На проволоку намотаны обмотки для входного тока, для тока смещения и считающие обмотки. Преобразование происходит в процессе стирания и восстановления одной доменной стенки, разделяющей области с противоположной намагниченностью. Изменение положения доменной стенки при ее восстановлении прямо пропорционально изменению тока в течение определенного промежутка времени. Если преобразуемый ток равен нулю, то после выключения стирающего импульса доменная стенка устанавливается точно в центре под действием тока смещения. Если ток не равен нулю, точка равновесия смещается в ту или иную сторону. При включении и выключении стирающего тока в считающих обмотках наводится э. д. с., полярность которой зависит от того, где происходит восстановление доменной стенки — справа или слева от обмотки. Детекторы, нагруженные на обмотки считывания, реагируют на прохождение сигнала с обмотки через куль и определяют полярность.

Преобразователи с использованием криотронов, работающие в два этапа — преобразование аналога в дискретную форму и преобразование полученного кода в требуемый выходной код, были предложены десятилетие тому назад [Л. 4-21]. Первый этап может быть реализован в двух вариантах. В первом случае для дискретизации аналоговой величины на  $n+1$  уровней исполь-

зуется  $n$  криотронов, причем второй криотрон имеет шаг намотки, в 2 раза больший, чем первый, третий в 3 раза больше, чем первый, и т. д. При подаче тока в обмотки управления первым переключается криотрон, имеющий наиболее плотную намотку управляющей обмотки и т. д.

В другом случае (рис. 4-14) требуется большее число криотронов, но схема более технологична, так как все криотроны одинаковы. Преобразование производится путем деления входного тока. При увеличении входного тока первым срабатывает криотрон, по обмотке которого протекает весь ток, затем последовательно через заданные интервалы по току срабатывают параллельные системы криотронов. Уменьшить число криотронов в этой схеме можно заменой всех параллельных криотронов в ступенях, кроме одного, эквивалентными сопротивлениями. Наибольшее распространение описываемые структуры получили для исследования быстродействующих процессов, особенно в ядерной физике. При этом квантуются процессы как по уровню, так и по времени.

Метод параллельного взвешивания обеспечивает наносекундную разрешающую способность квантования по времени. Например, транзисторный преобразователь, построенный по структурной схеме рис. 4-15,а, обеспечил восьмиуровневое квантование с быстродействием  $10^8$  преобразований в секунду [Л. 4-22]. Напряжение  $U_x$  через входное устройство  $BY$  подается на блок амплитудных анализаторов  $PC_1 - PC_8$ . Сигнал с блока амплитудных анализаторов подводится на входы схем  $I_1 - I_8$ , на другой вход которых поступают тактовые импульсы частотой 100 Мгц с блока управления  $BY$ . Сигнал *Сброс*, поступающий с  $BY$  через 4 нсек после каждого тактового импульса, возвращает схемы  $I$  в исходное состояние (для повышение быстродействия в схемах использованы туннельные диоды, которые необходимо возвращать

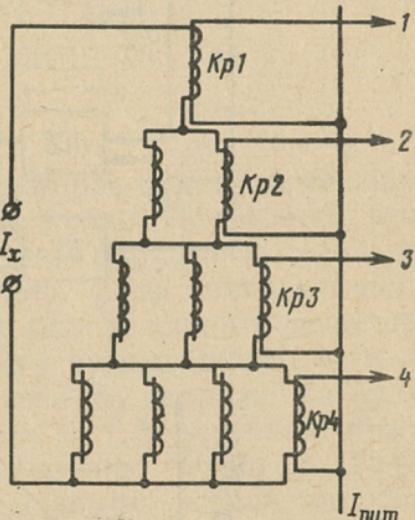


Рис. 4-14.

в исходное состояние). Усилители  $У1$ — $У8$  обеспечивают достаточное для записи в регистр  $P_r$  усиление импульсов. Временная диаграмма (рис. 4-15,б) поясняет процесс преобразования.

К настоящему времени известно достаточно большое количество устройств, реализованных на методе параллельного взвешивания [Л. 4-23—4-25] и др. Оригинальна

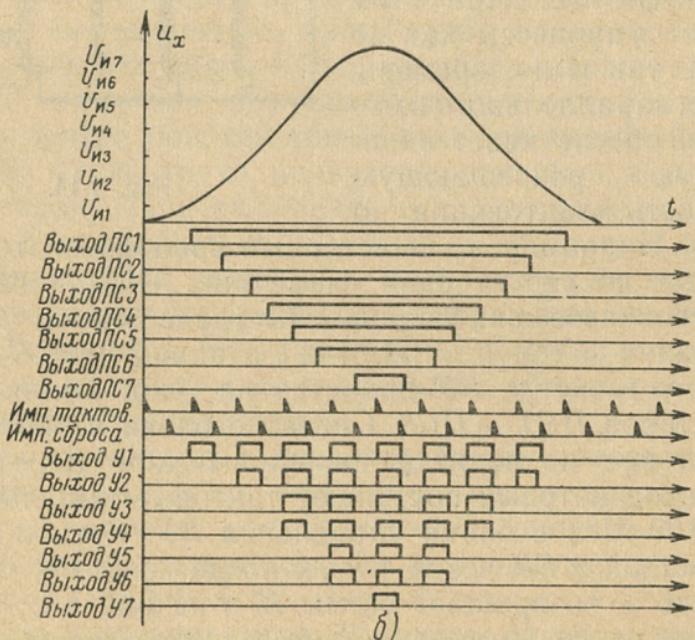
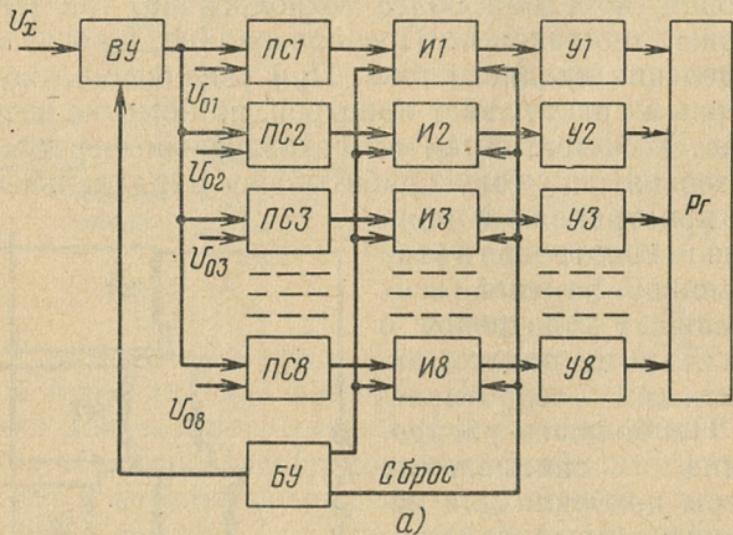


Рис. 4-15.

структурой преобразователя с использованием управляемого генератора переменного напряжения [Л. 4-26]. Входное напряжение  $U_x$  (рис. 4-16) подается на вход управляемого генератора  $УГ$ , вырабатывающего два синусоидальных напряжения  $U_0 \sin \omega t$  и  $U_x \sin(\omega t + \pi)$ , фазы которых сдвинуты друг относительно друга на  $180^\circ$ . Эти сигналы по- даются на противоположные крайние точки делителя, состоящего из резисторов  $R1—Rn$ . В одной из

точек соединения соседних резисторов будет наименьший потенциал, наиболее близкий к нулю. Положение этой точки нулевого потенциала будет определять значение выходного кода преобразователя. Если точка нулевого потенциала лежит в пределах определенного резистора  $R_i$ , то на верхнем (по рисунку) выводе делителя и во всех точках, расположенных выше  $R_i$ , напряжения будут синфазны напряжению  $U_x \sin(\omega t + \pi)$ , а в точках, лежащих ниже  $R_i$ , синфазны напряжению  $U_0 \sin \omega t$ . Точки соединения резисторов в описываемом устройстве подключены ко входам насыщенных резонансных усилителей  $У1, \dots, Уn$ , которые обеспечивают выходное напряжение, равное по величине 1 в, при амплитуде входного синусоидального напряжения больше 10 мв. Усилители настроены на частоту управляемого генератора (1 Мгц) и имеют узкую полосу пропускания. Выходы усилителей нагружены на детекторы  $\Delta$ , при этом на один из детекторов будет подано два напряжения противоположной полярности, что и является признаком наличия нулевого потенциала в данной точке.

Дальнейшее развитие метода параллельного взвешивания с целью повышения быстродействия преобразователей, помимо схемных усовершенствований, применения новейших элементов и т. д., предполагает также его структурные усовершенствования. Наиболее перспективным здесь является сокращение количества пороговых

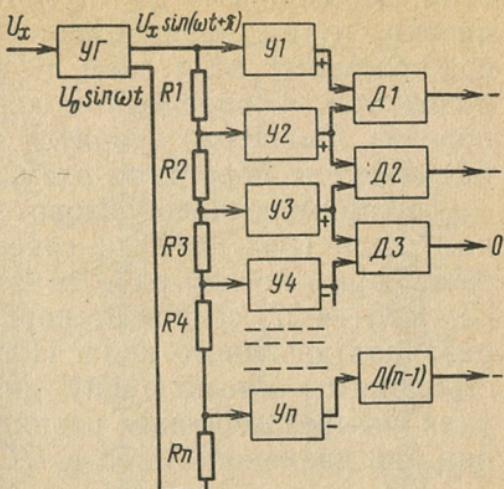


Рис. 4-16.

схем, необходимых для преобразования требуемого диапазона, путем неравномерного распределения порогов срабатывания этих схем с применением оптимальных кодов при одновременном введении смещения значений порогов. Смещение вводится в зависимости от веса срабатывающих пороговых схем.

На примере преобразователя, работающего в двоичном коде (рис. 4-17) и содержащего четыре разряда, рассмотрим логику работы таких схем. Преобразователь [Л. 4-26—4-27] содержит пороговые схемы  $PC$  по числу разрядов двоичного кода. Порог срабатывания  $PC1$  настраивается на половину диапазона входных величин (для четырех двоичных разрядов — 8 относительных единиц при диапазоне 16 ед.),  $PC2$  — на четверть диапазона

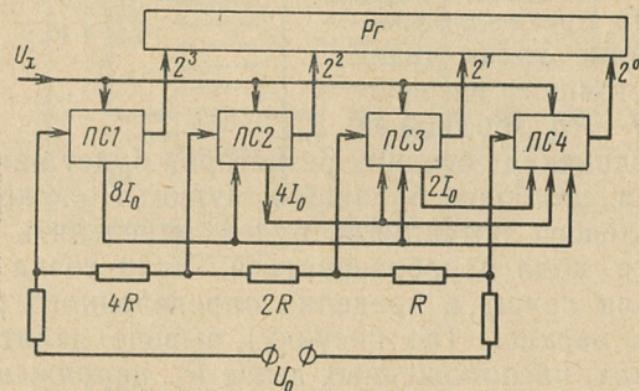


Рис. 4-17.

(4 ед.),  $PC3$  — на восьмую часть,  $PC4$  — на шестнадцатую (1 ед.). Каждая  $PC$  связана с пороговыми схемами более младших разрядов таким образом, что при срабатывании этой схемы пороги срабатывания младших схем увеличиваются на величину, соответствующую первоначальному порогу срабатывания этой  $PC$ . Предположим, что входной сигнал  $U_x$  равен 11 ед.  $PC1$  срабатывает, выдает единицу кода в выходной регистр, одновременно с его выхода снимается напряжение 8 ед. и смещает пороги  $PC2$ ,  $PC3$  и  $PC4$ . Последние оказываются настроенными на пороги 12 ед., 10 ед., 9 ед. соответственно. Срабатывает  $PC2$ , смещающее порог  $PC4$  на 2 ед., который теперь равен 1 ед., и  $PC4$  также срабатывает ( $U_x = 11$  ед.). В выходном регистре преобразователя фиксируется код 1011, соответствующий входному напряжению.

Такая логика работы была реализована также в быстродействующем преобразователе на туннельных диодах [Л. 4-28]. Пороговая схема старшего разряда  $ПС4$  включена между точками схемы  $a$  и  $b$  (рис. 4-18) и срабатывает от разности перепадов напряжений на туннельных диодах  $ТД8$  и  $ТД16$ . При входном токе, меньшем 8 относительных единиц (ед.), на обоих диодах малые падения напряжения, и между точками  $a$  и  $b$  нет разности потенциалов. Если входной ток  $I_x = 8$  ед., то туннельный диод  $ТД8$  перебрасывается в состояние высокого напряжения, между точками  $a$  и  $b$  возникает разность потенциалов, фиксируемая  $ПС4$ . При  $I_x \geq 16$  ед. срабатывает туннельный диод  $ТД16$ , потенциалы точек  $a$  и  $b$  выравниваются и  $ПС4$  возвращается в исходное нулевое состояние. Пороговая схема следующего двоичного разряда  $ПС3$  должна срабатывать при  $I_x \geq 4$  ед., отпускать при  $I_x = 8$  ед., снова срабатывать при  $I_x = 12$  ед. и отпускать при  $I_x = 16$  ед. Это осуществляется следующим образом. При токе  $I_x = 4$  ед. срабатывает  $ТД4$ , возникает напряжение  $U_{cd}$ , фиксируемое  $ПС3$ , при токе  $I_x = 8$  ед. потенциалы выравниваются благодаря срабатыванию  $ТД8$ . При срабатывании  $ТД12$  схема  $ПС3$  опять зафиксирует напряжение  $U_{cd}$ , которое исчезает при срабатывании  $ТД16$  ( $I_x = 16$  ед.). Аналогично происходит фиксация напряжения других разрядов.

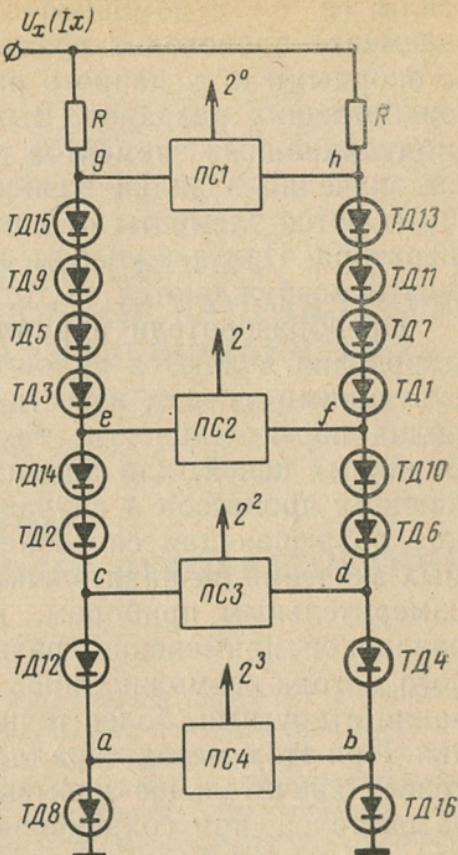


Рис. 4-18.

Значительное упрощение устройства при высокой разрешающей способности, но при небольшом диапазоне преобразования обеспечивается схемами с использованием магнитомодуляционных элементов [Л. 4-30]. Применение этих элементов обусловлено сравнительной простотой получения опорных значений намагничивающей

силы (н. с.) с помощью одного источника. В каждом элементе происходит сравнение н. с. входного сигнала с опорными н. с. данного разряда и суммой н. с. других сработавших разрядов. Выходное напряжение магнитомодуляционных элементов по амплитуде и фазе зависит от значения и знака разности сравниваемых н. с. Возбуждаются элементы от специального тактирующего генератора. При небольшом числе витков в обмотках элементы возбуждаются частотами выше 50 кгц.

Преобразователи параллельного взвешивающего кодирования являются принципиально самыми быстродействующими из всех известных в настоящее время. Очевидна перспективность этих преобразователей для специальных целей, для анализа и фиксации быстропротекающих процессов в случаях, когда не требуется высокая разрешающая способность и диапазон преобразуемых значений незначителен. Применительно к цифровым измерительным приборам, имеющим в технике самое различное применение, развитие и использование данного метода возможно лишь при условии его комбинирования с другими, более точными методами преобразования. При этом метод параллельного взвешивания обеспечивает значительное повышение быстродействия преобразователей при сохранении основных положительных качеств тех методов, с которыми он комбинируется.

Имея в виду такую возможность применения данного метода в ЦИП, следует отметить, что одной из основных задач совершенствования метода является сокращение числа пороговых схем. Наиболее приемлемым вариантом для ЦИП является использование двоично-десятичных кодов, применение одного из оптимальных кодов (например, 7-4-2-1) для построения десятичной декады как максимум с четырьмя пороговыми схемами и с использованием принципа смещения порогов.

## ЧАСТЬ ВТОРАЯ

# ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ, СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦИП УРАВНОВЕШИВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

*Глава пятая*

## ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ЦИП УРАВНОВЕШИВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

### 5-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Из всех известных в настоящее время типов цифровых измерительных приборов наибольшее распространение получили ЦИП, основанные на методе уравновешивающего преобразования. Это объясняется в первую очередь возможностью получения у них высоких метрологических характеристик, часто недоступных для приборов, основанных на методах непосредственного преобразования. Стремление полного использования возможностей метода уравновешивающего преобразования привело к появлению большого числа самых разнообразных вариантов ЦИП, реализующих этот метод. Однако, несмотря на все многообразие, в большинстве приборов применяется ряд общих специфических элементов и узлов, характерных для приборов уравновешивающего преобразования. Такими узлами являются блоки сравнения, осуществляющие сравнение измеряемого и компенсирующего напряжений; преобразователи кода в напряжение, входящие в цепь обратной связи структурной схемы прибора; блоки управления, задающие программу работы прибора и реализующие желаемый способ отработки компенсирующего напряжения.

Важными элементами приборов уравновешивающего преобразования, определяющими такие их характеристики, как точность, быстродействие, габариты и др., являются коммутирующие элементы, к которым относятся различного рода ключи и переключатели.

### 5-2. КОММУТИРУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

#### *Контактные коммутирующие элементы*

В цифровых измерительных приборах коммутирующие элементы могут выполнять две основные функции: 1) обеспечивать автоматическое управление работой приборов; 2) осуществлять переключение компенсирующего напряжения в соответствии с заданной программой или в зависимости от знака рассогласования между измеряемой и компенсирующей величинами.

Основными требованиями, предъявляемыми к элементам автоматики ЦИП, являются надежность в работе, высокое быстродействие, экономичность, малые габариты и вес. Элементы, производящие переключения в измерительных схемах, помимо вышеперечисленных качеств, должны обладать также минимальным и стабильным сопротивлением в замкнутом состоянии и максимальным — в разомкнутом. Для автоматического управления работой прибора и переключения компенсирующего напряжения в цифровой измерительной технике используются контактные и бесконтактные переключающие элементы. К контактным переключателям относятся электромеханические коммутаторы, шаговые искатели, электромагнитные реле, магнитоуправляемые контакты. Электромеханические коммутаторы и шаговые искатели применялись лишь в самых ранних разработках ЦИП [Л. 5-1] и из-за низкого быстродействия, конструктивной сложности и малой надежности в дальнейшем были полностью вытеснены переключателями других типов. Из всего многообразия контактных коммутаторов в современных ЦИП наиболее часто используются электромагнитные реле и реле с магнитоуправляемыми контактами.

Электромагнитные реле в ЦИП могут использоваться как в блоке автоматического управления, так и для коммутации измерительной схемы. По своим характеристикам для работы в ЦИП наиболее подходят электромагнитные реле типов РСМ; РЭС-6; РЭС-9; РЭС-10; РЭС-22; РЭС-32. В цифровых вольтметрах завода «Вибратор» и разработках некоторых других организаций для переключения измерительной схемы используются электромагнитные поляризованные реле РПС-20 и РПС-25. Большинство из перечисленных типов реле в статическом режиме имеет переходное сопротивление контактов от 0,015 до 0,035 ом, вариацию сопротивления 0,005—0,05 ом и паразитную э. д. с. после непрерывной работы в течение часа 2—4 мкв [Л. 5-2].

Наименее надежными элементами электромагнитных реле, ограничивающими их долговечность, являются контакты, подверженные эрозии, происходящей в результате дугообразования в момент размыкания контактов и их окисления в воздушной среде. Относительно большая масса подвижной системы обуславливает определенную инерционность электромагнитных реле. Наконец, в условиях воздействия на реле механических перегрузок наличие инерционного подвижного момента порождает и третий их недостаток, заключающийся в возникновении инерционной силы, противодействующей тяговому усилию электромагнитной системы. Этих недостатков лишены реле с магнитоуправляемыми контактами (МК). Магнитоуправляемые контакты часто называют также герконами (герметичные контакты). О широком распространении магнитоуправляемых контактов свидетельствует хотя бы тот факт, что в настоящее время в США производится на автоматических линиях ежегодно около 150 млн. штук различных типов, в Японии и ФРГ 70 млн., в Англии и Италии 20 млн., во Франции и Бельгии 5 млн. [Л. 5-4]. Достоинствами МК являются высокая надежность коммутации за счет полной изоляции контактной системы от окружающей среды; длительный срок службы; высокое быстродействие; высокая виброустойчивость (до 35 г при частотах до 200 гц) и перегрузочная способность (до 25 г); высокая стабильность и малое значение переходного контактного сопротивления.

К недостаткам МК относится ограниченное число контактов в одном баллоне, наличие дребезга контактов, подверженность влиянию внешних магнитных полей. Явление дребезга магнитоуправляемых контактов можно устранить наполнением их баллона на 0,1—0,15 объема ртутью, что уменьшает также переходное контактное сопротивление до величины порядка 0,02 ом при нестабильности его не более 0,001 ом [Л. 5-10].

Наиболее распространен способ управления магнитными контактами путем помещения их внутрь катушки, создающей магнитное поле. Однако этот способ не является единственным [Л. 5-12]. Оригинальный способ управления МК заключается в использовании ферромагнитных выводов для размещения на них управляющих катушек или поляризующих магнитов. Перспективным способом управления МК можно считать изменение состояния контактной системы с помощью весьма кратковременных (длительностью несколько микросекунд) управляющих воздействий, запоминаемых магнитной системой внешнего магнитопровода, выполненного из феррита с прямоугольной петлей гистерезиса [Л. 5-13—5-15]. Реле с магнитоуправляемыми контактами иногда называют безъякорными или язычковыми. В настоящее время разработаны различные типы безъякорных реле [Л. 5-6—5-11]. Известны безъякорные реле с одним или несколькими подвижными контактами в одном баллоне, поляризованные, дифференциальные и др.

Характеристики некоторых отечественных электромагнитных и язычковых реле приведены в табл. 5-1 [Л. 5-3—5-33].

В табл. 5-2 приводятся основные характеристики магнитоуправляемых контактов, выпускаемых зарубежными фирмами и отечественной промышленностью [Л. 5-3—5-5].

Таблица 5-1

Тип реле	Переходное сопротивление контактов, м <sup>2</sup>	Время срабатывания, мс	Время отпускания, мс	Число включений	Ток срабатывания, мА	Ток отпускания, мА	Масса, г	Габариты, мм	Примечание
РЭС-22	—	12	3—5	5	10 <sup>7</sup>	8,5—35	2—8	36	36,5×29,5×19,5
РЭС-6	12—30	8	3—5	3	3·10 <sup>5</sup>	10—20	5—13	33	39,9×20,6×19,5
РЭС-10	40—120	3—6	8	3	10 <sup>5</sup>	5—20	1,5—11	7,5	26×16×10,6
PCM	12—22	2	3—6	3	10 <sup>5</sup>	14—24	8—18	25	38×26×17,6
РЭС-42	—	—	—	—	—	—	—	12	13×27×21,5
РЭС-43	—	2	—	1	10 <sup>7</sup> —10 <sup>8</sup>	—	—	—	—
РЭС-44	—	3	—	1	10 <sup>7</sup> —10 <sup>8</sup>	—	—	16	16,4×27×21,5
					10 <sup>7</sup> —10 <sup>8</sup>	—	—	20	19,4×27×21,5

Таблица 5-2

Параметры	Тип МК, изготавитель								
	Revere "Glaswich" Revere Corp. of America (США)	Cpc. Lare Elliot Brothers Ltd. (США)	SER (Швеция)	DRG-1 Hamlin (США)	MRG-1 Hamlin (США)	Homthawey Ltd. (США)	X-52 Hiwas (Англия)	MK-1 (СССР)	MK-2 (СССР)
Размер баллона, мм	5,3×52,5	5,45×52,5	5,0×50	5,45×47,5	3,5×19	—	—	5,0×50	3,2×25
Намагничивающая сила отпускания, а	—	20—50	48—78	—	—	—	—	25	25
Намагничивающая сила срабатывания, а	—	70—110	80—100	30—500	20—300	—	120	80	80
Время срабатывания, мсек	1,0	1,3—2,3	0,6—1,3	1,0	0,1	0,2—0,5	2,0	3,5	2,5
Время отпускания, мсек	—	0,25	0,1	—	—	—	0,5	0,8	0,5
Частота включений, имп/сек	400	250	350	400	500	—	—	20—100	20—100
Контактное переходное сопротивление, мом	50	25—40	20—50	15—35	50—100	40—90	50	100	100
Коммутируемый ток, а	0,5	0,5	0,1	1,0	0,5	0,5	—	0,5	0,05
Коммутируемое напряжение, в	28	28	50	500	250	—	—	30	30
Число срабатываний	10 <sup>9</sup>	20·10 <sup>6</sup>	75·10 <sup>6</sup>	2·10 <sup>6</sup>	5·10 <sup>6</sup>	—	—	10 <sup>6</sup>	10 <sup>6</sup>

## Бесконтактные коммутирующие элементы

Требование высокого быстродействия, предъявляемое к цифровым измерительным приборам и аналого-цифровым преобразователям, часто исключает возможность использования в них контактных переключающих элементов, не обеспечивающих требуемой скорости переключения, и вызывает необходимость применения бесконтактных ключей. Бесконтактные элементы могут использоваться как для автоматического управления работой прибора, так и для переключения компенсационной схемы. В качестве бесконтактных распределителей и коммутаторов широко применяются транзисторные распределители импульсов, декатроны, специальные электронные лампы. Некоторые из этих устройств могут одновременно выполнять функцию счетчиков импульсов. В ряде работ рассматривается возможность применения в качестве коммутаторов магнитных ключей [Л. 5-29] и сверхпроводящих элементов — криотронов [Л. 5-30].

Для построения ключей, применяемых в измерительных цепях, наиболее пригодны полупроводниковые диоды и триоды [Л. 5-2, 5-16]. Они обеспечивают большое изменение сопротивления ключа при переходе его из открытого в закрытое состояние (отношение сопротивлений достигает величины  $10^8$ ), малые собственные э. д. с. ( $10^{-1}$ — $5 \cdot 10^{-4}$  в), высокую скорость переключения ( $10^4$ — $10^7$  переключений в секунду), возможность коммутации переменных и постоянных напряжений, имеют малые габариты и вес.

При использовании транзисторов роль ключа всегда играет участок коллектор — эмиттер транзистора, управляемого со стороны базы. При этом в любой ключевой схеме возможно двоякое включение транзистора, поскольку в ключевом режиме он может работать при переменах местами коллектора и эмиттера. Инверсное включение позволяет получить наименьшее остаточное напряжение между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора. Результаты теоретических и экспериментальных исследований ключевых свойств различных транзисторов приведены во многих специальных работах (см., например, [Л. 5-18—5-20 и др.]).

Таблица 5-3

Тип транзистора	$U_0$ , мв	$R_h$ , ом	$I_{\text{э.з.}}$ , мка	$U_{\text{к.з.}}$ , в	$f_a$ , Мгц
П10Б	1,10	2,4	0,5	30	1,2
П12	1,40	2,2	—	6	7
П16Б	1,22	1,6	0,65	15	2
П20	1,35	1,3	0,45	30	1,5
П25А	3,40	4,2	—	60	0,2
П26	4,25	4,5	—	100	0,5
П29	1,25	0,8	—	12	5
П406	1,30	1,2	—	6	12
П106	2,30	4,6	0,13	15	1,5

Достаточно подробный анализ ключевых свойств некоторых транзисторов проведен в [Л. 5-17]. Результаты экспериментальных исследований сведены в табл. 5-3, где приведены значения остаточного напряжения  $U_0$  и сопротивления  $R_h$  насыщенного транзистора,

полученные при токах эмиттера от  $-2$  до  $+2$  мА и токе базы  $4,8$  мА, токе  $1$  э. з., протекающем в цепи эмиттера закрытого по обоим переходам транзистора при напряжении база — эмиттер  $20$  в, допустимом коллекторном напряжении и при нормальной температуре. В таблице приведены также значения граничной частоты  $f_a$  и допустимого напряжения коллектор — эмиттер запертого транзистора  $U_{ke}$ . Из таблицы видно, что многие германиевые транзисторы весьма близки по свойствам в режиме насыщения, поэтому свойства транзисторного ключа часто оказываются тем лучше, чем больше допустимое напряжение между его электродами. Приведенные в таблице значения граничной частоты позволяют сравнивать различные транзисторы по быстродействию.

В цифровых измерительных приборах широко применяются однопозиционные ключи. Такие ключи могут быть выполнены на одном транзисторе [Л. 5-21]. Для получения малого сопротивления замкнутого ключа часто используют схемы с параллельным включением транзисторов, что, однако, уменьшает и сопротивление ключа

в разомкнутом состоянии. Подобные схемы, например, выполненные на транзисторах П101 и П105, в диапазоне коммутируемых напряжений от  $10$  мВ до  $20$  в позволяют обеспечить коэффициенты передачи  $0,97$  и  $0,005$  соответственно при замкнутом и разомкнутом состояниях ключа [Л. 5-22].

Наиболее естественным путем улучшения коммутационных характеристик транзисторов (уменьшения остаточных напряжений и обратных токов) является их встречное включение. Схема симметричного ключа, в которой используется инверсное встречное включение транзисторов [Л. 5-23], приведена на рис. 5-1.

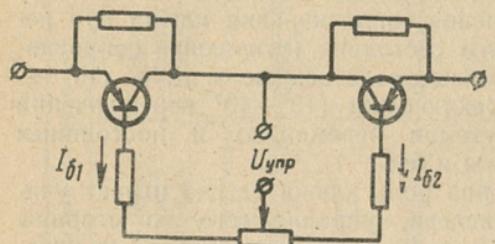


Рис. 5-1.

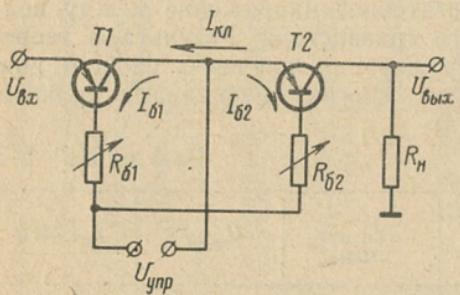


Рис. 5-2.

для кремниевых. Для наиболее напряжения ключа следует выбирать транзисторы с примерно одинаковыми зависимостями  $U_0 = F(I_b)$ . Обратный ток разомкнутого симметричного ключа равен половине разности обратных токов транзисторов. Сопротивление замкнутого ключа на германиевых транзисторах составляет значение порядка  $10$  ом, на кремниевых —  $30$  ом. При использовании кремниевых транзисторов обратный ток ключа не превышает  $0,1$  мА, германиевых —  $5$  мА.

На рис. 5-2 приведена схема компенсированного транзисторного ключа, состоящего из последовательно соединенных германиевого транзистора  $T1$  типа МП42Б в инверсном включении и кремниевого транзистора  $T2$  типа МП106 в прямом включении. При таком вклю-

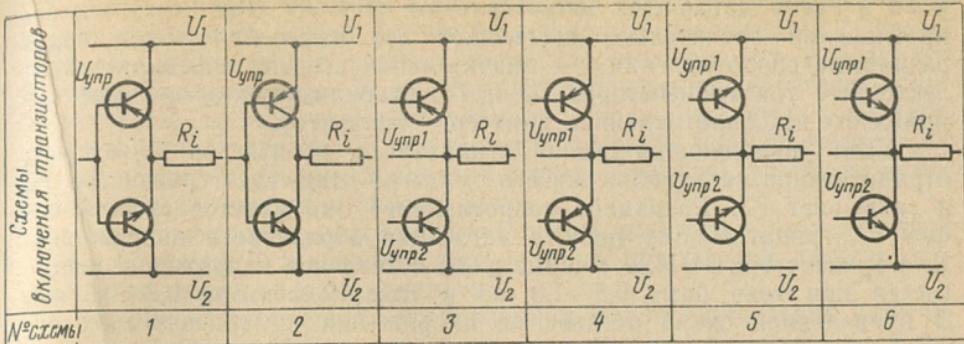


Рис. 5-3.

чении большая часть остаточного напряжения кремниевого транзистора выполняет роль компенсирующего напряжения. Большое внутреннее сопротивление транзистора  $T2$  в закрытом состоянии позволяет практически полностью отключить входное напряжение  $U_{\text{вх}}$  от нагрузки. Ток базы второго транзистора  $I_{b2}$  имеет направление, противоположное направлению тока  $I_{\text{кл}}$ , протекающего через замкнутый ключ, компенсируя, таким образом, падение напряжения на транзисторе  $T2$ , вызванное протеканием тока  $I_{\text{кл}}$ , и падение напряжения на коллекторном переходе транзистора  $T1$ , вызванное протеканием через него тока базы  $I_{b1}$ .

Для ключа рис. 5-1 теоретически невозможно снизить остаточное напряжение ключа  $U_{\text{кл}}$  до нуля, тогда как для ключа рис. 5-2 при определенных соотношениях  $U_{01}$  и  $U_{02}$ , определяемых значениями токов  $I_{b1}$  и  $I_{b2}$ , это оказывается возможным. Для описываемой схемы коэффициент передачи в замкнутом состоянии был равен единице при значениях токов базы  $I_{b1}=2 \text{ мА}$  и  $I_{b2}=9 \text{ мА}$ .

В качестве компенсационных схем ЦИП уравновешивающего преобразования большое распространение получили параллельные делители напряжения, требующие переключателя на два положения. Транзисторные двухпозиционные ключи строятся с использованием двух и более транзисторов. Возможные схемы двухтранзисторных переключателей на два положения приведены на рис. 5-3 [Л. 5-25]. Наиболее простыми оказываются схемы 1 и 2, в которых возможно объединение цепей управления, однако из-за худших характеристик транзисторов  $n-p-n$  типа по сравнению с транзисторами  $p-n-p$  иногда применяются схемы 3 и 4. Для управления транзисторными двухпозиционными ключами используются гальванические и трансформаторные схемы управления [Л. 5-26]. На рис. 5-4 в качестве примера приведена гальваническая схема управления ключом, использующаяся в ряде цифровых вольтметров, разработанных в Отраслевой лаборатории Пензенского политехнического института. Если управляющий сигнал, поступающий от соответствующего триггера счетчика, близок к нулю, транзистор  $T1$  закрыт положительным смещением  $+6,3 \text{ в}$ . При этом транзистор  $T3$  открыт, а транзистор  $T2$  закрыт. Разрядное сопротивление  $R_i$  оказывается подключенным к нулевой шине образцового источника питания. Как показывают проведенные исследования, минимальное значение остаточного напряжения для транзистора МП38 соответствует току базы  $0,9-1,1 \text{ мА}$  при токе коллектора  $0,7-0,9 \text{ мА}$ . В таком режиме сопротивления переходов становятся минимальными и стабильными. Для устранения влияния

состояния соседних ключей на коллекторный ток транзисторов  $T_2$  и  $T_3$  в схему добавлены сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Ток через эти сопротивления значительно превышает все изменения токов через разрядные сопротивления и в значительной степени определяет коллекторный ток транзисторов  $T_2$  и  $T_3$ , стабилизируя остаточные напряжения на сопротивлениях эмиттер — коллектор.

Если управляющий сигнал отрицателен, транзистор  $T_1$  открыт, отрицательное напряжение на его эмиттере открывает транзистор  $T_2$  и закрывает  $T_3$ . Разрядное сопротивление оказывается подключенным к отрицательному полюсу источника образцового напряжения. Для транзистора МП42Б минимальное остаточное напряжение достигается при токе базы 0,8—1,0 мА и токе коллектора 0,7—0,9 мА. В приведенной схеме остаточные напряжения на транзисторах со-

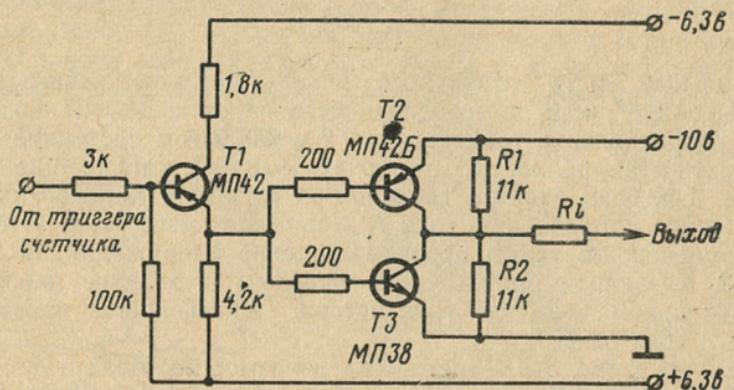


Рис. 5-4.

ставляли 0,1—0,3 мВ. Для улучшения характеристик ключа выравнивающее сопротивление можно включать не только параллельно ключевому транзистору, но и последовательно с ним [Л. 5-27].

Недостатком гальванических схем управления транзисторными ключами является наличие связи цепей переключаемого и управляющего напряжений, вследствие чего ток базы насыщенного транзистора протекает через источник переключаемого напряжения. Этого недостатка лишены трансформаторные схемы управления [Л. 5-17, 5-25]. Кроме того, в этих схемах ток базы транзистора не зависит от переключаемого напряжения, благодаря чему для насыщенного транзистора он остается постоянным даже при переключении напряжения переменного тока.

Три характерные схемы динамического управления транзисторными ключами приведены на рис. 5-5. Наиболее простая схема изображена на рис. 5-5,а. Здесь состояние ключевого транзистора определяется наличием или отсутствием на входе схемы высокочастотных импульсов. При наличии их через базу транзистора протекает импульсный ток одного направления. Если инерционность транзистора достаточно велика, он окажется открытym и насыщенным все время, пока на вход поданы импульсы. Инерционность транзистора играет роль сглаживающего фильтра, усредняющего пульсирующее выпрямленное напряжение, создаваемое обмоткой трансформатора. Выпрямление управляющего тока может осуществляться и двухполупериодным выпрямителем (рис. 5-5,б). Для лучшего сглаживания

пульсаций в схему включен  $LC$ -фильтр. На рис. 5-5,в показана схема однопозиционного ключа с трансформаторным управлением и двумя встречно включенными транзисторами, насыщающимися и запирающимися одновременно. Ключ управляется двухполупериодным выпрямителем. В этой схеме остаточные напряжения двух транзисторов включены встречно и в значительной мере компенсируют друг друга, а сопротивления переходов насыщенных транзисторов включены последовательно и суммируются.

По погрешности, обусловленной током эмиттера закрытого транзистора, схемы с гальванической и трансформаторной связью оказываются примерно равнозначными.

Одним из важнейших требований к цепям управления быстро действующих ключевых элементов является обеспечение ими мощных запирающих сигналов в процессе переключения транзисторов. Форсирование процесса запирания может явиться необходимым и

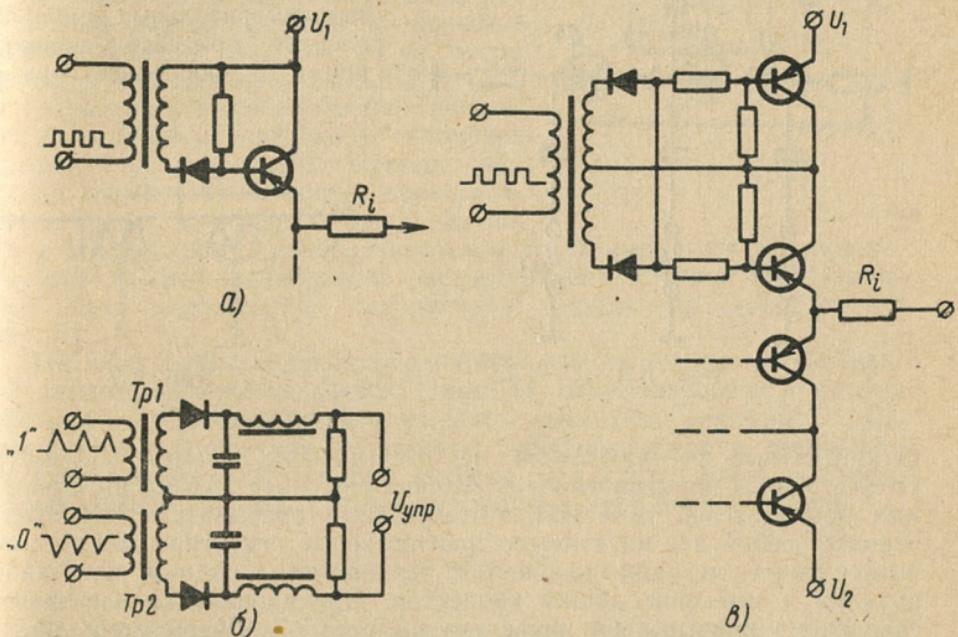


Рис. 5-5.

с точки зрения предотвращения перегрузки транзисторов по току. Так, например, если задерживается запирание одного из транзисторов двухпозиционного ключа, то в переходном режиме возникает состояние, когда оба транзистора открыты, и, так как в цепи коллектор — эмиттер отсутствуют ограничительные сопротивления, через транзисторы протекают большие неуправляемые токи. Это может привести к перегрузке транзисторов и выходу их из строя. Форсирование процесса запирания транзистора позволяет существенно уменьшить длительность опасного состояния и облегчить тем самым режим работы транзисторов. Схемы переключателей с форсированием процесса запирания в случае гальванического и трансформаторного управления приведены в [Л. 5-17]. В отличие от транзисторных диодные ключевые схемы для переключения измерительных цепей используются редко, что объясняется их худшими коммутиционными параметрами.

В качестве примера на рис. 5-6 приведена оригинальная схема стабилитронно-диодного ключа для коммутации переменных напряжений [Л. 5-28]. Схема состоит из двух последовательно включенных стабилитронно-диодных цепочек  $D_1, D_2$  и  $D_3, D_4$ , между которыми подается управляющее напряжение  $U_{\text{упр}}$ . В зависимости от положения переключателя  $P$  в проводящем состоянии будет находиться или одна из этих цепочек, или обе они будут заперты. Для получения разомкнутого состояния цепочки необходимо, чтобы напряжение стабилизации стабилитрона было больше максимальной амплитуды входного сигнала  $U_{\text{вх}}$ . Напряжение управления  $U_{\text{упр}}$  должно быть

больше суммы этих двух напряжений. Схема выполняет функцию переключателя с нейтральным положением.

Наиболее перспективными для применения в цифровых измерительных приборах следует признать появившиеся в последнее время

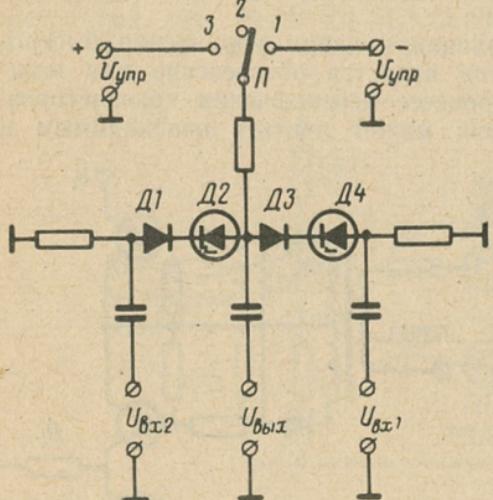


Рис. 5-6.

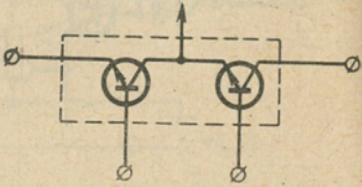


Рис. 5-7.

бесконтактные переключатели на интегральных схемах [Л. 5-31]. Отечественная промышленность освоила серийный выпуск интегральных прерывателей типа ИП. Интегральный прерыватель ИП представляет собой две идентичные транзисторные структуры  $n-p-n$  типа, выполненные методом планарной технологии в одном кристалле кремния и имеющие общий коллектор. Принципиальная электрическая схема прерывателя приведена на рис. 5-7. Прерыватель предназначен для коммутации малых электрических сигналов переменного и постоянного тока. В схемах ЦИП он может успешно применяться в качестве переключателя для коммутации измерительных схем, а также как модулятор в схемах УПТ устройства сравнения. Перспективность использования интегральных прерывателей в ЦИП обусловливается их высокими ключевыми параметрами. Остаточное напряжение ключа не превышает 20—150 мкв, ток в разомкнутом состоянии менее 10  $\mu\text{A}$  в температурном диапазоне от  $-60$  до  $+20^\circ\text{C}$  и не превышает 100  $\mu\text{A}$  при температуре  $85^\circ\text{C}$ . Напряжение питания ключей 6,3 и 3,0 в. Допустимый ток в замкнутом состоянии 10 мА.

Интегральные прерыватели ИП могут управляться как схемами с гальванической связью, так и трансформаторными схемами. В заключение настоящего параграфа следует отметить, что приведенные выше примеры контактных и бесконтактных коммутирующих элементов далеко не исчерпывают всего их многообразия. Более подробно со схемами коммутирующих устройств и с коммутирующими элементами можно ознакомиться в литературе [Л. 5-32—5-34 и др.].

### 5-3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ КОДА В НАПРЯЖЕНИЕ

#### Преобразователи единичного кода в напряжение

Для всех цифровых измерительных приборов (в частном случае — вольтметров), построенных по принципу уравновешивающего преобразования, характерно преобразование выходного кода в электрический аналог (напряжение или ток). Поскольку вырабатываемое преобразователем кода в напряжение (ПКН) компенсирующее напряжение представляет собой опорные уровни, сравниваемые с аналоговым входным сигналом, точность ПКН определяет достижимую точность всего ЦИП. Возможная скорость работы ПКН также определяет быстродействие прибора в целом.

В зависимости от способов введения компенсирующих уровней в процессе уравновешивания, а также от их числа выходной код прибора (вход ПКН) может задаваться в любой системе счисления. В частном случае, когда основание системы счисления равно единице, выходная дискретная величина преобразователя представляет собой число импульсов, а ПКН является преобразователем числа импульсов в напряжение (ток). Одним из наиболее распространенных типов ПКН являются преобразователи с накоплением заряда на конденсаторе (рис. 5-8).

На вход схемы подаются положительные импульсы калиброванной амплитуды и длительности. Диод  $D_1$ , открывающийся в момент действия очередного импульса, включает емкостный делитель  $C_1, C_2$ . Приращение напряжения на выходе преобразователя в результате действия одного импульса при условии, что длительность входного импульса много больше постоянной времени цепи заряда, равно:

$$\Delta U_1 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} U_0.$$

По окончании действия импульса диод  $D_1$  запирается, и через открытый диод  $D_2$  и источник импульсов конденсатор  $C_2$  разряжается. Если сопротивление закрытого диода  $D_1$  и нагрузки велико, то за время между импульсами конденсатор  $C_1$  практически не разряжается. Второй входной импульс увеличивает напряжение на выходе еще на одну ступень  $\Delta U_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} (U_0 - \Delta U_1)$ . В общем случае для  $N$  импульсов

$$\Delta U_N = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \left( U_0 - \sum_{i=0}^{N-1} \Delta U_i \right).$$

Если обеспечить условие  $N\Delta U_1 \ll U_0$ , то погрешностью, вызванной уменьшением  $\Delta U_N$  при большом числе  $N$ , можно пренебречь. Но при этом используется незначительная часть амплитуды  $U_0$ . Обеспечивая перезаряд конденсатора  $C_2$  до величины  $\Delta U_1$  в период между импульсами, можно получить одинаковые приращения  $\Delta U_i$ .

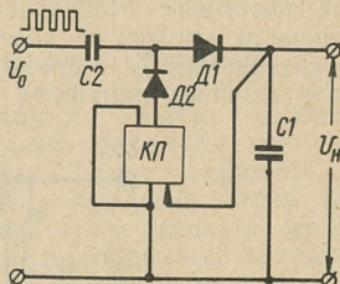


Рис. 5-8.

С этой целью в схему введен катодный (эмиттерный) повторитель КП с коэффициентом передачи, близким к единице [Л. 5-35]. В конечном счете напряжение на  $C_1$  равно:

$$U_{C_1} = U_0 \frac{C_2}{C_1 + C_2} N.$$

На рис. 5-9 приведена практическая схема такого типа, реализованная в одном из приборов, созданных в Пензенском политехническом институте [Л. 5-55].

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  образуют емкостный делитель, на который поступают стабилизированные по амплитуде импульсы. Стабильность амплитуды обеспечивается входным блокинг-генератором на транзисторе  $T1$  и стабилизирующей цепью ( $R1$ ,  $D1—D4$ ). При частоте входных импульсов 10 кгц и нестабильности питающего на-

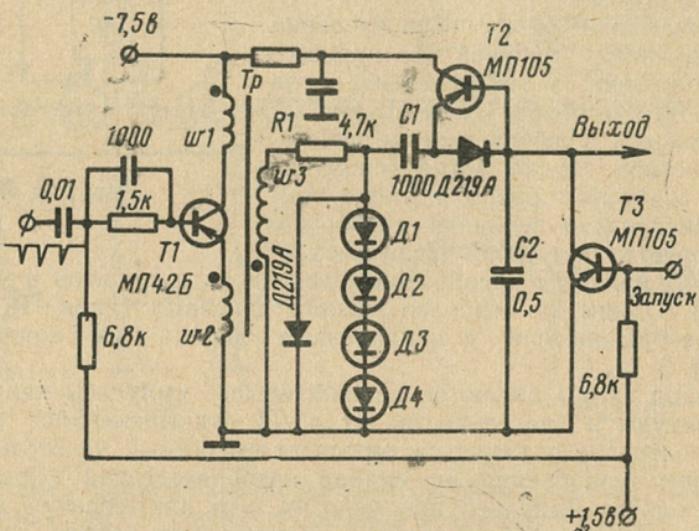


Рис. 5-9.

пражения  $\pm 20\%$  схема обеспечивает линейность 0,5% при максимальном выходном напряжении 1 в и величине ступеней 10 мв.

На рис. 5-10 изображена схема преобразователя числа импульсов в напряжение, позволяющая при более широком диапазоне частоты следования входных импульсов сохранить достаточную линейность характеристики. При отсутствии входного сигнала транзистор  $T2$  заперт. На время  $t_0$  действия положительного входного импульса транзистор  $T1$  запирается и конденсатор  $C$  заряжается током  $i$  через открытый транзистор  $T2$ . Напряжение на выходной емкости  $U_C$  с каждым входным импульсом повышается на величину  $it_0/C$ . Если конденсатор  $C$  имеет большую емкость, то при соответствующем выборе параметров схемы напряжение на конденсаторе за время между очередными импульсами практически не изменяется. В этом случае  $\Delta U_C = it_0 N/C$ .

Достаточно просто реализуются преобразователи числа импульсов в напряжение с использованием декатронов, катоды которых последовательно соединяются между собой через стабильные резисторы, образуя делитель, коэффициент деления которого определяется состоянием декатрона. Роль коммутатора дискретного делителя,

выполняемую в таких схемах декатроном, могут играть полупроводниковые схемы (кольцевые счетчики) или электромеханические системы (шаговые искатели).

Если быстродействие не является решающим фактором, то для преобразования числа импульсов в постоянное напряжение могут быть использованы [Л. 5-36] пересчетные схемы на триггерах (электронные или магнитные).

Преобразователь состоит из двух счетчиков, заполняющихся импульсами от генератора. В один из счетчиков заносится код преобразуемого числа, другой счетчик свободен. При одновременном поступлении импульсов на входы счетчиков импульсы переполнения на их выходах будут сдвинуты во времени на величину, пропорциональную занесенному числу (при одинаковой емкости счетчиков). Отношение этого сдвига к периоду между импульсами переполнения не зависит от частоты генератора и преобразуется в напряжение с помощью триггера и стабилизатора тока.

### Делители напряжений на резисторах

Для построения преобразователей кода в напряжение (ПКН) используются обычно схемы делителей на резисторах, трансформаторах, конденсаторах и т. д., дискретно переключаемые ключевыми схемами (всякого рода переключателями токов или напряжений) и управляемые кодом задаваемого числа. В качестве источников питания таких схем используются стабилизированные опорные источники напряжений или токов.

В общем случае выражение для компенсирующего напряжения  $U_k$  записывается как

$$U_k = \mu E_0,$$

где  $\mu$  — коэффициент передачи, принимающий ряд дискретных значений от 0 до 1 в зависимости от кода преобразуемого числа;  $E_0$  — величина опорного напряжения, питающего ПКН.

В одноразрядной цепи для получения  $N$  различных значений коэффициента  $\mu$  необходимо  $N$  переключений, и дискретный делитель должен иметь не менее  $N$  секций. Как правило, в ЦИП применяются многоразрядные схемы, построенные по какой-либо удовлетворяющей логике работы прибора системе счисления (десятичной, двоичной, тетрадно-десятичной и др.). Величина  $\mu$  может быть выражена как коэффициент передачи дискретного делителя.

Для идеального дискретного делителя коэффициент передачи выражается как

$$\mu = \sum_{k=1}^m a_k x_k,$$

где  $x_k$  — числа, образующие дискретный взвешенный код;  $a_k$  — весовые коэффициенты кода;  $m$  — число разрядов кода.

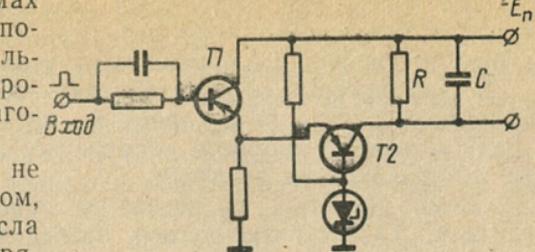


Рис. 5-10.

При построении дискретных делителей числа  $x_k$  воспроизводятся соответствующими  $k$ -ми переключателями, а коэффициенты  $a_k$  зависят от способа соединения элементов делителя.

В зависимости от способа включения разрядных элементов (в частном случае резисторов) и соответствующих переключателей в цепь источника опорного напряжения  $E_0$  различают последовательные и параллельные делители.

Схема рис. 5-11 представляет собой схему последовательного делителя, характеризующегося последовательным включением раз-

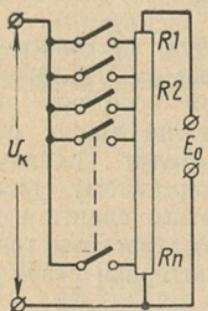


Рис. 5-11.

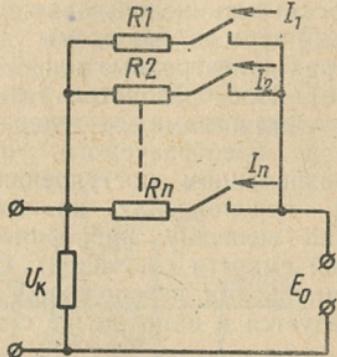


Рис. 5-12.

рядных резисторов в цепь источника  $E_0$ . Эта схема обеспечивает высокое и не зависящее от состояния переключателей входное сопротивление относительно источника  $E_0$ , что значительно облегчает режим работы этого источника и позволяет использовать в качестве опорного источника сухие элементы или параметрические стабилизаторы напряжения. Кроме того, такая схема дает возможность ис-

пользования всей величины  $E_0$  для формирования компенсирующего напряжения  $U_k$ , т. е. обеспечивает большой коэффициент передачи делителя  $\mu$  (до  $\mu=1$ ).

Представленная на рис. 5-12 схема параллельного делителя, как правило, имеет меньший коэффициент  $\mu$  и зависимое от состояний переключателей входное сопротивление, что предполагает использование в качестве источника  $E_0$  компенсационных стабилизаторов. Однако эти делители обладают целым рядом достоинств, что обусловило их широкое применение в ЦИП.

Во-первых, параллельные делители обеспечивают постоянство выходного сопротивления  $R_{\text{вых}}$ , что улучшает режим работы схемы при пе-

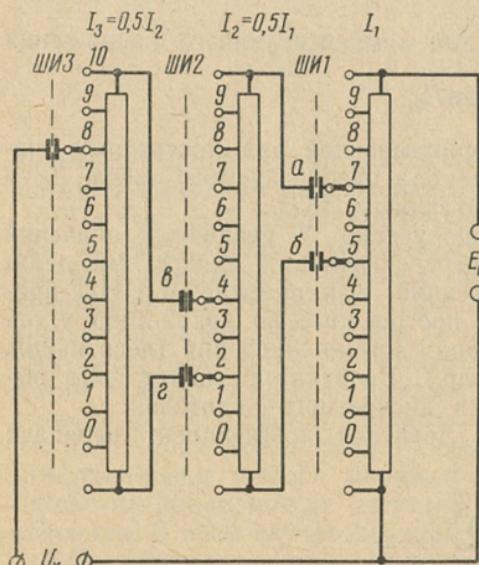


Рис. 5-13.

реходе с разряда на разряд и позволяет менять  $\mu$  простым шунтированием  $R_{\text{вых}}$ . В последовательных делителях  $R_{\text{вых}}$  переменно и в крайних положениях может обращаться в 0, т. е. сильно нагружать последующие цепи прибора. Во-вторых, в отличие от последовательных делителей, где погрешности, вызываемые паразитными параметрами переключателей (остаточные э. д. с. и сопротивления), суммируются, в параллельных делителях погрешности всех сопротивлений не превосходят по величине погрешностей одного разряда. Это обстоятельство делает возможным применение в качестве переключателей бесконтактных электронных ключевых схем. В-третьих, при параллельном включении резисторов уменьшаются паразитные наводки на делитель.

Как параллельные, так и последовательные дискретные делители могут выполняться в десятичной, двоичной и тетрадно-десятичной системе счисления.

Большое распространение получили делители с шунтирующими декадами и мостовые делители с двойными декадами. В качестве примера делителя с шунтирующими декадами на рис. 5-13 показана схема Кельвина—Варлея. Сумма сопротивлений резисторов каждой следующей декады шунтируется в этой схеме двумя резисторами предыдущей декады, так что токи в каждой цепи распределяются в пропорции  $I_1 : I_2 : I_3 = 1 : 2 : 4$ .

При этом

$$R_{\text{вс}} = \frac{2 \left( \frac{1}{5} R \right) \cdot 10 \left( \frac{1}{25} R \right)}{2 \left( \frac{1}{5} R \right) + 10 \left( \frac{1}{25} R \right)} = \frac{1}{5} R = \text{const};$$

$$R_{ab} = R = \text{const}.$$

Нетрудно показать, что

$$U_k = \mu E_0 = \frac{E_0}{10} x_{1k} + \frac{E_0}{100} x_{2k} + \frac{E_0}{1000} x_{3k};$$

$$R_{\text{вх}} = 10R,$$

а ток через источник  $I = \text{const}$ .

Увеличение количества разрядов обеспечивается простым добавлением декад.

В [Л. 5-37] определены погрешности последовательных делителей, вносимые паразитными параметрами  $y_k$  (неточность изготовления резисторов, остаточные э. д. с. и неидеальность переключателей):

$$\Delta \mu (y) = \frac{\sum_{k=1}^m y_k}{y_0},$$

где  $y_k$  — паразитный параметр  $k$ -го разряда;  $m$  — количество разрядов;  $y_0$  — общая величина соответствующего параметра схемы.

Достоинством описываемой схемы, помимо возможности использования большого числа декад, является наличие общей земли  $U_k$  и источника  $E_0$ , а основным недостатком схемы является то,

что переходные сопротивления контактов входят в цепь съема компенсирующего напряжения  $U_k$ .

На рис. 5-14 представлена схема делителя с двойными декадами (схема Диссельхорста), также характеризующаяся отсутствием схемной погрешности, как и предыдущая схема. Но общей земли у  $E_0$  и  $U_k$  здесь нет. Входное сопротивление схемы постоянно, выходное—достаточно велико. Значения токов в цепях связаны следующими соотношениями:  $I_1 = 10/11I$ ;  $I_2 = 1/11I$ ;  $U_k = U_1 - U_2$ . Несмотря на большое количество элементов в схеме, мостовые делители наиболее предпочтительны при необходимости использования последовательных делителей, так как имеют высокое выходное сопротивление и не имеют переходных контактных сопротивлений и паразитных э. д. с.

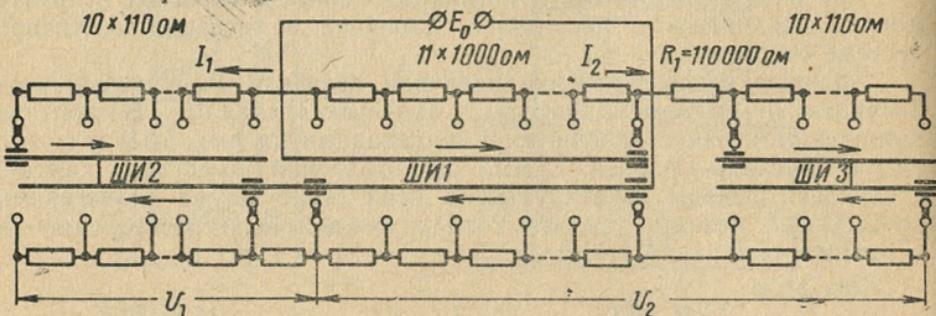


Рис. 5-14.

в цепи съема  $U_k$ . При построении двоичных и тетрадно-десятичных делителей используются только релейные ключи, причем из-за неприменимости способа шунтирования декад такие делители строятся по принципу двойных декад. В цифровых мостах используются не делители напряжений, а магазины сопротивлений, образующие лишь один ряд сопротивлений.

На рис. 5-15 в качестве примера приведена схема делителя, работающего в тетрадно-десятичном коде. Входное сопротивление этого делителя постоянно и равно:

$$R_{bx} = R \sum_{i=1}^m a_i \sum_{k=1}^4 x_i = RN_{\max},$$

где  $N_{\max}$  — число, соответствующее верхнему пределу измерения. Для двоичного делителя

$$R_{bx} = R \sum_{i=0}^m \cdot 2^i.$$

Для оценки погрешностей от паразитных параметров необходимо брать сумму сопротивлений разомкнутых ключей в нижнем, выходном ряду. В наихудшем случае при наборе числа  $N_{\max}$  количество составляющих этих погрешностей равно количеству ключей, что является крупным недостатком таких схем.

Принцип работы параллельных делителей основан на сложении разрядных токов на общем выходном сопротивлении, и в большинстве своем такие делители используют тетрадно-десятичную систему

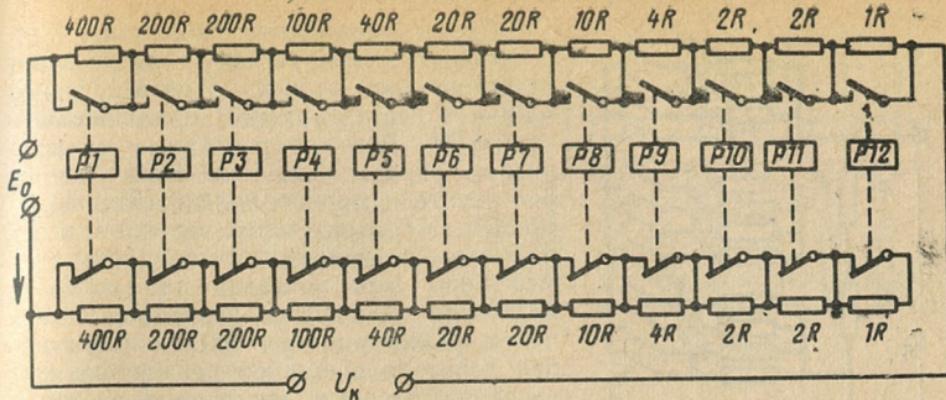


Рис. 5-15.

счисления. Параллельные делители подразделяются на приближенные, имеющие структурную погрешность, и точные, без схемной погрешности.

К приближенным делителям относится известный делитель В. С. Уманцева, являющийся комбинацией делителя с двойными старшими декадами и с параллельной частью для младших декад.

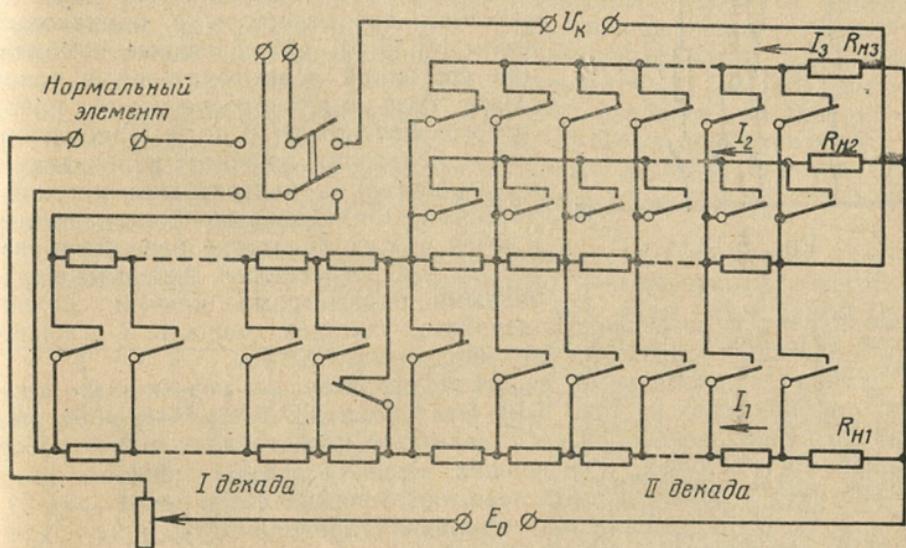


Рис. 5-16.

Для схемы рис. 5-16, в которой I декада выполнена двойной, а II — параллельной, выполняется соотношение  $U_k = I_1 R_{H1} + I_2 R_{H2} + I_3 R_{H3}$ .

За счет замещающих сопротивлений в декадах поддерживается постоянство входного сопротивления. Общее количество элементов в схеме Уманцева меньше, чем в схеме Диссельхорста, однако она имеет меньший коэффициент использования  $E_0$ . По этой причине такие делители используются в основном в цифровых милливольтметрах.

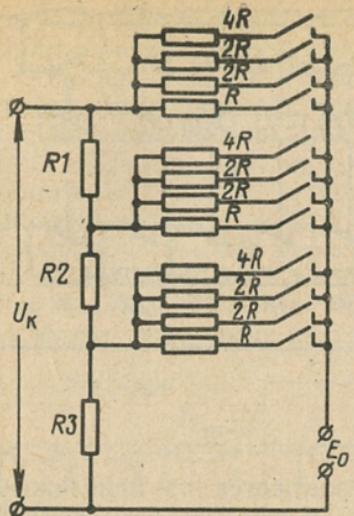


Рис. 5-17.

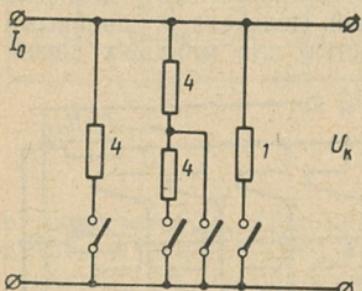


Рис. 5-18.

стью входят в погрешность делителя, ухудшая точность и стабильность значений проводимостей параллельных ветвей.

Точные параллельные делители строятся на перекидных ключах, как показано на рис. 5-19. Эта схема [Л. 5-39, 5-41], получившая название звездообразного делителя, представляет собой набор проводимостей лучей, образующих вершину звезды (нижняя шина на рисунке) и подключаемых переключателями либо к земле ( $x_k=0$ ), либо к  $E_0$  ( $x_k=1$ ). Если  $q_0$  — единичная проводимость, и  $a_k$  — разрядный коэффициент, то проводимость одного луча равна:  $q_k = a_k q_0$ .

Нетрудно показать, что

$$U_k = E_0 \frac{\sum x_k q_k}{\sum q_k} = E_0 \frac{q_0}{\sum q_k} \sum x_k a_k.$$

Входное сопротивление делителя

$$R_{bx} = \frac{1}{\mu q_0} + \frac{1}{(1-\mu) q_0} = \frac{1}{q_0} \frac{1}{\mu (1-\mu)},$$

где  $\mu = \sum a_k x_k$ .

Схемы, подобные схеме рис. 5-17, в которых суммируются на низкоомном резисторе токи отдельных ветвей, также можно отнести к схемам приближенных делителей. Весовые разрядные коэффициенты, определяющие значения резисторов делителя, пропорциональны проводимостям соответствующих разрядов, а переключатели должны обеспечивать разрыв цепи. Как показано на рис. 5-17, возможно уменьшение количества номиналов резисторов при идентичности цепей делителя в каждой декаде, но при введении весовых декадных резисторов  $R_1, R_2, R_3$ . Такие делители широко освещены в литературе [Л. 5-37—5-39] и применены в ряде отечественных и зарубежных приборов.

Уменьшение числа номиналов резисторов, используемых в делителях, возможно применением соотношения проводимостей в параллельных ветвях декады  $4 : 4 : 4 : 1$ , причем число ветвей 3, так как в одну ветвь включаются последовательно два резистора с одинаковым весом [Л. 5-40]. Определенные комбинации состояний переключателей в такой схеме (рис. 5-18) обеспечивают набор любого значения от 0 до 9. Приближенные делители удобно использовать в устройствах с контактными переключателями, применение же бесконтактных ключей в этих делителях нецелесообразно, так как погрешности, вносимые паразитными параметрами ключей, полностью

Выходное сопротивление  $R_{\text{вых}} = 1/q_0$ .

Поскольку  $R_{\text{вых}}$  — величина постоянная, не зависящая от состояния ключей, такой делитель возможно шунтировать, изменяя диапазон  $U_k$  до необходимых величин. Для обеспечения нормальной работы делителя и получения требуемых точностей ПКН требуется применение стабилизированного источника питания с большим коэффициентом стабилизации. Такие делители достаточно подробно рассмотрены, например, в [Л. 5-37] и применяются довольно широко. Недостатком делителя рис. 5-19 является необходимость применения высокоомных резисторов и большое число их номиналов. Несколько лучше схема точного делителя с одинаковым набором номиналов для всех декад и с добавочными резисторами между декадами [Л. 5-42], подбираемыми таким образом, чтобы сумма выходного сопротивления последующих декад и сопротивления добавочного резистора равнялась сопротивлению предыдущей декады. Оптимальным по количеству номиналов является вариант этой схемы для чисто двоичного кода, позволяющий применять лишь два номинала резисторов и минимальное число переключателей. Расчет двоичных делителей приводится в [Л. 5-37, 5-43—5-46]. Параллельный двоичный делитель наиболее распространен в схемах АЦП и ЦАП [Л. 5-65—5-69]. Существенную погрешность в работу ПКН с такими делителями вносит разброс сопротивлений ветвей делителя, так как высокоомные резисторы трудно выполнить с достаточной точностью.

В [Л. 5-47] впервые предложено строить ПКН на транзисторных делителях тока, что и было реализовано с применением интегральных схем.

При каскадном включении нескольких делителей тока ДТ значение входного тока может быть уменьшено последовательно вдвое. Подавая эти токи на суммирующий вход операционного усилителя (рис. 5-20), получаем на резисторе  $R$  обратной связи усилителя суммарный ток, а на выходе усилителя пропорциональное напряжение  $U_k$ .

В интегральном исполнении делитель тока представляет собой дифференциальный усилитель с эмиттерной связью, за счет чего корректируется начальная разность коллекторных токов. Транзисторы в схеме

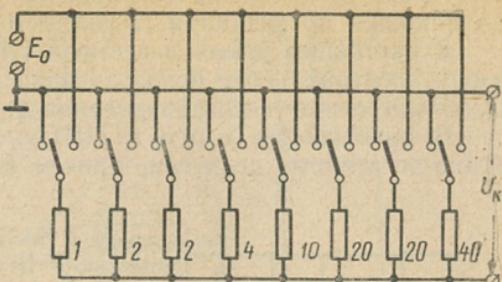


Рис. 5-19.

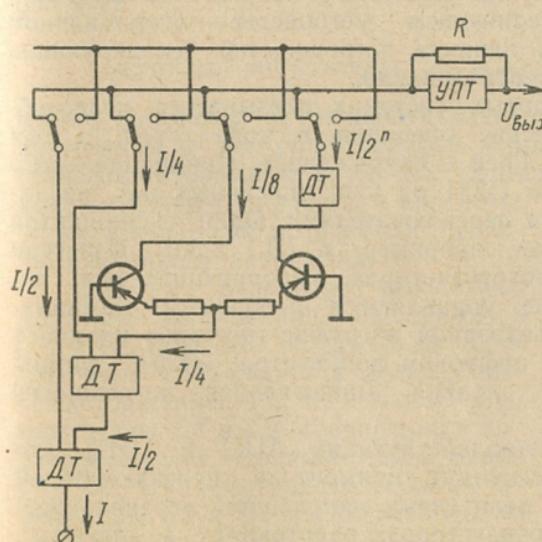


Рис. 5-20.

тщательно согласованы по характеристикам, их базы находятся под одинаковым потенциалом, а коллекторные токи равны.

В настоящее время известный ПКН такого типа (фирмы «Дженерал электрик») без использования прецизационных резисторов обеспечил погрешность преобразования не хуже 0,02%.

В большинстве своем в ЦИП используются параллельные тетрадно-десятичные делители, причем звездообразные делители позволяют применять один и тот же переключатель для коммутации делителя и для получения кодового сигнала [Л. 5-48].

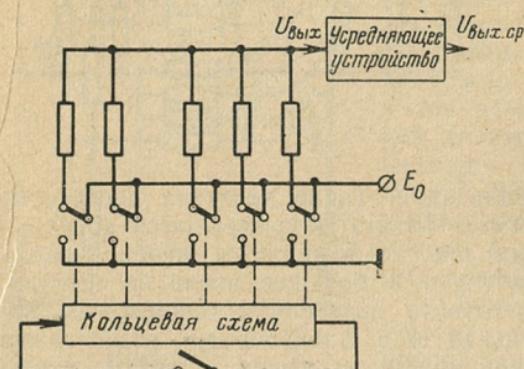


Рис. 5-21.

мический путем занесения его в колцевую замкнутую схему, возможно многократно использовать этот код для управления делителем, а выходное напряжение  $U_k$  получить путем усреднения сигнала с выхода делителя (рис. 5-21). Перед приемом преобразуемого кода сдвигающий регистр, выполненный по колцевой схеме, разрывом цепи циркуляции освобождается от кодовых сигналов. После приема кода цепь циркуляции замыкается, и зафиксированный в регистре код непрерывно перезаписывается в ячейках регистра. Соответственно каждая единица кода проходит последовательно все разряды делителя. За счет усреднения выходного напряжения для всех состояний времени на усредняющем устройстве — операционном усилителе удается исключить влияние погрешностей декодирующих сопротивлений на точность преобразования.

В ряде случаев в цифровых системах оказывается целесообразным осуществлять логические операции в коде Грэя, в том числе и преобразования «код Грэя — напряжение». Принципиального различия в построении такого ПКН от уже описанных нет, различия лишь в логике управления переключателями. Один из вариантов такого преобразования описан, например, в [Л. 5-50]. Известно также построение ПКН на фоторезисторах, выполняющих роль делителей напряжения, которые управляются неоновыми лампами,ключенными в качестве коллекторной нагрузки триггеров входного регистра, как, например, в цифровом вольтметре 3430А фирмы «Хьюлетт—Паккард» (США), правда, минимальная погрешность такого ПКН всего 0,1%.

При проектировании быстродействующих АЦП и ЦИП (до  $10^5$ — $10^7$  преобразований в секунду) применение переключателей напряжения в схемах ПКН с делителями напряжений ограничивается частотными свойствами транзисторов, работающих в ключевых схемах. Поэтому для этих целей преимущественно используются

Кроме использования прецизационных резисторов, оптимальной схемы делителя и стабильного источника питания, точность ПКН может быть повышена за счет структурного совершенствования схемы. Примером такого типа устройств может служить способ, предложенный группой авторов из ЛЭТИ [Л. 5-49]. Преобразуя обычный код в дина-

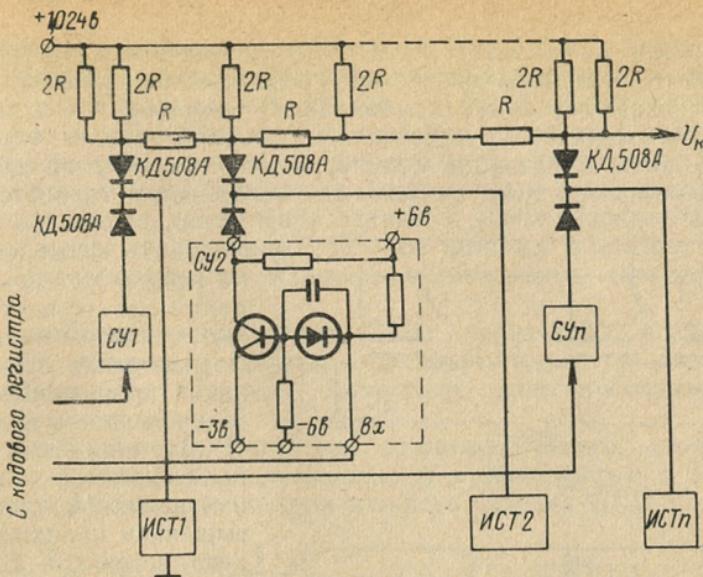


Рис. 5-22.

делители токов с диодными токовыми ключами в качестве переключателей сигналов стабилизированных источников тока. Схема такого ПКН с применением серийных интегральных схем, разработанная в Пензенском политехническом институте для быстродействующего АЦП ( $10^6$  преобразований в секунду) [Л. 5-57], приведена на рис. 5-22. В качестве делителя токов использована резисторная матрица  $R$ ,  $2R$ . Для согласования сигналов управления токовыми ключами на диодах КД 508А используется каскад согласующего усилителя  $СУ$ . Схема источника стабильного тока  $ИСТ$  обеспечивает стабильность тока  $5 \text{ мА} \pm 0,003\%/\text{°C}$  в диапазоне температур  $20-55\text{ °C}$ . Погрешность ПКН  $0,1\%$  при постоянной времени менее  $300\text{ нсек}$ .

#### Делители напряжения на реактивных сопротивлениях

Кроме делителей на активных элементах, в ряде устройств нашли применение и все более широко используются емкостные делители, трансформаторные и т. д. Их применение обусловливается рядом положительных качеств, вносимых этими элементами в цифровые приборы различного назначения.

Один из вариантов емкостного делителя напряжения, описанный в [Л. 5-51], приведен на рис. 5-23. Если изменение коэффициента деления выбрано кратным 10, то емкость конденсаторов  $C_3$  и  $C_4$ , соединенных последовательно, должна быть равна  $1/10 C_4$ . При последовательном соединении  $C_2$ ,  $C_3$  и  $C_4$  их емкость должна составлять  $1/100 C_4$ . При заряде  $C_1$  до напряжения  $E$  и замкнутом переключателе  $P_3$  потенциал в точке  $a$

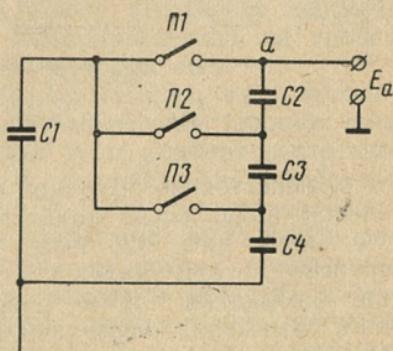


Рис. 5-23.

будет равен  $E_a = EC_1/C_4$ . При соответствующем подборе емкостей могут быть получены различные выходные напряжения, соответствующие входному коду (комбинациям состояний переключателей).

Когда выходным напряжением преобразователя код — аналог должно быть амплитудно-модулированное напряжение переменного тока, более выгодным оказывается применение трансформаторных преобразователей [Л. 5-52, 5-53]. По сравнению с ПКН на резисторах они обладают рядом преимуществ. Во-первых, использование трансформаторных связей позволяет производить сравнительно простое согласование ПКН с нагрузкой, обеспечивая широкие диапазоны изменения  $U_k$ , даже с превышением напряжения опорного источника  $E_0$ . Во-вторых, трансформаторные преобразователи дешевле и проще, чем ПКН на прецизионных резисторах. Такие преобразователи могут быть изготовлены с практически постоянными входными и выходными сопротивлениями, т. е. погрешности, обусловленные изменениями  $R_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вых}}$ , исключаются.

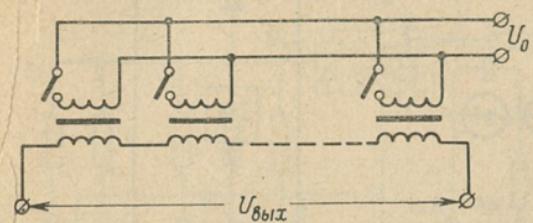


Рис. 5-24.

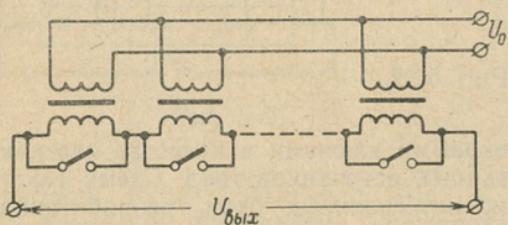


Рис. 5-25.

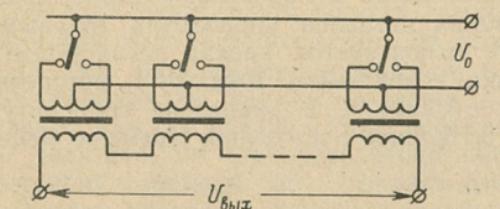


Рис. 5-26.

т. е. непостоянно. Входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  также определяется числом параллельно подключенных к  $E_0$  входных обмоток.

Схема рис. 5-25 имеет меньшее значение  $R_{\text{вых}}$ , так как все трансформаторы находятся в режиме передачи напряжений. Но при замыкании ключа трансформатор находится в режиме короткого замыкания, что значительно нагружает источник питания.

Существенное достоинство схемы рис. 5-26 в том, что для нее  $R_{\text{вх}} = \text{const}$  и  $R_{\text{вых}} = \text{const}$ , так как  $R_{\text{вх}}$  образуется как параллель-

некоторые возможные схемы построения трансформаторных преобразователей представлены на рис. 5-24—5-26.

Трансформатор с разомкнутой первичной обмоткой можно со стороны выхода преобразователя рассматривать как сопротивление, определяемое индуктивностью вторичной обмотки. Выходное сопротивление схемы рис. 5-24 равно сумме выходных сопротивлений трансформаторов и определяется состоянием ключей.

ное соединение всех входных обмоток, а  $R_{\text{вых}}$  равно сумме выходных сопротивлений трансформаторов, которые работают в одном режиме — передачи напряжения. Одним из значительных недостатков схемы является необходимость обеспечения различных коэффициентов трансформации, причем в значительном диапазоне. Точность таких преобразователей зависит от тщательности выполнения трансформаторов, т. е. от обеспечения заданных коэффициентов передачи, от характеристик сердечников, способов намотки обмоток. Фазовые сдвиги в трансформаторах не должны превышать заранее заданных.

Для многотрансформаторных схем характерна возможность объединения обмоток различных трансформаторов на одном сердечнике. Различные варианты построения таких преобразователей подробно рассмотрены в [Л. 5-17, 5-53].

При необходимости получения компенсирующего переменного напряжения с повышенной точностью и стабильностью в [Л. 5-54] предлагаются использовать в цепи каждого разряда ПКН два транс-

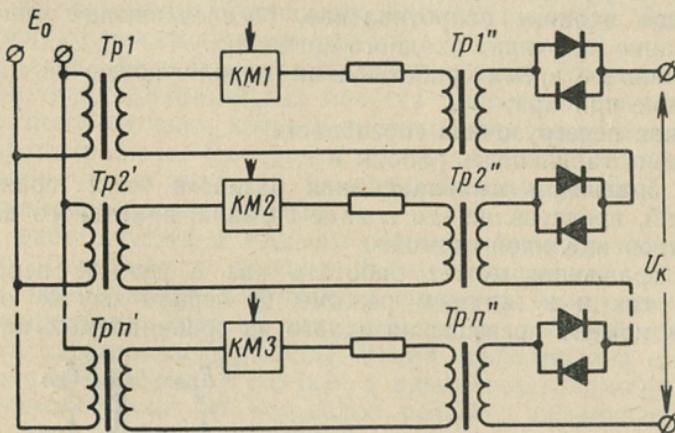


Рис. 5-27.

форматора (рис. 5-27) и транзисторный ключ — коммутатор переменного тока  $KM$ . Трансформаторы  $Tp1'$ — $Tp3'$  — питающие, а  $Tp1''$ — $Tp3''$  — разрядные. Такое включение позволяет избежать влияния переходных сопротивлений переключателей  $KM$  на точность преобразования. Ограничительные диоды на выходе вследствие нелинейности их характеристик ограничивают выходной сигнал на уровне напряжений, пропорциональных остаточным токам  $KM$ .

В ряде случаев для получения  $U_k$  переменного тока используются ПКН постоянного тока с преобразователем постоянного тока в переменный на выходе. Если логические узлы прибора построены на ферродиодных и ферротранзисторных элементах, целесообразно с точки зрения технологичности изделия и ПКН проектировать на этих же элементах. Один из возможных вариантов такого ПКН приведен в [Л. 5-55]. Преобразователь двоичного кода в напряжение на ферродиодных элементах состоит из входного регистра и выпрямителя. Разряды регистра составляют динамические триггеры, с выходов которых напряжение суммируется благодаря последовательному соединению всех выходных обмоток. Числа витков выходных обмоток находятся в соотношении  $\omega_i = \omega_0 \cdot 2^{i-1}$ . Поскольку

выходным сигналом являются импульсы, на выходе такого ПКН предусматривается схема выпрямления.

Вследствие статических и динамических погрешностей из-за разброса характеристик сердечников, изменения токов тактовых импульсов, неидеальности выпрямления погрешность формирования  $U_k$  ограничивается значениями порядка 1% при значительном быстродействии.

#### 5-4. БЛОКИ СРАВНЕНИЯ

Блок сравнения цифрового измерительного прибора является важнейшим узлом, часто определяющим точность, быстродействие и надежность всего прибора. Это определяет жесткие требования к характеристикам блока сравнения, основными из которых являются:

высокая чувствительность, определяющая минимальный диапазон измерения из условия обеспечения заданной точности;

большое входное сопротивление, обеспечивающее минимальное шунтирование источника входного сигнала;

минимальное время срабатывания, определяющее во многом быстродействие прибора;

большая перегрузочная способность;

высокая стабильность работы и т. д.

Блок сравнения выявляет знак разности двух сравниваемых напряжений, представляя его в виде сигнала, пригодного для управления компенсационной схемой.

Блок сравнения может работать как в режиме непрерывного слежения, так и в ждущем режиме. В первом случае он выдает импульс в момент превышения одного из сравниваемых напряжений

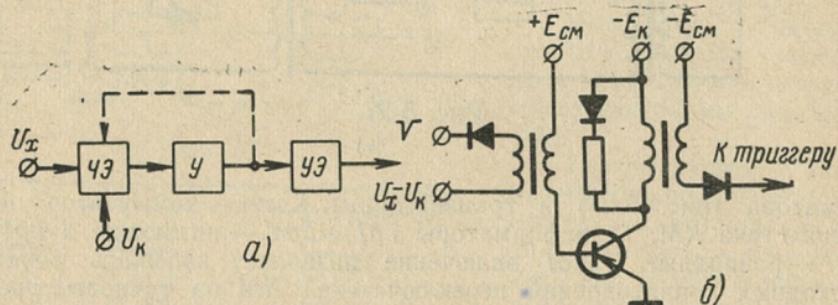


Рис. 5-28.

над другим, обычно постоянным или медленно меняющимся. В ждущем режиме одно из сравниваемых напряжений обычно переключается, после чего осуществляется запуск блока сравнения, который формирует признак знака разности.

Обобщенная структурная схема блока сравнения приведена на рис. 5-28, а. Чувствительный элемент ЧЭ служит для выделения напряжения рассогласования, которое поступает через усилитель У на управляющий элемент УЭ, обладающий пороговой характеристикой. В некоторых схемах сравнения существует положительная обратная связь между усилителем и чувствительным элементом, показанная на рисунке пунктиром.

Идеальная статическая характеристика блока сравнения может быть представлена скачкообразным изменением выходной величины при прохождении одним из сравниваемых напряжений через значение, равное значению другого сравниваемого напряжения.

Реальный блок сравнения срабатывает не точно в момент равенства сравниваемых напряжений, а по достижении некоторой разности между ними, т. е. реальная статическая характеристика имеет зону нечувствительности  $\Delta U$ .

Значение  $\Delta U$  обусловливается двумя основными факторами: дрейфом порога срабатывания блока сравнения, вызванным температурной нестабильностью или старением элементов блока сравнения, и шумами, связанными с флюктуацией его параметров. Наличие шумов приводит к неопределенности выходного сигнала блока сравнения при разности входных напряжений, близкой к порогу срабатывания. В транзисторных схемах наиболее существенным является температурный дрейф порога срабатывания.

Статическая ошибка, равная  $\Delta U$ , характеризует чувствительность блока сравнения. Оценка динамических свойств блока сравнения зависит от режима его работы.

Для схем, осуществляющих непрерывное сложение, основной характеристикой динамических свойств является время формирования выходного сигнала, которое складывается из времени задержки начала формирования фронта выходного сигнала относительно момента смены знака разности сравниваемых напряжений и длительности фронта выходного сигнала.

При работе блока в ждущем режиме, когда производится многократное сравнение в течение цикла измерения, динамические свойства определяются допустимым временем между двумя очередными сравнениями, которое складывается из времени срабатывания и времени восстановления схемы. Время срабатывания определяется аналогично предыдущему случаю, а время восстановления нормального режима зависит от перепадов разности сравниваемых напряжений в двух следующих друг за другом тактах сравнения. Относительный перепад напряжения  $D = U_{\text{вх. макс}}/U_{\text{вх. мин}}$  называют динамической перегрузкой. Динамическая перегрузка определяет минимально возможную длительность такта между двумя сравнениями, а следовательно, максимально возможную частоту сравнений.

Известно много различных способов построения блоков сравнения. Наиболее широко распространены блоки сравнения регенеративного типа, с усилителем постоянного тока, с модуляцией и демодуляцией и импульсного типа.

### Блоки сравнения регенеративного типа

В простейшем случае для этой цели может использоваться триггер, управляемый оцениваемой разностью напряжений  $U_x - U_k$ . Исключение влияния гистерезиса обеспечивается установкой триггера перед каждым тактом сравнения в исходное состояние и введением во входную цепь схемы постоянного напряжения, компенсирующего смещение характеристики переключения триггера. В этом случае чувствительность блока сравнения определяется дрейфом характеристик транзисторов. Как показывает практика, в таких схемах дрейф характеристик составляет примерно 1,5 мв/град, а средний шум лежит в пределах 5—20 мв. Входное сопротивление триггера при воздействии сигнала на закрытый транзистор составляет

ляет единицы и десятки килоом, время срабатывания и восстановления — доли микросекунды.

Простейшее сравнивающее устройство такого типа содержит элемент с нелинейной вольт-амперной характеристикой, например полупроводниковый диод, на один вывод которого подается одно из сравниваемых напряжений, на другой вывод через резистор — другое. Сигнал с нелинейного элемента через конденсатор поступает на триггер. Очевидно, чувствительность такой схемы невелика, а погрешность значительна и определяется нестабильностью пороговых напряжений диода и триггера. Поэтому на практике чаще используется диодная схема с усилителем крутизны, с помощью которого погрешность от нестабильности порога срабатывания триг-

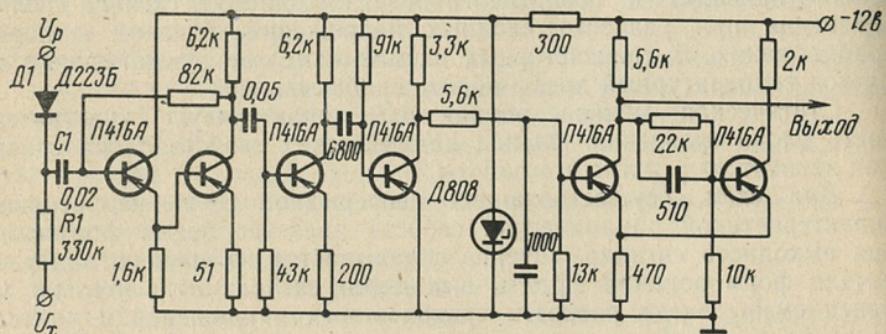


Рис. 5-29.

гера может быть сделана пренебрежимо малой по сравнению с погрешностью от нестабильности порога отпирания сравнивающего диода. Одна из простых схем сравнения с усилителем крутизны показана на рис. 5-28,б.

На рис. 5-29 приведена схема блока сравнения серийного прибора Ф480. Блок сравнения состоит из диодно-резистивной схемы сравнения, усилителя и формирователя. Непосредственно схема сравнения содержит диод  $D_1$ , резистор  $R_1$  и конденсатор  $C_1$ . На резистор  $R_1$  подается измеряемое напряжение  $U_x$ , на диод  $D_1$  напряжение генератора развертки  $U_p$ . Так как блок сравнения фиксирует лишь момент равенства двух напряжений, то в усилителе использованы простые дифференцирующие каскады, выделяющие лишь отрицательный фронт импульса, что значительно упрощает схему. Формирователь выполнен по обычной схеме триггера Шmittа. В момент равенства измеряемого и развертывающего напряжений на выходе триггера Шmittа формируется прямоугольный импульс. Температурная нестабильность диода  $D_1$  сказывается незначительно, так как аналогичный блок сравнения используется для фиксации момента равенства напряжения развертки нулю.

Способом повышения крутизны характеристики блока сравнения является применение положительной обратной связи. В таких схемах разность между сравниваемыми напряжениями управляет глубиной положительной и отрицательной обратной связей, охватывающих усилительный и чувствительный элементы. Типичным представителем этой группы является диодная регенеративная схема (рис. 5-30,а). Когда развертывающее напряжение  $U_p$  достигает величины  $U_x$ , диод  $D$  открывается, замыкая положительную обрат-

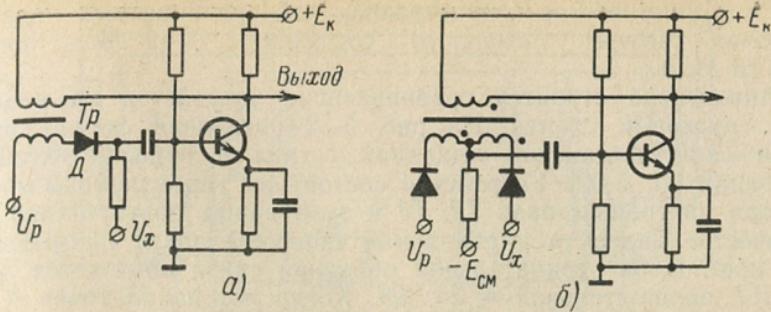


Рис. 5-30.

ную связь через трансформатор  $T_p$ , и в схеме развивается лавинообразный блокинг-процесс. Частота генерирования импульсов определяется параметрами схемы. Для устранения некоторых погрешностей, обусловленных характеристиками диода, часто используют балансную схему (рис. 5-30,б), в которой один из диодов управляет глубиной положительной обратной связи, а другой — отрицательной. Хорошие результаты дает использование в этой схеме диодов типов Д219—Д223. Использование источника смещения  $-E_{cm}$  необходимо ввиду большого сопротивления кремниевых диодов при нулевом токе. Чувствительность схемы 5—10 мв, быстродействие около 0,5 мксек.

С целью повышения стабильности порога срабатывания в [Л. 5-58] предложено выход диодно-регенеративного компаратора соединять через диод со входом ключа, выход которого подключен к обмотке отрицательной обратной связи. В [Л. 5-59] приведена

схема, в которой нестабильная разность сопротивлений диодов обычной балансной схемы заменяется стабильной разностью коэффициентов передачи в цепях обратных связей (рис. 5-31). Применение второго усиительного каскада, который является инвертирующим для положительной обратной связи, позволяет избавиться от трансформатора. Избыток усиления в схеме позволяет глубоко стабилизировать оба каскада. Сравниваемые напряжения управляют сопротивлениями диодов  $D1$  и  $D2$  (типа Д101А—Д107А), меняющих соотношение положительной и отрицательной обратных связей. Цепью  $RC$  устанавливается необходимый коэффициент усиления, а также компенсируется разброс характеристик диодов и устанавливается порог срабатывания в пределах  $\pm 100$  мв. При настройке на нулевой порог срабатывания ширины зоны нечувствительности компаратора не более 1 мв, температурный дрейф 0,1 мв/град, изменение порога срабатывания при изменении входных напряжений до 1,5 в — 6 мв/в, временная нестабильность порядка 1 мв в течение

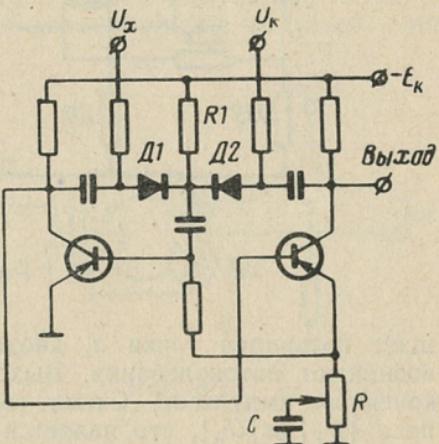


Рис. 5-31.

4—7 ч. Динамическое сопротивление для сравниваемых напряжений (включая момент равенства) составляет 1—2 Мом при  $R_1 = 5 \div 10$  Мом.

Аналогично строятся сравнивающие устройства на различного типа спусковых схемах. На рис. 5-32 приведена схема сравнения напряжений, выдающая выходной сигнал в виде релаксационных колебаний [Л. 5-60]. Устройство состоит из управляемого мультивибратора на транзисторах  $T_2$ ,  $T_3$  и эмиттерных повторителей  $T_1$ ,  $T_4$ . В качестве элемента управляемой обратной связи применен диодный мост. Цепь отрицательной обратной связи образуется диодами  $D_1$ ,  $D_2$ , положительной —  $D_3$ ,  $D_4$ . Когда потенциал точки  $b$  превысит

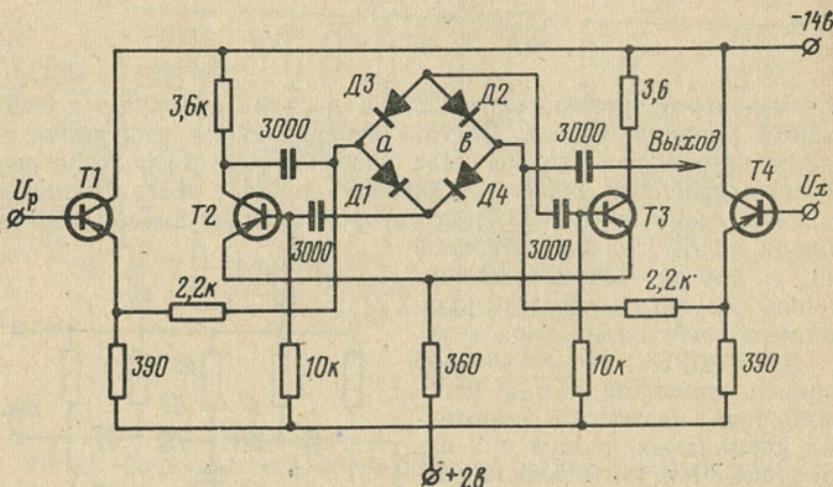


Рис. 5-32.

шает потенциал точки  $a$ , диоды  $D_3$ ,  $D_4$  открываются, и в схеме возникают автоколебания. Выходные сигналы имеют форму остроконечных импульсов. Схема генерирует в течение всего времени, пока  $|U_p| \geq |U_x|$ , что является общим недостатком регенеративных схем. Если постоянная генерация схемы сравнения нежелательна, используют различные способы селекции первого импульса. В [Л. 5-61] с этой целью в блоке сравнения используются два блокинг-генератора, блокирующие друг друга (рис. 5-33). При  $|U_x| > |U_p|$  диод  $D_1$  закрыт, а на коллекторе транзистора  $T_1$  имеется низкий потенциал. Через открытый диод  $D_3$  в базу транзистора  $T_2$  протекает ток, удерживающий его в насыщенном состоянии. Это предотвращает генерацию блокинг-генератора на транзисторе  $T_2$ , хотя цепь положительной обратной связи замкнута через диод  $D_6$ . При увеличении  $|U_p|$  в некоторый момент сопротивление диода  $D_1$  уменьшится настолько, что в блокинг-генераторе на транзисторе  $T_1$  возникнет блокинг-процесс. В течение времени формирования вершины импульса потенциал коллектора транзистора  $T_1$  будет близок к нулю, в результате чего диод  $D_3$  закроется и потенциал коллектора транзистора  $T_2$  понизится. Через диод  $D_4$  в базу транзистора  $T_1$  начнет поступать насыщающий ток, препятствуя развитию обратного блокинг-процесса, т. е. произойдет «захват» насыщенного состояния транзистора  $T_1$ . В таком состоянии устройство будет оставаться до тех пор, пока не нарушится неравенство  $|U_p| > |U_x|$ .

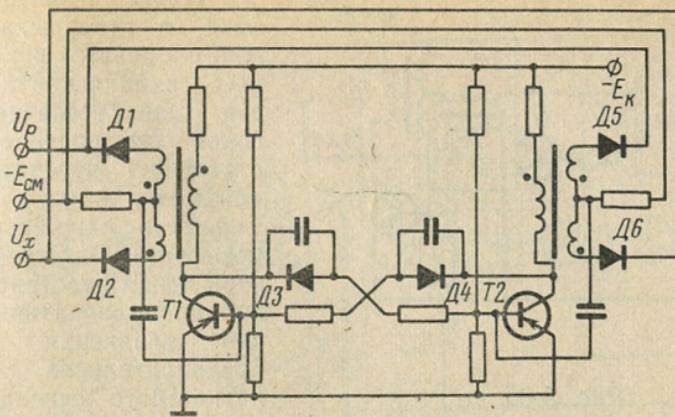


Рис. 5-33.

Регенеративные схемы сравнения строятся и на туннельных диодах. На рис. 5-34 приведена схема устройства сравнения на основе пары Гото [Л. 5-62]. На диоды  $TД1$  и  $TД2$  подается импульсное питание, причем на анод диода  $TД1$  поступают положительные импульсы, а на катод  $TД2$  — отрицательные.

При отсутствии питающих напряжений выходное напряжение  $U_{вых}$  равно нулю. В течение действия питающих напряжений схема находится в одном из двух устойчивых состояний, при котором на выходе схемы формируется либо отрицательный, либо положительный импульс. Разность напряжений  $U_x - U_k$  подводится через резистор  $R_0$  к точке соединения диодов, создавая ток  $I_{вх}$ . Этот ток замыкается на землю через диоды и ввиду

малости сопротивлений туннельных диодов практически не отвечается в сопротивление нагрузки  $R_H$ . В зависимости от знака разности  $U_x - U_k$  ток  $I_{вх}$  уменьшает ток, текущий через один из диодов, и увеличивает ток через другой диод. Если диоды идентичны, то при подаче на схему импульса питания будет включаться тот диод, ток через который раньше превысит величину пикового тока (под включением диода понимается переход его рабочей точки в область больших напряжений). На выходе схемы при этом формируется импульс соответствующей полярности. При частоте импульсов питания 1—2 Мгц для надежного перевода схемы из одного состояния в другое требуется изменять ток  $I_{вх}$  на 50 мкА. Чувствительность по мощности зависит от величины сопротивления  $R_0$  и при  $R_0 = 1$  ком составляет  $2,5 \cdot 10^{-6}$  вт. Схема устройства сравнения на паре Гото весьма проста, хорошо переносит перегрузки (в пределах допустимых с точки зрения предельных режимов), радиоактивные облучения и высокие температуры, что объясняется свойствами туннельных диодов,

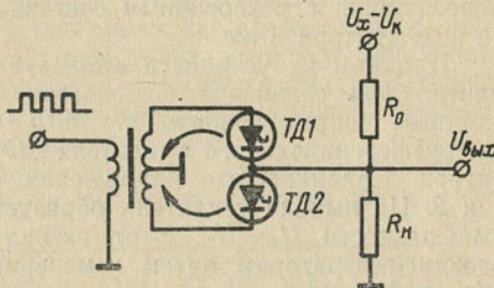


Рис. 5-34.

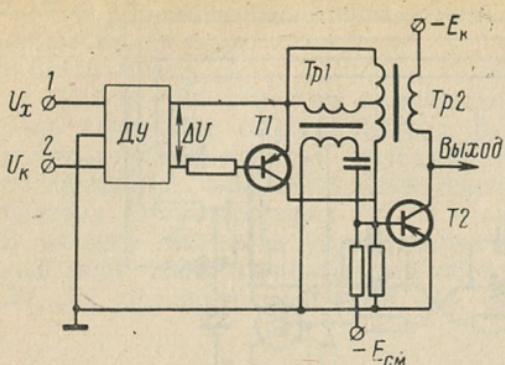


Рис. 5-35.

кой блок сравнения описан в [Л. 5-63]. Он состоит из балансного дифференциального усилителя, двух разделительных усилителей-инверторов и двух диодно-регенеративных сравнивающих схем на основе блокинг-генератора. В зависимости от знака разности  $U_x - U_k$  импульсы появляются на выходе либо одного, либо другого блокинг-генератора. Такой блок сравнения может выполнять функцию генератора тактовых импульсов в ЦИП следящего уравновешивания с реверсивным счетчиком. Чувствительность описанного компаратора 5 мв.

В одном из устройств автоматического контроля [Л. 5-64] применен блок сравнения с пороговой чувствительностью 200 мкв и входным сопротивлением 0,5 Мом. Схема его (рис. 5-35) состоит из дифференциального усилителя  $DU$  и управляемого блокинг-генератора. Сравниваемые напряжения  $U_x$  и  $U_k$  подаются на входы 1 и 2. На выходе усилителя образуется сигнал  $\Delta U$ , пропорциональный разности  $U_x - U_k$ . Этот сигнал используется для управления блокинг-генератором путем изменения коэффициента отрицательной обратной связи.

Обратные связи создаются трансформаторами  $Tr1$  и  $Tr2$ , образующими дифференциальную схему. Верхнее нерегулируемое плечо ее создает положительную обратную связь. В цепь отрицательной обратной связи включен транзистор  $T1$ , являющийся нелинейным управляющим элементом. При некотором значении сигнала  $\Delta U$  транзистор  $T1$  запирается настолько, что коэффициент отрицательной обратной связи значительно уменьшается, а положительная обратная связь достигает критической величины, и блокинг-генератор начинает генерировать импульсы частотой 10—15 кгц. Эти импульсы могут использоваться для управления триггерами регистра — преобразователя кода в напряжение.

В [Л. 5-65] описана одна из разновидностей диодно-регенеративной схемы сравнения с УПТ (рис. 5-36). Схема действует, когда при поступлении положительного импульса напряжения с коллектора транзистора  $T4$  открывается диод, включенный в цепь базы транзистора  $T6$ . При этом транзистор  $T6$  запирается, а сердечник трансформатора перемагничивается под действием тока смещения. Транзистор  $T7$  осуществляет дополнительную положительную обратную связь, ускоряя процесс опрокидывания схемы. Схема выбирает прямоугольные импульсы тока амплитудой 150 ма и длительностью 5—15 мксек с фронтом, не превышающим 1 мксек.

Приведенные схемы далеко не исчерпывают всего многообразия регенеративных сравнивающих устройств. Они обеспечивают высокое быстродействие, достаточную простоту и надежность, однако чувствительность их, как правило, невысока. Одним из путей повышения чувствительности диодно-регенеративных блоков сравнивания является предварительное усиление разностного сигнала усилителем постоянного тока. Та-

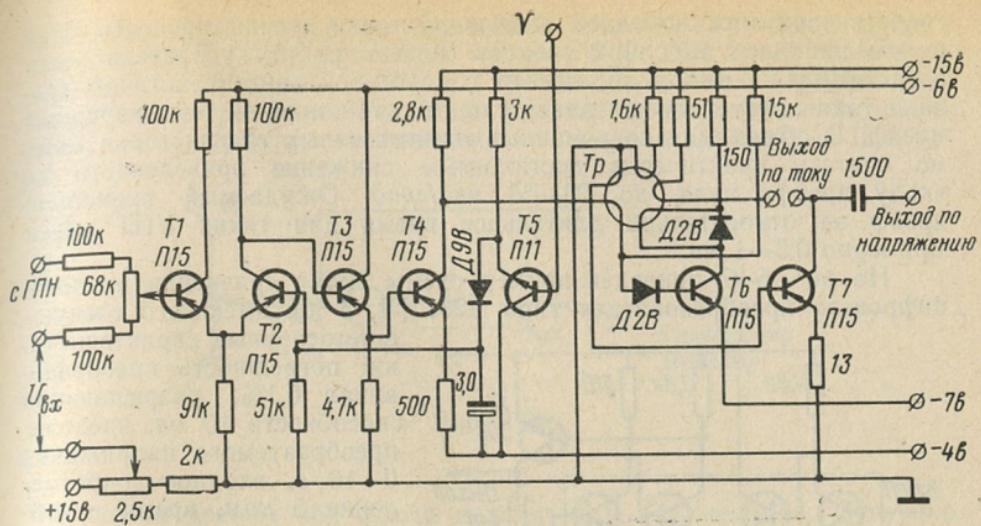


Рис. 5-36.

### Блоки сравнения с усилителями постоянного тока

Для высокочувствительных цифровых измерительных приборов требуется блоки сравнения с чувствительностью до нескольких десятков и единиц микровольт. Создание таких устройств невозможно без применения высокочувствительных и высокостабильных усилителей. Поэтому большое распространение получили блоки сравнения с усилителями постоянного и переменного тока.

В качестве предварительных усилителей блоков сравнения широко используются балансные усилители постоянного тока с непо-

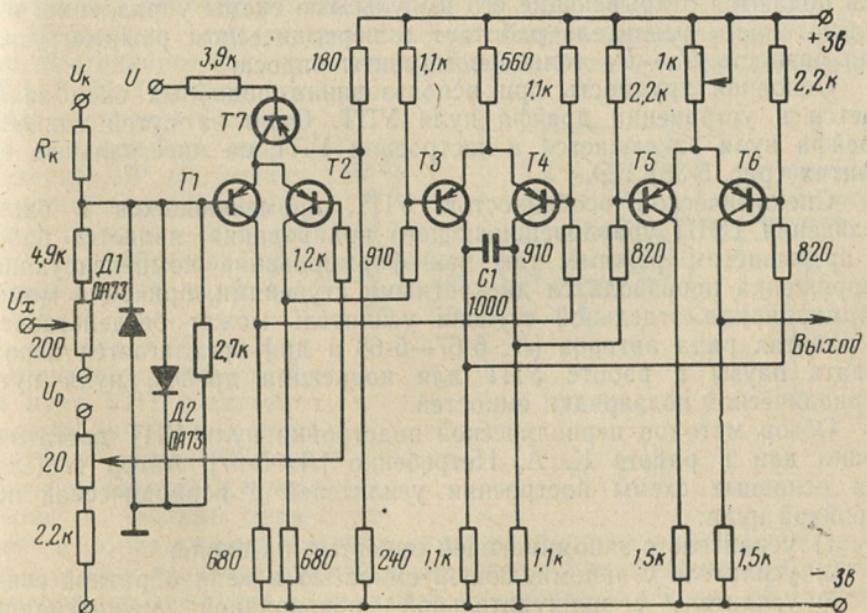


Рис. 5-37.

средственной межкаскадной связью. С точки зрения простоты всей схемы наиболее выгодной следует считать работу усилителя непосредственно на выходной элемент с пороговой характеристикой. Однако такие схемы имеют значительный временной и температурный дрейф. В общем для современных отечественных транзисторов можно считать практически достичимым снижение приведенного ко входу дрейфа нуля до 20—50 мкв/град. Ожидаемый временной дрейф за относительно длительное время для таких УПТ равен примерно 0,5—1 мв.

На рис. 5-37 приведен пример схемы блока сравнения аналого-цифрового преобразователя типа Л281 [Л. 5-66], имеющего следующие основные характеристики: погрешность преобразования 0,1%, разрешающая способность 10 мв, пределы преобразуемого напряжения 0—10 в, входное сопротивление 5 ком, время преобразования 1 мсек.

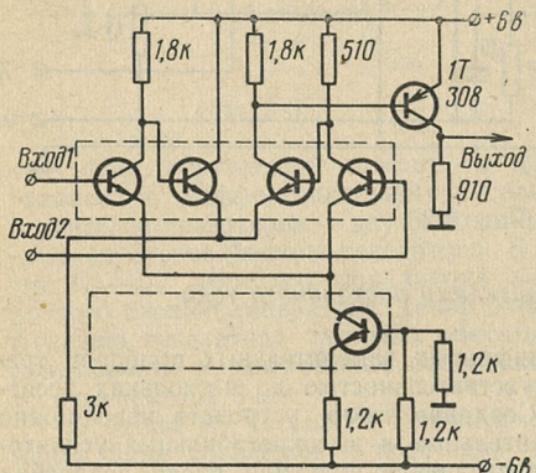


Рис. 5-38.

ски подаются открывающие его импульсы со схемы управления, в результате чего усилитель работает в периодическом режиме, усиливая разность  $U_x - U_k$  только в моменты опроса.

Основная трудность при использовании подобных схем заключается в устраниении дрейфа нуля УПТ. Один из путей снижения дрейфа нуля заключается в построении УПТ на интегральных элементах (рис. 5-38) ИЭ.

Специфической особенностью УПТ, применяющихся в блоках сравнения ЦИП уравновешивающего кодирования, является работа в прерывистом режиме, так как формирование компенсирующего напряжения производится дискретными ступенями, причем в момент формирования отдельной ступени усилитель может бездействовать. В работах ряда авторов [Л. 5-67—5-68 и др.] предлагается использовать паузы в работе УПТ для коррекции дрейфа нуля путем периодической подзарядки емкостей.

Обзор методов периодической подстройки нуля УПТ достаточно полно дан в работе К. А. Нетребенко [Л. 5-67]. Автор выделяет три основные схемы построения усилителей с периодической подстройкой нуля:

- 1) усилитель с запоминающей емкостью на входе;
- 2) усилитель с запоминающей емкостью в цепи обратной связи;
- 3) усилитель с принудительной подзарядкой межкаскадных емкостей.

Схема усилителя с запоминающей емкостью на входе, предложенная в [Л. 5-69], приведена на рис. 5-39. Эта схема позволяет практически примерно в 100 раз уменьшить влияние дрейфа УПТ на точность сравнения. Усилитель работает в двух режимах: рабочем режиме и режиме запоминания напряжения дрейфа  $e_{dp}$ . При за-

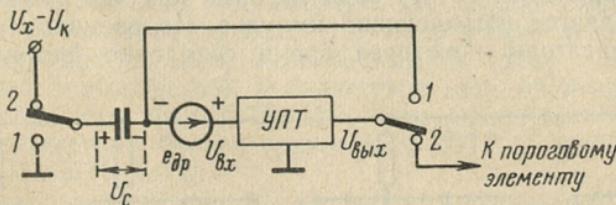


Рис. 5-39.

поминании дрейфа оба ключа находятся в положении 1. Нетрудно показать, что в таком режиме емкость заряжается до напряжения

$$U_c = e_{dp} \frac{k_0}{1 + k_0} \approx e_{dp},$$

т. е. на емкости запоминается напряжение дрейфа.

В рабочем режиме ключи находятся в положении 2, и напряжения  $U_c$  и  $e_{dp}$  алгебраически суммируются, т. е. влияние дрейфа нуля уменьшается в  $k_0 + 1$  раз. Постоянная времени разряда емкости выбирается достаточно большой, чтобы напряжение  $U_c$  за время рабочего цикла менялось незначительно. Описанная схема проста, не требует сложной регулировки и не снижает быстродействия усилителя в рабочем режиме.

Несколько схем устройств сравнения, использующих усилитель постоянного тока с запоминающей емкостью на входе, описано в [Л. 5-68]. Одна из них имеет чувствительность 100 мкв, входное сопротивление 10<sup>8</sup> ом, температурный дрейф в диапазоне от -20 до +50 °C — 100 мкв, временной дрейф за 7 ч — 100 мкв.

На рис. 5-40 показан вариант коррекции дрейфа нуля УПТ с запоминающей емкостью в цепи обратной связи. Когда ключи находятся в положении 1, емкость заряжается до напряжения, приблизительно равного напряжению дрейфа  $e_{dp}$ . При переводе ключей в положение 2 напряжение на емкости продолжает действовать на входе балансного каскада, обеспечивая коррекцию дрейфа в рабочем цикле. Подобная коррекция применена в аналого-цифровом преобразователе, описанном в [Л. 5-70].

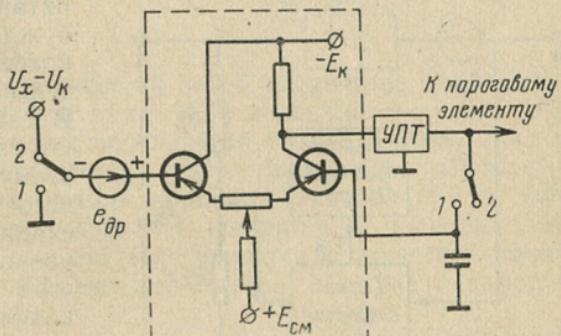


Рис. 5-40.

На рис. 5-41 приведен один из вариантов сравнивающего усилителя [Л. 5-17] с использованием ключей для принудительного восстановления заряда на емкостях связи. Усилитель с коэффициентом усиления  $k_0$  построен по обычной схеме с емкостными связями. Для принудительного разряда емкостей связи используются ключевые транзисторы  $T_2$  и  $T_5$ , на базах которых при закороченном входе усилителя подается насыщающий импульс. По окончании этого импульса конденсаторы некоторое время сохраняют установленный установившийся

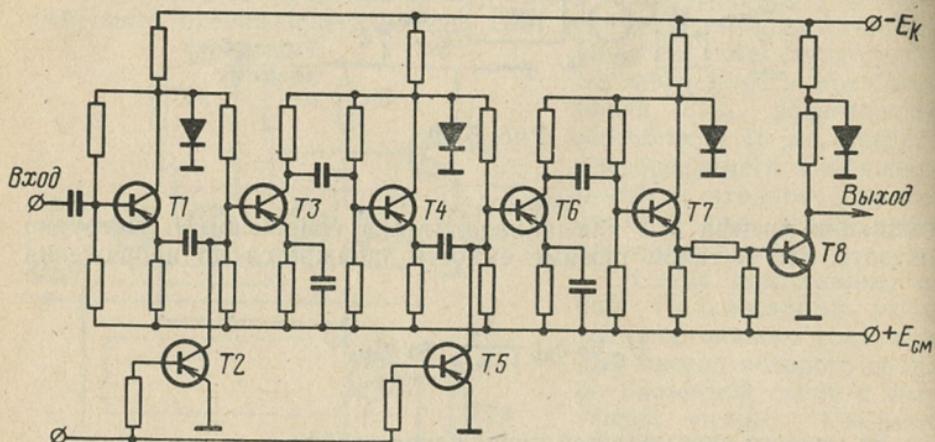


Рис. 5-41.

на них заряд, и в течение этого времени устройство работает так же, как обычный усилитель с гальваническими связями. В этой схеме дрейф уменьшается в  $k_0$  раз.

При сравнении приведенных выше способов коррекции дрейфа в [Л. 5-67] отмечается, что с точки зрения требований к источникам питания и борьбы с самовозбуждением при настройке наиболее удобны схемы с принудительной подзарядкой емкостей. В таких усилителях отсутствуют гальванические связи и поэтому не нужны специальные источники для питания межкаскадных цепочек, согласующих уровни сигналов. Недостатком этих схем является большое количество ключей.

Схемы с запоминающей емкостью в цепи обратной связи неудобны с точки зрения возможностей заземления выхода усилителя, однако они нечувствительны к перегрузкам, так как запоминающая емкость находится в стороне от усилительного тракта. Остальные схемы после перегрузки должны подстраиваться, так как перегрузки меняют заряд емкостей.

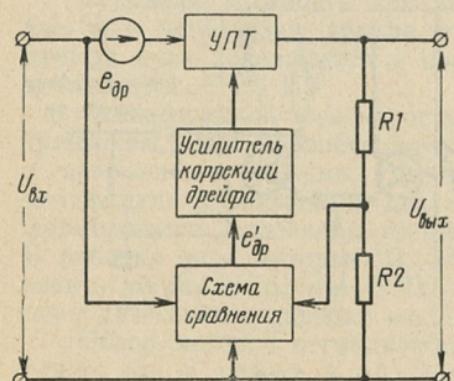


Рис. 5-42.

чувствительны к перегрузкам, так как запоминающая емкость находится в стороне от усилительного тракта. Остальные схемы после перегрузки должны подстраиваться, так как перегрузки меняют заряд емкостей.

В блоках сравнения точных цифровых вольтметров могут применяться усилители с автоматической коррекцией дрейфа нуля, действующей непрерывно (рис. 5-42). В такой схеме выходной сигнал с помощью делителя  $R1, R2$  уменьшается в  $k$  раз ( $k$  — коэффициент усилителя УПТ) и подается на один из входов схемы сравнения, где сравнивается с входным напряжением. На выходе схемы сравнения выделяется напряжение дрейфа. Это напряжение усиливается усилителем коррекции дрейфа, выполненным по схеме с модуляцией и последующей демодуляцией, и подается в цепь обратной связи усилителя постоянного тока УПТ. При этом блок сравнения обладает всеми достоинствами блоков сравнения с УПТ, а дрейф нуля резко снижается [Л. 5-71—5-72].

Методика расчета цепей коррекции усилителей приводится в [5-67].

### Блоки сравнения с усилителями переменного тока

Наиболее полно требованиям, предъявляемым к высокочувствительным блокам сравнения цифровых измерительных приборов, при сравнительно низком быстродействии отвечают устройства, состоящие из модулятора, усилителя переменного тока и демодулятора. Несмотря на несколько худшие динамические свойства, обусловленные наличием модулятора и усилителя с узкой полосой пропускания, подобные устройства сравнения имеют большую чувствительность, практически лишены дрейфа и конструктивно просты. Подробное исследование блоков сравнения такого типа приведено в ряде работ [Л. 5-72—5-74 и др.].

Структурная схема устройства сравнения, построенного по принципу модуляция—усиление—демодуляция, приведена на рис. 5-43.

Входной сигнал  $U_{\text{вх}}$ , представляющий собой разностное напряжение  $U_x - U_k$ , преобразуется модулятором  $M$  в переменное напряжение, которое усиливается усилителем переменного тока  $У$  и выпрямляется фазочувствительным демодулятором  $ДМ$ . Выходное напряжение демодулятора управляет окончной пороговой схемой  $ПС$ . Работой модулятора и демодулятора управляет генератор  $Г$ . Основные характеристики подобных устройств определяются статической точностью и динамическими свойствами модулятора, а также параметрами используемого усилителя.

Большое распространение в качестве модуляторов в цифровых измерительных приборах получили электромагнитные контактные преобразователи. Они конструктивно просты, обладают минимальным дрейфом, высокой чувствительностью, низким уровнем шумов. Хорошие результаты дает использование серийных вибреобразователей типа НЦ-8226 и особенно ВПМ-2, что объясняется прежде всего их удачной конструктивной схемой, где контактная система максимально удалена от обмотки возбуждения и имеет минимальную емкостную и магнитную связь с цепью питания.

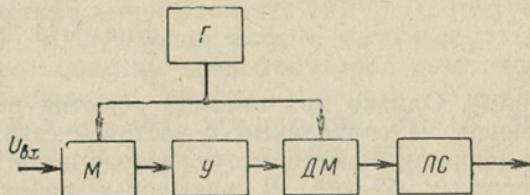


Рис. 5-43.

В [Л. 5-74] описано устройство сравнения, в котором в качестве модулятора используется реле РП-4. Схема выполнена на электронных лампах и имеет порог чувствительности 10 мкв при входном сопротивлении около 100 ком, уровень шумов 5—7 мкв, коэффициент перегрузки  $10^5$ , быстродействие 15 мсек. Недостатком контактных преобразователей является низкая (до 500 гц) частота модуляции, ограничивающая быстродействие блоков сравнения.

Следует отметить, что до настоящего времени в литературе нет установившихся рекомендаций по выбору частоты преобразования входного напряжения усилителей блоков сравнения из условий обеспечения требуемого быстродействия и достаточной помехозащищенности цифровых измерительных приборов. Например, в [Л. 5-75] предлагается с целью уменьшения помех от силовой сети частоту преобразования выбирать не кратной 50 гц и лежащей в пределах от 67 до 200 гц (применительно к контактным модуля-

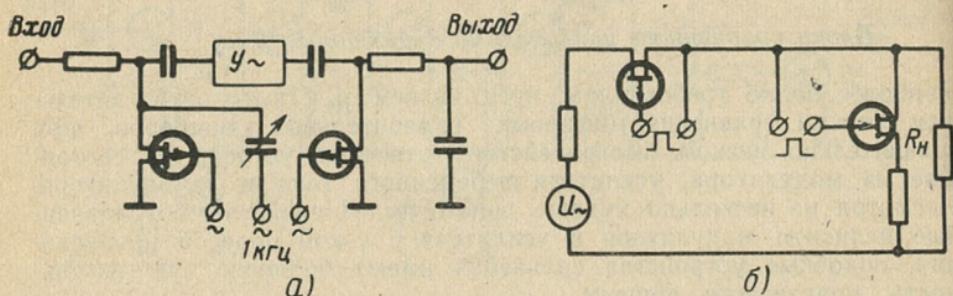


Рис. 5-44.

торам). Однако при питании обмотки вибропреобразователя напряжением, не синхронным с частотой сети, но близким к ней или ее гармоникам, помехи могут возрасти за счет возникновения низкочастотных биений. В различных работах предлагается выбирать частоту модуляции для контактных преобразователей от 50 до 300 гц.

В подавляющем большинстве случаев в настоящее время в качестве модуляторов используют транзисторные ключи. При этом статическую точность модулятора определяют ключевые свойства используемых в нем транзисторов. Подробный анализ транзисторных модуляторов дан в [Л. 5-76, 5-77].

Порог чувствительности транзисторных преобразователей может быть обеспечен практически до 1 мкв. Помехи преобразователя могут быть сведены до уровня 2—3 мкв, напряжение дрейфа нулевого уровня — до 25 мкв за весь гарантийный срок службы транзисторов (5 000 ч) [Л. 5-76]. Транзисторные модуляторы могут работать в температурном диапазоне от  $-50$  до  $+70$  °C с германиевыми транзисторами и до  $+120$  °C с кремниевыми. Температурный дрейф при этом может быть снижен до 0,5 мкв/град. Предельная рабочая частота транзисторных преобразователей составляет 50—100 кгц.

Недостатком транзисторных модуляторов является их относительно низкое входное сопротивление: 1 ком для германиевых транзисторов и 10 ком для кремниевых. Эта характеристика может быть значительно улучшена при применении в качестве модулятора полевого транзистора (рис. 5-44, а) [Л. 5-78]. При использовании полевого транзистора в переключающих схемах основными параметра-

ми являются ток в положении «выключено» и сопротивление в положении «включено». Ток в положении «выключено» представляет по существу ток стока транзистора при напряжении на затворе, равном или превышающем напряжение отсечки. Сопротивление в положении «включено» определяется сопротивлением канала при напряжении на затворе, равном нулю. На рис. 5-44, б представлена последовательно-параллельная схема модулятора на полевых транзисторах, обеспечивающая дрейф менее 15 мкв в температурном диапазоне от  $-60$  до  $+65^{\circ}\text{C}$ .

Блок-схема устройства сравнения с бесконтактными ключами на входе и выходе усилителя приведена на рис. 5-45 [Л. 79]. Входное напряжение  $U_x$  и компенсирующее напряжение  $U_k$  сравниваются на импульсном фазочувствительном элементе ИФЧЭ. С поступлением на формирователи  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  стробирующего импульса транзисторы открываются, и через обмотку трансформатора течет ток, направление которого определяется знаком разности  $U_x - U_k$ . На импульсный усилитель  $Y$  поступает двуполярный сигнал, который после усиления подается на один из входов схемы совпадения  $I$ .

На второй вход  $I$  поступает стробирующий импульс, имеющий длительность, равную длительности первого выброса двуполярного сигнала усилителя. Таким образом, сигнал на выходе схемы совпадения появляется только при определенной полярности первого выброса сигнала усилителя, т. е. при определенной полярности разности  $U_x - U_k$ . Формирователи служат для получения требуемой длительности импульсов и их распределения во времени.

Макеты устройств импульсного сравнения, разработанные в СО АН СССР, имеют порог чувствительности 50 мкв при входном сопротивлении от 1,5 до 30 ком, временной и температурный дрейф за 8 ч при изменении температуры от 20 до  $40^{\circ}\text{C}$  составляет менее 50 мкв, быстродействие от 2000 до 6000 операций в секунду [Л. 5-80, 5-81].

Для устранения помех, обусловленных всплесками модулятора, в ряде работ предлагается применять амплитудную и широтно-импульсную модуляцию [Л. 5-82—5-84]. При амплитудной модуляции сигнал с усилителя пропускается на пороговую схему лишь с момента, когда переходные процессы в модуляторе уже закончатся. С этой целью после усилителя или в его тракте ставится ключ, управляемый строб-импульсом, сдвинутым относительно начала периода модуляции на время, превышающее длительность переходного процесса в модуляторе (рис. 5-46). Задержка осуществляется

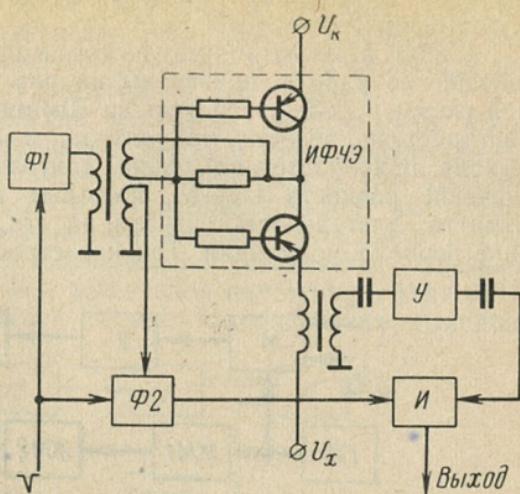


Рис. 5-45.

ждущим мультивибратором  $\text{ЖМ}1$ , строб-импульс вырабатывается мультивибратором  $\text{ЖМ}2$ .

Схема с широтно-импульсной модуляцией и диаграммы, поясняющие ее работу, приведены на рис. 5-47, а, б. В качестве пороговой схемы используется триггер Шмитта  $T_g$ . При  $U_x - U_k = 0$  триггер реагирует на всплеск модулятора, и длительность сигнала на его выходе приблизительно равна длительности всплеска. Как только значение разности  $U_x - U_k$  превысит порог срабатывания триггера Шмитта, длительность сигнала на его выходе станет равной половине периода модуляции. Так как строб-импульс поступает на схему

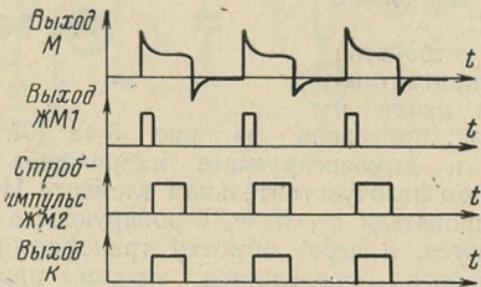
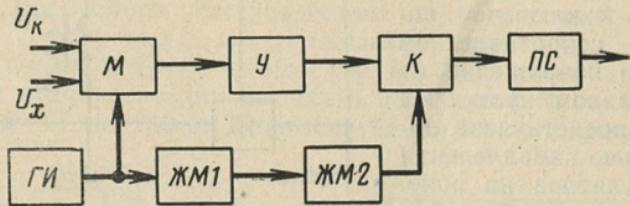


Рис. 5-46.

совпадения  $I$  с задержкой относительно начала периода модуляции, то сигнал на выходе схемы совпадения появится только при входном сигнале  $U_x - U_k$ , превышающем порог срабатывания триггера Шмитта.

Для устранения возможности ложного срабатывания блока сравнения от случайной помехи в высокочастотных преобразователях сигналов низкого уровня применяют интегрирование сигнала на выходе демодулятора или усилителя. Так, применение в схеме стробирования и интегрирования позволило создать аналого-цифровой преобразователь сигналов в диапазоне 10—100 мв. Блок сравнения этого преобразователя имеет чувствительность 5—10 мкв, дрейф нуля усилителя не более 50 мкв, быстродействие 100—150 сравнений в секунду [Л. 5-83].

Следует отметить, что для правильной оценки знака разности входных напряжений необходимо обеспечить затухание переходных процессов в цепях межкаскадной связи. С этой целью производится принудительный разряд конденсаторов связи после очередного изменения импульсом тока или напряжения, поданным цепью обратной связи на вход усилителя. Условием полного снятия накопившегося заряда с конденсаторов связи является равенство вольт-секундной площади импульса обратной связи и площади сигнала, поступающего

на вход усилителя. Действие этого импульса должно быть противоположно действию входного сигнала. Этот способ повышения быстродействия устройств импульсного сравнения и блок-схема для его реализации предложены Г. Р. Люциусом [Л. 5-85, 5-86].

Структурная схема устройства приведена на рис. 5-48. Цикл измерения состоит из трех интервалов:  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ . В течение интервала  $T_1$ , который длится до момента равенства  $U_x$  и  $U_k$ , производится преобразование величины  $U_x$ . Последовательность импульсов, соответствующих разности измеряемого и компенсирующего напряжений в отдельных тактах преобразования, усиливается линейным усилителем переменного тока  $У$  и усилителем постоянного тока  $УПТ$ , охваченным нелинейной обратной связью. Одновременно выходное

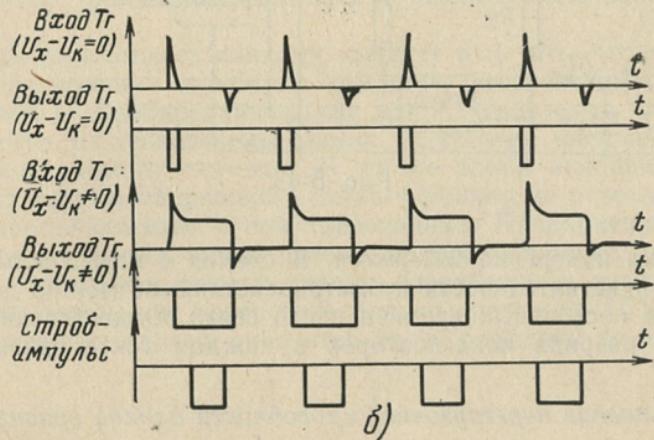
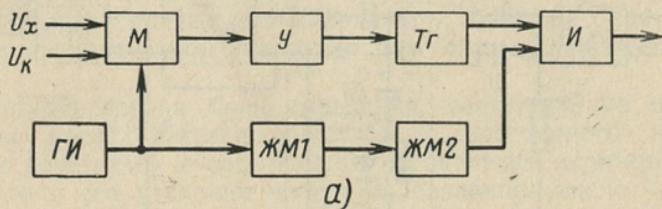


Рис. 5-47.

напряжение усилителя  $У$  через диодно-емкостную схему подается на интегрирующий усилитель  $Инт$ . Выходное напряжение последнего к концу интервала  $T_1$  пропорционально интегралу от входной последовательности импульсов за время  $T_1$ . Следовательно, оно соответствует зарядам, оставшимся после воздействия импульсов как на входном  $C1$  и выходном  $C2$  конденсаторах усилителя  $У$ , так и на конденсаторе  $C3$  диодно-емкостной схемы. Выходное напряжение интегратора заряжает в течение интервала  $T_1$  конденсатор  $C4$ . К концу интервала  $T_1$  напряжение на выходе усилителя  $У$  становится равным нулю. В этот момент перебрасываются ключи  $K1$  и  $K2$  и конденсатор  $C4$  в течение определенного времени  $T_2$  (до замыкания ключа  $K3$ ) разряжается на делитель  $R1$ ,  $R2$  цепи обратной связи. Под воздействием образовавшегося импульса с конденсаторами связи снимается накопленный за время преобразования величины  $U_x$  заряд.

Восстановление нулевого уровня выхода  $УПТ$  осуществляется

с помощью устройства выборки дрейфа в течение интервала  $T_3$ , когда сигнал на входе усилителя  $Y$  отсутствует. При этом ключ  $K_4$  подключает к выходу УПТ фильтр низких частот  $\Phi\text{НЧ}$ , выполняющий роль запоминающего устройства. Так как выход фильтра постоянно подключен ко входу интегратора, смещение нулевого потенциала на выходе УПТ внесет соответствующую поправку в амплитуду импульсов обратной связи в следующих циклах измерения.

Макет сравнивающего устройства, выполненный по описанной схеме, имеет следующие характеристики: порог чувствительности 50 мкв, входное сопротивление 20 ком, время сравнения 10 мксек,

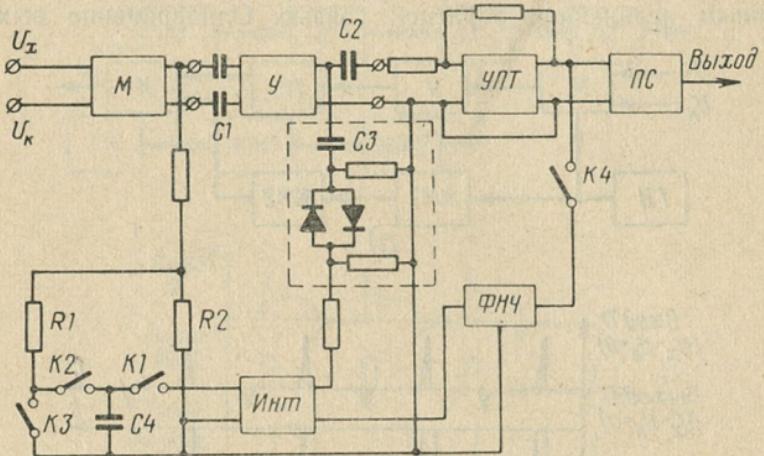


Рис. 5-48.

полный цикл измерения 200 мксек. В схемах с повышенными требованиями к чувствительности и быстродействию возможно дальнейшее уменьшение постоянных времени цепей связи осуществлением принудительного разряда конденсаторов в каждом такте сравнения.

#### *Повышение перегрузочной способности блоков сравнения*

Одним из основных требований, предъявляемых к блокам сравнения ЦИП, является высокая перегрузочная способность. Это требование вытекает из того, что сигнал рассогласования на входе блока в процессе преобразования входного напряжения может изменяться в широких пределах, и возникающая при этом перегрузка усилительных каскадов может резко снизить быстродействие всего прибора в целом. Чрезмерная перегрузка УПТ может привести к возникновению ошибок кодирования, например к появлению выходного сигнала неправильной полярности, так как при насыщении усилительного каскада с общим эмиттером сигнал проходит через перегруженный каскад, не меняя фазы. Наконец, перегрузки могут вывести устройство сравнения из строя ввиду превышения допустимых для элементов схемы предельных режимов.

Основными методами борьбы с перегрузками являются использование ограничительных цепей на входе усилителя и введение в усилитель нелинейной отрицательной обратной связи.

В [Л. 5-87] предлагается включать параллельно входу блока сравнения полупроводниковые диоды. Однако такой способ устра-

нения перегрузок неприемлем для цифровых вольтметров, работающих с малыми входными напряжениями, так как с помощью известных элементов трудно получить ограничение сигнала на малом уровне. Применение в усилительном тракте нелинейной обратной связи является более общим способом устранения перегрузок. В [Л. 5-87] сделан вывод, что наиболее целесообразно охватывать нелинейной обратной связью второй каскад усилителя, так как при этом значительно снижаются собственные шумы, а перегрузка первого каскада в высокочувствительных ЦИП происходит редко.

Для повышения чувствительности блока сравнения и устранения перегрузок в [Л. 5-88] предлагается использовать знакопеременную обратную связь. При положительном входном напряжении обратная связь положительна, что повышает чувствительность устройства; при отрицательном напряжении на входе обратная связь становится отрицательной, устранивая тем самым перегрузки усилителя.

В [Л. 5-89] описан блок сравнения, состоящий из нескольких включенных последовательно усилителей постоянного тока. Для устранения перегрузок в зависимости от значения входного разностного сигнала в его усиливании участвует различное число усилителей, определяемое разрядностью входного сигнала, так что коэффициент усиления всего тракта увеличивается с уменьшением входного сигнала.

Подводя итог вышесказанному, следует отметить, что предпочтение в существующих приборах отдается устройствам сравнения с модуляцией и стробированием, так как в усилителях постоянного тока, несмотря на принимаемые меры, не удается уменьшить дрейф нуля до необходимого значения. В то же время имеющиеся модуляторы постоянного напряжения низкого уровня не отвечают в полной мере предъявляемым к ним требованиям. Предпринимаются попытки создания новых типов сравнивающих устройств, однако все эти работы находятся пока в стадии разработок и экспериментов. Это говорит о том, что построение блоков сравнения ЦИП и АЦП является сложной задачей, окончательно не решенной до настоящего времени.

## Глава шестая

# ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

## 6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Различают два основных структурных типа ЦИП развертывающего уравновешивания: с цифровыми счетчиками импульсов и с программирующими переключателями, реализующими существенно различные способы задания программы уравновешивания.

Ввиду того, что применение определенного типа переключающих схем, контактных или бесконтактных, в зна-

чительной степени определяет возможное быстродействие и точность как ПКН, так и ЦИП в целом, целесообразно подразделить каждый из названных типов ЦИП на два вида с контактными ПКН и с бесконтактными ПКН, хотя по структурному составу и логическим связям такое разделение весьма условно. В качестве цифрового счетчика, управляющего работой ПКН, и отсчетного устройства могут использоваться триггерные счетчики, декатроны, счетные цепочки туннельных диодов, реле, шаговые искатели и т. д. Применение того или иного типа счетчиков зависит от целевого назначения прибора, от требуемых габаритов и других его характеристики.

Программирующие переключатели строятся на тех же элементах, но, кроме функций управления ПКН и отсчетным устройством, осуществляют строго последовательный опрос всех разрядов ПКН. Как правило, в приборах с программирующими переключателями используется поразрядный способ отработки, начинающийся со старшего разряда. В этом случае время измерения для всех возможных значений входной величины остается постоянным, и число тактов отработки определяется числом опрашиваемых разрядов.

## 6-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ С ЦИФРОВЫМИ СЧЕТЧИКАМИ ИМПУЛЬСОВ

### *Цифровые измерительные приборы с контактными ПКН*

Основное различие в реализации приборов этой группы заключается в построении логических схем управления. Это различие обусловлено применением различных способов отработки компенсирующего напряжения. Наиболее простым способом с точки зрения простоты логической схемы является последовательный способ отработки (равномерно-ступенчатое формирование компенсационного напряжения  $U_k$ ). В одном из наиболее ранних приборов такого типа использован шаговый двигатель [Л. 6-1], коммутирующий резистивный делитель таким образом, чтобы компенсирующее напряжение, снимаемое с подвижного контакта двигателя, возрастало. На входы схемы сравнения одновременно воздействовали измеряемое и компенсирующее напряжения. При пере-

компенсации срабатывающее по сигналу с этой схемы реле разрывало цепь питания двигателя. В приборе использовался делитель на 100 резисторах, погрешность измерения 1%. При использовании прибора для измерения сигналов датчиков подбором резисторов делителя обеспечивалась компенсация нелинейности характеристик датчиков.

Как уже отмечалось ранее, способы поразрядной отработки компенсирующего напряжения, начинаяющиеся с младшей декады, не нашли применения в практике, но довольно широко представлены способы отработки, на-

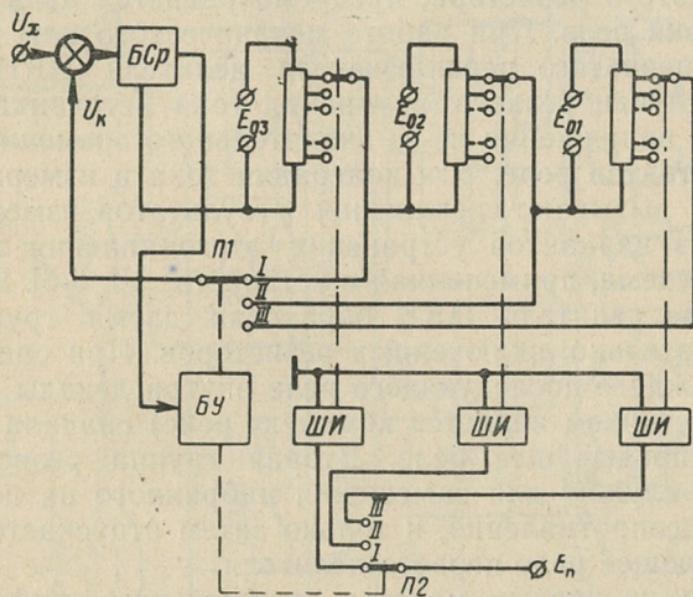


Рис. 6-1.

чинающиеся со старшой декады. Например, такой способ реализован в ряде цифровых вольтметров американской фирмы Electro-Instruments Inc [Л. 6-2]. В качестве примера на рис. 6-1 приведена схема такого вольтметра, описанная в [Л. 6-3]. Положение переключателей  $P_1$  и  $P_2$ , управляющих движением шаговых искателей  $ШИ$  соответствующих декад, зависит от сигналов с блока сравнения, действующих на логическую схему блока управления таким образом, что при отработке старшой декады до перекомпенсации происходит обесточивание соответствующего шагового искателя и включение питания на следующий. Отработка внутри декады может быть как «сверху», так и «снизу». В таких схемах пред-

ставляет интерес реализация устройств для устранения перекомпенсации или недокомпенсации при переходе с разряда на разряд. Наиболее простым и удобным для приборов с контактными ПКН представляется способ, предложенный в [Л. 6-4]. В состав каждой декады вводится дополнительный резистор, шунтируемый накоротко контактами реле, которое срабатывает при появлении сигнала с блока сравнения. Это же реле можно использовать для включения обмотки следующего шагового искателя или группы реле другой декады. Чтобы обеспечить постоянное в течение всего цикла измерения шунтирование этого резистора, предусматривается цепь самоблокировки реле. При работе механического или релейного ступенчатого переключателя делителя ПКН возможны случаи резкого изменения тока источника стабильного напряжения из-за значительного времени перелета контактов реле. Эти колебания тока в измерительной цепи вызывают искажения результатов измерения. Одним из вариантов устранения этого явления может служить схема, примененная в устройстве [Л. 6-5]. В этом устройстве делитель ПКН образован двумя группами последовательно включенных резисторов. При срабатывании каждого последующего реле внутри декады (цифровым счетчиком является комплект реле) сначала отпускается предыдущее реле. Вторая группа резисторов делителя служит для замещения набранного на первом делителе сопротивления, и только затем отпускается соответствующее реле первого делителя.

Одним из первых макетов отечественных цифровых вольтметров на контактных элементах было предложенное В. М. Шляндным автоматическое устройство для относительных измерений в активных электрических цепях [Л. 6-6]. Схема прибора (рис. 6-2) является одним из вариантов реализации способа отработки с чередующимися приближениями. Сопротивления компенсирующих декад выбраны так, что в исходном состоянии компенсирующее напряжение  $U_k$  равно 0. Каждый шаг шагового искателя ШИ1 увеличивает  $U_k$  на 2 в, ШИ2 соответственно — 0,2 в и ШИ3 — 0,02 в. Движение искателей одностороннее. Разностное напряжение  $U_x - U_k$  поступает на вход усилителя ( $L_1 - L_2$ ) и затем подается на фазочувствительные каскады ( $L_3, L_4$ ), которые управляют током через катушки поляризованных трехпозиционных реле  $PR_1$  и  $PR_2$ . При  $U_x > 0,2$  в срабатывает

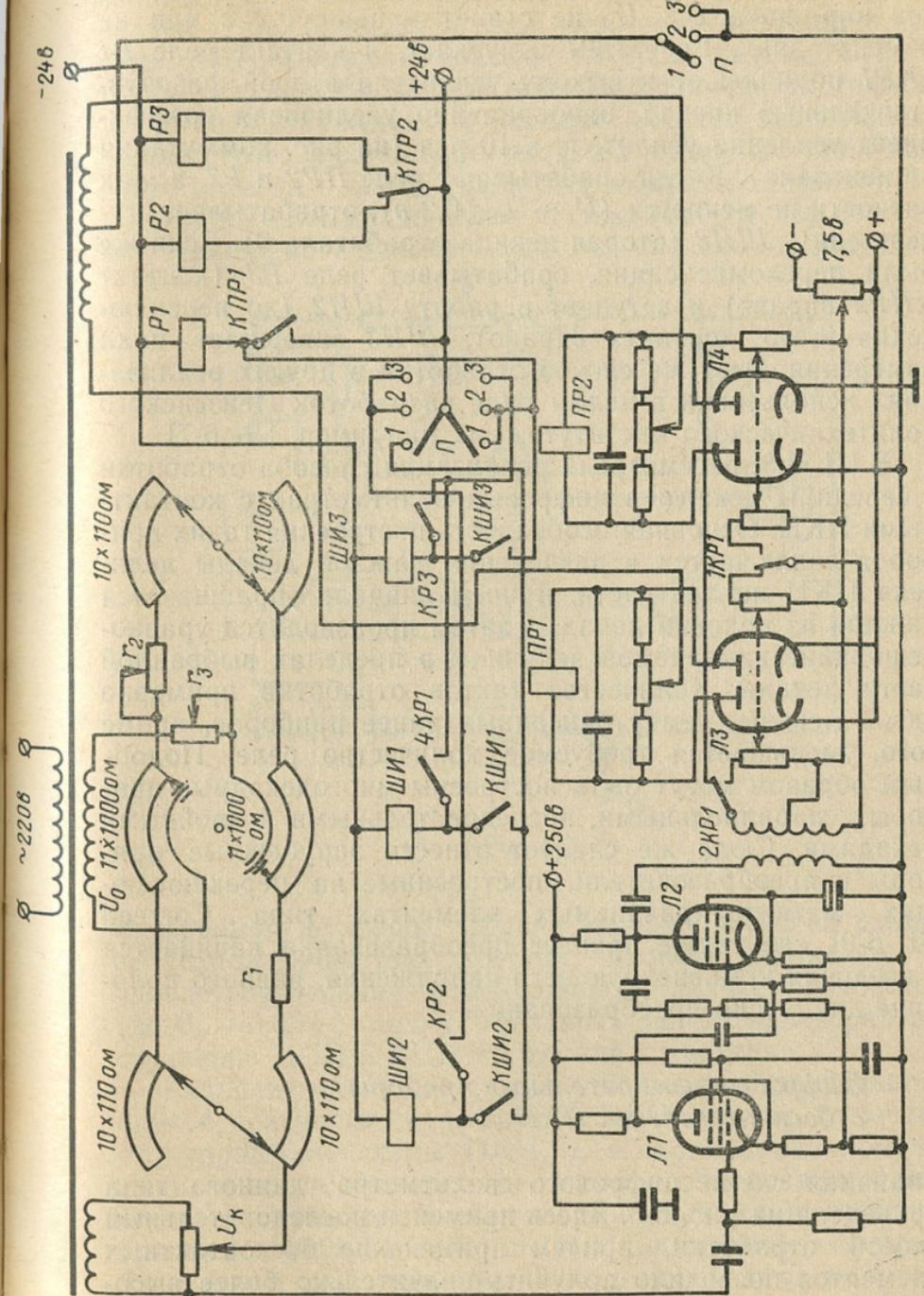


Рис. 6-2.

реле  $PR1$  и блокирует цепь питания реле  $P1$ . В положении 3 переключателя  $P$  приходит в движение  $ШИ1$  до тех пор, пока  $U_x - U_k$  не станет меньше 0,2 в или не изменит знак. Реле  $PR1$  отпускает, и контакт реле  $P1$   $1KP1$  подключает к выходу усилителя второй фазочувствительный каскад, одновременно увеличивая коэффициент усиления усилителя в 10 раз (на рис. коммутация не показана). Когда срабатывают реле  $PR2$  и  $P2$ , а знак разности не меняется ( $U_x - U_k < 0,2$  в), отрабатывает ступени снизу  $ШИ3$  (вторая декада отработала 9). Если же была перекомпенсация, срабатывает реле  $P3$  (контакт  $KPR2$  вправо) и вступает в работу  $ШИ2$  (до переключения этого контакта вправо),  $ШИ3$  завершает цикл измерения. Этот же способ отработки в других реализациях использован в целом ряде разработок Пензенского политехнического института, см., например, [Л. 6-7].

В [Л. 6-8] рассмотрена реализация способа отработки с серединой декады в цифровых вольтметрах с контактными ПКН. Основная особенность построения таких приборов заключается в разделении каждой декады делителя ПКН на две части, причем вначале опрашивается каждая из половин декад, а затем производится уравновешивание измеряемой величины в пределах выбранной части декады. Количество тактов отработки примерно вдвое меньше, чем у описанных ранее приборов, кроме того, уменьшается требуемое количество реле. Подобным образом могут быть построены многодекадные приборы с параллельными, последовательными и двойными декадами. Сюда же следует отнести зарубежные приборы и преобразователи, построенные на переключающих магнитоуправляемых элементах типа Correed [Л. 6-9], где также процесс преобразования начинается с введения компенсирующего напряжения, равного половине диапазона преобразования.

### *Цифровые измерительные приборы с бесконтактными ПКН*

Типичная схема цифрового вольтметра данного типа приведена на рис. 6-3. Здесь применен последовательный способ отработки, причем применение бесконтактных элементов позволило получить значительно более высокое по сравнению с вышеописанными приборами быстродействие [Л. 6-10, 6-11]. Импульс запуска ИЗ перебрасы-

вает триггер  $T_2$ , который открывает ключевую схему на входе двоичного счетчика ( $T_{21}, T_{2n}$ ), пропускающую импульсы с генератора ГИ. Код счетчика управляет ключами ПКН, представляющими собой в данном случае точный параллельный делитель. Приращению компенсирующего напряжения  $U_k$  на одну ступень квантования соответствует приращение числа в счетчике на один импульс. Сигнал с блока сравнения возвращает триггер  $T_2$  в исходное положение, ключ  $K$  закрывается. По состоянию триггеров счетчика судят о численном значении

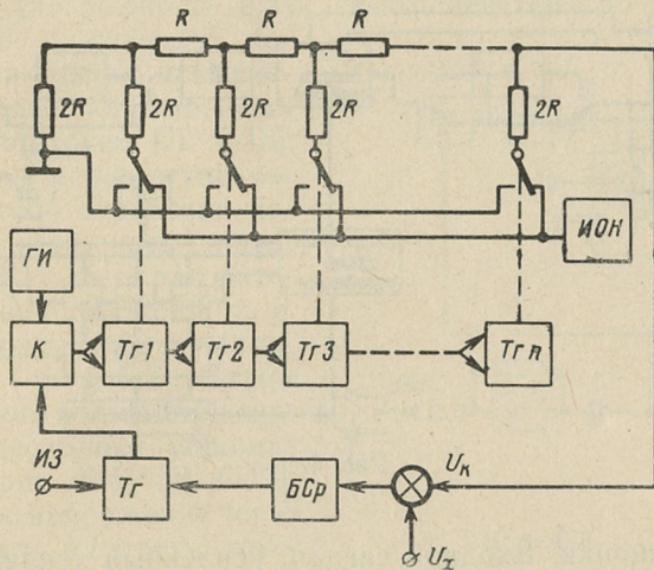


Рис. 6-3.

измеряемой величины. Сравнительной простотой схемы, ее технологичностью, простой логикой управления и удовлетворительной в большинстве случаев точностью (до 0,1—0,05 %) можно объяснить значительное распространение ЦИП и АЦП этого типа в практике.

Различие наблюдается лишь в схемных реализациях блоков сравнения, триггеров и ПКН. Нужно отметить, что упрощение схемы ПКН, т. е. применение приближенного параллельного делителя с однопозиционными ключами, приводит к некоторому ухудшению точности прибора (0,25 %) [Л. 6-12]. Построение счетчика в двоичном коде, как показано на рис. 6-3, не применяется в ЦИП. Приборы с тетрадно-десятичными декадами и с последовательным способом отработки известны

с 1956 г. [Л. 6-13], однако и в настоящее время этот принцип используется в измерительных приборах. Так, например, широко распространенный цифровой универсальный электроизмерительный прибор Digitavo (фирмы Goerz-Electro) — один из наиболее дешевых цифровых приборов — построен на этом принципе [Л. 6-14, 6-15]. Структурная схема прибора приведена на рис. 6-4. Измерительные выходные каналы для измерения тока, постоянных и переменных напряжений и сопротивлений включаются с помощью ручного коммута-

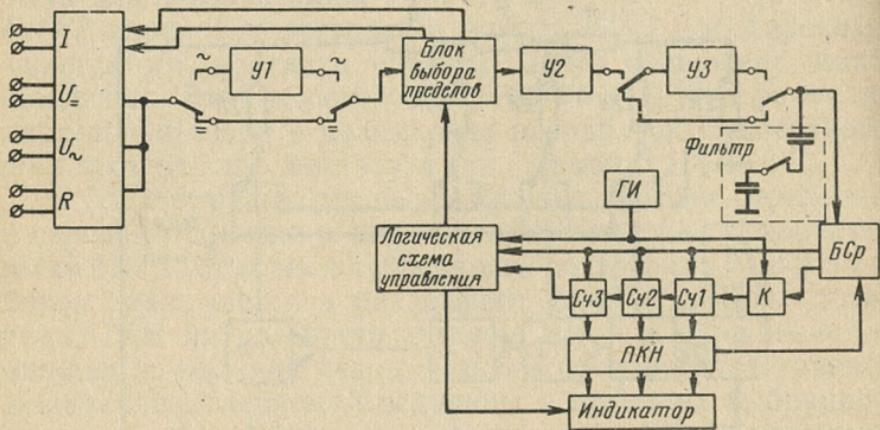


Рис. 6-4.

тора — кнопки. Входной сигнал, усиленный усилителями  $Y_1$ ,  $Y_2$  и, если нужно (для правильного выбора полярности), инвертированный усилителем  $Y_3$ , поступает на блок сравнения  $БСр$ . Сигнал с блока сравнения управляет ключевой схемой  $K$ , пропускающей на трехдекадный счетчик импульсы генератора  $ГИ$ . Происходит обычная последовательная отработка равными ступенями до появления сигнала перекомпенсации с блока сравнения  $БСр$ . В приборе предусмотрен автоматический выбор пределов измерения, переключение которых осуществляется логической схемой управления по появлению сигналов переполнения счетчика. Для уменьшения помех на входе блока сравнения установлен фильтр, постоянная времени которого регулируется в зависимости от характеристики помехи. Прибор обладает погрешностью 1% на всех пределах измерения, кроме режима измерения сопротивлений в диапазоне 10 Мом (10%). При этом время измерения с учетом

времени на индикацию составляет 1 сек (с фильтром 4 сек). Таким образом, технические характеристики Digitavo соответствуют характеристикам стрелочных тестеров, и основными достоинствами его среди цифровых приборов являются простота, дешевизна и малые габариты.

Прибором этой же группы, но со значительно лучшими характеристиками, является цифровой вольтметр 3430А фирмы Hewlett—Packard, блок-схема которого мало отличается от предыдущей. Улучшение характеристик (погрешность 0,1%, быстродействие до 4—5 измерений в секунду) достигнуто за счет применения более качественных элементов схем [Л. 6-16].

Равномерно-ступенчатый способ отработки позволяет применять в качестве ПКН преобразователи единичного кода, т. е. числа импульсов в напряжение (см. § 5-3). Схема цифрового вольтметра при этом несколько упрощается (рис. 6-5) [Л. 6-17]. Входное напряжение через усилитель  $У1$  с регулируемым коэффициентом усиления поступает на базу  $T1$ . На эмиттер этого транзистора поступает эквивалентный компенсируемому на накопительные импульсы ГИ генерируются (в описываемой схеме при трех десятичных разрядах). Эти импульсы, стабилизированные делителем напряжения  $DH$ , в виде пульсаций тока в цепи  $C1$  и  $C2$  подобраны таким образом, чтобы каждый импульс вызывал на  $C2$  строго на  $10 \text{ мв}$  (на окончании цикла измерения) сигнал, проходящий через транзистор  $T3$ . Продолжительность сигнала с его коллектора

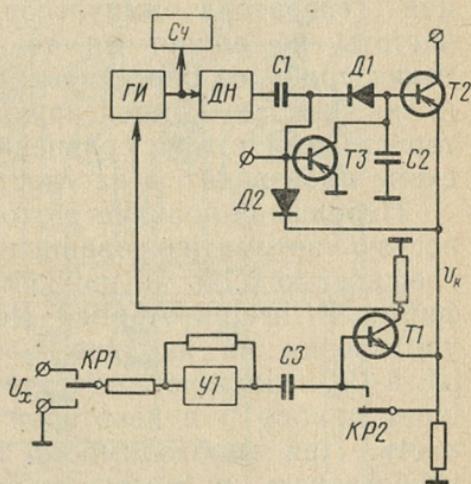


Рис. 6-5.

Счетчик подсчитывает число импульсов за время измерения. Перед началом работы схемы проводится операция устранения дрейфа нуля. Для этой цели вход усилителя  $U_1$  с помощью контакта  $KP1$  заземляется, нулевой уровень ПКН через контакт  $KP2$  привязывается к нулевому уровню входного сигнала подзарядом конденсатора  $C_3$ , результирующий заряд которого зависит от величины рассогласования нуля усилителя  $U_1$  и нуля ПКН. Здесь следует отметить, что как для этой схемы, так и вообще для преобразователей последовательного во времени уравновешивания не требуется стабилизация генератора импульсов, так как нестабильность частоты не влияет на точность измерения. Точность таких приборов определяется в основном стабильностью и линейностью компенсирующего напряжения и характеристиками схем сравнения. Вольтметры по такой схеме производит, в частности, фирма Solartron.

Небольшой вольтметр этого типа (масса 4 кг) с полностью автоматизированным циклом измерения с погрешностью 0,1% на нижнем пределе 100 мв выпускает фирма Princeton Applied Research Corp [Л. 18] (блок управления на язычковых реле). В другом приборе [Л. 6-19] используется счетчик на декатронах, что упрощает прибор и в некоторой степени повышает надежность. При необходимости такие устройства нетрудно использовать в многоканальном варианте, используя общий ПКН и число блоков сравнения по числу каналов [Л. 6-20].

Расширение диапазона работы в ЦИП с цифровым счетчиком, кроме варианта, примененного в Digitavo (управление коэффициентом усиления входного усилителя), возможно также использованием нескольких источников стабильного напряжения ПКН или ступенчатым увеличением сигнала одного источника по сигналу переполнения счетчика [Л. 6-21].

Реализация в ЦИП с цифровыми счетчиками поразрядных способов отработки значительно повышает быстродействие, но несколько усложняет прибор. Например, применение способа отработки от старшей декады, при котором отличие схемы от предыдущей заключается в секционировании счетчика, введении распределителя для подекадной отработки и усложнении логической схемы управления, позволило на 1—2 порядка уменьшить время измерения [Л. 6-22—6-24].

Типичной для таких приборов является схема (рис. 6-6), предложенная в [Л. 6-25].

Между счетчиками, которые в данной схеме выполнены на декатронах, и ПКН включен диодный дешифратор, преобразующий десятичный код в тетрадно-десятичный (для упрощения схемы ПКН), например в код 2-4-2-1. Сигнал с блока сравнения управляет работой

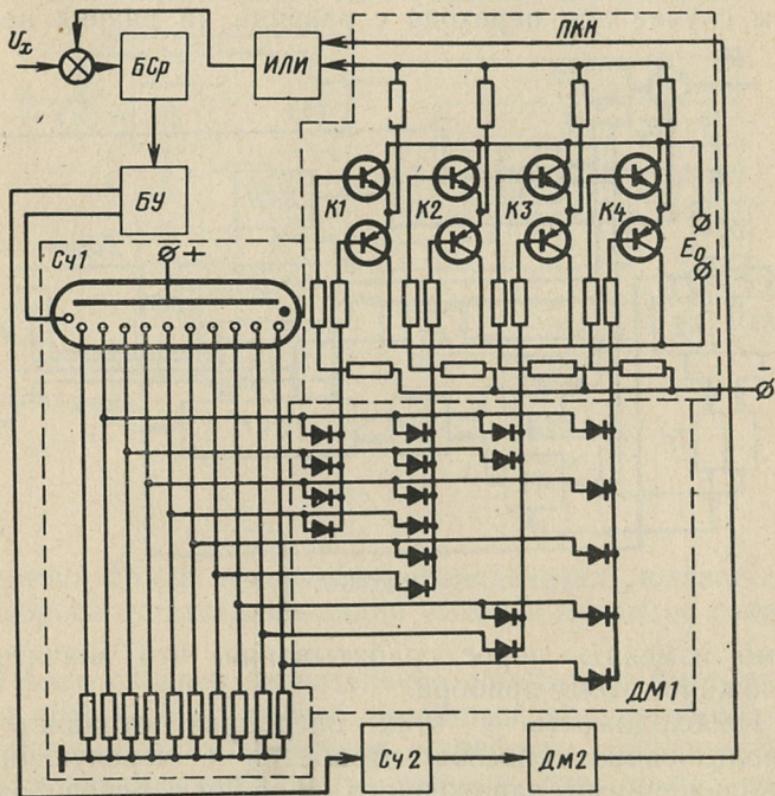


Рис. 6-6.

логических цепей блока управления, формирующего импульсы управления декатронами  $СЧ1$  и  $СЧ2$ . Выходы (катоды) счетчика через диодную матрицу  $ДМ1$  или  $ДМ2$  управляют состоянием ключей  $K1-K4$ , в качестве которых использованы обычные двухпозиционные ключи с инверсным включением транзисторов. Дешифратор с приходом первого импульса на счетчик коммутирует ключи в положения, когда  $U_k=9$  единицам этого разряда, с приходом второго — 8 и т. д.

При  $U_k > U_x$  блок управления прекращает подачу импульсов на СЧ1 и вступает в работу СЧ2. Для такого способа отработки характерно применение специальных мер, обеспечивающих устранение перекомпенсации при переходе на отработку следующей декады, либо путем сброса последней введенной ступени декады, либо путем смещения порога срабатывания блока сравнения для исключения возможности перекомпенсации. В последнем случае при переходе с разряда на разряд необходимо

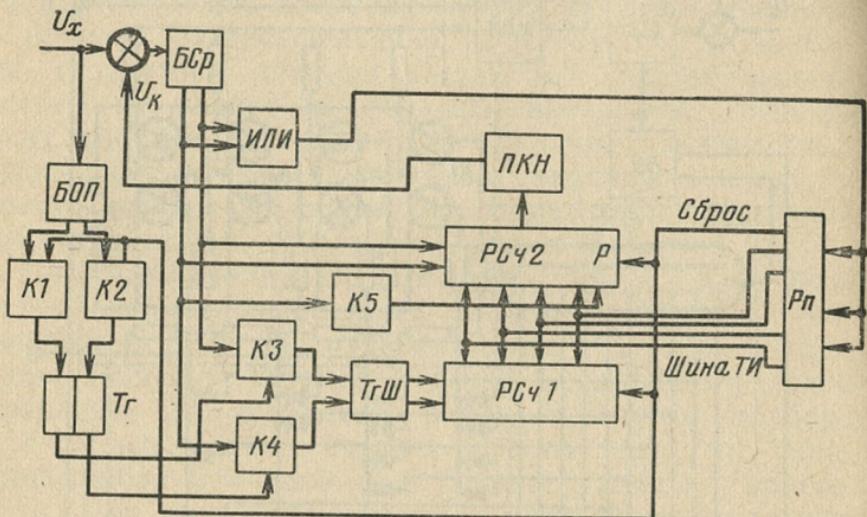


Рис. 6-7.

димо изменять порог срабатывания, что значительно усложняет схему прибора.

Необходимость в этих операциях отпадает при использовании способа отработки с чередующимися приближениями, заложенного [Л. 6-26] в основу одного из приборов (рис. 6-7), являющегося бесконтактным аналогом описанного выше электромеханического вольтметра [Л. 6-7]. Преобразование начинается с определения полярности входного сигнала блоком определения полярности *БОП*, сигнал с которого устанавливает триггер *T<sub>г</sub>* в определенное состояние. В зависимости от состояния *T<sub>г</sub>* будет открыта одна из ключевых схем *K<sub>3</sub>* или *K<sub>4</sub>*, триггер Шмитта *T<sub>гШ</sub>* запустится и реверсивный счетчик будет включен, например, на сложение с помощью распределителя *P<sub>н</sub>*, задающего логику работы схемы. К шине *ТИ* (тактовых импульсов) подключаются входы старших нечетных декад счетчиков *PCЧ1*

и  $PC42$ . Счетчик  $PC42$  управляет схемой  $ПКН$ . При появлении сигнала перекомпенсации вспомогательный триггер  $T_2$  реверсирует счетчики и распределитель подает сигналы на другую шину на четные декады. При преобразовании напряжения обратной полярности в декаду  $P$  счетчика  $PC42$  вносится единица, соответствующая полному диапазону преобразователя, и процесс уравновешивания начинается в старшем разряде сверху, а счетчики включаются в работу в противофазе. По

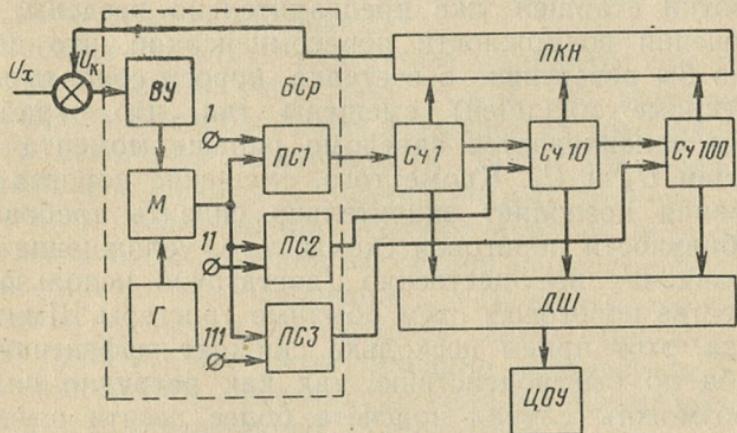


Рис. 6-8.

окончании цикла измерения распределитель выдает сигнал сброса, устанавливающий схему в исходное состояние.

В ряде случаев значительное повышение быстродействия обеспечивает способ отработки, при котором производится последовательная отработка одновременно во всех декадах цифрового счетчика. Этот способ отработки, получивший название параллельно-последовательного, применен в ряде вольтметров и АЦП Пензенского политехнического института [Л. 6-27]. Структурная схема такого вольтметра представлена на рис. 6-8. На выходе блока сравнения  $БСр$  (после модулятора  $M$ ) установлены пороговые схемы  $ПС1—ПС3$ , количество этих схем определяется числом декад счетчика, управляющего  $ПКН$ . Каждая пороговая схема управляет работой декады счетчика, разрешая счет импульсов при условии превышения сигнала рассогласования, выдаваемым схемой суммирования (вычитания)  $U_x$  и  $U_k$  блока сравнения порога срабатывания этой схемы.

Пороги срабатывания соответствуют сумме весов оцениваемого и предшествующих разрядов, так что для младшего разряда порог  $PC$  равен ступени квантования следующего — 11 ступеням, старшего — 111 и т. д. Некоторое усложнение блока сравнения вполне окупается выигрышем в быстродействии, так как при параллельной работе всех декад при отработке больших входных величин (по сравнению с чисто последовательной отработкой) младшие декады ПКН по окончании отработки старшей уже предварительно введены. Для исключения возможности перекомпенсации, что потребовало бы реверсивного счетчика, пороги срабатывания  $PC$  (кроме младшей) смешены так, что отработка декады заканчивается заведомо раньше момента компенсации  $U_x$  и  $U_k$ . Кроме того, смещение порогов срабатывания позволяет значительно снизить требования к стабильности пороговой схемы, т. е. усложнение блока сравнения несущественно (достаточно использовать в качестве пороговых схем обычные триггеры Шмитта). Правда, этот прием несколько снижает эффективность способа по быстродействию, так как нетрудно видеть, что возможны случаи подсчета более десяти ступеней младших декад. Для того чтобы не было потери информации в счетчике в таких случаях, декады счетчика связаны между собой счетными связями, т. е. сигналы переполнения младших декад дополняют подсчет более старших. Аналогичное построение аналого-цифрового преобразователя предложено также в [Л. 6-28].

Так как бесконтактные полупроводниковые переключающие схемы обеспечивают лучшие коммутационные характеристики для сигналов переменного тока, в ряде АЦП используют компенсирующее напряжение переменного тока, например [Л. 6-29]. При этом структурная схема полностью сохраняется, лишь в ПКН применяются трансформаторные делители напряжения.

Описанными схемами в основном ограничивается все многообразие цифровых приборов развертывающего уравновешивания с цифровыми счетчиками. К основным достоинствам этого типа приборов следует отнести сравнительную простоту структурной схемы и несложную ее реализацию, так как, за исключением блока сравнения, все остальные узлы представляют собой хорошо отработанные схемы на элементах дискретной техники.

К недостаткам структурной схемы таких ЦИП, определяющим их незначительное распространение по сравнению с другими, относится значительное число тактов отработки, ограничивающее быстродействие приборов. Кроме того, приборы оказываются довольно громоздкими, несмотря на простоту реализации, с точки зрения количества применяемых элементов. В настоящее время метод используется лишь в недорогих ЦИП с невысоким быстродействием и с небольшим числом разрядов (3—4 десятичные декады).

Следует отметить некоторые варианты совершенствования данной структуры. Одна из возможностей повышения быстродействия вытекает из того факта, что выбор величины длительности такта преобразования введением ступени  $U_k$  обычно выбираемой постоянной в течение всего цикла преобразования (измерения), определяется из условий затухания переходного процесса в тракте преобразования, вызванного изменением разности  $U_x$  и  $U_k$  в предыдущем (или в этом же) такте. Если учесть, что возмущающие воздействия из-за уменьшающегося значения сигнала рассогласования во всех тактах неодинаковы (наибольшие в начальные такты и минимальные в конце преобразования), то возможно увеличить быстродействие изменением длительности тактов. Было, например, предложено [Л. 6-30] вместо генератора тактовых (счетных) импульсов использовать простейший преобразователь напряжения в частоту, анализирующий сигнал рассогласования. Другим вариантом совершенствования структуры, например с параллельно-последовательной отработкой, является применение принципа стробирования сигнала в тракте усиления блока сравнения, позволившего значительно снизить влияние инерционности отдельных узлов и элементов (счетчика, ПКН, усилителя блока сравнения), на скорость отработки компенсирующей величины. Вследствие инерционности триггеров счетчика, ключей и делителей ПКН увеличение частоты тактов приводит к тому, что ступени  $U_k$  не успевают устанавливаться с заданной точностью. Кроме того, при переходе нескольких триггеров в декаде счетчика из единичного состояния в нулевое на входе блока сравнения наблюдаются «всплески» напряжения, превышающие уровень полезного сигнала (по длительности они достигают половины такта). Это вызывает ложное

срабатывание блока сравнения и искажает результат измерения, особенно при отработке младших ступеней.

Для исключения этого эффекта предложено [Л. 6-31] выходы декад счетчика (кроме старшей) через схему сборки подключить к одному из входов схемы совпадения, а другой ее вход соединить с выходом второго порогового элемента через инвертор (рис. 6-9). Задержанный выход схемы совпадения подается на другую схему совпадения, которая включена между ждущим мультивибратором, формирующим строб-импульс, и вторым модулятором, осуществляющим стробирование сигнала

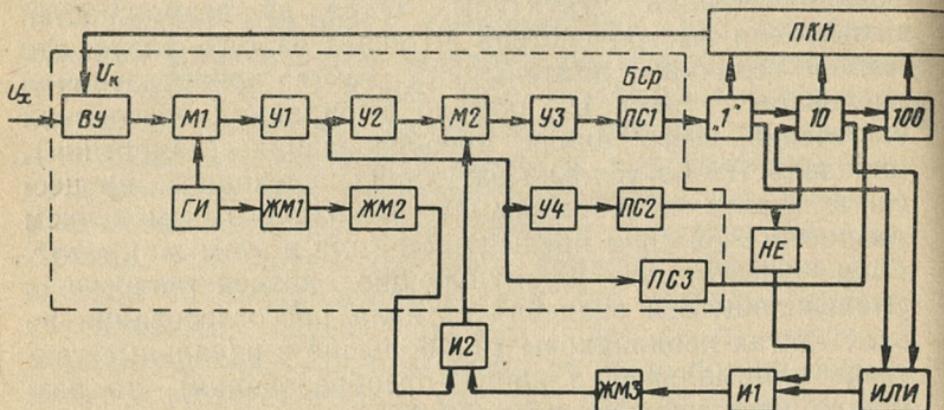


Рис. 6-9.

в тракте усилителя блока сравнения. Эта схема является модернизацией схемы рис. 6-8. Схема работает следующим образом.

Сигнал  $U_x - U_k$  с вычитающего (суммирующего) устройства  $B\bar{U}$  подается на модулятор  $M_1$  и далее через усилители  $Y_1$  и  $Y_2$  поступает на второй модулятор  $M_2$ , где производится стробирование с целью исключения «всплесков». Управляющие сигналы на  $M_2$ , задержанные на время максимальной длительности выбросов ждущими мультивибраторами  $\bar{ЖM}1$  и  $\bar{ЖM}2$ , формируются от того же генератора, что и сигналы на  $M_1$ . Далее через усилитель  $Y_3$  выходные сигналы  $M_2$  анализируются пороговой схемой  $PC_1$ . Сигналы на  $PC_2$  и  $PC_3$  поступают непосредственно с усилителей. Если при отработке  $U_k$  прекращает работу  $PC_2$ , инвертор  $HE$  выдает сигнал на схему  $I_1$  и разрешает прохождение импульсов переполнения с декад 1 и 10 на  $\bar{ЖM}3$ , формирующий импульс запрета с длительностью, равной

2—3 тактам, и заведомо большей длительности «всплеска» и времени восстановления  $U_k$  в ПКН. В течение действия этого импульса схема И2 запрещает поступление управляющих импульсов на М2. Младшая декада и ПС1 не работают. Использование этого принципа позволило увеличить частоту модуляции М1 или эквивалентно увеличить частоту тактов, т. е. без потери в точности, используя те же элементы (что и в схеме рис. 6-8), добиться более высокого быстродействия.

Использование временного стробирования позволяет избавиться от импульсных помех, причем чем меньше длительность строб-импульса, тем менее вероятно влияние помехи. Для борьбы с периодическими входными помехами эти меры неприменимы. Наибольший эффект в этом случае дает использование интегрирующих устройств, производящих усреднение результатов измерения за интервал времени, кратный периоду помехи. Можно отметить один из вариантов придания интегрирующих свойств преобразователю описываемого типа [Л. 6-73]. Пороговая схема ПС блока сравнения вольтметра (см. рис. 6-8) будет устойчиво срабатывать лишь в тех случаях, когда суммарная величина полезного сигнала и помехи превышает ее пороговое значение. Поэтому количество импульсов на выходе ПС за промежуток времени, кратный периоду помехи, будет равно или больше половины общего количества импульсов модулирующей частоты, укладывающихся по длительности в этот период. Если подать импульсы с выхода ПС на простейший преобразователь числа импульсов в напряжение с соответствующим периодом преобразования, а его выходное напряжение оценивать дополнительной пороговой схемой с пороговым напряжением, равным половине максимального выходного напряжения преобразователя, то возможно за период действия помехи оценить правильность работы БСр независимо от величины помехи. Эти меры позволили реализовать чувствительный цифровой вольтметр с нижним пределом на уровне долей милливольт, естественно, с малым быстродействием (до 5 измерений в секунду).

Можно отметить возможность использования структуры с цифровыми счетчиками для измерения переменных и пульсирующих напряжений. Отработка амплитудного значения может производиться при наличии

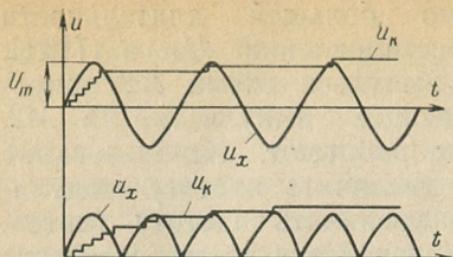


Рис. 6-10.

*СУ* подается на линию задержки, отводы которой определяют последовательность работы устройства. Задержанный линией задержки *ЛЗ1* сигнал обес-

сигнала  $U_{mx} > U_k$  и прекращаться при  $U_{mx} < U_k$  (рис. 6-10). Этот принципложен в основу как отечественных [Л. 6-32], так и ряда зарубежных приборов [Л. 6-33]. Структурная схема прибора этого типа [Л. 6-33] приведена на рис. 6-11. Сигнал схемы управления

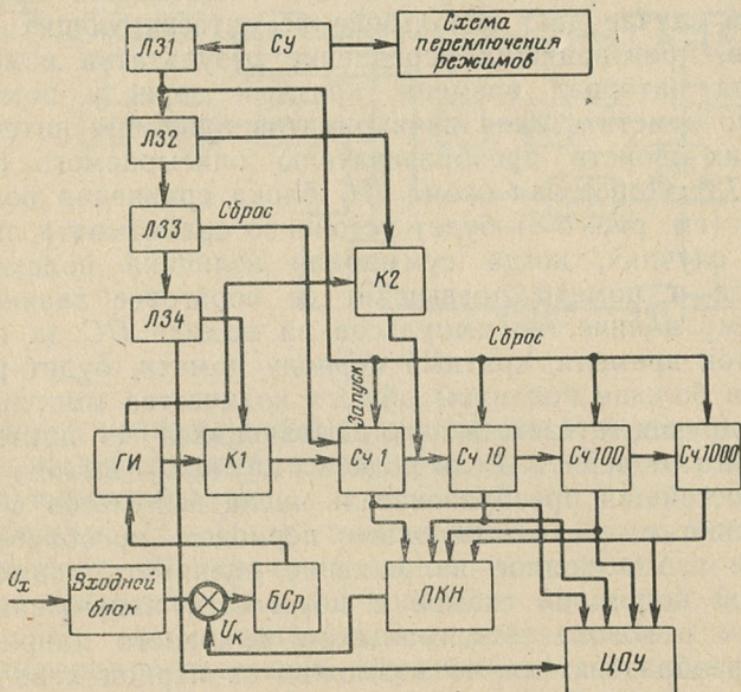


Рис. 6-11.

печивает подготовку схемы к измерению (сбрасываются все счетчики, кроме *СЧ1*, устанавливаемого в единичное состояние). Затем сигнал с *ЛЗ2* открывает ключ *K2*, который при работе генератора *ГИ* будет пропускать импульсы на счетчик *СЧ10*, сигналы переполнения ко-

торого поступают на  $C_4100$  и далее на  $C_41000$ . Генератор  $ГИ$  работает лишь при определенной полярности сигнала  $U_x - U_k$ . К моменту перекомпенсации сигнал с  $ЛЗ3$  сбрасывает счетчик  $C_41$ , устранивая перекомпенсацию, и далее через ключ  $K1$  обеспечивается отработка младшей декады.

Предложенный К. А. Нетребенко автоматический цифровой потенциометр [Л. 6-34] работает в тетрадно-десятичном коде 2-4-2-1 (рис. 6-12). В схеме применено электронное реле  $P$ , управляемое измеряемым напряжением и срабатывающее при определенной полярности входного сигнала. Реле синхронизирует переключение ступеней делителя ПКН с периодом измеряемого сигнала и обеспечивает подачу  $U_x$  в цепь блока сравнения  $БСр$  в моменты максимальных значений положительных полупериодов  $U_x$ . При уравновешивании переменного напряжения компенсирующим напряжением постоянного тока возможны два варианта:

а) синхронизация работы блока сравнения с  $U_x$  для сравнения в моменты максимальных значений  $U_x$ ;

б) длительность работы схемы сравнения выбирается существенно больше периода измеряемого напряжения.

Работа в режиме «а» обеспечивает максимально возможное быстродействие без снижения чувствительности, зато в режиме «б» можно обеспечить измерение напряжений значительно более высоких частот. Наконец, можно отметить еще одну возможность измерения переменных и импульсных напряжений по данному методу.

Способ назван авторами «методом двойной дискриминации» [Л. 6-35]. Схема рис. 6-13 поясняет этот способ. В исходном состоянии  $U_k$  максимально, а затем

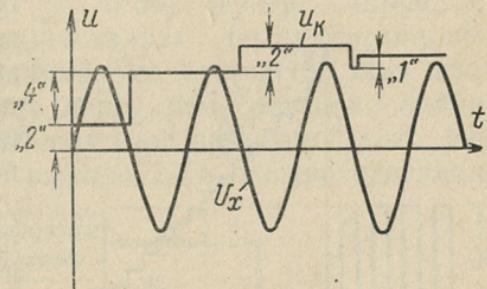
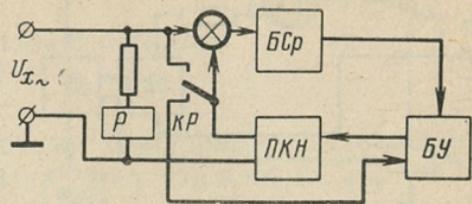


Рис. 6-12.

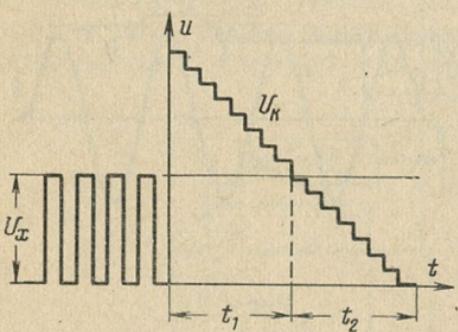
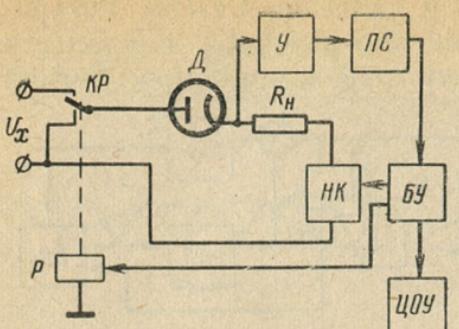


Рис. 6-13.

уменьшается равными ступенями. При равенстве сравниваемых напряжений диод  $D$ , выполняющий роль сравнивающего элемента, открывается, ток через него возрастает до тех пор, пока усиленный усилителем  $Y$  не вызовет срабатывания пороговой схемы  $PS$ . В этот момент релейный элемент  $P$  подключает анод диода к нулевому потенциалу, и диод снова запирается. Теперь  $U_k$  уменьшается ступенями до появления очередного импульса с  $D$ . Количество ступеней подсчитывается на накопительном конденсаторе  $HK$ . Время измерения будет равно сумме интервалов времени  $t_1$  и  $t_2$  (рис. 6-13), причем

$t_1$  должно выбираться в соответствии с частотой измеряемого сигнала  $t_1 \gg 1/f_x$ , в противном случае увеличивается погрешность измерения, так как уменьшается вероятность того, что  $U_k$  совпадает именно с амплитудой, а не с другим мгновенным значением  $U_x$ .

Наконец, известны приборы этой группы для измерения переменных напряжений, в которых производится уравновешивание входной величины не путем формирования компенсирующего напряжения, а путем соответствующего изменения коэффициента передачи входного устройства в зависимости от кода счетчика [Л. 6-74]. Таким образом, возможно производить отсчет среднего значения переменного напряжения по логарифмической шкале относительно уровня, задаваемого на блок сравнения в качестве опорного. При наличии реверсивного счетчика возможно измерение напряжений, как превышающих опорный уровень, так и меньших последнего.

## 6-3. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ С ПРОГРАММИРУЮЩИМИ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯМИ

### Цифровые измерительные приборы с контактными ПКН

Типичная структурная схема цифровых вольтметров постоянного тока этого типа представлена на рис. 6-14. По такой схеме, в частности, был построен электромеханический потенциометр [Л. 6-36]. Программирующий переключатель *ПрП* осуществляет последовательный опрос разрядов ПКН, начиная со старшего. При этом блок сравнения фиксирует лишь знак рассогласования  $U_x$  и  $U_k$ , не определяя абсолютное значение этого расхождения. Сигнал на выходе *БСр*, соответствующий

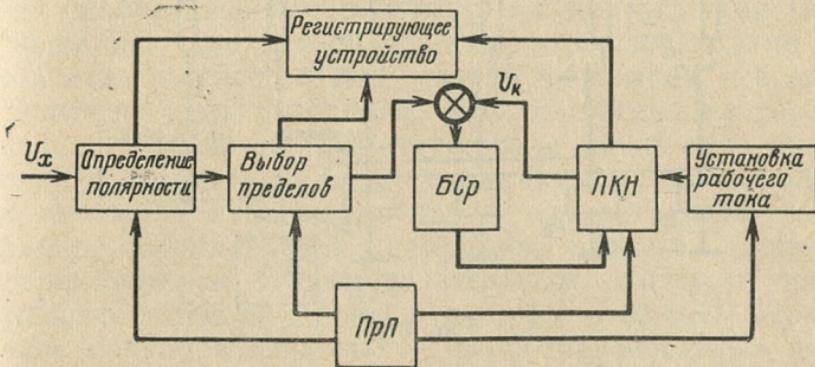


Рис. 6-14.

состоянию перекомпенсации ( $U_x < U_k$ ) в определенном такте преобразования, вызывает сброс опрошенной в этом такте ступени  $U_k$ . Затем производится опрос следующей ступени. Часто операции сброса предыдущей ступени и запуска последующей совмещаются во времени, т. е. различаются программирующие переключатели с разделенными функциями опроса и отработки и с совмещением этих функций. При отсутствии сигнала с *БСр* ( $U_x > U_k$ ) ступень остается введенной.

Так как цикл измерения должен включать в себя предварительное определение и установление требуемой полярности и выбор предела измерения, описание возможных вариантов осуществления этих операций рассматривается при описании отдельных вариантов ЦИП данного типа.

Принципы построения программирующих переключателей существенно не различаются. Основные особенности заключаются в использовании тех или иных элементов для их реализации. Программирующие переключатели должны обеспечивать требуемое быстродействие и минимальное число элементов схемы. Так, в одном из первых отечественных цифровых вольтметров (ВОЦ-1) применены электромагнитные реле, обмотки которых шунтировались конденсаторами при срабатывании реле предыдущего разряда. Таким образом,

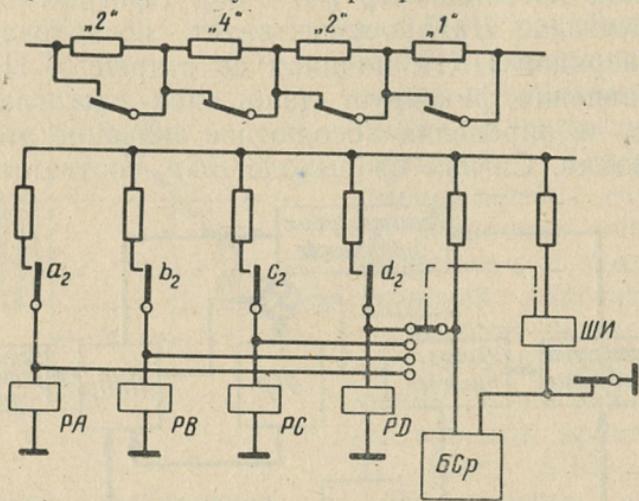


Рис. 6-15.

после отпускания предыдущего реле конденсатор разряжается через обмотку следующего реле, и последнее срабатывает, соответствующий конденсатор заряжается, подготавливая работу следующего реле. Другие контактные группы этих реле соответственно коммутируют делитель ПКН. Для блокирования реле опроса по сигналам с блока сравнения используется другой набор реле. Естественно, что подобное построение схемы программирующего переключателя из-за сложности, громоздкости и неэкономичности не получило распространения. Более приемлемым оказалось применение комбинированных схем на реле и шаговых искателях. Вариант такого исполнения, примененный в ряде разработок завода «Пунанэ Рэт», представлен на рис. 6-15. Здесь цепь питания реле PA—PD образуют контакты шагового искателя ШИ, обеспечивая строго последовательную работу реле. Если с блока сравнения приходит

сигнал о сбросе данной ступени,  $\dot{W}I$  делает очередной шаг, реле отпускается. Если этого сигнала нет, цепь питания реле остается замкнутой через контакты  $a_2$ ,  $b_2$ ,  $c_2$ ,  $d_2$ .

В вольтметре типа ВЦ-1, разработанном во ВНИИМ (Ленинград), программирующий переключатель представлял собой барабан, получающий вращение от двигателя через муфту сцепления. Вращаясь, барабан поочередно переключал контакты и коммутировал цепи питания реле ПКН. Аналогично построен программирующий переключатель в отечественных серийных приборах типа Щ1311 [Л. 6-37]. Известны также программирующие переключатели на магнитоуправляемых контактах, но в основном из зарубежных работ, например [Л. 6-38, 6-40]. Уже на ранней стадии развития цифрового приборостроения вольтметры с контактными ПКН оснащались программирующими переключателями на бесконтактных элементах, сначала на лампах, а в дальнейшем на полупроводниках и ферромагнитных сердечниках. Это объясняется отсутствием каких-либо требований к точностным характеристикам этих устройств, не входящих непосредственно в измерительную схему прибора. Применялась, например, цепочка ламповых одновибраторов с последовательным запуском последующего сигналом с предыдущего [Л. 6-40, 6-41]. Применение полупроводниковых и ферротранзисторных ячеек в программирующих переключателях существенно уменьшает габариты приборов. Варианты схем на триггерах, управляющих через диодные дешифраторы ключами ПКН, и ферротранзисторные линии задержки в такого типа приборах должны обеспечивать управление электромагнитными реле. Проведенная в одной из проектирующих ЦИП организаций оценка всех возможных вариантов исполнения программирующих переключателей показала перспективность применения кольцевых триггерных схем, обеспечивающих минимальное число деталей, незначительную стоимость и габариты, возможность унификации конструкции.

В качестве примерной схемы цифрового вольтметра развертывающего уравновешивания с программирующими переключателями и контактным ПКН на рис. 6-16 приведена упрощенная схема отечественного вольтметра В2-9. Прибор имеет четыре предела измерения (нижний предел 1 в), основную погрешность 0,1%, вход-

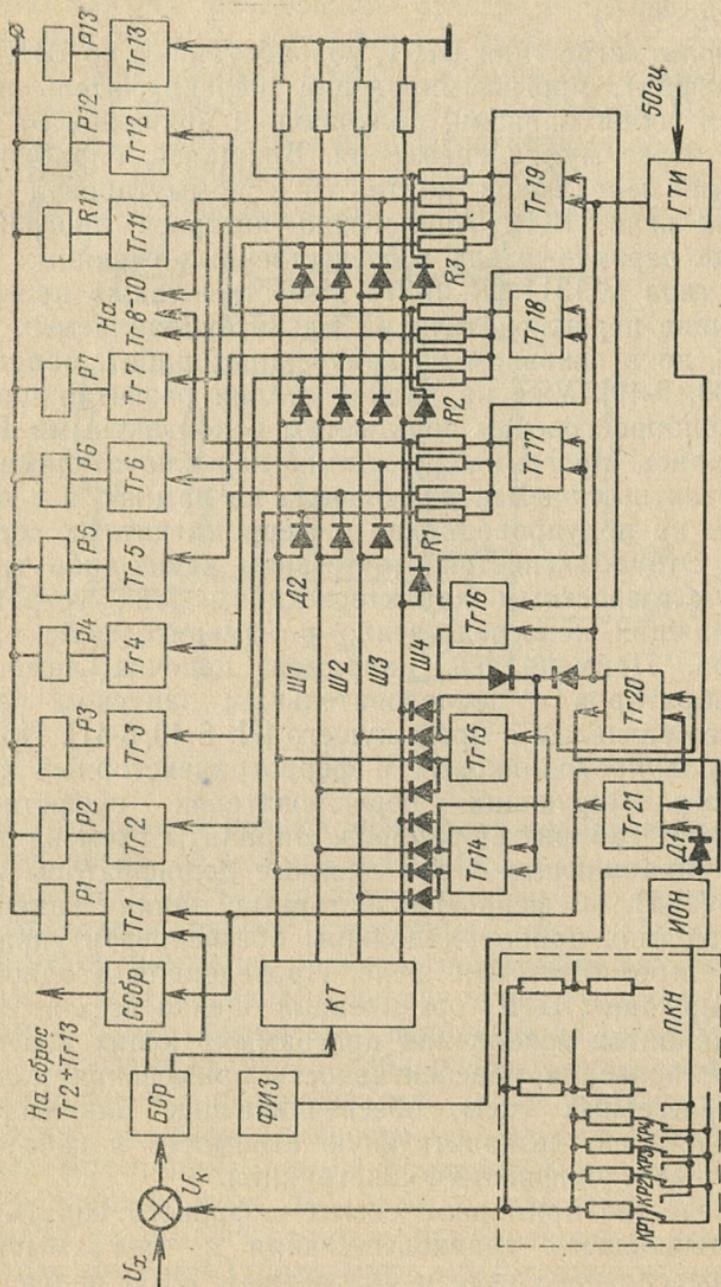


Рис. 6-16.

ное сопротивление на нижнем пределе 100 ком и время измерения не более 0,5 сек. Устройство сравнения выполнено по схеме сравнения токов с усилителем постоянного напряжения на четырех дифференциальных каскадах. В качестве переключающих элементов в схеме точного параллельного делителя в коде 4-2-2-1 ПКН применены реле РЭС-22 с четырьмя контактными парами на переключение, использующиеся также для дешифрации кода ПКН в десятичный и для индикации. Для формирования сигналов на программирующий переключатель используется схема запуска, состоящая из формирователя импульсов запуска, генератора тактовых импульсов и ключевой согласующей схемы. Программирующий переключатель состоит из транзисторных триггеров памяти ( $Tg1-Tg13$ ), в коллекторных цепях которых включены обмотки реле ПКН, сдвигающего регистра управления декадами ( $Tg16-Tg19$ ), схемы формирования команд и схемы сброса  $CCбр$  (на рис. 6-16 не показан дешифратор индикатора и индикатор). Процесс измерения начинается с появления на выходе формирователя импульсов запуска  $ФИЗ$  импульса, перебрасывающего триггер формирования команд  $Tg21$ . В исходное состояние  $Tg21$  возвращается ближайшим по времени импульсом с генератора ГТИ. Передний фронт сигнала, сформированного  $Tg21$ , через схему сброса  $CCбр$  подготавливает работу ПКН, устанавливая в исходные состояния все триггеры распределителя, кроме триггера полярности ( $Tg1$ ), который и без того срабатывает в первый тakt отработки. Задний фронт сигнала  $Tg21$  перебрасывает  $Tg20$ . Диод  $D1$  оказывается запертым, исключая повторный запуск схемы. Тактовый импульс перебрасывает  $Tg16$ , сигнал которого в свою очередь перебрасывает  $Tg17$  и одновременно запирает диоды на счетном входе  $Tg14$ . Триггер  $Tg17$  через резисторы  $R1$  перебрасывает триггер памяти старшего разряда  $Tg2$ . Диод  $D2$ , запертый отрицательным смещением на шине  $Ш1$ , по сигналу с  $Tg17$  отпирается и позволяет сигналу с блока сравнения  $БСр$  проходить на вход  $Tg2$ . Контакты  $KP2$  реле  $P2$  замыкаются, и на  $БСр$  подается ступень компенсирующего напряжения. Если сигнала с  $БСр$  нет, триггер  $Tg2$  остается в этом состоянии, если сигнал есть — перебрасывается в исходное состояние. Следующий тактовый импульс возвращает  $Tg17$  в исходное состояние и перебрасывает

*Tg18*, при этом включается в работу *Tg3*, а сигнал с *БСр* по-прежнему будет действовать по шине *Ш1*. Далее срабатывает *Tg19* и т. д. При возвращении *Tg19* в исходное состояние *Tg16* также возвращается в исходное состояние, диоды на входе *Tg14* откроются и импульс переключения регистра сдвига декад изменит состояние *Tg14*. Отрицательное смещение с шины *Ш1* будет подано на шину *Ш2*, теперь при работе *Tg11—Tg19* будет обеспечиваться управление работой *P5—P7* и т. д. В конце цикла, когда *Tg15* вернет в исходное состояние *Tg20*, прекращается поступление тактовых импульсов. Все элементы, кроме триггеров памяти, программирующего переключателя приходят в исходное положение. Сочетание замкнутых контактов реле *P2—P13* обеспечивает индикацию соответствующей цифры.

Транзисторные схемы программирующего переключателя широко использовались в приборах типа LM902 и др. фирмы Solartron.

Приведенная на рис. 6-17 схема одной ферротранзисторной ячейки применена в цифровом вольтметре

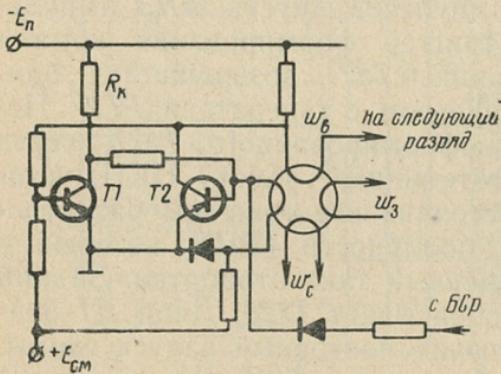


Рис. 6-17.

[Л. 6-42]. Здесь объединяются функции опроса и управления ПКН. Ферритовый сердечник является элементом памяти и опроса. Последовательность опроса разрядов определяется импульсными последовательностями, поступающими на обмотки записи *w<sub>3</sub>* и на обмотки сброса *w<sub>c</sub>*. С приходом импульса записи сердечник перемагничивается и наводимый в выходной обмотке *w<sub>b</sub>* импульс открывает транзистор *T1*. Включаемое вместо резистора *R<sub>k</sub>* реле срабатывает, коммутируя ПКН. С приходом импульса сброса сердечник перемагничивается в обратном направлении, на обмотке *w<sub>b</sub>* наводится э. д. с. противоположной полярности, перемагничивающая сердечник следующего разряда. Открывается транзистор *T2*, а *T1* запирается по эмиттерной цепи, и реле отпускает. Если же в момент перезаписи действовал сигнал с блок-

ка сравнения,  $T_2$  останется запертым, сердечник не перемагнитится, а  $T_1$  обеспечит ток через реле. Несколько иначе работает подобное же устройство в другом варианте вольтметра [Л. 6-43].

Цифровые вольтметры различных фирм с использованием описываемого метода, как правило, обеспечивают при погрешности не более 0,1% от 1 до 10 измерений в секунду. При этом такие характеристики у лучших приборов достигнуты для диапазона 10 мв. (Например, преобразователь NLC311 фирмы Linear Systems Inc или вольтметр VGZ фирмы Ronde Schwarz [Л. 6-44]). Отечественный регистрирующий преобразователь системы «Мир-50» в диапазоне 50 мв имеет чувствительность 20—30 мкв [Л. 6-45, 6-46].

В приложении приведены технические характеристики одного из последних образцов цифровых вольтметров этого типа (Щ1511), объективно показывающего возможности и перспективы метода.

По принципу развертывающего уравновешивания с программирующими переключателями построено также большое число цифровых омметров, представляющих собой чаще всего мостовые схемы с уравновешиванием по заданной программе. Измеряемые сопротивления включаются в одно из плеч моста, питающегося от источника стабильного напряжения. Сигнал разбаланса моста поступает на блок сравнения, который управляет работой переключателей магазина сопротивлений или проводимостей, опрашиваемых программирующим переключателем. В большинстве промышленных моделей омметров (Е-6, Р-336 и др., в том числе и зарубежных) используются электромеханические реле и шаговые искатели [Л. 6-47—6-50]. Основные принципы работы этих приборов не отличаются от работы измерителей напряжений и токов, а способы отработки разбаланса мостовой цепи аналогичны способам отработки компенсирующих напряжений.

### *Цифровые измерительные приборы с бесконтактными ПКН*

Значительно более широко по сравнению с предыдущим распространен тип цифровых приборов развертывающего уравновешивания с бесконтактными ПКН, что объясняется наличием в настоящее время приемлемой элементной базы и постоянным ее совершенствованием.

Это позволяет в настоящее время проектировать бесконтактные приборы с технико-экономическими характеристиками, существенно лучшими, чем контактные. Цифровые вольтметры и АЦП такого типа также используют различные программирующие переключатели и различаются, кроме того, реализациями ПКН и схем управления [Л. 6-51—6-54]. Если быстродействие преобразователей ограничивается сотнями измерений в секунду, то широко применяются схемы с программаторами на ферротранзисторных ячейках [Л. 6-55, 6-56]. В ЦИП такие схемы применяются редко. Это объясняется наличием сетки тактовых частот в системах централизованного контроля и обработки информации и необходимостью синхронизации работы АЦП в соответствии с имеющейся сеткой частот.

В некоторых преобразователях зарубежных фирм в качестве программирующих переключателей применяются электроннолучевые лампы. Так, в преобразователе типа 1D10T фирмы Rocketdyne North American Aviation для переключения использована лампа типа Burroughs [Л. 17]. В вольтметре, разработанном

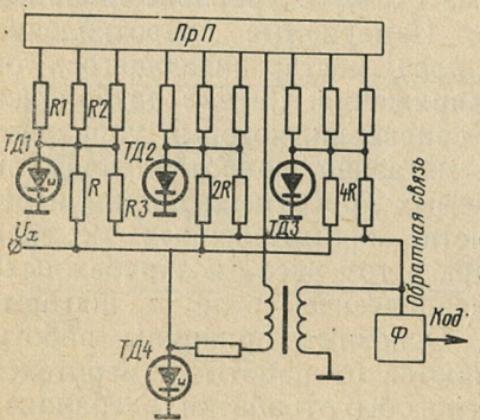


Рис. 6-18.

ряда, каждый из которых включает в себя тунNELНЫЙ диод, подключенный через сопротивление смещения  $R_1$  к программирующему переключателю. Сигнал с переключателя смещает рабочую точку диода из устойчивой области характеристики с низким напряжением в неустойчивую область для бистабильной работы.

в Дельфтском технологическом институте (Голландия), была применена шестиэлектродная лучевая трубка типа 58 фирмы Philips [Л. 6-57, 6-58].

Использование туннельных диодов внесло определенную специфику в структуру ЦИП и позволило увеличить быстродействие и надежность, уменьшить габариты приборов. На рис. 6-18 представлена схема АЦП, предложенная в [Л. 6-69].

Схема содержит три раз-

Этот же программирующий переключатель  $ПрП$  через  $R2$  подает напряжение, смещающее диод в область высокого напряжения. Входной аналоговый сигнал отрицательной полярности вызывает ток через туннельный диод  $ТД4$ , в зависимости от величины которого рабочая точка  $ТД4$  либо будет смещена вверх, либо останется в прежнем положении. При переключении диода на вторичной обмотке трансформатора возникает импульс, подающийся в цепь обратной связи. Этот сигнал воздействует на  $ТД1$  (старший разряд) через резистор  $R3$  и сбрасывает диод в исходное состояние (в область низкого напряжения). Кроме того, этот сигнал запускает выходной формирователь  $\Phi$ , формирующий выходной кодовый знак 1 (ток первого разряда больше аналогового). Далее  $ПрП$  запускает  $ТД2$  и т. д. Если ток разряда или суммарный ток нескольких введенных ранее разрядов меньше аналогового, соответствующий туннельный диод остается в области высокого напряжения. Ряд вопросов, связанных с построением АЦП на туннельных диодах, рассмотрен в [Л. 6-60].

К описываемому принципу следует отнести также схему АЦП, предложенную фирмой L. M. Ericsson (Швеция) [Л. 6-61]. Здесь в отличие от обычных схем развертывающего уравновешивания производится операция сравнения суммы  $U_x + U_k$  с опорным напряжением  $U_{k\max}$ . При этом

$$U_{k\max} = \frac{U_{k\max}}{2} + \frac{U_{k\max}}{4} + \dots + \frac{U_{k\max}}{2^n}.$$

Поэтому нулевому входному сигналу соответствует ввод всех ступеней ПКН. Описываемая схема изображена на рис. 6-19. В качестве программирующего переключателя использована линия задержки  $ЛЗ$ . Входы суммирующей схемы  $C$  подключены к аналоговому входу прибора и к выходам потенциальных ключей  $K1-K_n$  и  $K1'-K_n'$ . Компенсирующее напряжение может быть обеих полярностей. Если сумма компенсирующего и измеряемого напряжений больше опорного напряжения  $U_{k\max}$ , то сигнал на выходе  $b$  откроет ключевую схему через соответствующий триггер и вычтет соответствующую ступень  $U_k$  из суммы напряжения на выходе  $C$ . Если сигнал будет на выходе  $a$  (соответствует сигналу «мало»), то триггер останется в том же состоянии, что и после импульса с  $ЛЗ$ , и ключ, также откры-

тым импульсом с линии задержки, останется в этом состоянии. Сброс всех триггеров в исходное состояние осуществляется  $(n+1)$  импульсом с ЛЗ. Схема несколько усложнена за счет того, что производится не сброс введенной ступени  $U_k$ , а ввод равной ей по величине, но обратной по знаку ступени, что увеличивает число элементов схемы. Съем кодовой информации производится либо с триггеров (параллельный код), либо с выходной шины блока сравнения (последовательный код). Для

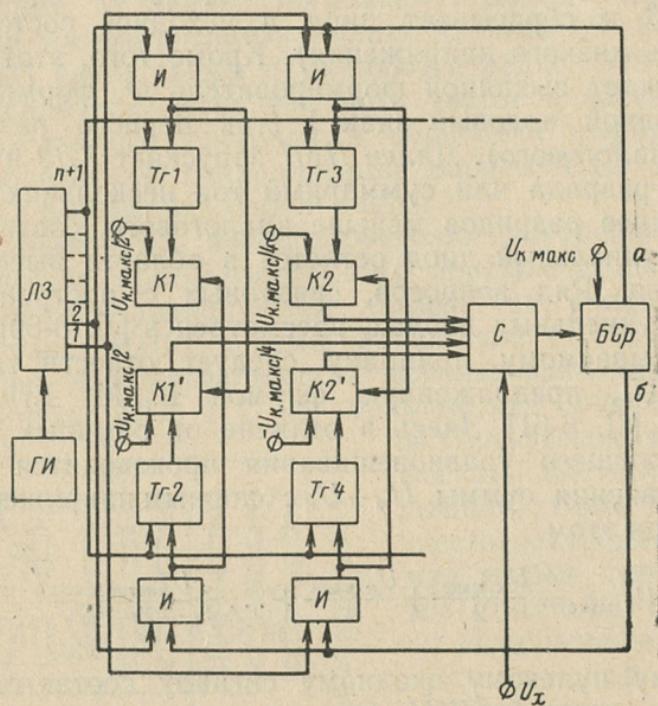


Рис. 6-19.

того, чтобы избежать динамической ошибки, возникающей при изменениях входной величины в процессе преобразования, а также для уменьшения нагрузки измеряемой цепи, в ряде устройств применяются фиксаторы входного уровня на время преобразования, и результат преобразования относят к моменту стробирования входной величины для ее фиксации. Все описанные выше схемы могут работать с таким входным устройством. Однако есть целая группа преобразователей, предполагающих такое накопление входного сигнала непосредственно для реализации процесса преобразования. На-

пример, схема, представленная на рис. 6-20, работающая по методу, названному авторами [Л. 6-62] методом «вычитания градуированных импульсов», имеет накопительный элемент  $H$ , заряд на котором пропорционален  $U_x$  после того, как переключатель  $K1$  замкнут сигналом с генератора синхроимпульсов  $ГИ$ . В этот же момент (замыкания  $K1$ ) начинается работа генератора градуированных импульсов  $ГГИ$ , который представляет собой генератор затухающих колебаний с коэффициентом затухания, соответствующим выбранному рабочему коду. Выходные импульсы этого генератора после необходимого формирования по амплитуде и длительности подаются на парафазный усилитель, выдающий равные по амплитуде, но противоположные по знаку сигналы. Генератор синхроимпульсов  $ГИ$  тактирует работу  $ГГИ$ , блока сравнения  $БСр$ , а также ключевой схемы  $K2$ . Из накопленного на емкости накопителя  $H$  заряда, пропорционального  $U_x$ , последовательно вычитываются заряды, пропорциональные амплитудам градуированных импульсов. Если в результате подачи некоторого импульса остаточное напряжение на накопителе меньше того напряжения, на которое он должен разрядиться в следующем такте, то производится перезаряд емкости до напряжения, равного разности между остаточным напряжением и напряжением, на которое он должен разрядиться, т. е. если принять амплитуды импульсов равными  $U_{k1}$ ,  $U_{k2}$  и т. д., а напряжение на емкости до этого момента равным  $U_{c1}$ , то при подаче импульса напряжение на накопителе становится равным  $U_{c2} = U_{c1} - U_{k1} < U_{k2}$ .

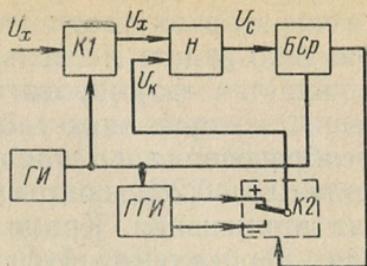


Рис. 6-20.

Схема сравнения формирует сигнал, переключающий схему  $K2$ , и происходит перезаряд емкости до величины  $U_{k2} - U_{c2}$ . По знаку остаточного напряжения после каждого очередного перезаряда емкости судят об измеряемом напряжении (последовательный код). Такого типа преобразователь позволяет получить быстродействие порядка  $(5-10) \cdot 10^4$  измерений в секунду. Эта структура интересна тем, что в ней нельзя четко выделить блок программирующего переключателя, ПКН, блок управления, так как генератор

градуированных импульсов сочетает в себе их функции, а генератор затухающих колебаний этого блока одновременно задает и последовательность работы разрядов и является формирователем компенсирующего напряжения, которое может быть биполярным. Погрешность преобразования по такому принципу трудно получить менее 0,5—0,2%, поэтому эта структура в ЦИП не нашла применения. Кроме того, для такого преобразователя необходима буферная память для получения параллельного кода из последовательного (в случае

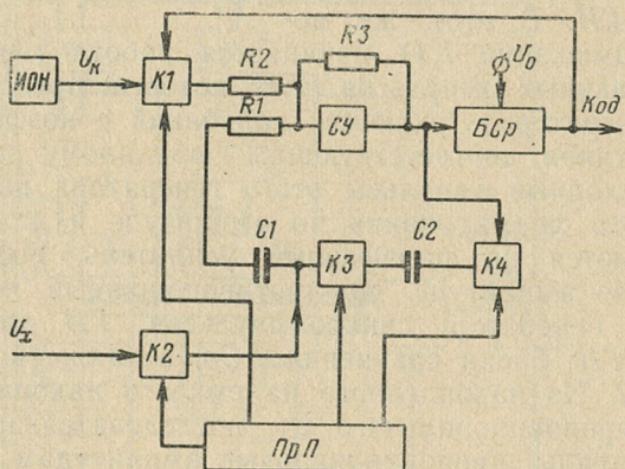


Рис. 6-21.

необходимости цифрового отсчета). Разновидностью этой структуры является преобразователь [Л. 6-62], схема которого также построена на принципе преобразования заряда, накопленного на конденсаторе. При этом вместо подачи ступеней  $U_k$  различных весов здесь в каждом такте подается одинаковая величина  $U_k$ , но разность  $U_x - U_k$  все время удваивается. В зарубежной литературе эта схема получила название «преобразователя с умножением погрешности».

Другой разновидностью структуры с накопителем, поразрядной отработкой и общей обратной связью является преобразователь, предложенный в [Л. 6-63, 6-64]. Устройство (рис. 6-21) состоит из входных потенциальных ключей  $K_1$  и  $K_2$ , аналогового суммирующего усилителя  $CY$ , накопительных конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  с ключами  $K_3$  и  $K_4$ , а также блоков  $БСр$  и  $ПрП$  и источника опорного напряжения  $ИОН$ . Коэффициент усиления

ния суммирующего операционного усилителя  $CY$  равен 1 для сигнала  $U_k$  и равен 2 для сигнала  $U_{c1}$ , так как  $R_2=R_3=0,5R_1$ . Импульс начала преобразования открывает ключ  $K2$ , и на конденсаторе устанавливается напряжение  $U_{c1}$ , равное  $U_x$ . Одновременно открывается ключ  $K1$ , подавая на вход  $CY$  компенсирующее напряжение  $U_{k,\max}$ , равное максимальному значению напряжения в диапазоне измерения с полярностью, противоположной  $U_x$ . На выходе  $CY$  появляется сигнал  $U_1 = -d_1 U_{c1} - d_2 U_{k,\max}$ , где  $d_2$  равен 1 или 0 (в зависимости от сигнала с  $BCp$ ),  $d_1$  — постоянный коэффициент преобразования, равный в этой схеме 2, т. е.  $U_1 = -2U_{c1} - U_{k,\max}$ . В следующий такт напряжение  $U_1$  через ключ  $K4$ , открываемый сигналом с  $PrP$ , заряжает конденсатор  $C2$ . Затем открываются ключ  $K3$  и ключ  $K1$ . На выходе  $CY$  образуется напряжение  $U_2 = 2U_1 - U_{k,\max}$ , если сигнал с  $BCp$  был 0, и  $U_2 = 2U_1$ , если была 1. В дальнейшем поочередно открываются  $K3$  и  $K4$ . Сигналы с  $BCp$  являются последовательным выходным кодом. Возможны и другие варианты этой схемы с двумя параллельными конденсаторами и четырьмя ключами и др. Пример отработки величины в четырехзначном двоичном коде поясняет принцип уравновешивания:

Первый такт:  $U_x = 5$ ,  $U_{c1} = 5$ ,  $U_{c2} = 10 > 8$  ( $U_{k,\max} = 16$ ),  
 $(U_0 = 8)$ ,

код с  $BCp = 0$ , в следующий такт вводится  $U_k$ .

Второй такт:  $U_{c1} = 10$ ,  $U_{c2} = 2 \cdot 10 - 16 = 4 < 8$ , код с  $BCp = 1$ ,  $U_k$  не вводится.

Третий такт:  $U_{c1} = 4$ ,  $U_{c2} = 2 \cdot 4 = 8 \geqslant 8$ , код с  $BCp = 0$ ,  $U_k$  вводится.

Четвертый такт:  $U_{c1} = 8$ ,  $U_{c2} = 2 \cdot 8 - 16 = 0 < 8$ , код с  $BCp = 1$ .

К этому типу высокоскоростных преобразователей (так характеризуются эти устройства в американских статьях) относится также преобразователь [Л. 6-65], изображенный на рис. 6-22, а. Величины емкостей  $C1$  и  $C2$  равны. В начале измерения производится коммутация контактов переключателя  $P1$ , конденсатор  $C2$  заряжается до значения  $U_x$ , а  $C1$  — до значения  $E_0$ . В дальнейшем  $P1$  размыкает контакты на весь цикл преобразования. Напряжение на  $C2$ , усиленное усилителем  $У$ , подается на блок сравнения  $BCp$  и через линию задержки  $L3$  на устройство переключения полярности  $ПП$ . Сигнал с  $ПП$  воздействует на  $BCp$ , в результате замы-

кается  $P_2$  (или  $P_3$  в зависимости от полярности входного напряжения). Соответствующие обкладки конденсатора  $C_1$  будут подсоединенны к  $C_2$  либо на сложение, либо на вычитание напряжений на них. Разность напряжений снова подается на  $БСр$  и так далее. При каждом подключении на конденсатор  $C_2$  передается половина заряда  $C_1$ .

Когда заряд на емкости  $C_2$  становится меньше ступени квантования по амплитуде, цикл заканчивается. На временной диаграмме рис. 6-22, б поясняется эта отработка.

Повышение быстродействия преобразователей последовательного во времени уравновешивания, кроме совершенствования схемных решений и применения новых более быстродействующих элементов, предполагает также использование новых усовершенствованных структур.

Повышение быстродействия существенным образом связано с проблемой уменьшения динамической погрешности преобразования, возникающей вследствие изменения аналогового сигнала в процессе преобразования. В тех случаях, когда динамическая погрешность значительно

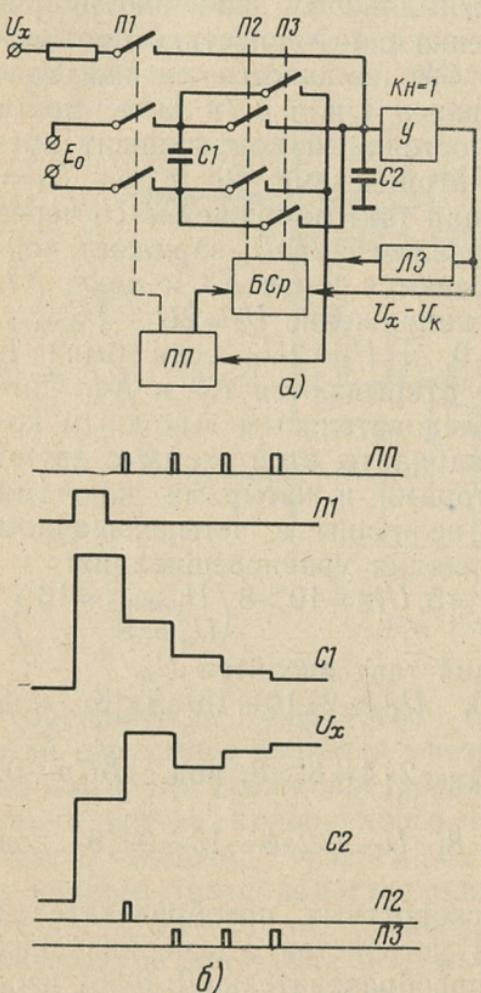


Рис. 6-22.

превышает статическую, необходимой мерой для ее уменьшения является применение устройств фиксации входной величины. Такие устройства, запоминающие мгновенные значения сигнала на время полного цикла преобразования, позволяют также уменьшать нагрузку измерительной цепи. Разработка высококачест-

венных схем фиксации является актуальной задачей, решение которой позволяет повысить точность преобразования, так как в общую погрешность прибора полным весом входят погрешность опробования сигнала и погрешность накопления, причем для более быстродействующих преобразователей последняя, безусловно, меньше.

На рис. 6-23 представлена принципиальная схема устройства фиксации аналогового сигнала, примененная в одном из приборов уравновешивающего преобразования, разработанного в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР. Здесь входное напряже-

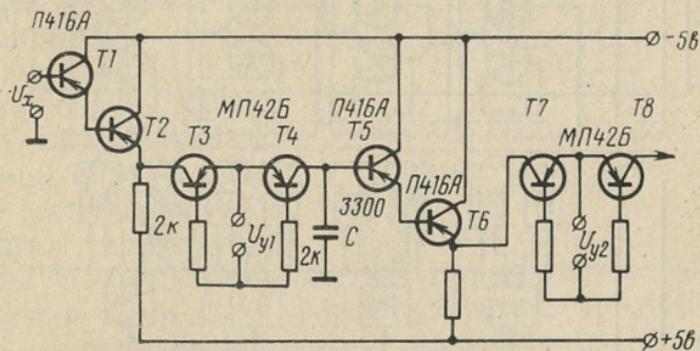


Рис. 6-23.

ние через составной эмиттерный повторитель с высоким входным сопротивлением ( $T_1, T_2$ ) подается на транзисторный ключ ( $T_3, T_4$ ), имеющий минимальное остаточное напряжение за счет инверсного включения транзисторов и выбора управляющего напряжения  $U_{y1}$ . Во время действия  $U_{y1}$  ключ открыт и емкость  $C$  заряжается до значения  $U_x$ . Выходной ключ ( $T_7, T_8$ ), открываемый сигналом  $U_{y2}$ , действующим в противофазе с  $U_{y1}$ , соединяет устройство фиксации с преобразователем.

Если  $B$  — диапазон входного сигнала  $U_x$ ,  $\omega$  — частота изменения  $U_x$ ,  $T$  — время заряда  $C$ ,  $T_i$  — время измерения (время фиксации  $U_x$ ),  $\tau$  — постоянная цепи заряда, то динамические свойства устройства фиксации будут определяться через абсолютную погрешность недозаряда запоминающей емкости:

$$\delta = \frac{B}{2} \omega [T_i e^{-T/\tau} + \tau (1 - e^{-T/\tau})].$$

Точныхные характеристики преобразователей описываемого метода преобразования улучшаются при при-

менении специальных мер по повышению помехозащищенности преобразователя: использование трансформаторных связей, позволяющих избежать заземления входных цепей прибора, тщательная экранировка основных узлов аналогового преобразования и т. д.

В качестве одного из путей совершенствования подобных приборов можно рекомендовать применение реактивных делителей в ПКН, что, например, позволило

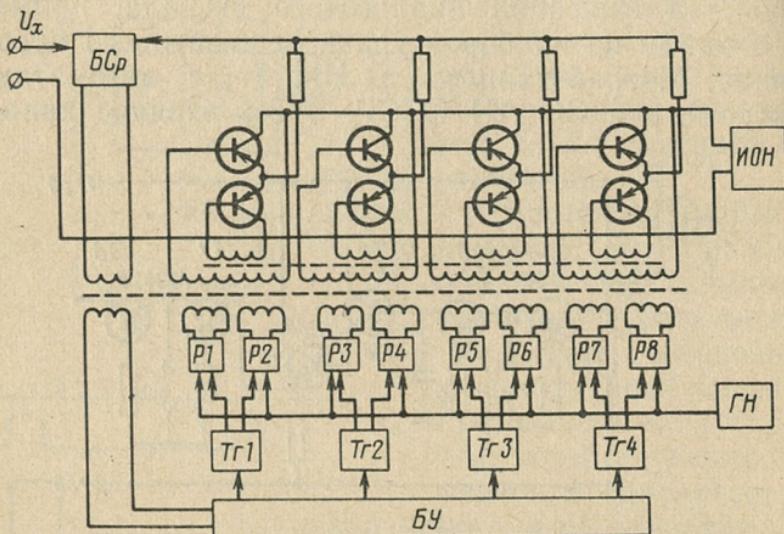


Рис. 6-24.

реализовать преобразователь с погрешностью 0,005% [Л. 6-66].

Прибором повышенной помехозащищенности, разработанным в одной из организаций [Л. 6-67], является преобразователь, изображенный на рис. 6-24. Здесь  $P_1 - P_8$  — блоки электрического разделения, представляющие собой двухтактные импульсные усилители с трансформаторной нагрузкой и с выпрямительными мостиками на выходе,  $\Gamma H$  — генератор несущей. Принцип работы не отличается от обычных преобразователей данного метода преобразования. Особенность схемы заключается в применении трансформаторных связей, позволивших не заземлять вход прибора, а следовательно, уменьшить уровень помех. Специальные меры экранировки источника ИОН и других блоков позволили получить коэффициент подавления помех не хуже 90 дБ при погрешности 0,02% и быстродействии 1 000 измерений в секунду (диапазон 10 в). Описываемый метод

позволяет проектировать цифровые вольтметры переменного тока без предварительного преобразования измеряемого сигнала в постоянный.

В преобразователе, показанном на рис. 6-25, в качестве опорного напряжения используется стабильное напряжение переменного тока и ключи с трансформаторным входом и выходом [Л. 6-68]. Формирующие каскады  $\Phi K$ , формирующие импульсы опроса через схемы совпадений  $I$ , управляют триггерами ключей. Фазовый детектор  $\Phi D$  определяет знак рассогласования  $U_x$  и  $U_k$  и формирует через триггер  $Tg$  команды на отключение соответствующих разрядов. Аналогичная схема предложена также в [Л. 6-69].

В общем случае, как показано в [Л. 6-70], преобразование с помощью переменного компенсирующего напряжения той же частоты, что и измеряемого, может быть выполнено тремя способами:

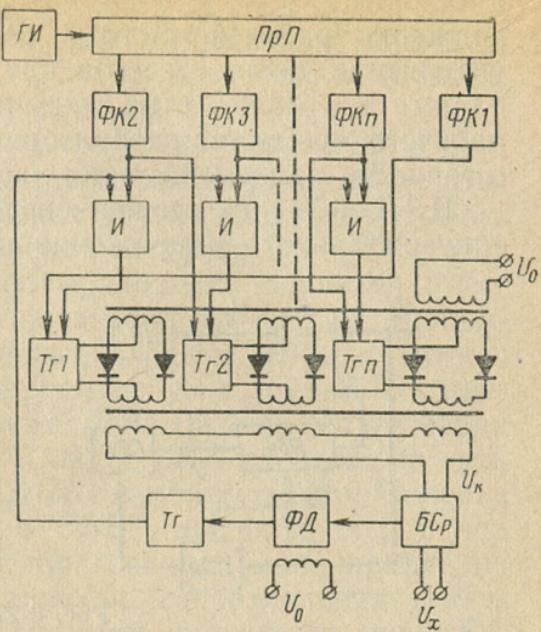


Рис. 6-25.

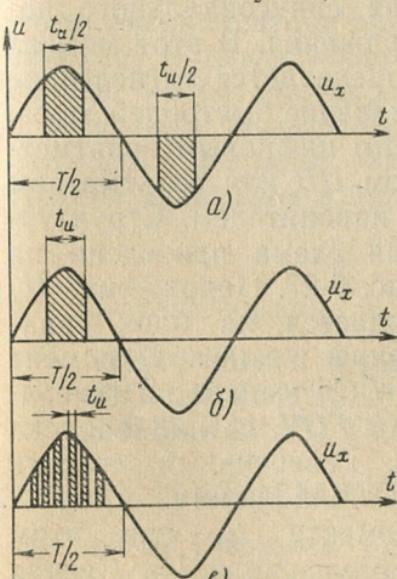


Рис. 6-26.

1. С однократным снятием отсчетов за период входного сигнала (рис. 6-26, а) за каждый из полупериодов оценивается половина всех разрядов ( $t_i$  — время измерения).

2. Со снятием отсчета за полпериод входного сигнала (рис. 6-26, б).

3. С многократным снятием отсчетов в пределах каждого полупериода (рис. 6-26, в). Во всех случаях

снижение рабочей частоты образования разрядов или увеличение числа отсчетов при сохранении остальных параметров может быть достигнуто за счет уменьшения рабочего времени преобразования либо за счет потерь в точности при уменьшении числа тактов отработки.

В [Л. 6-71] предложен способ измерения амплитуды синусоидального напряжения низких частот, заключаю-

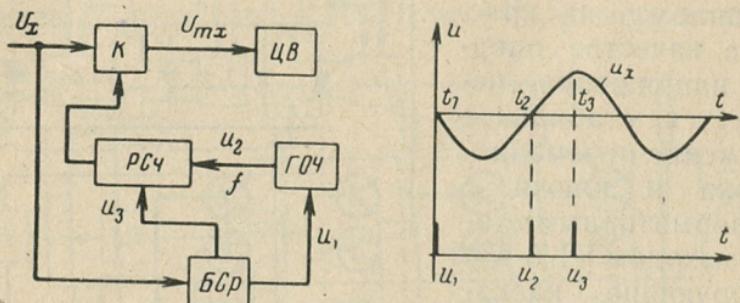


Рис. 6-27.

щийся в том, что вначале определяется длительность полупериода колебания, затем фиксируется момент времени, отстоящий на  $\frac{3}{4}$  периода от момента начала измерения.

Этот момент определяет временное положение амплитудного значения синусоидального напряжения. В этот момент определяется мгновенное значение быстродействующим цифровым вольтметром  $ЦВ$  или вольтметром с накопителем. Структурная схема приведена на рис. 6-27. Напряжение  $U_x$  подается на блок сравнения и ключ. В момент  $t_1$   $БСр$  выдает на генератор  $ГОЧ$  сигнал запуска  $u_1$ . Реверсивный счетчик  $РСЧ$  заполняется импуль-

сами опорной частоты до момента  $t_2$ , при этом он подсчитывает длительность полупериода  $U_x$ . Сигнал  $u_2$  переводит  $РСЧ$  в режим обратного счета, и он же переключает в  $ГОЧ$  делительный каскад, увеличивая ча-

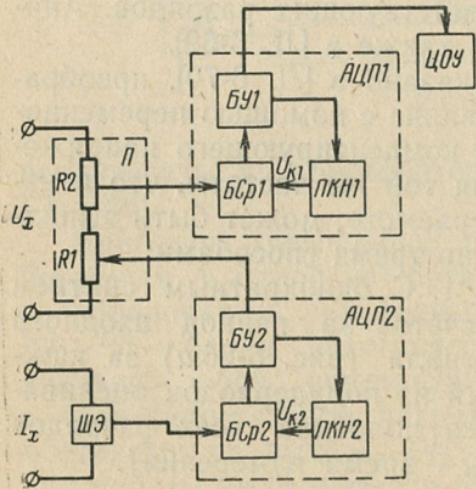


Рис. 6-28.

стоту импульсов вдвое. К моменту  $t_3$  РСЧ установится в 0, что является сигналом для открывания ключа  $K$  (в этот момент  $U_x = U_{mx}$ ). Схема критична к нелинейным искажениям входного сигнала.

На методе развертывающего уравновешивания с программирующим переключателем могут быть построены также приборы для измерения других электрических параметров. Например, цифровой ваттметр [Л. 6-72] имеет повышенную точность и более широкий диапазон измерения, чем ваттметры, работающие по другим принципам. Прибор имеет отдельные входные цепи по току и напряжению. В цепи измеряемого тока (рис. 6-28) имеется шунтирующий элемент  $ШЭ$ . В цепи напряжения включен потенциометр  $P$ . Каждая цепь работает на свой преобразователь АЦП1 и АЦП2 соответственно. Падение напряжения, снимаемое с  $ШЭ$ , преобразуется в код АЦП2, по результату преобразования блок управления БУ2 устанавливает управляемые сопротивления потенциометра  $P$  так, чтобы значение одного из них ( $R_1$ ) было эквивалентно току  $I_x$ :

$$R_1 = k_1 I_x.$$

Снимаемое с  $R_2$  напряжение поступает на АЦП1. Теперь оно равно:

$$U_{bx1} = U_x \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_x I_x \frac{k_1}{R_1 + R_2} = k U_x I_x.$$

Таким образом, АЦП1 отрабатывает значение величины, эквивалентное значению мощности измеряемого сигнала. В заключение необходимо отметить, что описанный метод преобразования наиболее распространен в цифровом приборостроении и наиболее детально исследован. Основные характеристики приборов данной группы приведены в приложении.

## Глава седьмая

# ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ СЛЕДЯЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

## 7-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основным отличием следящих ЦИП является то, что в них осуществляется измерение (преобразование) размера не самой входной величины, а его приращения,

вследствие чего при соответствующем согласовании динамических характеристик ЦИП и измеряемого сигнала измерение осуществляется за один такт. Это обеспечивает при прочих равных условиях меньшую динамическую погрешность следящих ЦИП по сравнению с приборами других видов уравновешивания. Кроме того, длительность такта в следящих ЦИП можно сделать много меньше, чем в поразрядных, так как в последних время такта преобразования принято определять из условия завершения переходного процесса, вызванного скачкообразным изменением разности измеряемого и компенсирующего напряжений, а в следящих ЦИП эта разность все время сводится к минимуму. Таким образом, следящие ЦИП являются наиболее оптимальными по динамическим характеристикам при решении таких задач, как исследование переходных процессов в автоматических системах и электрических цепях и получение статистических характеристик случайных стационарных процессов.

Структурная схема ЦИП следящего уравновешивания представлена на рис. 7-1. Блок сравнения *БСр* при наличии разности между измеряемым  $U_x$  и компенсирующим  $U_k$  напряжениями разрешает прохождение импульсов генератора *ГИ* через логическое устройство *ЛУ* на реверсивный счетчик *РСЧ*. В зависимости от знака разности  $U_x - U_k$  логическое устройство включает счетчик в режим прямого или обратного счета импульсов. Структура логического устройства определяет порядок заполнения счетчика (единичными приращениями, по-разрядно и т. п.). В качестве реверсивного счетчика могут быть использованы любые устройства, позволяющие осуществлять счет поступивших импульсов: реверсивные электродвигатели с многопозиционными переключателями, реверсивные шаговые искатели и т. п. В соответствии с состоянием разрядов реверсивного счетчика преоб-

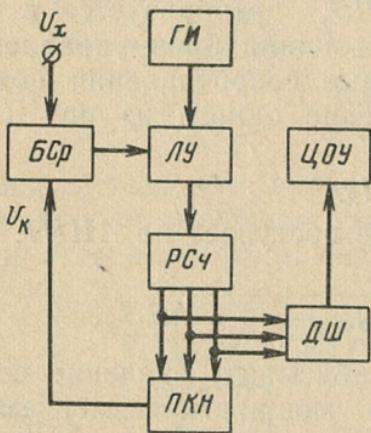


Рис. 7-1.

ющим  $U_k$  напряжениями разрешает прохождение импульсов генератора *ГИ* через логическое устройство *ЛУ* на реверсивный счетчик *РСЧ*. В зависимости от знака разности  $U_x - U_k$  логическое устройство включает счетчик в режим прямого или обратного счета импульсов. Структура логического устройства определяет порядок заполнения счетчика (единичными приращениями, по-разрядно и т. п.). В качестве реверсивного счетчика могут быть использованы любые устройства, позволяющие осуществлять счет поступивших импульсов: реверсивные электродвигатели с многопозиционными переключателями, реверсивные шаговые искатели и т. п. В соответствии с состоянием разрядов реверсивного счетчика преоб-

разователь кода в напряжение  $PKH$  формирует компенсирующее напряжение. Одновременно код счетчика через дешифратор  $D\bar{S}$  передается на цифровое отсчетное устройство  $ZOU$ .

На основе следящих ЦИП наиболее просто могут быть решены задачи, связанные с адаптацией измерительных приборов к измеряемой величине, так как эти ЦИП сами по себе являются адаптивными приборами. Например, путем их использования легко решается задача сокращения избыточного количества информации, так как на участках исследуемой функции, где ее скорость равна нулю, следящие ЦИП не изменяют своего состояния, а сокращение информации на участках с постоянной скоростью изменения функции можно получить путем введения несложного устройства, сравнивающего приращения входного сигнала на соседних участках в аналоговой или цифровой форме [Л. 7-1]. Следящие приборы с неравномерно ступенчатым уравновешиванием, содержащие несколько пороговых элементов [Л. 7-2], являются адаптивными к размеру и скорости изменения входного сигнала, причем путем автоматической перестройки порогов срабатывания пороговых элементов возможно обеспечить оптимальные динамические характеристики — быстродействие и динамическую точность.

К числу других преимуществ следящих ЦИП относятся большая структурная надежность, под которой подразумевается самопоправка в приборе, если произойдет сбой в одном из его блоков, что невозможно осуществить в поразрядных приборах; малое влияние на измеряемый сигнал, так как измерительная цепь при слежении всегда находится в состоянии, близком к балансу; меньшая интенсивность работы элементов прибора, что особенно важно для электромеханических вариантов; возможность считывания только особых точек в измеряемом процессе (экстремумы, нули) и др.

Следует заметить, что следящий ЦИП представляет собой дискретную систему автоматического регулирования с отрицательной обратной связью, и в нем может произойти нарушение устойчивости (возникновение автоколебаний).

В [Л. 7-3] предложено несколько способов устранения автоколебаний. Достаточно полно вопросы устойчивости следящих ЦИП рассмотрены в [Л. 7-4].

## 7-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ СЛЕДЯЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

Цифровые измерительные приборы следящего уравновешивания можно разделить по характеру изменения компенсирующего напряжения  $U_k$  на приборы с линейным, равномерно-ступенчатым и неравномерно-ступенчатым изменением  $U_k$ . Цифровые измерительные приборы с линейным изменением компенсирующего напряжения имеют структурную схему (рис. 7-2), в которую входят замкнутый компенсационный преобразователь измеряемой величины  $U_x$  обычно в угол поворота вала электродвигателя  $\alpha$  и аналого-дискретный преобразователь

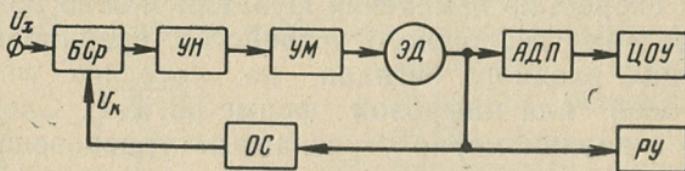


Рис. 7-2.

АДП, измеряющий размер выходной величины компенсационного преобразователя. Компенсирующее напряжение  $U_k$  вырабатывается преобразователем обратной связи  $ОС$ . После сравнения напряжений  $U_x$  и  $U_k$  в блоке сравнения  $БСр$  сигнал рассогласования усиливается усилителем напряжения  $УН$  и усилителем мощности  $УМ$  и поступает в обмотки реверсивного электродвигателя  $ЭД$ , вал которого поворачивается на угол  $\alpha$ . В преобразователе  $ОС$  угол  $\alpha$  преобразуется в напряжение  $U_k$ . Значение угла  $\alpha$  может регистрироваться регистрирующим устройством  $РУ$ . Такие структуры применяются в отечественных системах централизованного контроля МАРС-200, МАРС-300, ЭЛРУ-1 и ЭЛРУ-2 [Л. 7-5]. Преимуществами ЦИП следящего уравновешивания с линейным изменением  $U_k$  являются несложная конструкция и наличие двух выходов — аналогового и цифрового. Недостатком их является неточность и нестабильность преобразователей обратной связи, в качестве которых обычно применяются реохорды.

Цифровые измерительные приборы следящего уравновешивания с равномерно-ступенчатым изменением значения компенсирующей величины обладают более высокой точностью. В таких ЦИП преобразователь обрат-

ной связи осуществляет отработку компенсирующей величины единичными приращениями в соответствии с кодом на выходе аналого-дискретного преобразователя (рис. 7-3). В Московском энергетическом институте разработан прибор такого типа со следующими характеристиками: класс точности 0,5; предел измерения 50 мв; время прохождения шкалы 3 сек [Л. 7-5]. Дополнитель-

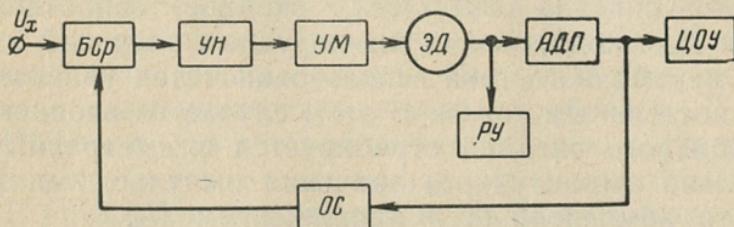


Рис. 7-3.

ные преобразователи угла поворота в цифровой код можно исключить применением шаговых двигателей, угол поворота которых жестко связан с числом импульсов, поступивших на его обмотки управления, что в целом упрощает прибор [Л. 7-6]. Иногда применяют также реверсивные шаговые искатели и релейные схемы.

Значительно более высокой точностью обладают ЦИП с равномерно-ступенчатым изменением значения компенсирующей величины с реверсивными счетчиками импульсов. Такие ЦИП могут быть построены с неуправляемым или управляемым генератором импульсов. Схема ЦИП с неуправляемым генератором импульсов приведена на рис. 7-4 [Л. 7-5, 7-7]. Если  $U_x = U_k$ , ключ  $K$  закрыт и импульсы генератора ГИ не поступают на вход реверсивного счетчика РСЧ. При  $U_x \neq U_k$  усилий  $Y$  открывает ключ  $K$ , и счетчик производит счет импульсов, причем направление счета определяется знаком рассогласования между  $U_x$  и  $U_k$ .

Один из зарубежных преобразователей [Л. 7-8], выполненный по описанной схеме, имеет погрешность 0,1% при скорости изменения входного сигнала до

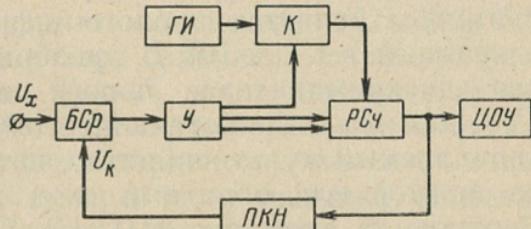


Рис. 7-4.

2 500 в/сек, диапазон входных сигналов  $\pm 19,99$  в, входное сопротивление 10 ком. Преобразователь, разработанный в Ленинградском электротехническом институте, обеспечивает кодирование напряжений постоянного и переменного тока [Л. 7-9] и имеет следующие характеристики: погрешность около 0,1%, диапазон входных сигналов  $\pm 10$  в, максимальная скорость изменения входного сигнала 20 в/сек, входное сопротивление 50 ком. Для кодирования амплитудных значений напряжения переменного тока использован метод уравновешивания постоянным током. В этом случае из входного синусоидального сигнала стробируется симметричный относительно амплитудного значения импульс, амплитуда которого компенсируется напряжением  $U_k$ .

Схема ЦИП с управляемым генератором импульсов приведена на рис. 7-5. При  $U_x = U_k$  генератор УГИ не работает. При  $U_x \neq U_k$  генератор вырабатывает в зависимости от знака рассогласования импульсы той или иной полярности или выдает импульсы на различные входы РСЧ. Таким генератором может быть, например,

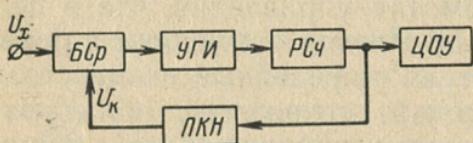


Рис. 7-5.

однополупериодная выпрямительная схема без интегрирующего элемента [Л. 7-5], при этом реверсивный счетчик считает положительные импульсы в режиме сложе-

ния, а отрицательные — в режиме вычитания. Другим примером является аналого-цифровой преобразователь, описанный в [Л. 7-10]. В преобразователе используются два дискриминатора, пороги срабатывания которых  $U_h < |U_x - U_k|$ . Сработавший дискриминатор запускает управляемый мультивибратор, который выдает импульсы на прямой или обратный вход реверсивного счетчика. В одном из японских АЦП [Л. 7-11] функцию управляемого генератора импульсов выполняет усилитель переменного тока, выдающий положительные импульсы при  $U_x > U_k$  и отрицательные при  $U_x < U_k$ . Напряжения  $U_x$  и  $U_k$  поступают на усилитель переменного тока через модулятор. После усиления сигнал не демодулируется, как обычно, а подается непосредственно в логическое устройство в виде прямоугольных импульсов. Благодаря этому процесс преобразования происходит с высокой скоростью. В качестве управляемого генератора импуль-

сов может использоваться и генераторный блок сравнения [Л. 7-12], выдающий импульсы на том или ином выходе в зависимости от знака напряжения разбаланса.

В [Л. 7-13] описан следящий цифровой вольтметр на реверсивных шаговых искателях, использующий способ отработки компенсирующего напряжения от младшей декады с двусторонним ходом декад. Этот способ отличается простой схемой управления и в то же время обеспечивает значительно большее быстродействие по сравнению с равномерно-ступенчатой отработкой. Десятичный ПКН прибора состоит из четырех декад, старшая из которых питается от источника стабильного напряжения. В начальном положении, когда  $U_k=0$ , блок сравнения под действием  $U_x$  включает обмотку правого вращения шагового искателя младшей декады. При вращении в этом направлении число включенных ступеней  $U_k$  увеличивается. После включения последней ступени младшей декады ее шаговый искатель включает обмотку правого вращения шагового искателя следующей декады и т. д. до перекомпенсации. При перекомпенсации блок сравнения включает обмотку левого вращения шагового искателя младшей декады, и число включенных ступеней младшей декады уменьшается до тех пор, пока разность  $U_x - U_k$  не станет меньше ступени данной декады.

Допустимую скорость изменения входного сигнала для следящих ЦИП можно повысить, если в приборе использовать несколько пороговых элементов [Л. 7-2, 7-5, 7-14, 7-15]. В этом случае блок сравнения не только реагирует на знак разности  $U_x - U_k$ , но и оценивает ее величину. Результат этой оценки, представленный сигналами на выходах пороговых элементов, заносится в соответствующие разряды реверсивного счетчика, вызывая изменение компенсирующего напряжения. Допустимая скорость изменения входного сигнала определяется соотношением  $U'_{x\max} = \Delta U_{k\max}/\tau$ , где  $\Delta U_{k\max}$  — максимальная ступень компенсирующего напряжения;  $\tau$  — длительность такта. Динамическая погрешность при этом определяется разностью между соседними ступенями компенсирующего напряжения, зависящей от выбора порогов срабатывания пороговых элементов. При этом следящие ЦИП характеризуются уже не просто динамической погрешностью, а зависимостью динамической погрешности от скорости изменения входной величины.

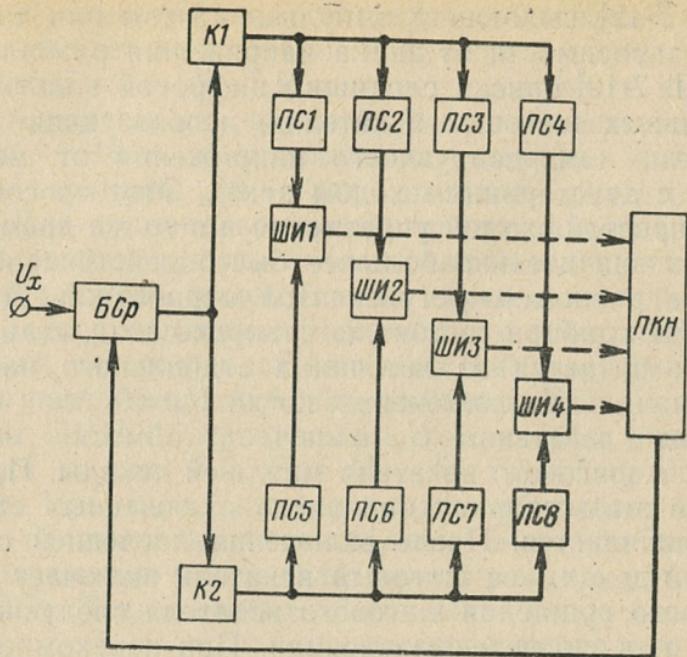


Рис. 7-6.

На рис. 7-6 приведена структурная схема прибора с набором пороговых элементов и отработкой  $U_k$  от старшей декады с приближением снизу. В зависимости от знака разности  $U_x$  и  $U_k$  блок сравнения  $\text{Бср}$  открывает ключ  $K_1$  и  $K_2$ , и разностный сигнал поступает на группы пороговых схем  $\text{ПС}1\text{--ПС}4$  или  $\text{ПС}5\text{--ПС}8$ , включающих соответственно обмотки правого или ле-

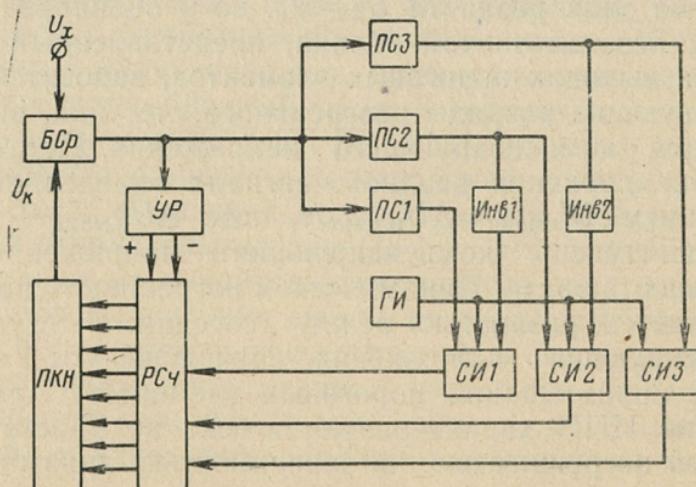


Рис. 7-7.

вого вращения шаговых искателей. В зависимости от порядка величины разностного сигнала включается шаговый искатель той или иной декады, изменяя компенсирующее напряжение через ПКН. Отработка происходит до тех пор, пока разность между  $U_x$  и  $U_k$  не станет меньше ступени младшей декады. В преобразователе, описанном в [Л. 7-2], управление преобразователем ПКН производится реверсивным счетчиком РСЧ (рис. 7-7). В зависимости от знака разностного напряжения устройство реверса УР переключает счетчик в режим сложения или вычитания. При срабатывании пороговых схем ПС открывается одна из схем И и импульсы генератора ГИ поступают в соответствующий разряд реверсивного счетчика. При срабатывании любого порогового элемента схемы совпадения, подключенные к выходам младших пороговых элементов, закрываются через инверторы ИНВ, что уменьшает вероятность появления сбоя в счетчике. Младшая пороговая схема ПС1 прекращает поступление импульсов в счетчик, когда разностное напряжение на его входе станет меньше половины ступени квантования. Аналого-цифровой преобразователь обеспечивает динамическую погрешность не более 20 мв при скорости изменения преобразуемого напряжения до 4 000 в/сек в диапазоне  $\pm 5,12$  в.

Все известные АЦП накладывают ограничения на скорость изменения входного сигнала, которые вызваны тем, что компенсация вводится с учетом размера разбаланса в момент оценки последнего блоком сравнения. Увеличение скорости входного сигнала приводит к существенному увеличению разбаланса в этот момент, поэтому для уменьшения динамической погрешности необходимо значительно увеличивать количество пороговых элементов. В Пензенском политехническом институте разработан способ увеличения допустимой скорости изменения входного сигнала при сохранении динамической точности без увеличения количества пороговых элементов [Л. 7-16]. Способ заключается в формировании значения компенсирующей величины в каждом такте с упреждением путем определения дифференциала входного сигнала  $dU_x$  в начале каждого такта за время  $\Delta t$  (рис. 7-8) и введения значения компенсирующей величины, равного сумме приращения входного сигнала  $\Delta U_x$  и произведения дифференциала входного сигнала на отношение длительности такта  $t$  ко времени  $\Delta t$ . Струк-

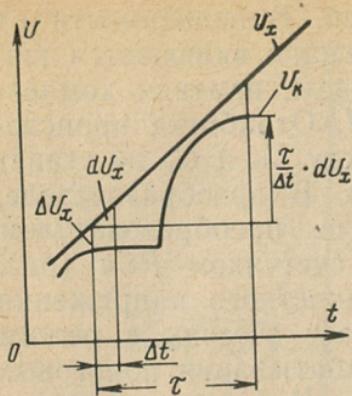


Рис. 7-8.

сигналу с блока управления производится второй опрос пороговых элементов. Код с выхода дешифратора поступает теперь в регистр  $Pr2$  и затем в вычитатель  $Vc$ , в котором определяется дифференциал входного сигнала. Код дифференциала с вычитателя подается на сумматор со сдвигом в сторону старших разрядов, что соответствует умножению дифференциала на отношение длительности такта к времени  $\Delta t$ . Результат суммирования по сигналу с блока управления поступает в  $PKH$ , на выходе которого формируется соответствующая ступень компенсирующего напряжения. Допустимая скорость изменения входного сигнала при сохранении динамической точности в описанном АЦП в несколько раз выше, чем в известных приборах, при том же количестве пороговых элементов. Преимущества его особенно сказываются с увеличением количества последних.

При использовании следящих ЦИП в многоканальных системах следует отметить, что их удобно использовать в случаях, когда время опроса каждого канала превышает время коммутации каналов, а также когда

турная схема АЦП, в которой реализован этот способ, приведена на рис. 7-9 [Л. 7-17]. Разностное напряжение  $U_x - U_k$  с усилием  $Y$  поступает на блок пороговых схем *БПС*. В начале такта преобразования производится первый опрос пороговых элементов сигналом с блока управления. Код разности  $U_x - U_k$  с выхода дешифратора заносится в регистр *Pg1*, где суммируется с результатом кодирования в предыдущем такте. Через время  $\Delta t$  по-

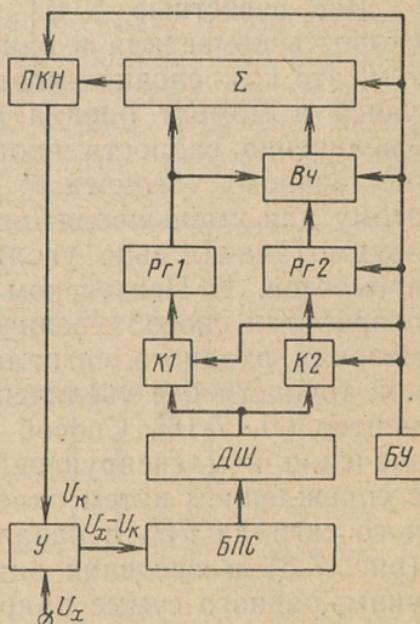


Рис. 7-9.

сигналы с различных каналов в достаточной степени коррелированы. Так как в общем случае сигналы на выходах различных каналов могут значительно отличаться по размеру, для уменьшения динамической погрешности при включении  $i$ -го канала целесообразно преобразовывать не весь входной сигнал, а разность между размежом этого сигнала и результатом предыдущего измерения. Для этого может использоваться [Л. 7-17] вспомогательное запоминающее устройство ЗУ (рис. 7-10), в котором хранится код, полученный в предыдущем цикле. Этот код вводится в реверсивный счетчик РСЧ, управляющий ПКН, и в результате на входе блока сравнения действует разность текущего и предыдущего значений входного сигнала. Полученный в результате преобразования код вновь заносится в ЗУ, где хранится до следующего цикла. Синхронизация работы схемы осуществляется блоком управления БУ, переключение каналов — коммутатором Км.

Несколько лучшие результаты могут быть получены в схеме, представленной на рис. 7-11. Основное отличие ее заключается в использовании аналого-цифрового преобразователя приращений АЦП. Значение входного сигнала, полученное при предыдущем измерении, запоминается в накапливающем сумматоре  $\Sigma$  и в следующем цикле подается на ПКН для формирования  $U_k$ . Напряжение, соответствующее приращению входного сигнала, поступает с выхода усилителя постоянного тока на вход АЦП. Полное цифровое значение входного сигнала получается при суммировании кодов в выходных

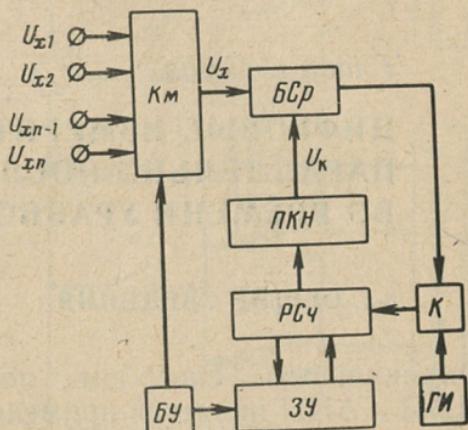


Рис. 7-10.

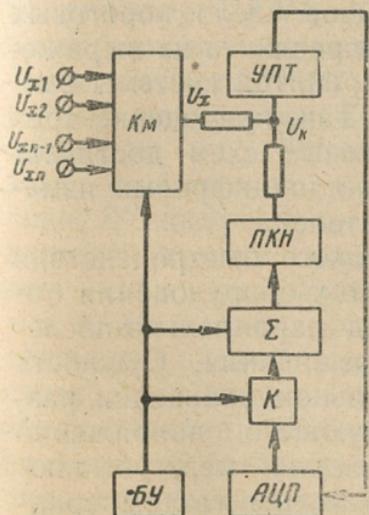


Рис. 7-11.

registрах сумматора и АЦП. При большом коэффициенте усиления УПТ существенно снижаются требования к точности работы АЦП, за счет чего может быть значительно сокращено время преобразования сигнала приращения. В настоящее время известны преобразователи со сравнительно невысокой точностью, время преобразования которых составляет доли микросекунд.

## Глава восьмая

# ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

## 8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Радикальным способом повышения быстродействия ЦИП и АЦП является применение параллельного во времени преобразования. В этом случае преобразуемое напряжение  $U_x$  сравнивается одновременно с набором значений выходных величин мер, и на выходе преобразователя выдается код, значение которого соответствует ближайшему к размеру  $U_x$  значению меры. Такие устройства называются амплитудными анализаторами, а примеры их приведены в гл. 4. Для реализации такого метода необходимо, однако, большое число пороговых схем, количество которых можно определить из выражения  $\omega = h^m - 1$ , где  $h$  — основание принятой системы счисления,  $m$  — число разрядов кода. Так, при оценке трех десятичных разрядов число пороговых схем достигает 999, что практически неприемлемо для цифровых измерительных приборов и преобразователей.

С точки зрения получения высокого быстродействия ЦИП и АЦП при небольших затратах оборудования оптимальным следует признать метод параллельно-последовательного во времени уравновешивания. Сущность метода заключается в последовательном сравнении разности измеряемого и компенсирующего напряжений с наборами значений выходных величин мер, убывающих по определенному закону с каждым тактом сравнения, причем оценка разности в каждом такте происходит параллельно во времени. Весь процесс преобразова-

ния в этом случае занимает время  $t_{изм} = vt_0$ , где  $v$  — число тактов сравнения, равное количеству наборов мер (разрядов). Количество пороговых схем определяется принятой системой счисления и числом наборов мер (разрядов).

Структурная схема ЦИП параллельно-последовательного во времени уравновешивания изображена на рис. 8-1. Измеряемое напряжение  $U_x$  подается на группу пороговых схем  $PC$ , соответствующую набору старших мер. Пороговая схема, порог срабатывания которой наиболее близок к размеру  $U_x$ , срабатывающая, выдает сигнал в отсчетное устройство и одновременно воздействует на преобразователь код—напряжение  $PKH_1$ . Компенсирующее напряжение  $U_{k1}$  с выхода  $PKH_1$  поступает через ключ  $K'_1$  на сравнение с  $U_x$ . Разность этих напряжений через ключ  $K_2$  поступает на следующую группу пороговых схем, где происходит и т. д. Последняя группа телем код — напряжение счетное устройство. Из использования метода во времени преобразования введение компенсирующее со всеми значениями выхода младших.

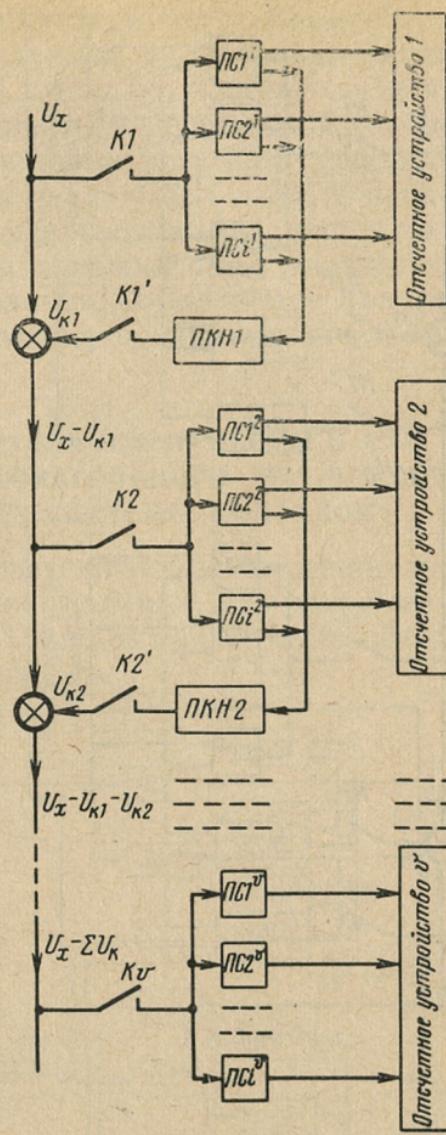


Рис. 8-1

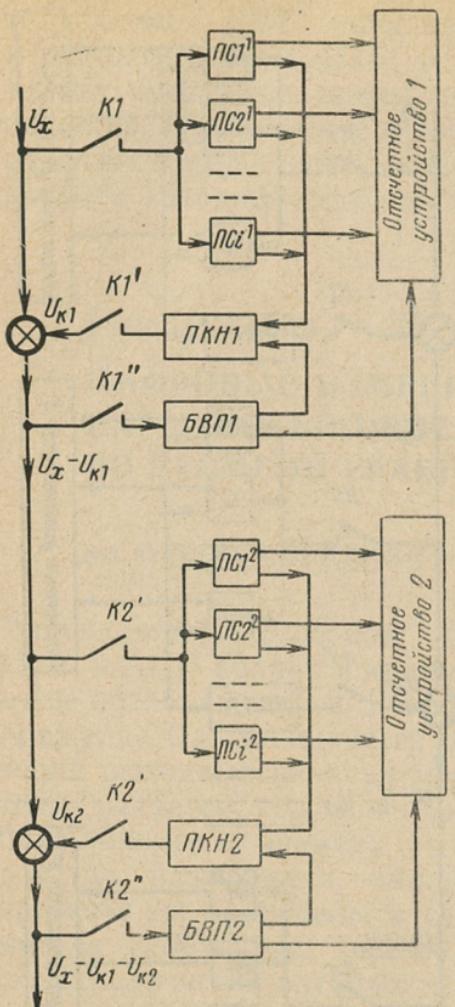


Рис. 8-2.

реагирующий на смену знака, и введет поправку в *ПКН* и в отсчетное устройство, уменьшив на единицу показание прибора. Если же вместо  $k$ -й схемы сработает  $(k-1)$ -я схема, разность  $U_x - U_k$  будет больше ступени квантования оцениваемого разряда. При этом сработает исполнительный элемент *БВП*, реагирующий на размер этой разности, и введет поправку в *ПКН* и в отсчетное устройство, увеличив показание прибора. Естественно, что введение поправок увеличит общее время измерения до

$$t_{\text{изм}} = v(2t_0 - 1).$$

Неправильное срабатывание пороговой схемы в одном из старших разрядов может вызвать перекомпенсацию или слишком большую недокомпенсацию  $U_x$ , в результате чего возникает ошибка в кодировании, которая не исправится в процессе дальнейшего преобразования.

Для снижения требований к точности и стабильности порогов пороговых схем в Пензенском политехническом институте было предложено вводить в схему прибора систему поправок [Л. 8-1—8-3]. Структурная схема ЦИП с системой поправок приведена на рис. 8-2. Если вместо  $k$ -й пороговой схемы сработает  $(k-1)$ -я схема, то после введения  $U_k$  разность между измеряемым и компенсирующим напряжениями изменит знак. При этом сработает исполнительный элемент блока ввода поправок *БВП*,

В качестве пороговых схем приборов параллельно-последовательного уравновешивания могут применяться пороговые устройства и различные амплитудные анализаторы, описанные в гл. 4. Дополнительные сведения о пороговых схемах можно найти в специальной литературе [Л. 8-4, 8-5]. Схемы пороговых устройств, использующиеся в конкретных разработках ЦИП и АЦП параллельно-последовательного уравновешивания, будут описаны ниже. Остальные узлы приборов параллельно-последовательного уравновешивания выполняются так же, как и аналогичные узлы приборов последовательного уравновешивания.

## 8-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И АЦП ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ УРАВНОВЕШИВАНИЯ БЕЗ СИСТЕМЫ ПОПРАВОК

Метод параллельно-последовательного уравновешивания наибольшее распространение получил для построения быстродействующих АЦП. Один из таких АЦП обеспечивает преобразование аналоговой величины в 6-разрядный двоичный код со скоростью  $50 \cdot 10^6$  преобразований в секунду [Л. 8-6, 8-7]. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 8-3. Преобразуемый аналоговый сигнал  $U_x$  после модуляции поступает на три основных канала кодирования, каждый из которых подразделяется пороговыми схемами  $PS$  на три подканала. Вначале с помощью пороговых схем первого канала определяется, в какой четверти диапазона находится размер преобразуемой величины, и в соответствии с этим пе-

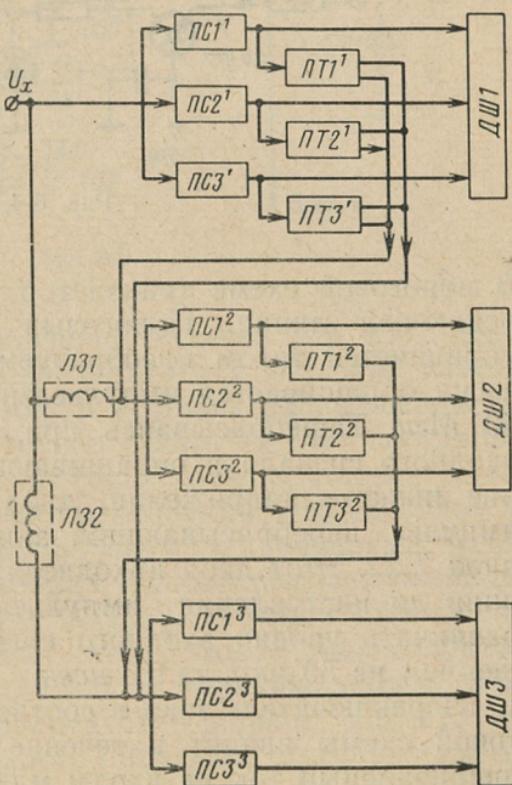


Рис. 8-3.

реключатели тока  $PT1^1$ — $PT3^1$  выдают опорные токи во второй и третий каналы кодирования. Через время задержки, вносимое линией задержки  $L31$ , аналогичные операции происходят во втором канале, где определяется, в какой шестнадцатой части диапазона заключено значение преобразуемой величины. В третьем канале переключатели тока отсутствуют и опорные токи не вводятся. По окончании операций во всех трех каналах и после преобразования кода в дешифраторах  $D\bar{S}$  на выходе АЦП образуется последовательный двоичный код, эквивалентный значению  $U_x$ .

На рис. 8-4 и 8-5 приведены соответственно принципиальные схемы пороговой схемы и переключателя тока.

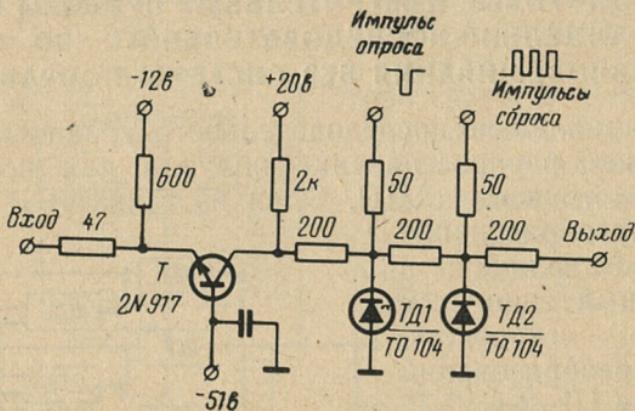


Рис. 8-4.

В пороговой схеме транзистор  $T$  служит нагрузкой передающей линии. Пороговый тунNELьный диод  $TD1$  управляется током преобразуемого сигнала и периодически опрашивается импульсами, следующими с частотой 50 Мгц. Перебрасываясь при совместном воздействии входного сигнала и опрашивающего импульса в состояние низкого напряжения, диод  $TD1$  генерирует узкий импульс, перебрасывающий запоминающий тунNELьный диод  $TD2$ . Этот диод находится в переброшенном состоянии до поступления импульса сброса. Схема может различать уровни входного сигнала, отличающиеся менее чем на 50 мкА, за 0,3 нсек.

Переключатель тока в соответствии с сигналом пороговой схемы вводит в течение нескольких наносекунд прецизионный ток на входы младших каналов. Входной сигнал с трансформатора  $Tr$  усиливается усилителем

тока на туннельном диоде  $TД1$ . Усиленный сигнал через транзистор  $T1$  управляет ключом, состоящим из быстродействующих диодов  $D1$  и  $D2$  и транзистора  $T2$ . Точное значение выходного тока достигается выбором большого сопротивления в эмиттерной цепи транзистора. Ток возрастает до своего номинального значения с точностью 1% за время менее 4 нсек. По такому же принципу выполнен быстродействующий аналого-цифровой преобразователь с амплитудными дискриминаторами на туннельных диодах, описанный в [Л. 8-8].

Недостатком этих преобразователей, ограничивающим их точность, является существенное отличие значений выходных величин мер, используемых для оценки

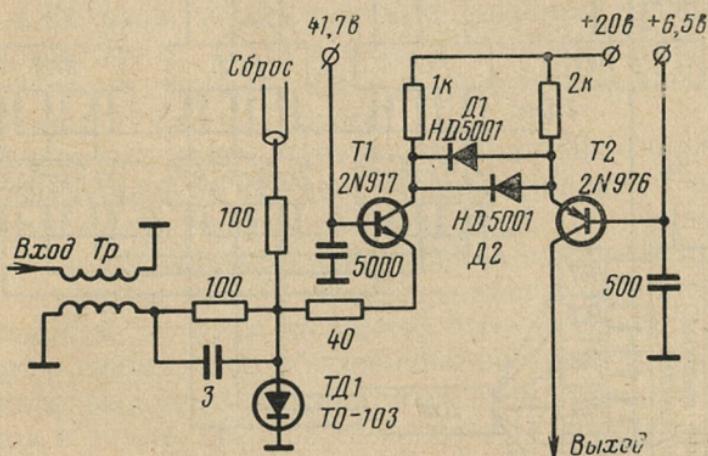


Рис. 8-5.

старших разрядов, от значений величин мер, предназначенных для оценки младших разрядов значений измеряемой величины. Диапазон, в котором расположены эти значения, можно значительно сузить за счет постановки перед каждой группой пороговых схем усилителя с соответствующим коэффициентом усиления. Это позволит использовать в каждой группе меры со значениями выходных величин одного порядка, однако вызовет необходимость применения в схеме АЦП ряда усилителей по числу наборов пороговых схем. Более целесообразно использовать один усилитель с переключаемым перед каждым тактом коэффициентом усиления, как это сделано, например, в аналого-цифровом преобразователе, описанном в [Л. 8-9]. Входное напряжение преобразуется здесь в течение трех тактов в трехразрядный деся-

тичный код. В соответствии с принятой системой счисления коэффициент усиления усилителя в каждом такте увеличивается в 10 раз. Такое построение АЦП позволяет во всех трех разрядах использовать одну и ту же декаду пороговых схем.

На рис. 8-6 приведена структурная схема аналогичного быстродействующего АЦП с одним набором пороговых схем и усилителем с переменным коэффициентом усиления [Л. 8-10]. Процесс преобразования состоит из трех тактов, в каждом из которых производится кван-

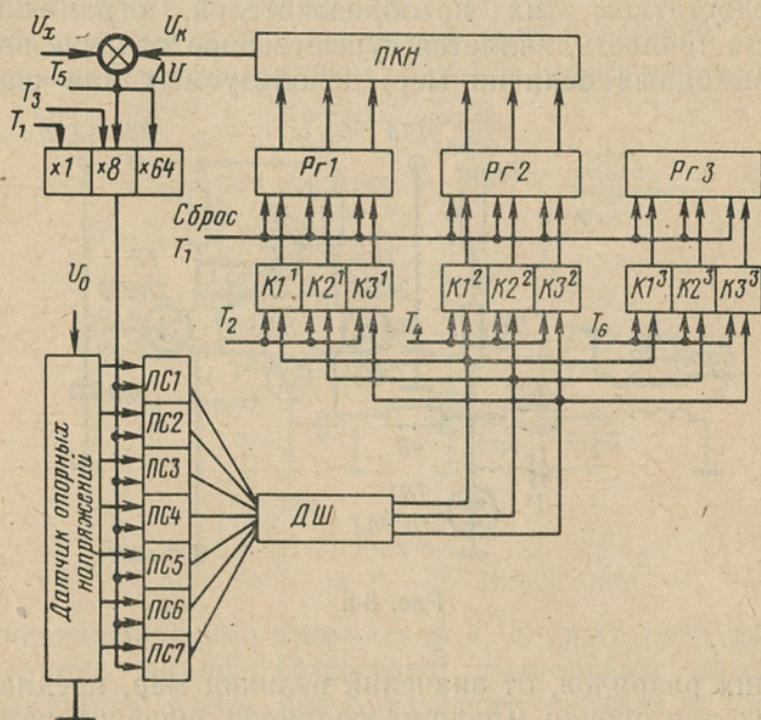


Рис. 8-6.

тование на восемь уровней. На выходе АЦП выдается девятиразрядный двоичный код. Все операции преобразования синхронизируются шестью тактовыми импульсами  $T_1 - T_6$  с частотой следования 2 Мгц.

Импульс  $T_1$  устанавливает все триггеры регистров  $Pg$  в состояние 0, а коэффициент усиления усилителя — равным 1. Входное напряжение  $U_x$  поступает на семь пороговых схем  $PC1 - PC7$ , которыми производится квантование  $U_x$  с точностью до  $1/8$  всего диапазона. Дешифратор  $D\bar{W}$  преобразует выходные сигналы  $PC$  в трехразрядное двоичное число  $N_1$ , поступающее в виде кода на

входы ключей  $K$  регистра. Тактовый импульс  $T_2$  открывает ключи  $K1^1$ ,  $K2^1$ ,  $K3^1$ , и код числа  $N_1$  заносится в трехразрядный регистр  $Rg1$ . В соответствии с этим кодом преобразователь  $\bar{P}KN$  выдает компенсирующее напряжение  $U_{k1}$ . Тактовый импульс  $T_3$  переключает коэффициент усиления усилителя с единицы на восемь. Разность  $\Delta U_1 = U_x - U_{k1}$  усиливается в 8 раз и вновь поступает на входы тех же пороговых схем. С выхода  $D\bar{S}$  снимается трехразрядный двоичный код числа  $N_2$ , соответствующего значению напряжения  $8\Delta U_1$ . Деление на 8 осуществляется автоматически путем переноса запятой на три двоичных разряда вправо с помощью тактового импульса  $T_4$ , открывающего ключи  $K1^2$ ,  $K2^2$ ,  $K3^2$ . Сигнал рассогласования  $\Delta U_2 = U_x - (U_{k1} + U_{k2})$  усиливается в 64 раза, и аналогичные операции производятся в третьем такте. Полное время преобразования составляет 3 мксек, процесс вывода результата преобразования занимает около 7 мксек.

Описанные выше преобразователи параллельно-последовательного во времени уравновешивания обладают высоким быстродействием, однако, как указывалось в § 8-1, неправильное срабатывание одной из пороговых схем в первых тактах преобразования вызовет появление ошибки, которая не может быть устранена в последующих тактах. Это обстоятельство требует очень тщательного выполнения пороговых схем, обеспечения временной и температурной стабильности порогов их срабатывания, что в конечном итоге приводит к усложнению схем и их удорожанию. Повышенные требования к пороговым схемам обусловили относительно небольшое распространение преобразователей подобного типа, несмотря на их быстродействие.

Задача снижения требований к пороговым схемам оригинально решена в АЦП параллельно-последовательного уравновешивания [Л. 8-11]. Это решение заключается в выборе специального кода и соответствующих значений порогов дискриминаторов.

Функциональная схема АЦП приведена на рис. 8-7. Каждый из четырех дискриминаторов  $D$  способен различать четыре поддиапазона, в которых может находиться преобразуемый сигнал:

$D_{AB}$  — менее 30 условных единиц; 30—60 условных единиц; 60—90 условных единиц; более 90 условных единиц.

$D_{CD}$  — менее 10 условных единиц; 10—20 условных единиц; 20—30 условных единиц; более 30 условных единиц.

$D_{EF}$  — менее 3 условных единиц; 3—6 условных единиц; 6—9 условных единиц; более 9 условных единиц.

$D_{HI}$  — менее 1 условной единицы; 1—2 условные единицы; 2—3 условные единицы; более 3 условных единиц.

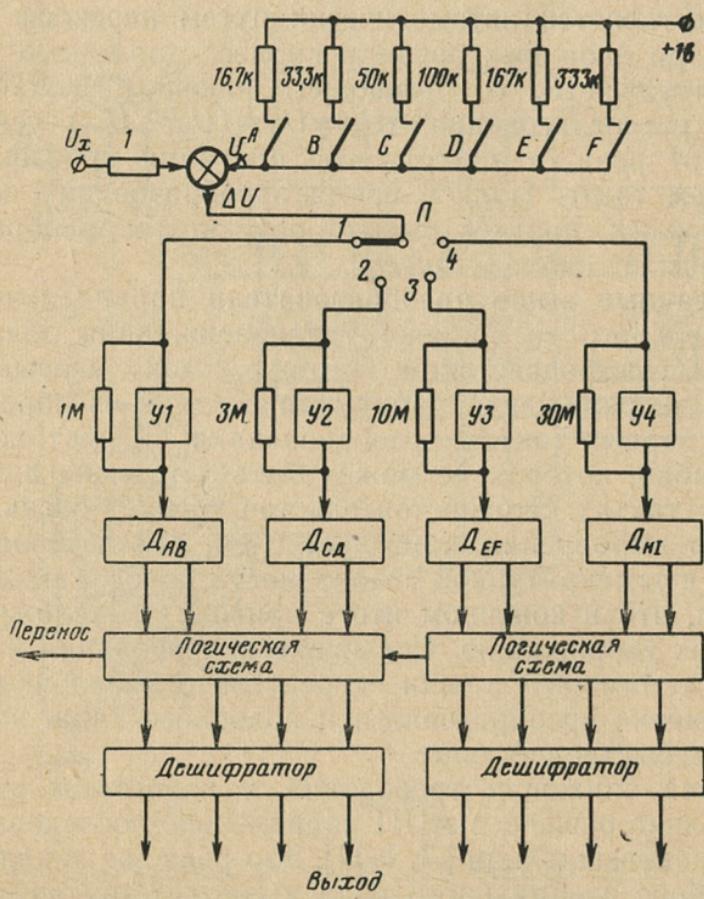


Рис. 8-7.

Каждый дискриминатор состоит из двух пороговых схем. При подаче входного напряжения через переключатель  $\Pi$  на соответствующий дискриминатор в зависимости от значения  $U_x$  срабатывает одна из пороговых схем, обе или ни одной. В соответствии с этим навстречу  $U_x$  подается компенсирующее напряжение  $U_k$ , равное

нижнему значению поддиапазона, в котором находится  $U_x$ . После этого переключатель  $P$  переводится в следующее положение, и оценка разности  $U_x - U_k$  производится следующим дискриминатором и т. д. В качестве примера рассмотрим процесс кодирования входной величины  $U_x$ , равной по размеру 39,5 условным единицам.

При установке переключателя  $P$  в положение 1 дискриминатор  $D_{AV}$  выдает через логическую схему и дешифратор сигнал, указывающий, что размер величины  $U_x$  находится в пределах от 30 до 60 условных единиц. По этому сигналу замыкается контакт  $B$  и навстречу  $U_x$  вводится компенсирующее напряжение  $U_{k1}=30$  условных единиц. Во втором такте переключатель переводится в положение 2 и усиленная усилителем  $Y2$  разность  $\Delta U_1 = U_x - U_{k1} = 9,5$  условных единиц поступает на вход дискриминатора  $D_{CD}$ . Поскольку размер величины  $\Delta U_1$  меньше 10 условных единиц, ни одна из пороговых схем этого дискриминатора не сработает и компенсирующее напряжение во втором такте введено не будет. В третьем такте дискриминатор  $D_{EF}$  вследствие нестабильности порогов может определить либо  $\Delta U_2 = \Delta U_1 = 9,5 > 9$  условных единиц, либо 6 условных единиц  $<\Delta U_2 < 9$  условных единиц (ошибка). В первом случае замкнутся контакты  $E_1$  и  $F_1$  и введется  $U_{k3}=9$  условных единиц. Тогда в четвертом такте на дискриминатор  $D_{HI}$  поступит усиленная разность  $\Delta U_3 = 9,5 - 9 = 0,5$  условных единиц, и он не сработает. Код на выходе дешифраторов будет соответствовать 39 условным единицам, что с точностью до ступени квантования соответствует размеру входной величины. Во втором случае будет замкнут лишь контакт  $E_1$  и введется компенсирующее напряжение  $U'_{k3}=6$  условных единиц. На дискриминатор  $D_{HI}$  поступит усиленная разность  $\Delta U'_3 = 3,5$  условных единиц, он сработает и дополнит выходной код числом, соответствующим 3 условным единицам. Как и в первом случае, результатирующее значение кода будет соответствовать 39 условным единицам.

Если в первом такте ошибочно не сработает дискриминатор  $D_{AV}$ , то во втором такте сработает  $D_{CD}$  и будет введено компенсирующее напряжение  $U'_{k2}=30$  условных единиц, т. е. ошибка в этом случае будет исправлена. Вместо четырех усилителей в схеме АЦП можно использовать один с переключаемым коэффициентом усиления.

Недостатком схемы является большая структурная избыточность, вводимая с целью исключения ошибок от нестабильности порогов дискриминаторов, а также использование специального кода, дешифрация которого в десятичный сопряжена с определенными трудностями.

Широкое использование метода параллельно-последовательного во времени уравновешивания для построения ЦИП стало практически возможным лишь после разработки в Пензенском политехническом институте принципа автоматического ввода поправок. В ряде известных работ ЦИП параллельно-последовательного уравновешивания с системой автоматического ввода поправок получили название приборов прямого уравновешивания.

### 8-3. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ УРАВНОВЕШИВАНИЯ С СИСТЕМОЙ ВВОДА ПОПРАВОК

Принцип параллельно-последовательного во времени уравновешивания с системой ввода поправок в цифровых измерительных приборах впервые был предложен В. М. Шляндным [Л. 8-1]. Один из вариантов структурной схемы прибора, реализующего этот принцип, приведен на рис. 8-8.

Как видно из рисунка, прибор (цифровой вольтметр) имеет четыре основных блока: блок компенсации, состоящий из компенсационной схемы  $KC$ , входного делителя  $BxD$ , модулятора  $M$ ; блок сравнения, состоящий из измерительного усилителя  $IU$ , делителя  $D$  с изменяющимся коэффициентом деления  $1:1; 1:10; 1:100$ , блока управления  $BU$  и декад пороговых схем; блок поправок, включающий усилитель  $UBP$ , фазочувствительный каскад  $FCK$  и реле поправок; блок цифрового отсчета, служащий для индикации результата измерения.

Оценка значения входной величины в каждом разряде, кроме последнего, состоит из двух тактов. В первом такте постоянное напряжение  $U_x$  подается через входной делитель  $BxD$  на модулятор  $M$ , где преобразуется в переменное напряжение, которое далее усиливается измерительным усилителем. Коэффициент деления делителя  $D$  по команде блока управления устанавливается равным единице, и его выход подключается к декаде по-

рогоевых схем 1-го (старшего) разряда. При срабатывании пороговой схемы, порог срабатывания которой наиболее близок к значению  $U_x$ , компенсационная схема вводит навстречу  $U_x$  компенсирующее напряжение  $U_{k1}$ . На этом первый такт преобразования заканчивается. Во втором такте производится оценка правильности введения  $U_{k1}$ . Разность  $\Delta U_1 = U_x - U_{k1}$  поступает через усилитель блока поправок на фазочувствительный каскад, который в случае перекомпенсации ( $U_{k1} > U_x$ ) приводит в действие реле поправок. Реле поправок производят переключения в декаде пороговых схем, уменьшая значение

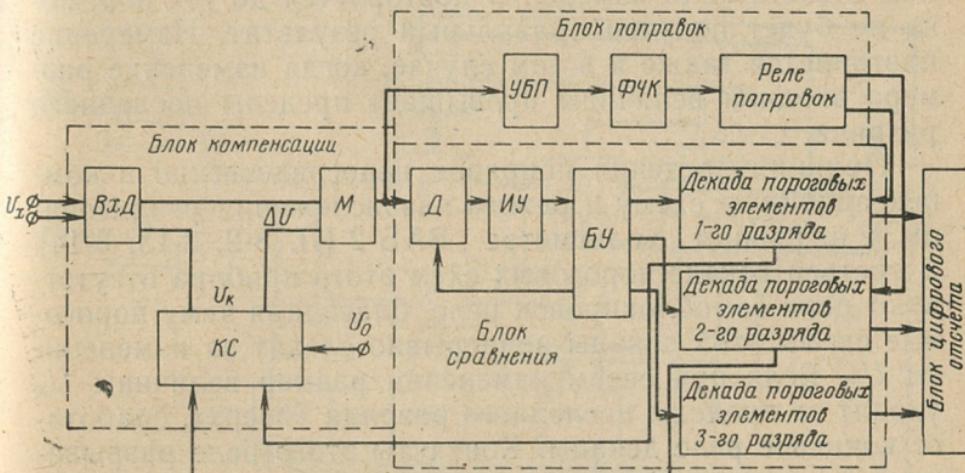


Рис. 8-8.

ние  $U_{k1}$  на ступень квантования оцениваемого разряда и соответственно изменения цифровой отсчет. Аналогично производится оценка разности  $U_x - U_{k1}$  в следующем разряде.

Одним из первых приборов, использующих данный принцип действия, явился цифровой вольтметр ВАБ-1, разработанный в Отраслевой лаборатории Пензенского политехнического института [Л. 8-12]. Недостатком вольтметра является необходимость отдельного канала поправок на каждую из двух старших декад пороговых схем. Это обусловлено тем, что реле поправок воздействует вначале на пороговые схемы и через них уже на компенсационную схему и блок цифрового отсчета. Общий блок поправок для обеих декад можно использовать, если с помощью реле поправок управлять непосредственно компенсационной схемой и блоком цифро-

вого отсчета. При этом увеличивается быстродействие прибора и значительно сокращается требуемое число электромагнитных реле.

Дальнейшее повышение быстродействия достигается применением квазиследящего режима работы. Квазиследящий режим заключается в том, что прибор автоматически следит за изменением измеряемого напряжения в пределах последнего разряда. При этом за счет уменьшения общего времени работы релейных элементов значительно повышается надежность прибора и достоверность его показаний, так как при случайном неправильном отсчете цикл измерения повторяется до тех пор, пока не будет получен правильный результат. Измерение повторяется также и в том случае, когда изменение размера входной величины превышает пределы последнего разряда.

Принцип введения поправок непосредственно в компенсационную схему и режим квазиследования реализованы в цифровом вольтметре ВАБ-2 [Л. 8-2, 8-13, 8-14]. В третьей декаде пороговых схем этого прибора отсутствуют цепи самоблокировок реле, благодаря чему пороговые схемы этой декады непрерывно следят за изменением  $U_x$ . Если при своем изменении размер величины  $U_x$  уходит за пределы последнего разряда «вверх», срабатывает концевое реле декады. Контакты этого реле разрывают цепь питания схемы, вследствие чего нарушаются все блокировки релейных элементов. Производится сброс показаний на цифровом табло, и прибор автоматически производит новый цикл измерения. При понижении  $U_x$  за пределы последнего разряда возникает перекомпенсация, что приводит к изменению фазы напряжения на выходе канала поправок и срабатыванию реле, разрывающего цепи блокировок.

Все пороговые схемы прибора выполнены идентично. Схема состоит из диодного выпрямителя с фильтром и двухкаскадного усилителя, выполненного для получения большего коэффициента усиления на транзисторах различной проводимости, нагруженного на обмотку электромагнитного реле.

По аналогичной структурной схеме построен и квазиследящий цифровой вольтметр ВАБ-3 [Л. 8-15]. Основные отличия этого прибора от предыдущего состоят в компактном выполнении отдельных элементов схемы и более рациональном выборе ее параметров. Вольтметр

выполнен с подавляющим использованием полупроводниковых триодов, что привело к существенному снижению габаритов и потребляемой мощности.

Технические характеристики вольтметра ВАБ-3 даны в приложении. Основными недостатками описанных цифровых вольтметров являются относительная сложность схемы и необходимость индивидуальной настройки всех пороговых схем.

В цифровом вольтметре ЦВО-1 указанные недостатки в значительной мере устранены за счет использования во всех разрядах одной и той же декады пороговых

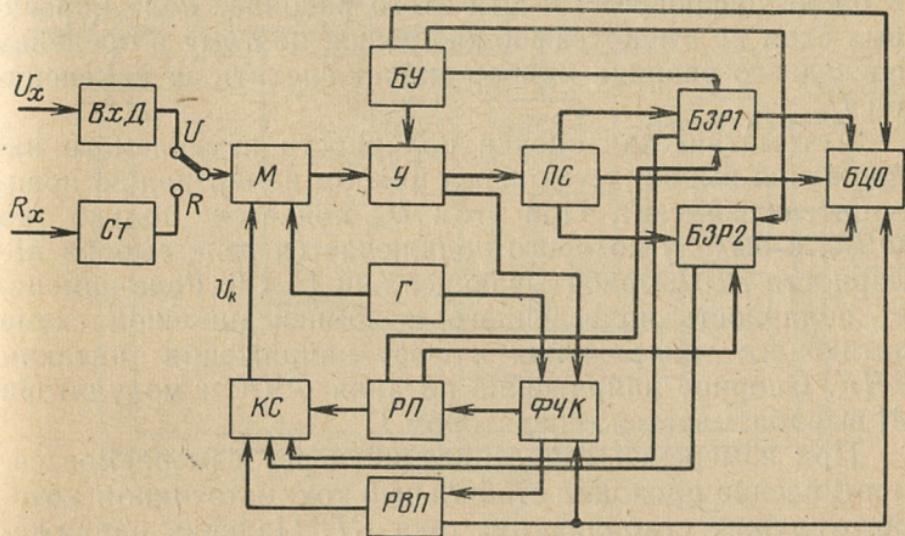


Рис. 8-9.

схем и их усовершенствования, что позволило монтировать эти элементы без предварительной настройки [Л. 8-16].

Структурная схема прибора приведена на рис. 8-9. Измеряемое напряжение  $U_x$  через модулятор  $M$  и усилитель  $Y$  подается на общую для всех разрядов декаду пороговых схем  $PS$ . Пороговые элементы оценивают первый (старший) разряд и включают соответствующее реле в блоке запоминающих реле  $BZR$ . Это реле самоблокируется, своими контактами включает нужную цифру в первом разряде блока цифрового отсчета  $BZO$  и устанавливает в компенсационной схеме  $KC$  необходимое компенсирующее напряжение  $U_{k1}$ .

После этого производится оценка знака разности  $U_x - U_{k1}$ , для чего блок управления  $BU$  увеличивает ко-

эффективность передачи усилителя в 100 раз (для оценки с точностью до единицы самого младшего разряда) и подключает усиленное напряжение этой разности на вход фазочувствительного каскада  $\Phi\mathcal{K}$ , на выходе которого включено реле поправок  $P\mathcal{P}$ . В случае перекомпенсации в компенсационную схему и  $B\mathcal{D}\mathcal{O}$  вводится поправка. Затем блок управления уменьшает коэффициент передачи усилителя до 10, и усиленная разность  $U_x - U_{x1}$  вновь подается на декаду пороговых схем, где аналогично производится оценка второго разряда  $U_x$ . При оценке последнего разряда  $P\mathcal{C}$  производят только коммутацию в блоке цифрового отсчета этого разряда. Реле пороговых схем не имеют самоблокировки, поэтому в пределах последнего разряда прибор может следить за изменением  $U_x$ .

Автоматическая оценка полярности измеряемого напряжения выполняется перед циклом измерения за предварительный такт. При этом  $U_x$  подается только на  $\Phi\mathcal{K}$ , к выходу которого подключается реле выбора полярности  $P\mathcal{B}\mathcal{P}$ , срабатывающее при  $U_x < 0$ . Реле изменяет полярность подведенного к компенсационной схеме питающего напряжения и fazu напряжения питания  $\Phi\mathcal{K}$ . Опорное напряжение питания  $\Phi\mathcal{K}$  и модулятора  $M$  вырабатывается генератором  $G$ .

При измерении сопротивлений через измеряемое сопротивление проходит стабильный ток, источником которого служит стабилизатор тока  $C\mathcal{T}$ . Падение напряжения на  $R_x$  поступает на вход измерительной схемы прибора.

Усилитель  $Y$  вольтметра построен по схеме с модулятором на входе, которая обеспечивает необходимую стабильность коэффициента усиления и высокое входное сопротивление. В качестве модулятора использован контактный вибропреобразователь типа ВПГ-62. Частота модуляции 400 Гц. Для повышения помехоустойчивости в схему усилителя введен активный  $RC$ -фильтр, настроенный на частоту модуляции. В отличие от ранее описанных приборов в ЦВО-1 все пороговые схемы декады имеют общий выпрямитель и фильтр.

Технические характеристики прибора даны в приложении.

Дальнейшее повышение быстродействия приборов параллельно-последовательного уравновешивания с системой ввода поправок можно осуществить исключением из

их схемы блока управления, тактирующего работу прибора. Повышение быстродействия при этом достигается за счет возможного сокращения числа и длительности тактов, т. е. параметров, значения которых при наличии тактирующего устройства всегда выбираются максимальными [Л. 8-17, 8-18]. Структурная схема трехразрядного прибора без тактирующего устройства показана на рис. 8-10. Измеряемое напряжение  $U_x$  усиливается усилителями  $У1$ ,  $У2$ ,  $У3$  и поступает на пороговые схемы  $ПС1$  и  $ПС2$ , которыми определяется тот разряд, где должна производиться оценка значения величины  $U_x$ .

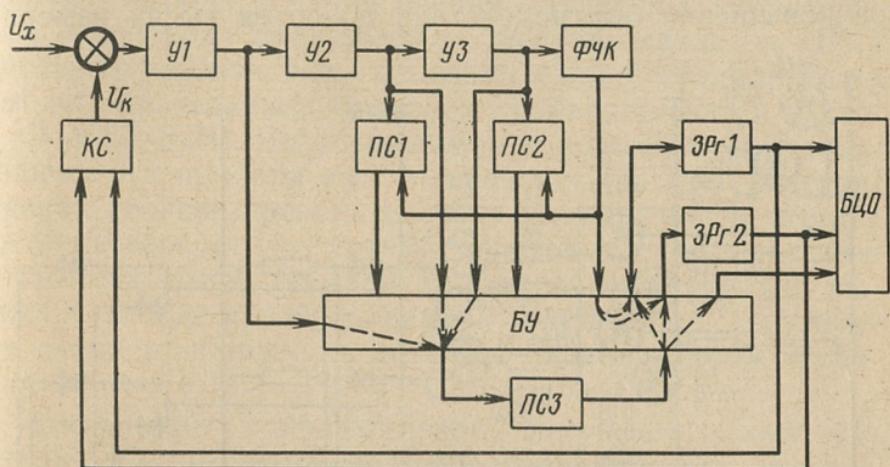


Рис. 8-10.

Если значение измеряемого напряжения превышает ступень квантования старшего разряда, срабатывают обе пороговые схемы, и через блок управления усиленное входное напряжение подключается с выхода  $У1$  на вход декады пороговых схем  $ПС3$ . Пороговые схемы производят оценку старшего разряда значения величины  $U_x$  и соответственно управляют работой запоминающего регистра  $ЗРг1$  старшего разряда, подключенного в этот момент по команде с  $ПС1$  к декаде  $ПС3$ . Элементами запоминающего регистра производится коммутация компенсационной схемы и включение нужной цифры в блоке цифрового отсчета  $БЦО$ . Если разность измеряемого и введенного компенсирующего напряжения превышает ступень квантования второго разряда, срабатывает пороговая схема  $ПС2$  и производится оценка второго разряда  $U_x$ . Если значение этой разности не превышает ступени квантования второго разряда, ни одна из пороговых

схем не сработает и будет произведена сразу оценка третьего младшего разряда. При изменении знака разности измеряемого и компенсирующего напряжений состояние пороговых схем  $PC1$  и  $PC2$  не меняется, но при этом срабатывает фазочувствительный каскад ФЧК и производит поправку в нужном разряде. Как видно, в рассмотренном варианте прибора каждый последующий разряд начинает оцениваться сразу же после окончания оценки предыдущего разряда без каких-либо промежуточных интервалов времени.

Во всех рассмотренных структурных вариантах резкое повышение быстродействия до сотен тысяч измере-

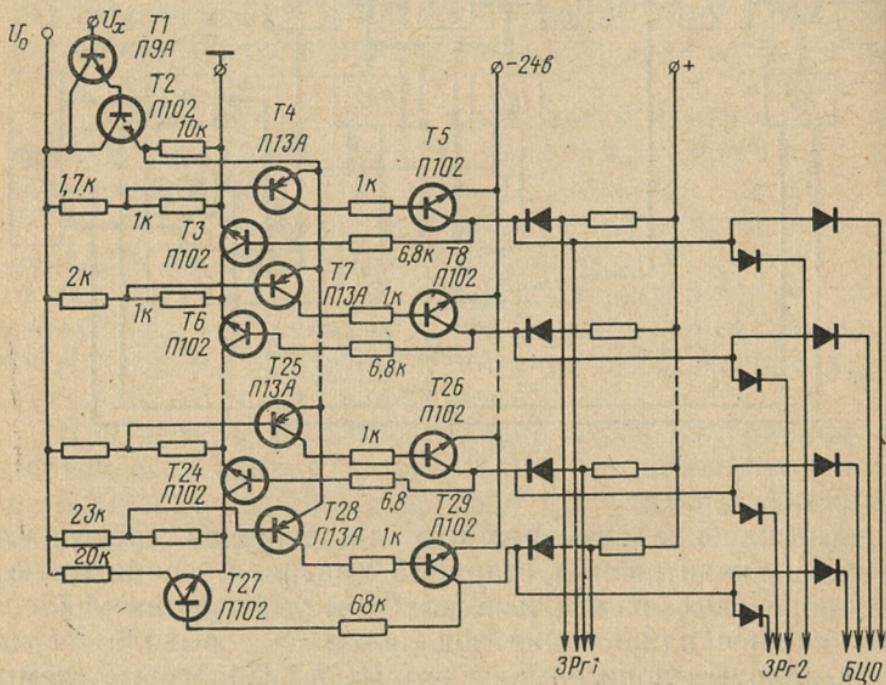


Рис. 8-11.

ний в секунду и выше может быть достигнуто при замене в схеме прибора электромагнитных реле бесконтактными переключателями [Л. 8-19]. Схема бесконтактной декады пороговых схем приведена на рис. 8-11. Каждая пороговая схема представляет собой двухкаскадный усилитель постоянного тока на транзисторах разной проводимости ( $T4, T5, T7, T8, T28 - T29$ ). На базу первого из них через делитель, определяющий порог срабатывания схемы, подается опорное напряжение. Транзисторы

$T_3$ ,  $T_6$ — $T_{27}$  служат для отключения младших пороговых схем при срабатывании более старшей. Если измеряемое напряжение  $U_x$  превышает, например, порог срабатывания старшей пороговой схемы ( $T_4$ ,  $T_5$ ), открываются транзисторы  $T_4$  и  $T_5$  и закрывается транзистор  $T_3$ . При этом на обмотки соответствующих исполнительных реле запоминающих регистров  $ЗРг1$  и  $ЗРг2$  подается отрицательное напряжение — 24 в. В зависимости от номера оцениваемого разряда замыкаются цепи питания обмоток реле того или другого запоминающего регистра, и производится индикация в нужном разряде. Несомненный интерес с точки зрения улучшения характеристик приборов представляет использование в ЦИП частотных резонансных пороговых схем с предварительным преобразованием измеряемого напряжения в частоту [Л. 8-20, 8-21]. Их использование повышает помехозащищенность прибора как от внешних (за счет интегрирующих свойств преобразователя напряжения в частоту и избирательности частотных пороговых схем), так и от внутренних помех (за счет работы на относительно высоких частотах преобразования). Упрощенная структурная схема прибора с частотными анализаторами приведена на рис. 8-12.

Измеряемое напряжение  $U_x$  поступает через усилитель  $У$  на управляемый генератор  $УГ$ , частота на выходе которого пропорциональна входному напряжению. Выходной сигнал генератора подается на декаду частотных пороговых схем ЧПС. При этом срабатывает схема, резонансная частота которой близка к частоте управляемого генератора. После оценки значения старшего разряда вводится компенси-

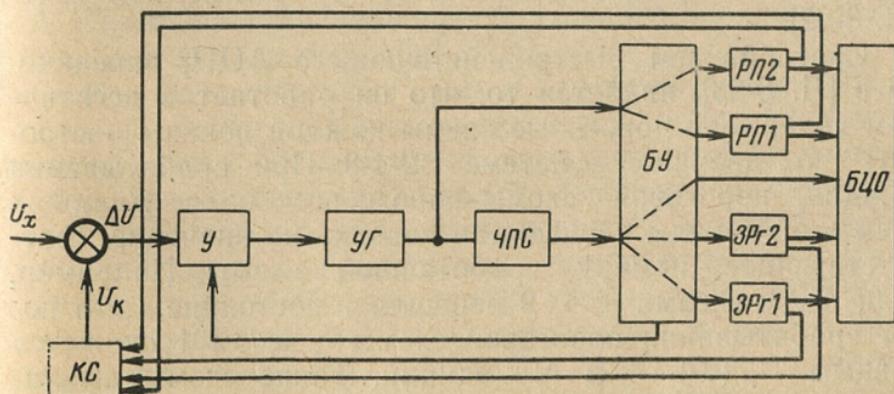


Рис. 8-12.

рующее напряжение  $U_k$  и происходит дальнейшая оценка разности  $\Delta U = U_x - U_k$ . Реле поправок  $R\bar{P}$  служат для исправления результата измерения при возникновении перекомпенсации, признаком чего служит прекращение генерации УГ. В качестве управляемого генератора может использоваться любой из преобразователей напряжения в частоту, описанных в гл. 2. Необходимо отметить, что в этом случае к преобразователю напряжения в частоту не предъявляется высоких требований ни по точности преобразования, ни по линейности характеристики. Точность прибора определяется в основном точностью компенсационной схемы и блоком ввода поправок, а нелинейность характеристики частотного преобразователя может быть учтена при настройке частотных пороговых схем.

Во всех описанных ранее приборах блок ввода поправок реагирует лишь на изменение знака разности измеряемого и компенсирующего напряжений. Поэтому в случае возникновения из-за неправильного срабатывания  $P\bar{E}$  недокомпенсации, превышающей ступень квантования оцениваемого разряда, исправление ошибки в процессе дальнейшего преобразования окажется невозможным. С учетом этого необходимо особым образом настраивать пороги срабатывания пороговых схем, смешая их «вниз» на значение ступени квантования разряда. С целью дальнейшего снижения требований к  $P\bar{E}$  можно предусмотреть введение двусторонней поправки. В этом случае в блок поправок входят два чувствительных элемента, один из которых, как и прежде, реагирует на знак разности  $U_x - U_k$ , другой — на значение этой разности и срабатывает, если она превышает ступень квантования разряда, оцененного в предыдущем такте [Л. 8-22].

Своебразием быстродействующего АЦП, описанного в [Л. 8-23], является то, что он работает в десятичном коде, хотя пороговые схемы каждой декады настроены по двоичной системе 1-2-4-8. При срабатывании каждой пороговой схемы пороги всех более младших схем этой декады сдвигаются «вверх» на значение, соответствующее номеру сработавшей схемы. Например, если  $P\bar{E}$  с весами 8, 4, 2 перешли в состояние 1, то порог срабатывания пороговой схемы с весом 1 окажется равным  $1 + (8+4+2) = 15$  единиц. Такие схемы амплитудных анализаторов подробно описаны в гл. 4. Строго

говоря, описываемый АЦП не является преобразователем с параллельно-последовательным уравновешиванием преобразуемой величины, поскольку в нем оценка  $U_x$  внутри каждого разряда происходит последовательно во времени, причем опрос  $PS$  каждого разряда производится тремя тактовыми импульсами по очереди, начиная со старшего. Однако, как показано в гл. 4, для амплитудных анализаторов такого типа тактирование не является обязательным.

Применение в данном АЦП внутри десятичного разряда  $PS$ , пороги которых настроены в двоичном коде, позволило сократить число пороговых элементов с 9 до 4. Каждый четвертый тактовый импульс служит для коррекции значения кода. Если  $PS$  сработали неверно и произошла перекомпенсация, с приходом четвертого импульса блок ввода поправок уменьшает компенсирующее напряжение на единицу дискретности, одновременно изменяя значение кода. Таким образом, при частоте тактовых импульсов 1 Мгц время преобразования напряжения в трехразрядный десятичный код составляет 12 мксек.

Включение на входе каждой группы пороговых схем запоминающего устройства позволяет значительно повысить скорость преобразования, так как в этом случае новое значение преобразуемого напряжения может быть подано на вход АЦП до того, как полностью закончится процесс преобразования предыдущего значения. С выхода преобразователя можно снимать последовательный десятичный код.

В качестве еще одного примера использования принципа автоматического ввода поправок можно привести АЦП, осуществляющий преобразование входного напряжения в двоичный код [Л. 8-24].

Все рассмотренные ранее приборы предназначены для линейного преобразования в код напряжений постоянного тока. Однако метод параллельно-последовательного уравновешивания может успешно применяться и для функционального преобразования входной величины, а также для измерения переменных напряжений. Работы в этой области только начинаются, но полученные результаты уже позволяют судить о перспективности использования метода в этих целях. Примером функционального преобразования постоянного напряжения в код может служить логарифмический аналого-

цифровой преобразователь, разработанный в Пензенском политехническом институте [Л. 8-25]. Структурная схема преобразователя изображена на рис. 8-13. Амплитудный анализатор  $AA1$  состоит из четырех пороговых схем, пороги срабатывания которых устанавливаются по логарифмической зависимости со сдвигом на половину ступени квантования. При срабатывании одной из пороговых схем включается соответствующая цифра старшего разряда численного значения логарифма напряжения  $U_x$  в блоке цифрового отсчета  $\bar{БЦО}1$  и одновременно

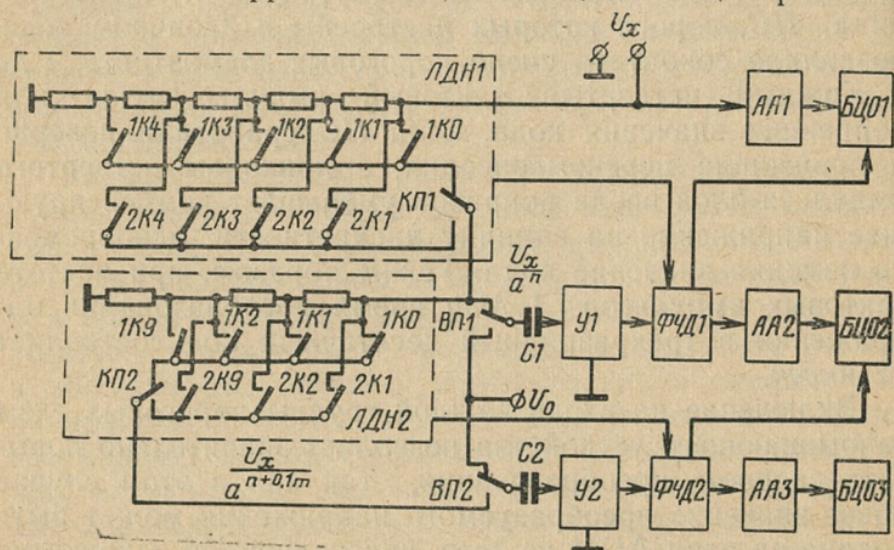


Рис. 8-13.

контактами  $1K0-1K4$  и  $2K1-2K4$  пороговых схем коммутируется логарифмический делитель напряжения  $\bar{ЛДН}1$ . Разность выходного напряжения делителя и опорного напряжения  $U_0$  через вибропреобразователь  $ВП1$  и усилитель  $У1$  поступает на вход фазочувствительного детектора  $\bar{ФЧД}1$ , который в случае возникшей перекомпенсации изменяет индикацию в  $\bar{БЦО}1$  и контактами исполнительного реле поправок  $КП1$  производит переключения в  $\bar{ЛДН}1$ , увеличивая коэффициент передачи делителя.

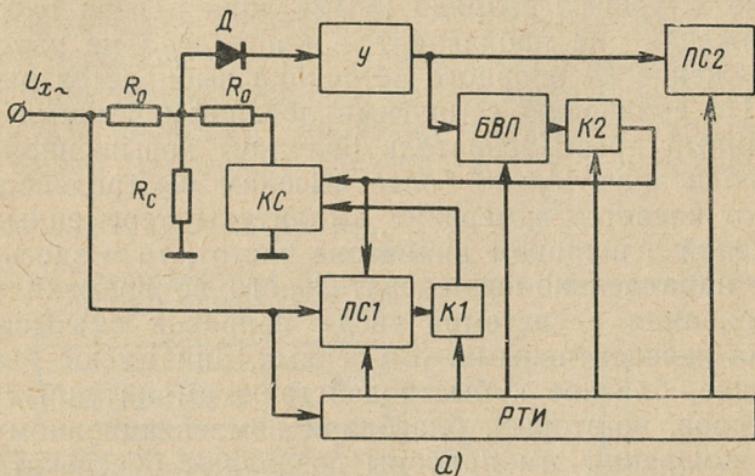
Амплитудный анализатор  $AA2$  состоит из девяти пороговых схем. При срабатывании одной из них включается соответствующая цифра в блоке цифрового отсчета второго разряда  $\bar{БЦО}2$  и одновременно коммутируется  $\bar{ЛДН}2$ . Коэффициент передачи этого делителя может принимать значения  $a^0; a^{0,1}; a^{0,2}; \dots; a^{0,9}$ , где  $a$  — основа-

ние логарифма. Разность выходного напряжения этого делителя и опорного напряжения поступает на фазочувствительный детектор  $\Phi\text{ЧД}2$  и далее на амплитудный анализатор  $AA3$  для оценки младшего разряда.  $\Phi\text{ЧД}2$  выполняет функции, аналогичные функциям  $\Phi\text{ЧД}1$ . При оценке младшего разряда коммутация в цепи входного напряжения не производится и поправка не вводится. Напряжение  $U_0$  опорного источника выбирается равным 1 в. По сравнению с другими логарифмическими АЦП описанный преобразователь обладает повышенной точностью и значительно более высоким быстродействием.

Что касается измерения амплитуды переменных напряжений в широком диапазоне частот, то и здесь приборы параллельно-последовательного во времени уравновешивания с системой ввода поправок оказываются весьма перспективными. Во-первых, они имеют быстродействие, близкое к быстродействию амплитудных анализаторов, во-вторых, благодаря компенсационному методу измерения эти приборы позволяют обеспечить высокую точность измерения. При синхронизации работы прибора измеряемым напряжением возможно производить измерение амплитуды переменного напряжения за фиксированное число периодов. Длительность цикла измерения при этом зависит от числа периодов, за которое производится измерение, и от частоты измеряемого напряжения.

Блок-схема цифрового вольтметра для измерения амплитуды переменного напряжения, основанного на указанном принципе, изображена на рис. 8-14,а [Л. 8-26]. Рисунок 8-14,б иллюстрирует процесс отработки прибором амплитуды измеряемого напряжения. Измеряемое напряжение  $U_x$  поступает на распределитель тактовых импульсов  $PTI$ , на старшую декаду пороговых схем  $PC1$  и на схему сравнения измеряемого и компенсирующего напряжений, состоящую из сопротивлений  $R_0$ ,  $R_0$ ,  $R_c$  и диода  $D$ . В исходном состоянии компенсирующая схема  $KC$  во избежание перегрузки пороговых схем второй декады  $PC2$  выдает максимальное напряжение  $U_{K, \max}$ . В положительную полуволну первого периода измеряемого напряжения декада  $PC1$  по команде с  $PTI$  оценивает амплитуду  $U_x$ . В отрицательную полуволну напряжение, выдаваемое  $KC$ , понижается до значения, оцененного  $PC1$ . Поскольку все переключения  $KC$  производятся в течение отрицательной полуволны, переход-

ные процессы в схеме не оказывают влияния на усилитель  $Y$  и декаду  $PC2$ . В положительную полуволну второго периода включается в работу блок ввода поправки  $BVP$ , в отрицательную полуволну по сигналу с  $BVP$  производятся переключения в  $KC$ . В положительную



*a)*

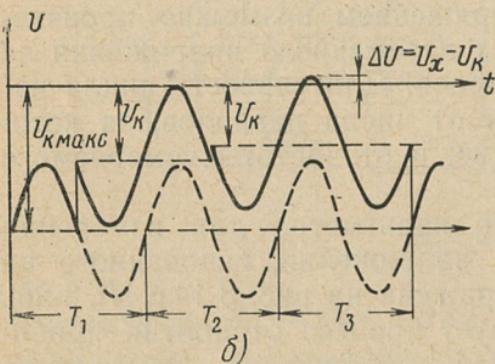


Рис. 8-14.

полуволну третьего периода на схеме сравнения выделяется разность напряжений  $\Delta U = U_x - U_k$ , усиливается усилителем и оценивается второй декадой пороговых схем. К концу этого периода схема прибора возвращается в исходное состояние, а с началом четвертого периода измерение начинается вновь. Таким образом, цикл измерения двухразрядного прибора занимает три периода измеряемого напряжения. Для оценки  $n$  разрядов потребуется  $(2n-1)$  периодов  $U_x$ .

Характерной особенностью метода является необходимость точного выделения и усиления напряжения разности  $\Delta U$ . Это напряжение имеет пульсирующий характер. В зависимости от значения этой разности будет изменяться и длительность разностного импульса. Например, при оценке третьего десятичного разряда пороговые схемы должны оценивать амплитуду сигналов, отличающихся по длительности на два порядка в зависимости

сти от амплитуды измеряемого напряжения даже при неизменной его частоте. В связи с этим возникают высокие требования к усилителю, который должен обеспечить стабильный коэффициент усиления в широкой полосе частот.

Снижение требований к усилителю возможно в цифровом вольтметре, использующем нониусный принцип оценки младших разрядов измеряемого напряжения [Л. 8-27], структурная схема которого приведена на рис. 8-15. Принцип электронного нониуса при измерении

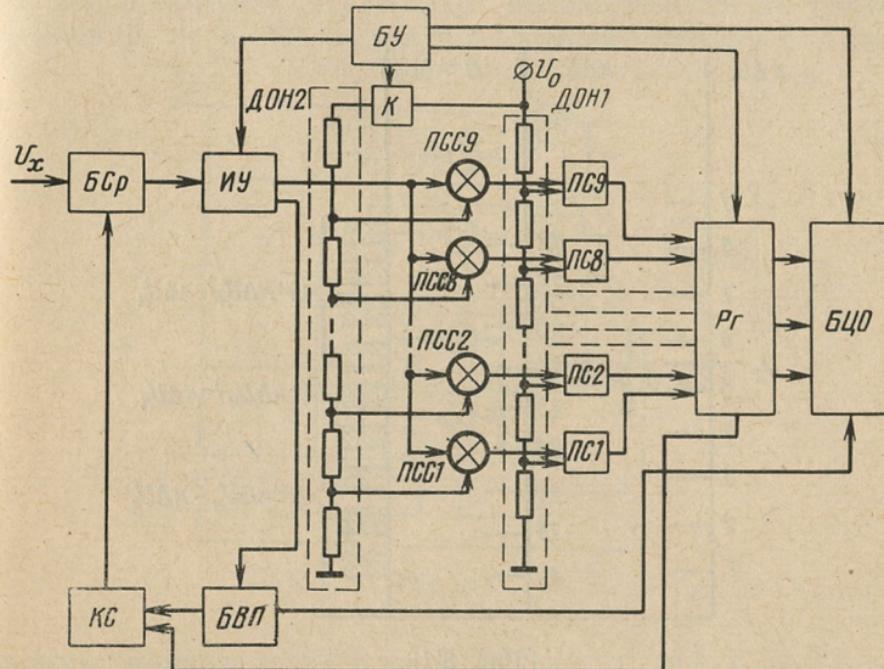


Рис. 8-15.

напряжения поясняет рис. 8-16. Прибор содержит блок сравнения напряжений  $БСр$ , измерительный усилитель  $ИУ$ , блок управления  $БУ$ , набор пороговых схем  $ПС$ , делитель опорного напряжения  $ДОН1$ , регистр  $Rg$ , блок ввода поправок  $БВП$ , компенсационную схему  $БКС$ , блок цифрового отсчета  $БЦО$  и схему электронного нониуса, состоящую из делителя опорного напряжения  $ДОН2$ , ключа  $K$  и пассивных суммирующих схем  $ПСС$ . На первом этапе оценки значения измеряемого напряжения работа прибора не отличается от работы вольтметров, описанных ранее, за исключением того, что компенсирующее напряжение вводится при оценке всех разрядов,

в том числе и младшего. Схема электронного нониуса включается блоком управления после оценки младшего разряда значения измеряемой величины и служит для получения еще одного знака без изменения коэффициента усиления измерительного усилителя. При этом делитель  $DON_2$  через замкнувшийся по сигналу с  $БУ$  ключ  $K$  подключается к источнику опорного напряжения  $U_0$ , и с его отводов на входы пассивных суммирующих схем  $ПСС$  подаются уровни напряжения  $k\Delta U_n$ , где  $k=1, 2, \dots, 9$ , выбранные так, что каждый уровень отличается

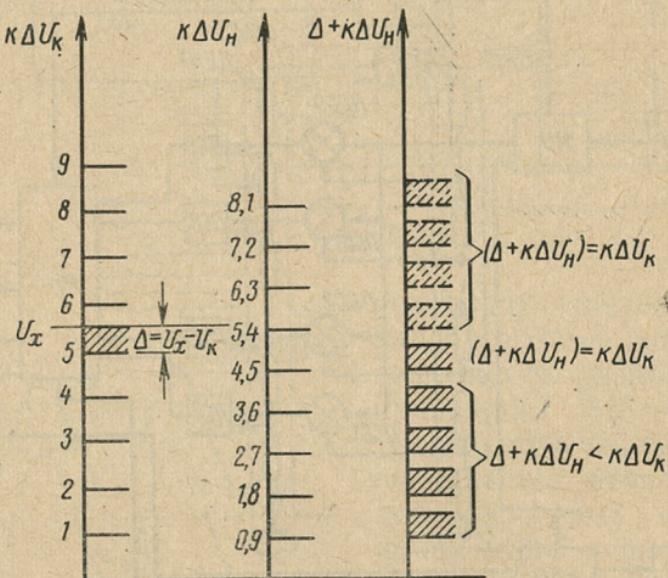


Рис. 8-16.

от соседнего на величину  $\Delta U_n$ . В суммирующих схемах эти уровни напряжения суммируются с сигналом рассогласования  $\Delta = U_x - U_k$ , имеющимся на выходе  $ИУ$  после отработки знака младшего разряда. Таким образом, на вход каждой пороговой схемы теперь подается сумма напряжений рассогласования и соответствующего уровня напряжения нониуса  $k\Delta U_n$ , где  $k$  — номер пороговой схемы. При этом сработают те схемы, для которых выполнится условие

$$\Delta + k\Delta U_n \geq k\Delta U_k,$$

где  $k\Delta U_k$  — порог срабатывания  $k$ -й пороговой схемы.

Старшая из сработавших *ПС* занесет в регистр *Рг* число, соответствующее своему номеру. Тогда

$$\Delta = U_x - U_k = k_{\text{ст}}(\Delta U_n - \Delta U_k),$$

где  $k_{\text{ст}}$  — номер старшей из сработавших *ПС*.

Так как величина  $\Delta U_n - \Delta U_k$  может быть выбрана равной 0,1  $\Delta U_k$ , то введение нониуса равнозначно введению дополнительного десятичного разряда, что на порядок повышает точность измерения.

Структурная схема цифрового амплитудного вольтметра, в котором отсутствует необходимость не только усиления, но и выделения разностного сигнала сложной

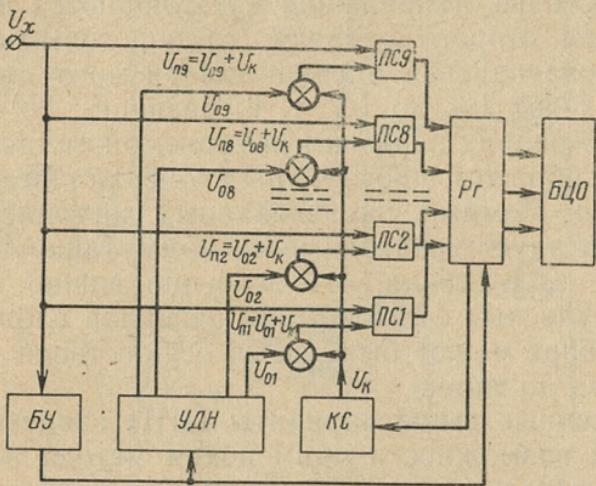


Рис. 8-17.

формы, приведена на рис. 8-17 [Л. 8-34]. Измеряемое переменное напряжение  $U_x$  подается на декаду пороговых схем  $ПС1—ПС9$  и блок управления  $БУ$ , тактирующий работу вольтметра. На один из входов каждой пороговой схемы подается измеряемое напряжение, на другой — пороговое напряжение  $U_{pi}$ , представляющее собой сумму опорного напряжения  $U_{0i}$ , снимаемого с управляемого делителя напряжения  $УДН$ , и компенсирующего напряжения  $U_k$  компенсационной схемы  $КС$ . В исходном состоянии  $U_k=0$ , а управляемый делитель выдает уровни напряжения, отличающиеся между собой на ступень квантования старшего разряда. Во время положительной полуволны первого периода происходит оценка старшего разряда значения измеряемой амплитуды. Результат измерения заносится в регистр  $Рг$ , управляющий

блоком цифрового отсчета *БЦО* и компенсационной схемой *КС*. На выходе ее появляется напряжение  $U'_{\text{к}}$ , соответствующее измеренному значению. Одновременно в 10 раз уменьшается коэффициент передачи управляемого делителя и соответственно уменьшаются уровни опорного напряжения, отличающиеся теперь друг от друга на ступень квантования второго разряда. Порог срабатывания каждой из пороговых схем будет теперь определяться суммой  $U'_{\text{п}i} = U'_{0i} + U'_{\text{к}}$ . В положительную полуволну второго периода *ПС* вновь производят оценку  $U_x$ .

Так как на все пороговые схемы подано смещение  $U'_{\text{к}}$ , а пороговые напряжения их отличаются на ступень квантования второго разряда, то пороговыми схемами будет производиться оценка измеряемого напряжения в пределах от  $U'_{\text{к}}$  до  $U_x$ , т. е. разность  $\Delta U' = U_x - U'_{\text{к}}$  или второй разряд значения измеряемой величины. Аналогичным образом производится оценка третьего разряда и т. д. Помимо уже указанных достоинств схемы, в ней отсутствует необходимость коммутации в цепи измеряемого напряжения, что особенно важно при измерении импульсных сигналов или сигналов сложной формы. В приборе может быть легко осуществлен автоматический ввод поправки.

Приведенные выше варианты ЦИП свидетельствуют о широкой возможности применения метода параллельно-последовательного уравновешивания с системой ввода поправок в цифровой измерительной технике. Следует подчеркнуть, что метод применим не только для измерения электрических напряжений, но и других величин. Работы в этом направлении находятся пока в начальной стадии, однако перспективность их несомненна.

#### 8-4. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВО ВРЕМЕНИ СЛЕДЯЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Из рассмотренного ранее принципа построения цифровых измерительных приборов параллельно-последовательного уравновешивания видно, что ко входам пороговых схем всегда приложена изменяющаяся разность измеряемого и компенсирующего напряжений. Поэтому, если устранить самоблокировку пороговых схем и соответственно изменить логику работы схемы, можно создать прибор,

следящий за любыми изменениями измеряемой величины. В отличие от вольтметров с квазиследящим режимом работы следящие приборы осуществляют слежение в любом разряде в зависимости от скорости изменения размера измеряемой величины, т. е., если изменение этого размера выходит за пределы младшего разряда, следить за его изменениями начнет следующий, более старший разряд и т. д.

Метод следящего уравновешивания позволяет повысить быстродействие и надежность прибора, так как при каждом изменении  $U_x$  нет необходимости повторять заново весь цикл измерения. Этот метод значительно

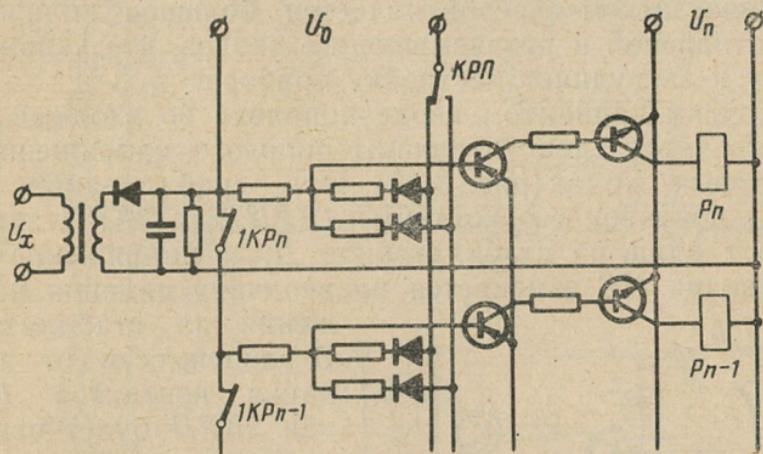


Рис. 8-18.

упрощает настройку прибора и повышает его помехоустойчивость, ибо если в случае помехи неправильно сработает одна из пороговых схем, в следующий момент времени ввиду отсутствия самоблокировки она вернется в исходное состояние и произойдет срабатывание нужной пороговой схемы.

Характеристики следящего цифрового прибора и сложность его схемы во многом определяются принятым способом ввода поправок. Можно выделить два основных метода ввода поправок [Л. 8-3, 8-28]: ввод поправки во входные цепи пороговых схем; ввод поправки в цепи компенсационной схемы.

Первый метод можно реализовать различными способами. На рис. 8-18 показана схема ввода поправок путем переключения сопротивлений в делителях пороговых схем. Данный способ заключается в том, что при не-

правильной оценке измеряемого напряжения срабатывает исполнительное реле блока поправок и контактами  $KRP$  производит переключение опорного напряжения  $U_o$  на шину делителя с другими значениями сопротивлений в результате чего сдвигаются пороговые уровни  $PS$ . Это приводит к возвращению в исходное состояние ранее сработавшей схемы и к срабатыванию соседней, старшей или младшей на единицу в зависимости от используемого принципа поправки «вверх» или «вниз». В результате этого компенсирующее напряжение и показание прибора изменяются на единицу оцениваемого разряда.

Недостатком способа является большое количество сопротивлений и развязывающих диодов, что усложняет схему и затрудняет настройку прибора.

Другим вариантом ввода поправки во входные цепи  $PS$  является сдвиг величины опорного напряжения на пороговых схемах (рис. 8-19). При срабатывании реле блока поправок его контакты  $1KRP$  или  $2KRP$  закорачивают один из стабилитронов  $D$ , и напряжение срабатывания  $PS$  изменяется на величину падения напряжения на стабилитроне.

В зависимости от замыкания контактов  $1KRP$  или  $2KRP$  будет введена поправка в ту или другую сторону. Поправка во входные цепи  $PS$  может также вводиться за счет вычитания из  $U_x$  определенного значения напряжения.

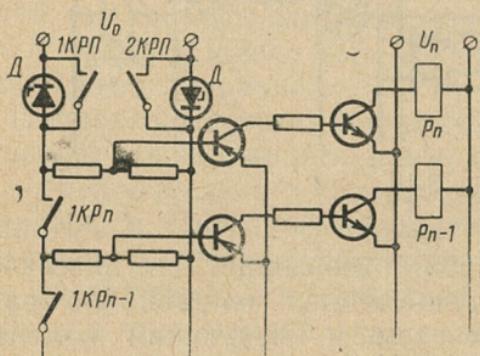


Рис. 8-19.

Общим недостатком всех рассмотренных выше вариантов является осуществление поправки путем отпуска одной и последующего срабатывания другой схемы. Это приводит к увеличению времени, затрачиваемого на оценку каждого разряда. От этого недостатка свободен метод введения поправок в компенсационную схему. Особенность его в том, что состояние пороговых схем в процессе введения поправки не изменяется, а контактами реле поправок производится коммутация цепей в компенсационной схеме и в отсчетном устройстве. Такой способ ввода поправок применен, например, в вольтметрах

ВАБ-2 и ВАБ-3, описанных в предыдущем параграфе. Для введения поправки и в этом случае можно использовать различные варианты схем. Выбор той или иной конкретной схемы определяется в основном количеством контактных пар, имеющихся у реле пороговых схем.

Метод ввода поправок во входные цепи пороговых схем путем переключения сопротивлений делителей применен в цифровом следящем вольтметре ВАБ-4, разработанном в Пензенском политехническом институте [Л. 8-29, 8-30]. Выбранный способ ввода поправки поз-

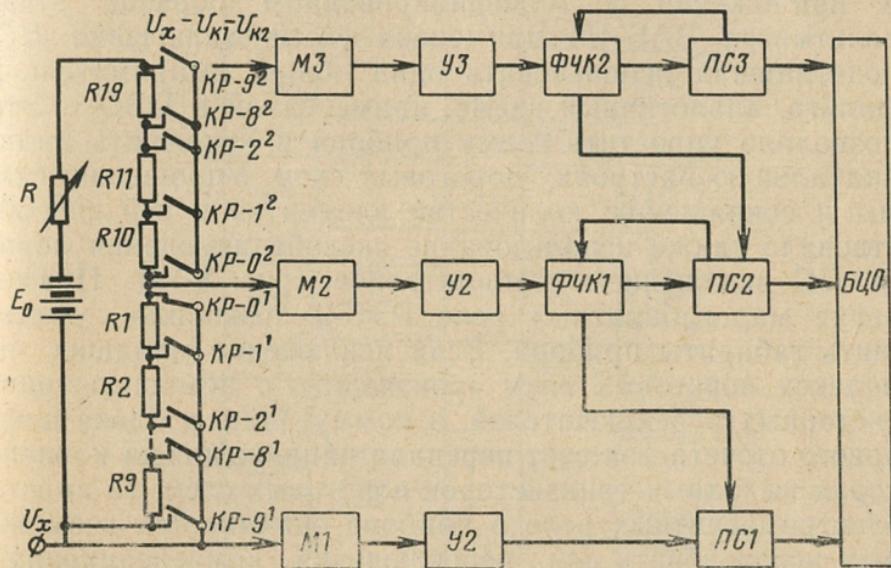


Рис. 8-20.

волил использовать одну компенсационную схему для всех разрядов. Структурная схема вольтметра приведена на рис. 8-20. Трехразрядный прибор содержит три декады пороговых схем  $PS$ , имеющих по девять основных и одной дополнительной (нулевой) схеме. Во втором и третьем разрядах имеются концевые пороговые схемы, срабатывающие в случае, если напряжение на входе  $PS$  превышает 10 единиц данного разряда. В случае неправильного срабатывания одной из  $PS$  старших разрядов возникнет перекомпенсация, сработает и заблокируется реле соответствующего фазочувствительного каскада  $\Phi CK$  и уменьшит порог срабатывания  $PS$  на 0,5 ступени квантования разряда. В результате этого неправильно сработавшая схема вернется в исходное состояние и сработает более младшая, таким образом, бу-

дет введена поправка на один знак «вниз». Однако при сдвинутых «вниз» порогах  $PC$ , если измеряемое напряжение возрастает, может оказаться, что сработала более младшая, чем надо, схема. В этом случае разность  $U_x - U_k$  будет больше или равна порогу срабатывания концевой схемы следующей декады. Она сработает и разблокирует реле поправки  $\Phi CK$ . Пороги срабатывания  $PC$  устанавливаются прежними, и нормальная работа прибора восстановится.

Основные технические данные прибора ВАБ-4 даны в приложении. В модифицированном образце этого вольтметра ВАБ-4М применена схема включения  $PC$ , позволившая использовать один общий выпрямитель и фильтр, аналогичный схеме, примененной в ЦВО-1. Это позволило упростить схему прибора и исключить индивидуальную настройку пороговых схем. Упрощению схемы и сокращению количества элементов в ней способствовало также использование способа изменения порога  $PC$  включением стабилитронов (рис. 8-19). Применение малогабаритных реле РЭС-9 позволило уменьшить габариты прибора. Если исключение младших по индексу пороговых схем производить с помощью транзисторных переключателей, а коммутацию в блоке цифрового отсчета — за счет перепада напряжения на коллекторах выходных транзисторов пороговых схем, то вместо электромагнитных реле в приборе оказывается возможным использовать для переключения компенсационной схемы магнитоуправляемые контакты, что позволяет обеспечить соответствующее увеличение быстродействия.

Для дальнейшего снижения требований к стабильности пороговых схем и коэффициента усиления измерительного усилителя в Пензенском политехническом институте предложен метод ввода двукратной поправки [Л. 8-31], примененный в следящем цифровом вольтметре СЦВ-1, разработанном в лаборатории института. Ввод поправки в этом приборе осуществляется непосредственно в компенсационную схему и в блок цифрового отсчета. Схема ввода двукратной поправки в блок цифрового отсчета показана на рис. 8-21. Как и в случае однократной поправки, при срабатывании какого-нибудь реле  $P_2 - P_{10}$  пороговой схемы через первый контакт этого реле замыкается основная цепь, по которой подается напряжение на зажигание цифры, соответствующей номеру сработавшей схемы, включается компенсирующее напря-

жение и подготавливаются к включению дополнительные цепи поправок. Если  $U_x$  оценено неверно, срабатывает первое реле поправки и своими контактами переключает компенсационную схему. Одновременно через контакт  $1KP1$  напряжение —190 в переключается с основной цепи на первую цепь поправки. Показание отсчетного устройства уменьшается на единицу. Если и после этого перекомпенсация не устраивается, срабатывает второе реле поправки, вновь переключает компен-

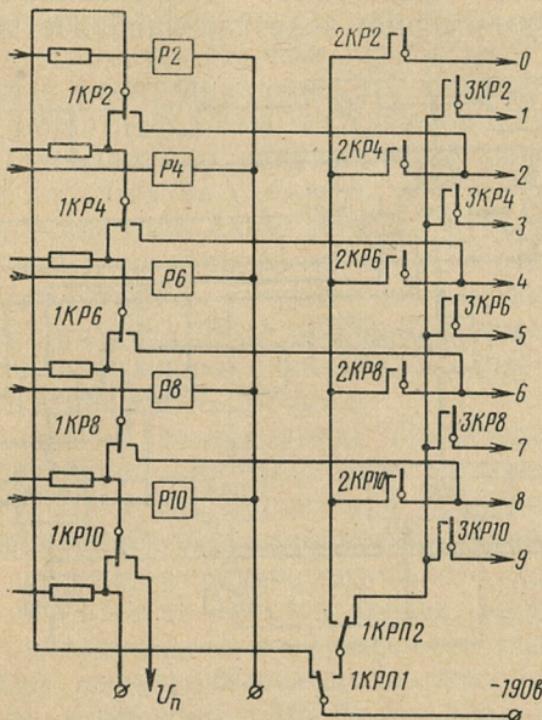


Рис. 8-21.

сационную схему и своими контактами  $1KP2$  подключает напряжение —190 в на вторую цепь поправки. Показание отсчетного устройства уменьшается еще на одну единицу. Введение двукратной поправки дает возможность сократить число пороговых схем в декаде. Вместо обычных десяти элементов в приборе СЦВ-1 для оценки двух старших разрядов используется по четыре основных и одной нулевой РС. Однако при двукратной поправке увеличивается время, необходимое для оценки каждого разряда измеряемого напряжения, на величину, определяемую временем срабатывания второго

реле поправки. Кроме того, при применении способа ввода двукратной поправки в компенсационную схему увеличивается требуемое число контактных пар реле пороговых схем. В схеме СЦВ-1 использованы реле РЭС-22, имеющие по четыре контактные пары. Работа прибора, за исключением процесса ввода поправок, не отличается от работы вольтметра ВАБ-4М.

Следует отметить, что при серийном выпуске ЦИП параллельно-последовательного уравновешивания наиболее целесообразно выполнять компенсационную схему в тетрадно-десятичном коде как наиболее экономичном.

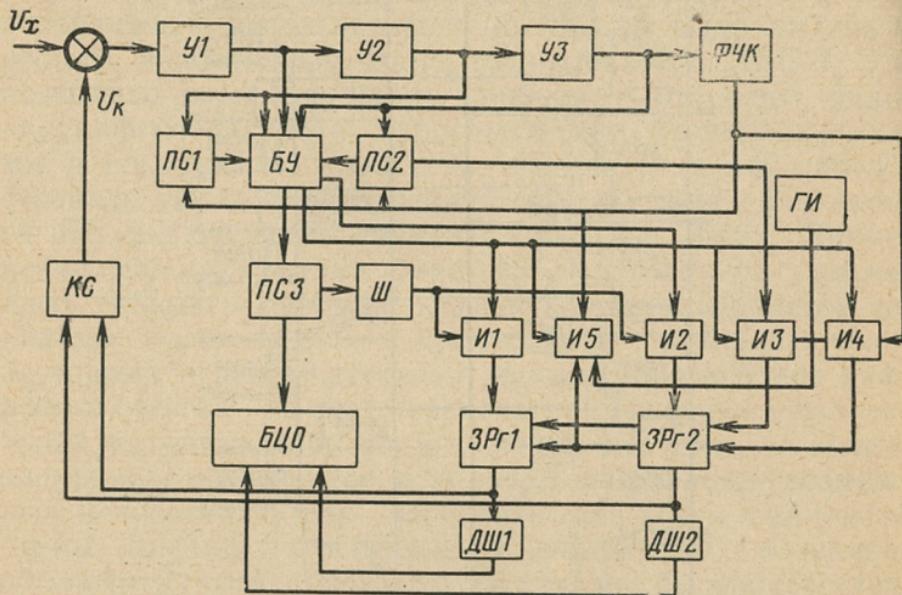


Рис. 8-22.

Применение этого кода позволяет использовать в приборах стандартные выпускаемые промышленностью тетрадно-десятичные делители и сокращает количество переключающих элементов в компенсационной схеме, что особенно важно при реализации схемы ЦИП на бесконтактных элементах. В этом случае управление компенсационной схемой производится не непосредственно пороговыми схемами, а исполнительными элементами запоминающих регистров через дешифраторы десятичного кода в тетрадно-десятичный.

Характерной чертой рассмотренных выше следящих цифровых вольтметров является наличие в них отдельного анализатора для оценки каждого разряда, что

значительно усложняет схему прибора. На рис. 8-22 приведена структурная схема следящего цифрового вольтметра, в котором для оценки всех разрядов измеряемого напряжения используется одна декада пороговых схем и две пороговые схемы  $PC_1$  и  $PC_2$  с порогами срабатывания, равными соответственно ступеням квантования первого и второго разрядов. Компенсационная схема  $KC$  выполнена в тетрадно-десятичном коде. Запоминающие регистры  $ZP_2$  представляют собой реверсивные счетчики с параллельно-последовательным занесением кода. Если измеряемое напряжение равно или превышает ступень квантования старшего разряда, срабатывают обе пороговые схемы и блок управления  $BU$  подключает ко входу декады пороговых схем  $PC_3$  выход первого усилителя  $U_1$ . Одновременно разрешающий сигнал с блока управления подается на схемы  $I_1$  и  $I_5$ . Декада содержит девять пороговых схем. Сигнал с выхода декады, преобразованный шифратором  $W$  в соответствующую кодовую комбинацию, поступает на запоминающий регистр первого разряда  $ZP_21$ , производя нужные переключения в компенсационной схеме  $KC$  и через дешифратор  $DW_1$  в блоке цифрового отсчета.

Если оценка первого разряда произведена правильно, величина разности  $U_x - U_k$  будет меньше порога срабатывания  $PC_1$ , и она вернется в исходное состояние. Если же произойдет перекомпенсация, сработает исполнительный элемент фазочувствительного каскада  $FCK$ , и, пока на его выходе имеется сигнал, пороговая схема  $PC_1$  будет находиться в возбужденном состоянии. При этом на шину вычитания запоминающего регистра первого разряда через схему  $I_5$  будут проходить импульсы с генератора  $GI$ . Каждый из них уменьшает записанное в регистре число на единицу, пока не исчезнет сигнал перекомпенсации. После возвращения схемы  $PC_1$  в исходное состояние в возбужденном состоянии остается только схема  $PC_2$ . В этом случае ко входу декады  $PZ$  подключается выход усилителя  $U_2$ , и разрешающий сигнал поступает на схему  $I_2$ . Производится оценка второго разряда измеряемого напряжения, в запоминающем регистре  $ZP_22$  записывается соответствующее число, и вводится компенсирующее напряжение. При возникновении перекомпенсации поправка производится аналогично поправке в старшем разряде. После оценки второго разряда к декаде поро-

говых схем подключается выход усилителя УЗ, срабатывает одна из ПСЗ и производит коммутацию непосредственно в блоке цифрового отсчета. Пороговые схемы выполнены без блокировки, благодаря чему при изменении  $U_x$  в пределах младшего разряда сложение за его величиной осуществляется простым переключением самих элементов. Если изменение величины  $U_x$  выходит за пределы младшего разряда, в зависимости от направления ее изменения срабатывает или пороговая схема ПС2, или ФЧК, и через схемы И3 или И4 на запоминающий регистр второго разряда ЗРг2 будут проходить импульсы, увеличивающие или уменьшающие записанное в нем число. При переполнении ЗРг2 в запоминающем регистре старшего разряда ЗРг1 прибавляется единица. Если код в ЗРг2 уменьшится до нуля, из ЗРг1 вычитается единица.

Очевидно, преимущества цифровых вольтметров параллельно-последовательного во времени следящего уравновешивания с системой ввода поправок позволяют сделать вывод о перспективности разработки и широкого внедрения этих приборов.

## Глава девятая

# ПУТИ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИП

## 9-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Рассмотренные в предыдущих главах методы преобразования электрических величин в цифровой код, несмотря на перспективность некоторых из них, имеют свои границы функционирования и практически достижимые пределы по ряду основных параметров. Эти пределы в общем случае не являются теоретическими, а вытекают из ограниченных возможностей реализации тех или иных основных узлов прибора. Их расширение, как правило, вызывает значительное усложнение принципиальной схемы, что резко ухудшает технико-экономические и эксплуатационные характеристики ЦИП или АЦП. Например, все методы непосредственного преобразования характеризуются тем, что, во-первых, полная погрешность преобразования является суммой погрешностей, вносимых последовательно включенными преоб-

разующими блоками, и, следовательно, предъявляются высокие требования по точности к каждому блоку; во-вторых, время преобразования у некоторых структур (последовательное взвешивание) складывается из суммы времен преобразования последовательно работающих блоков, что накладывает жесткие требования на быстродействие отдельных блоков. По этим причинам в приборах непосредственного преобразования довольно сложно реализовать большой диапазон кодируемых значений при высоких требованиях к точности и быстродействию. Известно, например, что сложной технической задачей является построение генератора линейно изменяющегося напряжения с малым коэффициентом нелинейности в широком диапазоне (время-импульсное преобразование) или преобразователя напряжения в частоту с высокой линейностью при значительной крутизне характеристики (частотно-импульсное преобразование). Быстродействующие структуры, такие, как последовательное во времени уравновешивание или параллельное взвешивание, не обеспечивают необходимой помехоустойчивости, а интегрирующие методы, как правило, не дают достаточного быстродействия.

Успешное решение вопросов улучшения характеристик ЦИП и АЦП возможно лишь за счет применения структурных методов повышения точности, быстродействия, помехозащищенности и других параметров. Различные приемы усовершенствования известных структур ЦИП путем введения новых связей, изменения алгоритмов работы, применения дополнительных устройств и блоков могут быть отнесены к структурным методам улучшения характеристик ЦИП, так как они не образуют принципиально новые методы преобразования, а сохраняют основные связи и отношения, присущие известным методам.

Значительная часть структурных методов повышения точности, быстродействия, помехозащищенности, статических и динамических характеристик ЦИП и АЦП была описана ранее при рассмотрении основных методов аналого-цифрового преобразования. В настоящей главе рассматриваются методы комбинирования различных структур с целью улучшения основных характеристик приборов, а также возможные варианты повышения экономичности и эффективности измерительного процесса. Последнее обеспечивается автоматическим вы-

бором наиболее оптимального режима измерений, а устройства, способные выполнять такие функции, получили название адаптивных. Под адаптацией понимается приспособляемость измерительных приборов к различным условиям измерений и к различным характеристикам измеряемых сигналов.

## 9-2. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ С АДАПТАЦИЕЙ

Наибольшее распространение получила адаптация к измеряемому сигналу и, в частности, адаптация к его значению и скорости изменения. Ведутся работы по созданию ЦИП, адаптивных к выходному сопротивлению источника сигнала [Л. 9-1], ЦИП с адаптивной коррек-

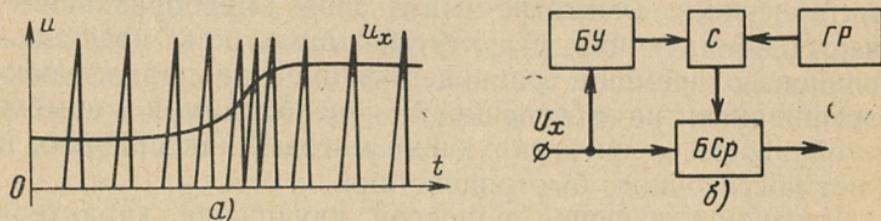


Рис. 9-1.

цией погрешностей отдельных блоков [Л. 9-2], а также по оптимизации режима работы ЦИП с точки зрения получения минимальной суммы статической и динамической погрешностей измерения [Л. 9-3].

Одно из направлений оптимизации измерительного процесса связано с исключением избыточной информации. Примером целесообразности исключения избыточной информации является случай работы быстродействующего цифрового прибора, когда размер измеряемой величины в течение значительного интервала времени остается неизменным. График работы времени-импульсного ЦИП, адаптивного к скорости изменения размера измеряемой величины, приведен на рис. 9-1, а, одна из возможных структурных схем прибора — на рис. 9-1, б [Л. 9-4]. Автоматическое согласование частоты работы прибора со скоростью изменения входного сигнала достигается изменением скважности операций уравновешивания. Для этого используются высокочастотный генератор развертки  $ГР$  и селектор  $С$ . Блок управления

*БУ* определяет первую производную входного сигнала  $U_x$  и управляет селектором, который пропускает циклы развертки с тем большей частотой, чем быстрее изменяется входной сигнал. Однако на участке с постоянной скоростью изменения входного сигнала такой прибор осуществляет значительно больше измерений, чем требуется для восстановления значений измеряемой величины с достаточной точностью. Значительно меньшую избыточность информации имеют приборы, в которых момент измерения выбирается в зависимости от заданной погрешности интерполяции входного сигнала. Если значения измеряемой величины изменяются по ду-

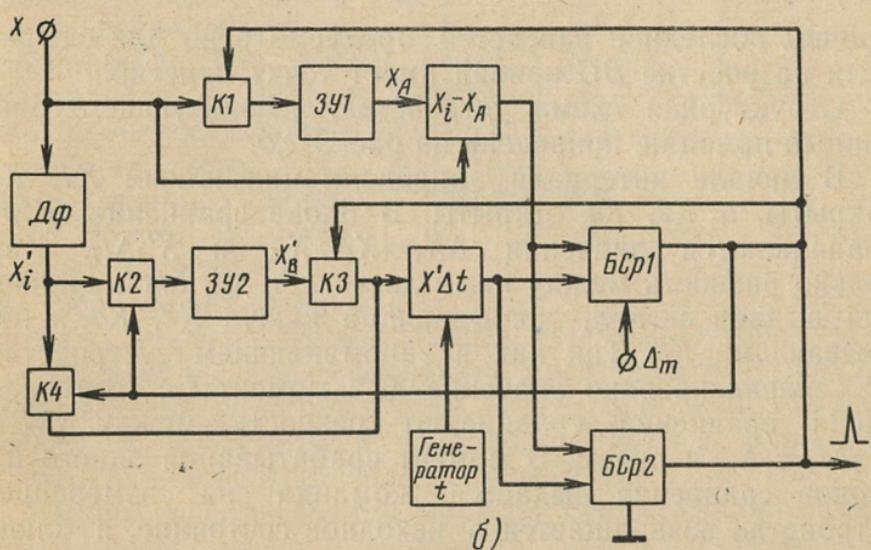
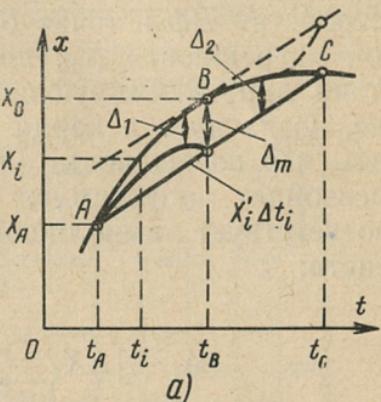


Рис. 9-2.

ге, аппроксимируемой хордой, то максимальная погрешность интерполяции будет в той точке дуги, в которой первая производная от закона изменения значений измеряемой величины по времени равна тангенсу угла наклона аппроксимирующей хорды. Следовательно, при заданной погрешности интерполяции  $\Delta m$  (рис. 9-2, а)

Измерение должно быть произведено в момент  $t_C$ . Этот момент можно определить, например, следующим образом [Л. 9-25]. Если следить за текущим значением разности  $\Delta_i = |\Delta X_i - X'_i \Delta t_i|$  (где  $\Delta X_i = X_i - X_A$ ,  $\Delta t_i = t_i - t_A$ ), которая по мере удаления от точки  $A$  возрастает, запомнить значение производной  $X'_B$  от дифференцирующего устройства  $D\phi$  в точке  $B$ , где  $\Delta_i$  станет равной допустимой погрешности  $\Delta_m$ , принять его за тангенс угла наклона аппроксимирующей хорды и произвести измерение, когда дуга и хорда пересекутся, то можно утверждать, что погрешность аппроксимации на участке  $AC$  не превзойдет допустимую. Момент проведения измерения соответствует выполнению одного из следующих равенств:

$$\Delta_i = |\Delta X_i - X'_B \Delta t_i| = \begin{cases} 0 \\ \Delta_m, \end{cases}$$

причем последнее равенство предусмотрено для случая, если на участке  $BC$  кривая имеет точку перегиба.

Структурная схема устройства, использующего описанный принцип, приведена на рис. 9-2,б.

В начале интервала аппроксимации ключи  $K1$ ,  $K3$  закрыты, а  $K2$ ,  $K4$  открыты. В блоке сравнения  $BCp1$  сравниваются значения  $\Delta X_i = X_i - X_A$  и  $X'_i \Delta t_i$ . Как только разность между ними достигнет  $\Delta_m$ , блок сравнения выдает сигнал, закрывающий ключи  $K2$ ,  $K4$  и открывающий  $K3$ . Так как в запоминающем устройстве  $ZU2$  зафиксировано значение  $X$  в момент  $t_B$ , то теперь блоки сравнения сравнивают разность между  $\Delta X_i$  и  $X'_B \Delta t_i$  с  $\Delta_m$  и нулем. В момент срабатывания одного из блоков сравнения выдается команда на измерение, устройство возвращается в исходное состояние, а ключ  $K1$  открывается на короткое время для запоминания в  $ZU1$  значения  $X$  в точке  $C$ . Для упрощения устройства можно использовать и несколько иные алгоритмы, приведенные в [Л. 9-25]. Таким образом, введение связи между частотой измерений и скоростью изменения входного сигнала может значительно сократить необходимое количество измерений и свести их к минимуму, достаточночному, однако, для восстановления входного сигнала с заданной точностью.

Другим примером адаптации к скорости изменения

входного сигнала могут служить следящие вольтметры и преобразователи, в которых оценка разности между измеряемым и компенсирующим напряжениями производится с помощью набора пороговых схем (такие приборы описаны в гл. 7). Действительно, пороговые схемы оценивают приращение входного сигнала за время такта, причем значение вводимого компенсирующего напряжения зависит от этого приращения, т. е. от скорости изменения значений измеряемого напряжения. В этом случае адаптация приводит к значительному снижению динамической погрешности или, что равносильно, к повышению допустимой скорости изменения входного сигнала.

На рис. 9-3 приведена структурная схема следящего преобразователя [Л. 9-5], адаптивного к значению и скорости изменения входного сигнала. Сигнал с пороговой схемы  $PC_0$  управляет работой блока формирования пороговых уровней  $БФПУ$  таким образом, чтобы при  $U_x - U_k > 167\Delta_d$  ( $\Delta_d$  — величина дискретности) пороги срабатывания пороговых схем  $PC_1 - PC_n$  были распределены в соответствии с законом  $M_1$ , а при  $U_x - U_k < 167\Delta_d$  — в соответствии с законом  $M_2$ .

Законы распределения порогов срабатывания пороговых схем имеют следующий вид: распределение  $M_1 - 1\Delta_d; 2\Delta_d; 4\Delta_d; 8\Delta_d; 16\Delta_d; 2^{i-1}\Delta_d$ ; распределение  $M_2 - 1\Delta_d; 2\Delta_d; 4\Delta_d; 8\Delta_d; 12\Delta_d; 2^2(i-2)\Delta_d$ . Анализ показал, что при  $U_x - U_k < 167\Delta_d$  распределение порогов по закону  $M_2$  дает меньшее число шагов, чем  $M_1$ . Если же  $U_x - U_k > 167\Delta_d$ , то наименьшее число шагов обеспечивается с помощью распределения  $M_1$ . В режиме слежения за изменяющимся напряжением преобразователь, пороги срабатывания в котором расставлены в соответствии с распределением  $M_2$ , дает динамическую погрешность,

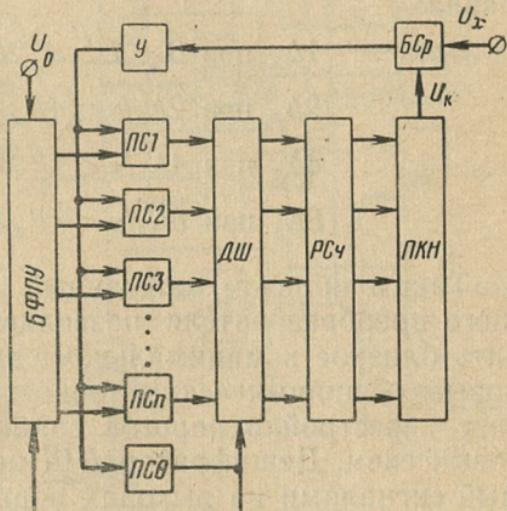


Рис. 9-3.

равную:

$1\Delta_d$  при  $0 < U'_x < 2\Delta_d/\tau$ ;

$2\Delta_d$  при  $2\Delta_d/\tau < U'_x < 4\Delta_d/\tau$ ;

$4\Delta_d$  при  $4\Delta_d/\tau < U'_x < 2^2(n-2)\Delta_d/\tau$ ,

где  $U'_x$  — скорость изменения  $U_x$ ;  $\tau$  — длительность такта;  $n$  — количество пороговых схем.

Для распределения  $M_1$  динамическая погрешность равна:

$1\Delta_d$  при  $0 < U'_x < 2\Delta_d/\tau$ ;

$2\Delta_d$  при  $2\Delta_d/\tau < U'_x < 4\Delta_d/\tau$ ;

$4\Delta_d$  при  $4\Delta_d/\tau < U'_x < 8\Delta_d/\tau$ ;

$8\Delta_d$  при  $8\Delta_d/\tau < U'_x < 16\Delta_d/\tau$  и т. д.

Таким образом, описанный алгоритм работы следящего преобразователя позволяет одновременно обеспечить близкое к минимальному значению времени поиска и повысить динамическую точность в режиме слежения за счет перестройки порогов срабатывания старших пороговых схем. Дешифратор  $D\bar{S}$  преобразует код, образуемый сигналами на выходах пороговых схем, в двоичный код. Так как с изменением значений порогов срабатывания код на выходах  $PS$  изменяется, то при переходе от одного распределения к другому связи в дешифраторе должны соответствующим образом измениться. На рис. 9-4 приведена функциональная схема дешифратора, который может быть использован одновременно для двух случаев распределения порогов срабатывания, приведенных выше. Изменение связей в дешифраторе производится сигналом с выхода пороговой схемы  $PSO$ . В зависимости от наличия или отсутствия этого сигнала открываются те или иные схемы совпадения, благодаря чему изменяются связи между шинами входа ( $a, b, c \dots$ ) и выхода ( $A, B, C \dots$ ) дешифратора.

Комбинация методов развертывающего и следящего уравновешивания позволяет создавать ЦИП и АЦП с характеристиками, близкими к оптимальным как по быстродействию, так и по динамической ошибке преобразования. В таких приборах при значительных изменениях размера измеряемой величины отработка ступеней компенсирующей величины происходит со сбросом пре-

дальнего значения и с наименьшим числом ходов, а при небольших изменениях  $U_x$  отработка происходит аналогично приборам следящего уравновешивания. Эти приборы, получившие название квазиследящих, адаптивны к размеру величины  $U_x$ , точнее, к диапазону его изменения. Структурная схема одного из квазиследящих ЦИП приведена на рис. 9-5 [Л. 9-6]. В качестве ПКН в приборе использован четырехдекадный потенциометр. На первом этапе преобразования по командам программирующего устройства ПУ производится отработка компенсирующего напряжения от старшей декады к младшей. По окончании отработки автоматический переключатель рода работы АПРР отключает программирующее устройство и переключает две младшие декады потенциометра в режим следящего уравновешивания. Прибор будет работать в этом режиме до тех пор, пока при последних двух знаках... 99 блок сравнения не выдаст сигнал «мало» или при... 00 — сигнал «много». Любая из этих комбинаций вызывает срабатывание АПРР, который переключает прибор на управление от программирующего устройства. Прежнее показание прибора сбрасывается, и начинается отработка нового значения  $U_k$ . Таким образом, прибор адаптивен к диапазону изменения входного сигнала, ограниченному двумя младшими разрядами. В [Л. 9-7] описан прибор, способный перестраивать следящую структурную схему в поразрядную развертывающую при нескомпенсированных перепадах напряжения на входе блока сравнения, превышающих  $4N$  шагов

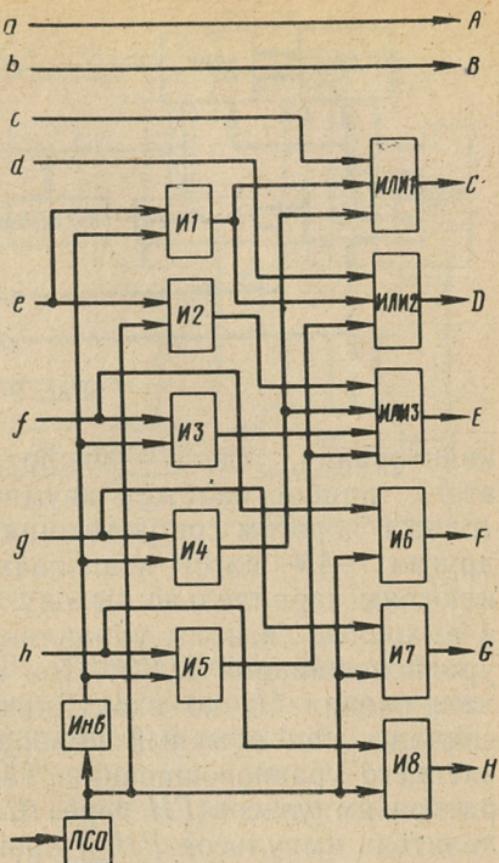


Рис. 9-4.

АПРР отключает программирующее устройство и переключает две младшие декады потенциометра в режим следящего уравновешивания. Прибор будет работать в этом режиме до тех пор, пока при последних двух знаках... 99 блок сравнения не выдаст сигнал «мало» или при... 00 — сигнал «много». Любая из этих комбинаций вызывает срабатывание АПРР, который переключает прибор на управление от программирующего устройства. Прежнее показание прибора сбрасывается, и начинается отработка нового значения  $U_k$ . Таким образом, прибор адаптивен к диапазону изменения входного сигнала, ограниченному двумя младшими разрядами. В [Л. 9-7] описан прибор, способный перестраивать следящую структурную схему в поразрядную развертывающую при нескомпенсированных перепадах напряжения на входе блока сравнения, превышающих  $4N$  шагов

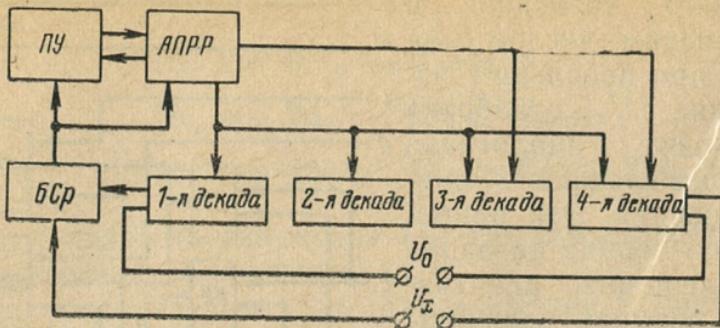


Рис. 9-5.

квантования, где  $N$  — число разрядов в приборе. Для этого прибор снабжен двумя пороговыми схемами  $PC$  (одна с порогом срабатывания  $+4N$  шагов квантования, другая  $-4N$  шагов квантования), входы которых подключены параллельно выходу блока сравнения (рис. 9-6), а выходные сигналы управляют переключателем метода уравновешивания  $PMU$ . При подключении измеряемого напряжения  $U_x$  ко входу прибора последний работает сначала, как обычный прибор поразрядного развертывающего уравновешивания. Тактовые импульсы от генератора импульсов  $GI$  через  $PMU$  поступают на распределитель импульсов  $RI$  и производят последовательный опрос триггеров регистра  $Rg$ , построенного по схеме реверсивного счетчика, причем счетные связи регистра разорваны. Последний импульс с распределителя включает цифровое отсчетное устройство  $ЦОУ$  и одновременно переключает  $PMU$ , переводя прибор в режим следящего уравновешивания. При этом  $PMU$  восстанавливает счетные связи регистра, и импульсы с выхода  $GI$  подаются на вход реверсивного счетчика. Направление счета определяется сигналами с блока сравнения, поступающими через формирователь на шины сложения и вычитания счетчика. Таким образом прибор работает до тех пор, пока нескомпенсированный перепад напряжений на входе блока сравнения не превысит  $4N$  шагов квантования в ту или иную сторону. При этом срабатывание одной из пороговых схем  $PC$  переводит схему вновь в режим развертывающего поразрядного уравновешивания.

В ряде случаев, особенно при изменении  $U_x$  в больших пределах, увеличения быстродействия прибора можно добиться, если отработку нового значения  $U_x$  вести от предыдущего значения компенсирующего напряже-

ний в каждой из декад. Такой метод, называемый подекадно-следящим, предложен в [Л. 9-8]. В отличие от следящего метода уравновешивания в этом методе отработка компенсирующего напряжения ведется начиная со старшего разряда по направлению к младшему. В отличие от метода поразрядного уравновешивания в предложенном методе декадные переключатели работают всегда из любого положения. По этому методу могут быть построены ЦИП, адаптивные к значению входного сигнала. В них значения измеряемой величины сравнивается вначале только со значением  $U_{k1}$  (рис. 9-7), затем со значением  $U_{k1} + U_{k2}$  и т. д., благодаря чему обеспечи-

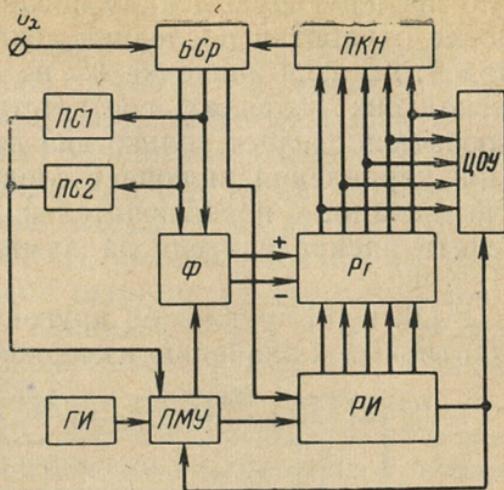


Рис. 9-6.

ется возможность отработки значений без необходимости предварительного сброса предыдущего показания прибора. Для реализации этого метода в измерительную схему прибора вводятся дополнительные ключи  $K1-K3$ , управляемые блоком управления (на рисунке не показан). Последний включает в измерительную схему каж-

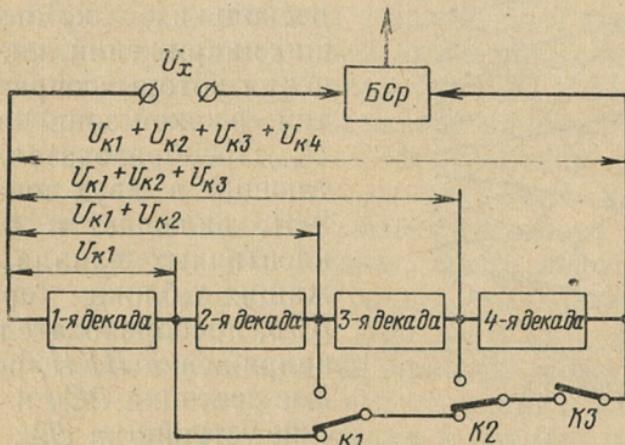


Рис. 9-7.

дается возможность отработки значений без необходимости предварительного сброса предыдущего показания прибора. Для реализации этого метода в измерительную схему прибора вводятся дополнительные ключи  $K1-K3$ , управляемые блоком управления (на рисунке не показан). Последний включает в измерительную схему каж-

дую последующую декаду после отработки предыдущей. После отработки последней декады цикл повторяется. При этом, если значение  $U_x$  не изменилось в одном или нескольких разрядах, соответствующий декадный переключатель сделает только два пробных шага, после чего блок управления включает следующую декаду. В качестве декадных переключателей автор рекомендует применять распределители на лампах с холодным катодом [Л. 9-9].

В [Л. 9-10] предложен другой алгоритм работы ЦИП, адаптивных к значению измеряемого сигнала. Он заклю-

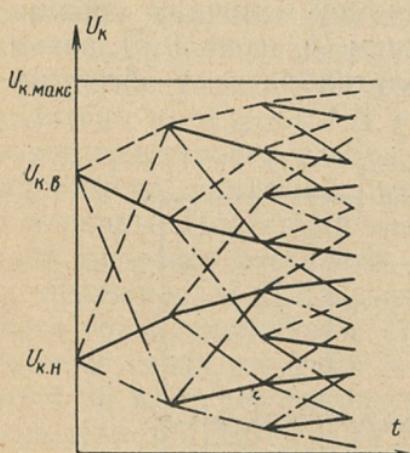
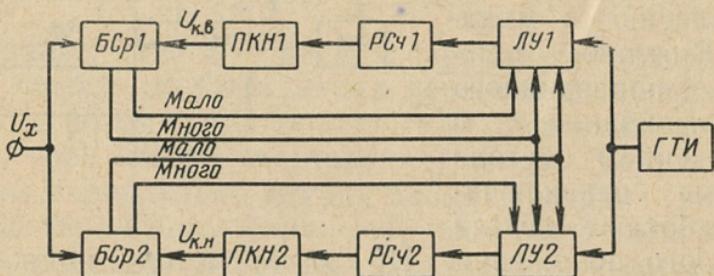


Рис. 9-8.

чается в разбиении всего диапазона значений  $U_x$  на несколько зон и формировании нескольких компенсирующих напряжений, закон изменения которых определяется тем, в какой зоне находится  $U_x$ . Преобразователь, работающий в двух зонах (рис. 9-8), включает в себя два идентичных канала, содержащих блоки сравнения  $BCp$ , преобразователи кода в напряжение  $PKH$ , реверсивные счетчики  $RC4$  и логические устройства  $LU$ . На диаграмме изображены пути изменения верхнего  $U_{kv}$  и нижнего  $U_{kn}$  компенсирующих напряжений. Сплошные линии соответствуют изменениям  $U_{kv}$  и  $U_{kn}$ , когда от  $BCp1$  поступает сигнал *Много* ( $U_{kv} > U_x$ ), а от  $BCp2$  — сигнал *Мало* ( $U_{kn} < U_x$ ). Штриховые линии соответствуют изменениям  $U_{kv}$  и  $U_{kn}$ , когда от обоих блоков сравнения поступают сигналы *Мало*, а штрих-пунктирные — когда сигналы *Много*. Общая закономерность в изменении  $U_{kv}$  и

границы изображены пути изменения верхнего  $U_{kv}$  и нижнего  $U_{kn}$  компенсирующих напряжений. Сплошные линии соответствуют изменениям  $U_{kv}$  и  $U_{kn}$ , когда от  $BCp1$  поступает сигнал *Много* ( $U_{kv} > U_x$ ), а от  $BCp2$  — сигнал *Мало* ( $U_{kn} < U_x$ ). Штриховые линии соответствуют изменениям  $U_{kv}$  и  $U_{kn}$ , когда от обоих блоков сравнения поступают сигналы *Мало*, а штрих-пунктирные — когда сигналы *Много*. Общая закономерность в изменении  $U_{kv}$  и

$U_{\text{к.н}}$  такова: когда от  $BCp1$  поступает сигнал *Много*, а от  $BCp2$  — *Мало*, то  $U_{\text{к.в}}$  уменьшается, а  $U_{\text{к.н}}$  увеличивается на одну и ту же величину, равную половине ширины центральной зоны в последующем такте сравнения; когда от  $BCp1$  и  $BCp2$  поступают одинаковые сигналы *Мало*, то  $U_{\text{к.в}}$  увеличивается на полторы, а  $U_{\text{к.н}}$  на две с половиной ширины центральной зоны; когда от  $BCp1$  и  $BCp2$  поступают сигналы *Много*,  $U_{\text{к.н}}$  уменьшается на полторы, а  $U_{\text{к.в}}$  на две с половиной ширины центральной зоны. Исключением являются изменения  $U_{\text{к.в}}$  и  $U_{\text{к.н}}$  вблизи нижней и верхней границ диапазона измерения, а также на предпоследнем и последнем тактах сравнения. Эти отличия сделаны для того, чтобы избежать переполнения счетчиков вблизи границ диапазона измерения и обеспечить получение значений компенсирующих напряжений для всех точек шкалы. Отсчет результата измерения производится в последнем такте по состоянию любого из реверсивных счетчиков. За счет использования в описываемом АЦП структурной избыточности увеличиваются быстродействие, надежность и помехоустойчивость преобразователя и снижаются требования к времени затухания переходных процессов при переключении компенсирующих напряжений.

Таким образом, адаптация к значению и скорости изменения входного сигнала приводит к повышению быстродействия и динамической точности ЦИП и АЦП. Однако на точность измерения оказывает влияние еще один внешний фактор — выходное сопротивление источника сигнала: когда оно становится соизмеримым или превышает входное сопротивление измерительного прибора, точность измерения резко падает. Этого недостатка лишены ЦИП с адаптацией к размеру выходного сопротивления источника сигнала. При этом за счет относительно небольшого усложнения прибора можно существенно расширить область его использования. Возможные способы осуществления адаптации к размеру выходного сопротивления  $R_x$  источника сигнала, которые могут быть использованы в цифровых вольтметрах, рассмотрены в [Л. 9-1]. В работе показано, что в вольтметрах со схемой сравнения напряжений наличие сопротивления  $R_x$  вызывает постоянную абсолютную погрешность, не зависящую от размера  $U_x$ , т. е. приводит к смещению характеристики прибора. Значение этой погрешности можно определить по изменению показания вольтметра при

шунтирований входа блока сравнения сопротивлением, равным входному сопротивлению этого блока, и учесть ее при считывании результата измерения  $U_x$ . Иначе обстоит дело в вольтметрах со схемой сравнения токов, где наличие сопротивления  $R_x$  приводит к изменению чувствительности блока сравнения. Влиянием  $R_x$  на смещение характеристики в этом случае можно пренебречь, так как оно незначительно. Для коррекции погрешности, вызванной изменением чувствительности вольтметра, после измерения  $U_x$  в цепи измеряемого и компенсирующего напряжений включаются одновременно два одинаковых источника напряжения  $U_d$  (рис. 9-9). При этом в цепях  $U_x$  и  $U_k$  появятся разные токи, вызванные этими источниками, и блок сравнения начнет выдавать импульсы, используемые как признак отсутствия равновесия. Сопротивление  $R_{bx}$  необходимо сделать переменным и изменять его до тех пор, пока не восстановится равновесие в блоке сравнения. Затем источники напряжения  $U_d$  отключаются, и производится новое измерение  $U_x$ . Одна такая регулировка обеспечивает уменьшение погрешности в  $(1+k)$  раз, где  $k=U_d/U_x$ . Аналогичным образом можно провести вторую регулировку, и погрешность вновь уменьшится в  $(1+k)$  раз. Задаваясь минимальной погрешностью, которую необходимо получить после регулировок, можно найти необходимое число последних.

Результаты экспериментов, проведенных в Пензенском политехническом институте, подтверждают возможность создания автоматических измерительных приборов, работающих по такому алгоритму.

При построении высокоточных ЦИП большой эффект может дать

коррекция погрешностей, возникающих из-за различных процессов, протекающих в отдельных блоках прибора: дрейфа нуля блока сравнения, переходных процессов в блоке формирования компенсирующего напряжения и т. д. Поэтому разработка ЦИП с адаптивной коррекцией таких погрешностей представляет практический интерес. На рис. 9-10 приведена структурная схема

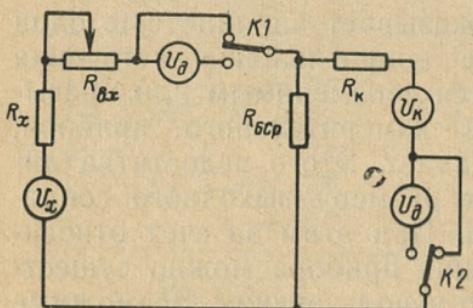


Рис. 9-9.

милливольтметра [Л. 9-2] с адаптивной цифровой коррекцией погрешности сравнения, т. е. с коррекцией, частота проведения которой автоматически изменяется в зависимости от характера дрейфа нуля блока сравнения. Милливольтметр условно представлен одним квадратом ЦИП. На его входе установлен коммутатор  $K_m$  электромеханического типа, чтобы не вносить дополнительную погрешность при коммутации. Коммутатор либо подключает ко входу милливольтметра напряжение  $U_x$ , либо

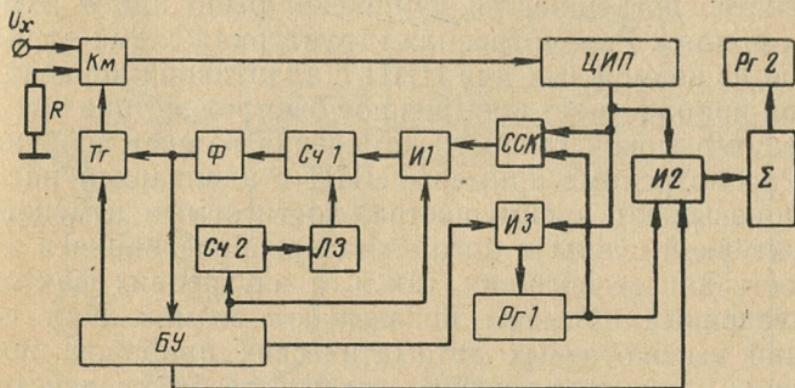


Рис. 9-10.

замыкает вход прибора через сопротивление  $R$ , приблизительно равное выходному сопротивлению источника напряжения  $U_x$ . Результат измерения при замкнутом входе, соответствующий значению абсолютной погрешности, вызванной дрейфом нуля блока сравнения, заносится в регистр  $Pg1$  для запоминания. После этого по сигналу с блока управления коммутатор подключает ко входу милливольтметра измеряемое напряжение  $U_x$ . Результат измерения  $U_x$  поступает в сумматор  $\Sigma$  одновременно с результатом измерения при замкнутом входе, и скорректированный результат измерения записывается в выходной регистр  $Pg2$ . Если после ряда измерений окажется, что коррекция производится на одну и ту же величину, то измерения при замкнутом входе прекращаются на время, выбираемое исходя из наиболее вероятного характера дрейфа устройства сравнения. Для этого при каждом измерении, проводимом при замкнутом входе, код, соответствующий погрешности сравнения, сопоставляется в параллельной форме схемой сравнения кодов  $CCK$  с кодом погрешности сравнения предыдущего измерения, записанным в регистре  $Pg1$ . Если коды окажутся рав-

ными, то по сигналу с блока управления через И1 в пересчетную схему С41 вводится единица. Коэффициент пересчета С41 ( $k=2 \div 4$ ) выбирается исходя из наиболее вероятного характера дрейфа блока сравнения. При  $k$  равенствах пересчетная схема выдает импульс, переключающий триггер Т2 так, что коммутатор подключает ко входу милливольтметра измеряемое напряжение  $U_x$ . Пересчетная схема С42 и линия задержки Л3 обеспечивают переключение триггера Т2 только в том случае, когда равенство погрешностей измерения было при  $k$  измерениях подряд. Рассмотренная структурная схема является одной из возможных для ЦИП с адаптивной коррекцией. Такой прибор имеет повышенное быстродействие при сохранении высокой точности измерения за счет коррекции.

Рассмотренные примеры ЦИП с адаптацией наглядно показывают преимущества, достигаемые изменением структурной схемы и алгоритма преобразования в зависимости как от внешних, так и от внутренних факторов. Приведенные примеры показывают возможность построения высокоточных автоматических приборов, позволяющих одинаково успешно следить за быстродействующими процессами и обеспечивать разовые или циклические измерения. При этом за счет использования принципа адаптации может быть повышена надежность прибора и увеличен срок его службы при относительно невысоких требованиях к отдельным узлам.

### 9-3. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ С КОМБИНИРОВАННОЙ СТРУКТУРОЙ

Известные в настоящее время комбинированные структуры можно классифицировать по принципу взаимосвязи двух или более «чистых» структур в данной комбинации. Так, если производится оценка полного диапазона различными методами последовательно, такие комбинации составляют группу межструктурных комбинаций. Если в рамках определенной «чистой» структуры используется однократная или многократная оценка другим методом, эти комбинации объединяются в группу внутриструктурных. Здесь рассматривается лишь часть известных комбинаций, перспективность применения которых в ЦИП уже определена или достаточно очевидна.

Наиболее известной комбинированной структурой, относящейся к группе внутриструктурных комбинаций,

является структура цифровых вольтметров типов 3459А и 3460А фирмы Hewlett — Packard (США), использующая комбинацию частотно-импульсного метода преобразования и метода развертывающего уравновешивания [Л. 9-11—9-13]. Схема, поясняющая описываемый метод, приведена на рис. 9-11. Процесс измерения состоит из двух тактов, задаваемых блоком управления. В течение

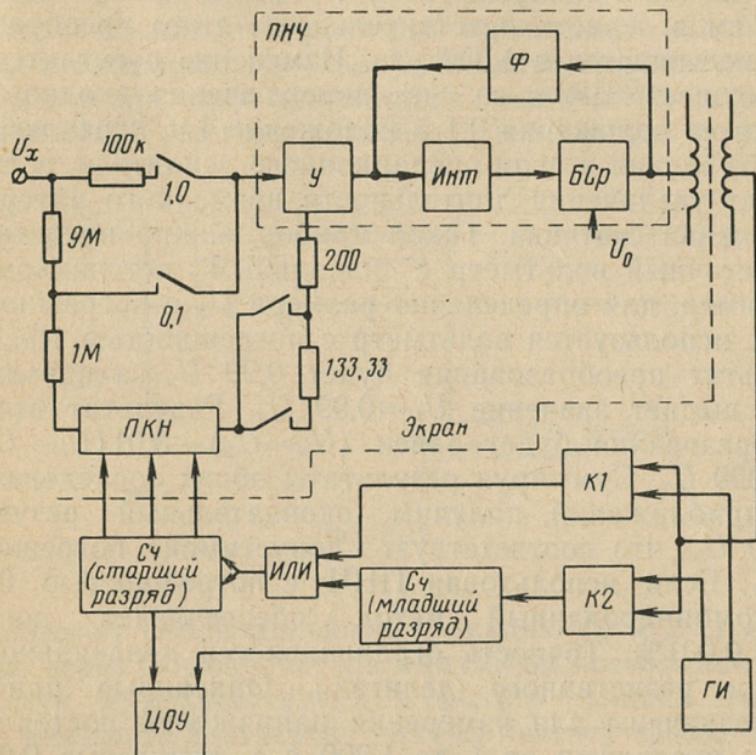


Рис. 9-11.

первого такта измерения напряжение  $U_x$  прикладывается на вход преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ), состоящего из входного усилителя  $Y$ , интегратора  $\text{Инт}$ , блока сравнения  $\mathcal{B}Cr$  выходного напряжения интегратора с опорным уровнем  $U_0$  и формирователя импульсов сброса интегратора  $\varphi$ . Импульсы с частотой  $f'_x$ , пропорциональной размеру измеряемого напряжения  $U_x$  с точностью 0,1% (точность работы ПНЧ), в течение  $1/60$  сек подаются через ключ  $K1$  на входы четырех старших десятичных разрядов счетчика. Число, записанное в счетчике, преобразуется  $\text{ПКН}$  в компенсирующее напряжение  $U_k$ . Величина  $U_k$  соответствует показанию счетчика

с точностью, определяющей точность всего преобразования ( $0,002\%$ ). В течение второго такта ПНЧ преобразует разность  $U_x - U_k$ . Импульсы с частотой  $f''_x$ , пропорциональной разности  $U_x - U_k$ , через ключ  $K2$  проходят на заполнение младших разрядов счетчика. Через схему ИЛИ может осуществляться коррекция четвертого знака в счетчике. Поскольку во втором такте на вход преобразователя ПНЧ поступает значительно меньшее напряжение, чем в первом, чувствительность этого преобразователя повышается в 1000 раз. Изменение чувствительности осуществляется за счет переключения входного делителя из положения 0,1 в положение 1,0, переключения сопротивления в цепи операционного усилителя, а также за счет увеличения длительности временного интервала заполнения счетчика. Такой прибор можно представить как неточный вольтметр с идеальным источником  $U_k$ . Например, для определения размера  $U_x$  с погрешностью  $0,01\%$  используется вольтметр с погрешностью  $1\%$ , т. е. результат преобразования будет  $0,99 U_x$ , а идеальный ПКН выдает значение  $U_k = 0,99 U_x$ . Результат второго преобразования будет равен  $(U_x - U_k) - 0,01(U_x - U_k) = = 0,0099 U_x$ . Суммируя результаты обоих последовательных приближений, получим окончательный результат  $0,9999 U_x$ , что соответствует допустимой погрешности  $0,01\%$ . Если использован ПНЧ с погрешностью  $0,1\%$ , то комбинированный метод обеспечивает погрешность  $0,001\%$ . Точность ограничивается неидеальностью ПКН и резистивного делителя. Описанные приборы предназначены для измерения напряжений постоянного тока с пределами от 1 до 1200 в с точностью  $0,005\%$  (с автоматическим выбором полярности). Быстродействие приборов невелико, входное сопротивление равно 10 Мом. Благодаря применению интегрирующего метода приборы обладают высокой помехозащищенностью и обеспечивают подавление аддитивных помех до 120 дБ. Разрешающая способность равна 1 мкв. Следует отметить, что обратный преобразователь (ПКН) должен обеспечивать высокую точность без предъявления к нему жестких требований по быстродействию ( $U_k$  формируется 1 раз за цикл измерения), поэтому возможно использование в его схеме высокоточных переключающих элементов, и задача обеспечения высокой точности существенно упрощается по сравнению с преобразователями другого типа, например развертывающего уравновешен-

вания, требующего формирования  $U_k$  в каждый тakt преобразования.

Разновидностью такой комбинации является схема преобразователя [Л. 9-14], приведенная на рис. 9-12. Основное отличие схемы от предыдущей заключается в отсутствии тактирования цикла измерения, при этом время интегрирования не является заранее заданной величиной, а зависит от значения рассогласования  $U_x - U_k$ . При малых значениях этой разности происходит медленный подход к состоянию  $U_x - U_k = 0$ . Входное напряжение усиливается усилителем постоянного тока УПТ и подается на вход ПНЧ, частота выходных импульсов которого

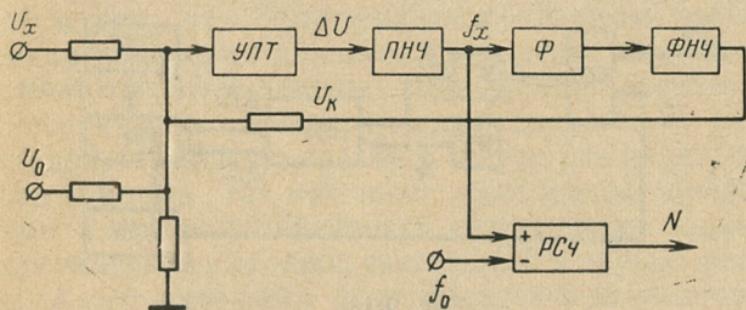


Рис. 9-12.

представляет собой линейную функцию от  $U_x$ . Эти импульсы через формирователь импульсов постоянной длительности  $\Phi$  действуют на фильтр низких частот ФНЧ, имеющий достаточно низкую частоту среза, чтобы на его выходе образовалось постоянное напряжение, пропорциональное частоте импульсов. Выходное напряжение ФНЧ используется в качестве компенсирующего. Одновременно происходит подсчет выходных импульсов ПНЧ на счетчике до тех пор, пока  $f_x$  не станет равной 0 ( $U_x - U_k = 0$ ). Для расширения диапазона работы преобразователя вводится напряжение  $U_0$  на вход УПТ и одновременно в счетчик заносится значение частоты  $f_0$ , пропорциональное  $U_0$ . Точность, реализуемая этой схемой, ограничивается точностью преобразования частоты в компенсирующее напряжение, но к УПТ и ПНЧ высоких требований не предъявляется. Поскольку время преобразования некратно периоду аддитивных периодических входных помех, схема несколько уступает в помехозащищенности предыдущей, но при достаточно большом

времени измерения, которое для этой схемы не меньше 1 сек, помехозащищенность достаточно высока.

Переменный во времени размер выходной частоты блока *ПНЧ* используется также в компенсационных преобразователях следящего уравновешивания, разработанных в Ленинградском политехническом институте [Л. 9-15], структурная схема одного из которых показана на рис. 9-13. Размер измеряемой величины  $U_x$  или разность  $U_x - U_k$  при вводе  $U_k$  управляет работой управляемого генератора *УГ1*, частота которого  $f_1$  сравнивается с частотой генератора *УГ2*  $f_2$ . Если  $f_1 > f_2$ , то разностный сигнал  $\Delta f_+ = f_1 - f_2$ , а  $\Delta f_- = 0$ .

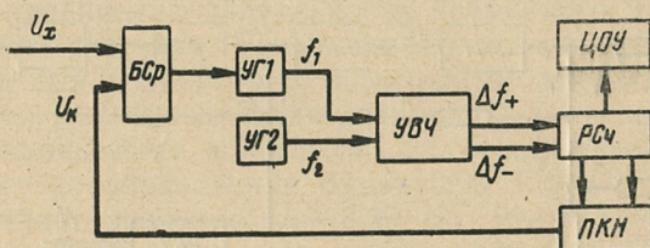


Рис. 9-13.

Заполнение реверсивного счетчика неравномерно во времени, так как преобразователь кода в напряжение по мере заполнения счетчика увеличивает значение  $U_k$  до тех пор, пока сигнал  $\Delta f_+$  не достигнет нуля. Появившийся сигнал рассогласования вследствие изменения  $U_x$  вызовет возникновение сигнала  $\Delta f_+$  или  $\Delta f_-$  (в зависимости от направления изменения сигнала), и код реверсивного счетчика соответственно изменится. Статическая точность таких приборов определяется в основном стабильностью во времени и линейностью характеристик элементов обратной цепи — *ПКН* и входного устройства выделения разности. В динамическом режиме частотные характеристики устройства аналогичны характеристикам фильтра низких частот. Для улучшения динамических свойств возможно использование умножителей частоты на входах устройства вычитания частот *УВЧ*. Частота, генерируемая *УГ2*, выбирается с таким расчетом, чтобы обеспечить изменение  $\Delta f$  в пределах 15—20%  $f_1$ , так как в этом случае значительно упрощается построение схемы *УВЧ*.

Следует отметить, что в статике такая комбинация характеризуется возникновением автоколебаний в пределах погрешности дискретности, методы устранения которых аналогичны применяемым в системах следящего уравновешивания. Точность, обеспечиваемая этой структурой, выше точности метода частотно-импульсного преобразования, но быстродействие значительно ниже. Можно показать одну возможность повышения быстродействия таких комбинированных структур с ПНЧ, предложенную в [Л. 9-16]. Эффект повышения быстродействия при сохранении точности, обеспечиваемой структурами с обратными преобразователями, достигается изменением крутизны характеристики частотного преобразователя без повышения требований к частотным свойствам ПНЧ. Дело в том, что общепринятым приемом уменьшения времени измерения является увеличение верхнего значения частоты ПНЧ. Однако уменьшение времени измерения структур с интегрирующими свойствами возможно лишь для случаев измерений в отсутствие входных периодических помех, так как иначе неизбежны определенные потери в помехоустойчивости. Практически задача повышения значений выходной частоты ПНЧ трудно реализуется из-за ограниченного быстродействия элементов. Поэтому более рационально введение дополнительных операций, реализующих описываемый способ измерения. Время измерения разбивается на несколько тактов, причем в первом такте обратная связь не участвует, т. е. производится обычное частотно-импульсное преобразование (ЧИП), определяющее содержание старшего разряда счетчика. Затем с учетом веса этого разряда вводится  $U_{ki}$ . Разность  $U_x - U_{ki}$  увеличивается в  $\alpha$  раз и снова подвергается преобразованию в частоту. При этом время преобразования, как и в первом такте, выбирается равным  $T = t_0/\alpha^n$ , где  $t_0$  — время измерения обычного ЧИП;  $n$  — число разрядов;  $\alpha$  — основание разряда.

Если время преобразования  $T_1$  (1-й такт) равно  $T_2$  (2-й такт), то результат измерения должен быть скорректирован в соответствии с разрядностью отсчета, т. е. крутизна ПНЧ должна быть изменена в  $\alpha$  раз (можно сравнить со структурой американских вольтметров [Л. 9-11—9-13], коррекция отсчетов младших разрядов которых реализуется иначе). Осуществляя  $(n-1)$  раз подобные операции с введением соответствующих  $U_{ki}$  и последнюю  $n$ -ю операцию без обратного преобразования,

получаем минимальное значение частоты, соответствующее шагу квантования, равное  $f_{x\min} = \alpha^n/t_0$ . Возможность получения  $n$ -го разряда определяется необходимой точностью преобразования и ограничивается возможностями реализации кратности изменения крутизны в  $\alpha$  раз. Время измерения при этом определяется как сумма  $\frac{t_0}{\alpha^n}$ , т. е.  $T = \frac{t_0(n+1)}{\alpha^n}$ . Например, при  $\alpha=8$  и  $n=3$  (12 двоичных разрядов, погрешности 0,025%) получим:  $T = t_0/128$ . При  $\alpha=10$  получается преобразователь, работающий в десятичной системе счисления. Реализация такого алгоритма не требует существенных пояснений, и основным схемным отличием от описанных выше комбинаций является построение блока управления, синхронизирующего работу устройства. Можно отметить, что возможны различные варианты осуществления изменения крутизны ПНЧ. Например, в схеме с интегратором и импульсной обратной связью можно реализовать переключение сопротивлений на входе интегратора или изменение вольт-секундной площади импульса обратной связи. Для других ПНЧ пригодны другие варианты — изменение опорного напряжения в схемах циклического интегрирования и т. д.

Приведенные варианты внутриструктурных комбинаций ЧИП с развертывающим и следящим уравновешиванием позволяют повысить точность преобразования с сохранением интегрирующих свойств частотных преобразователей, и использование таких структур предпочтительно при измерениях постоянных напряжений в присутствии периодических помех во входных цепях.

Аналогичная комбинация с развертывающим уравновешиванием возможна также для другого метода непосредственного преобразования — время-импульсного (ВИП). Основные достоинства подобных комбинаций рассмотрим на примере предложенного и разработанного в Отраслевой лаборатории Пензенского политехнического института цифрового вольтметра с комбинированной время-импульсной структурой с обратной связью [Л. 9-17]. Как известно, точность время-импульсных преобразователей в значительной степени ограничивается значением погрешности от нелинейности развертывающего напряжения, в то время как точностные характеристики других блоков (узла сравнения, измерителя вре-

менных интервалов) могут быть обеспечены достаточно высокими. Для получения развертывающего пилообразного напряжения обычно используют начальный участок экспоненты, вырабатываемой генератором, причем линейность начального участка имеет достаточно высокое значение, уменьшающееся при увеличении диапазона работы генератора при ограниченной величине питающего напряжения. Если проводить точные измерения в нижней части диапазона экспоненты, то возможно получение минимального значения погрешности от нелинейности. При введении обратного преобразователя кода счетчика в компенсирующее напряжение и организации работы преобразователя в два такта обеспечивается возможность работы во втором такте на начальном участке экспоненты. На первом этапе входное напряжение преобразуется в код счетчика обычным методом ВИП. В результат преобразования, а следовательно, и в размер компенсирующего напряжения  $U_k$  входят все погрешности ВИП. На втором этапе преобразуется разность  $\Delta U = U_x - U_k$ . Можно реализовать преобразователь так, что значение  $\Delta U$  будет всегда находиться в желаемой, нижней части диапазона преобразования, т. е. погрешность от нелинейности на этом этапе будет незначительной и ошибка первого «грубого» преобразования будет оценена с достаточной точностью. Если максимально возможное значение  $\Delta U$ , оцениваемое для конкретного генератора пилообразного напряжения, не выходит за пределы диапазона допустимого значения нелинейности преобразования, определяющего результирующую погрешность, то возможен охват обратной связью не всех разрядов счетчика, а лишь старших. Этот вариант эквивалентен увеличению ступени квантования временного интервала на первом этапе. В общем случае выбирается такое количество разрядов, охватываемых обратной связью, которое для заданных значений результирующей погрешности позволяет получить оптимальный по сложности вариант преобразователя.

Внутриструктурная комбинация метода ВИП с развертывающим уравновешиванием в другой реализации была описана в [Л. 9-18, 9-19]. В этой схеме все разряды кода формируются в различные такты работы преобразователя методом ВИП с введением соответствующего  $U_k$  после каждого такта, причем крутизна генератора пилообразного напряжения ступенчато изменяется

с помощью управляемого резистивного делителя на выходе генератора.

Метод времени-импульсного преобразования может быть применен также в комбинации с методом последовательного взвешивания. В работе [Л. 9-24] предлагаются, например, несколько вариантов такой комбинации со взвешиванием в двоичном коде. Общая идея структурного построения схемы заключается в последовательном сравнении значений преобразуемой величины с несколькими пилообразными напряжениями в форме кусочно-линейной функции. Значения этих напряжений представляют собой отрезки, проекции которых на ось напряжений дробятся в двоичной системе (рис. 9-14, 9-15). Если на интервале, определяющем  $i$ -й разряд сравнения, размер измеряемого напряжения превысит уровень соответствующего пилообразного напряжения, то на границе этого интервала пилообразное напряжение меняет знак, т. е. осуществляется переход от линейно возрастающего напряжения к линейно падающему. Двоичная шкала амплитуд отрезков линейно изменяющегося напряжения может быть получена двумя способами. Один из них иллюстрирует рис. 9-14. Здесь длительность временных интервалов сравнения остается постоянной, а крутизна пилообразного напряжения уменьшается по двоичному закону.

Реализация этого способа связана с трудностями изменения наклона пирамиды (например, автоматическое изменение постоянной времени  $RC$ -цепи).

Способ, показанный на рис. 9-15, позволяет сохранить постоянство крутизны пилообразного напряжения, но требует точной временной двоичной шкалы, что реализуется с помощью двоичного делителя частоты и сдвигающего регистра.

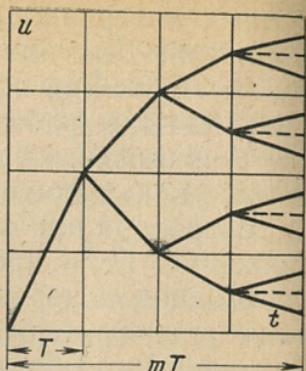


Рис. 9-14.

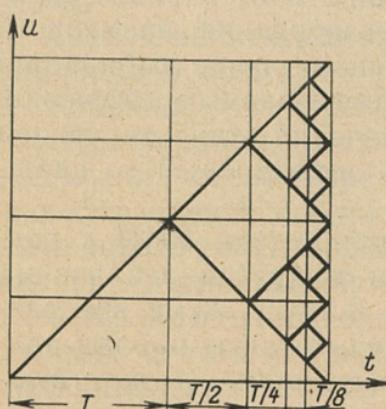


Рис. 9-15.

стря. Блок-схема такой комбинированной структуры приведена на рис. 9-16. Датчик двоичных интервалов *ДДИ*, представляющий собой двоичный счетчик, при поступлении импульса запуска начинает вести счет импульсов с генератора *ГИ*, выдавая импульсы соответствующих разрядов в ячейки сдвигающего регистра. На выходах *ДДИ* появляются импульсы с последовательно уменьшающимися интервалами между ними. Интегратор постоянного тока *Инт* интегрирует выходной сигнал триггера *Tg1*, который и является элементом,

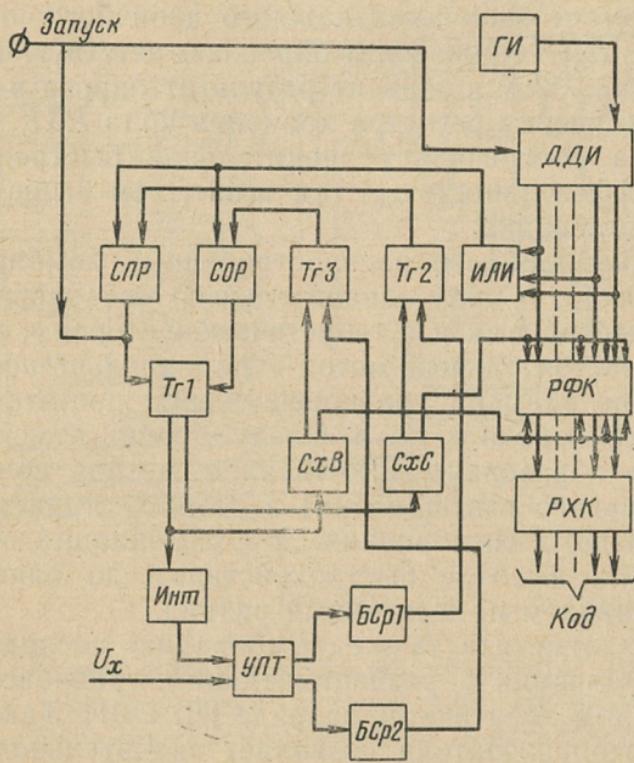


Рис. 9-16.

управляющим наклоном линейно изменяющегося напряжения. Изменение состояния *Tg1* с нулевого в единичное осуществляется в моменты, соответствующие границам двоичных интервалов, которые определяются импульсами с *ДДИ* через схему *ИЛИ* в схему прямого реверсирования *СПР*. Обратное переключение *Tg1* осуществляется через схему обратного реверсирования *СОР*. Когда мгновенное значение пилообразного напряжения при его изменении в прямом направлении становится равным

значению измеряемого напряжения  $U_x$ , срабатывает  $БСр1$ , перебрасывающий  $Tg2$ . Поэтому очередной импульс с  $ДДИ$  перебросит  $Tg1$  в исходное состояние. Интегратор выдает линейно падающее напряжение, равенство которого  $U_x$  фиксируется схемой  $БСр2$ . Соответственно перебрасывается  $Tg1$ . Каждое переключение  $Tg1$  фиксируется схемами сброса и включения ( $CxС$ ,  $CxB$ ). Схема  $CxС$  стирает информацию регистра поразрядного формирования кода  $РФК$  и возвращает в исходное состояние  $Tg2$ . Схема  $CxB$  записывает единицу информации во все ячейки регистра  $РФК$  и управляет триггером  $Tg3$ . В момент окончания каждого двоичного интервала импульс с  $ДДИ$  производит опрос соответствующей ячейки регистра  $РФК$  и заносит результат опроса в соответствующую ячейку регистра хранения кода  $РХК$ . Описанная схема обеспечивает значительное быстродействие, причем эффективность ее тем выше, чем выше разрядность кодирования.

Одна из наиболее распространенных комбинированных структур, в силу значительного ее развития как с практической, так и с теоретической стороны, выделенная в самостоятельный метод — параллельно-последовательного во времени уравновешивания, достаточно подробно рассмотрена в гл. 8. Следует лишь отметить, что структура образована применением метода совпадений (параллельного взвешивания) в рамках структуры последовательного взвешивания. Эта комбинация обеспечивает весьма высокое быстродействие — до одного такта на оцениваемый десятичный разряд.

Можно отметить также комбинацию последовательного взвешивания с развертывающим уравновешиванием в каждом десятичном разряде [Л. 9-21]. Такое построение преобразователя позволяет значительно снизить требования к преобразователям развертывающего уравновешивания вследствие того, что рабочий диапазон каждого такого преобразователя не более одной декады. Правда, усложнение схемы в целом, увеличение числа сравнивающих элементов, отсутствие выигрыша в быстродействии ставят под сомнение эффективность такой комбинации, несмотря на очевидное ее преимущество — расширение диапазона работы преобразователя в целом.

Комбинация последовательного взвешивающего преобразования с параллельным взвешиванием образует

структуре преобразователя со сдвигом порогов срабатывания пороговых схем в каждом такте на значение, определяемое результатами предыдущих тактов. Структурная схема преобразователя представлена на рис. 9-17.

Схема работает следующим образом. В исходном состоянии схемы триггеры  $T_2P1-T_2P6$  находятся в нулевом состоянии и переключатели  $P1-P6$  разомкнуты. При этом триггеры  $T_21-T_25$  через логическую схему (схему  $I$ ) открывают ключевую схему  $K1$ , а  $K2-K5$  заперты. Импульс запуска  $I3$  перебрасывает  $T_2P6$ . Переключа-

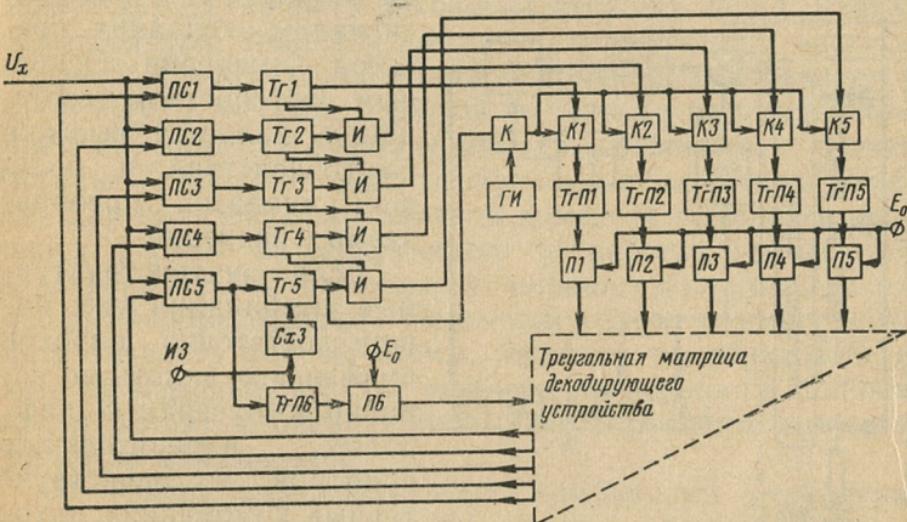


Рис. 9-17.

тель  $P_6$  подает потенциал  $E_0$  на резисторы треугольной матрицы декодирующего устройства. На всех выходах матрицы появляются напряжения  $U_i = E_0/2^i$ , где  $i$  — номер выхода. Эти напряжения представляют собой начальный набор пороговых уровней, определяющих пороги срабатывания  $PC1$ — $PC5$  (число  $PC$  может быть в принципе любым). Так как срабатывают лишь  $PC$ , порог которых ниже величины  $U_x$ , производится оценка  $U_x$  методом параллельного взвешивания. Допустим, сработали  $PC1$  и  $PC2$ . Триггеры  $T_{g1}$  и  $T_{g2}$  перебрасываются в единичные состояния, ключ  $K3$  открывается. Через интервал времени, определяемый временем оценки напряжения на этом этапе, через схему задержки  $Cx3$  импульс запуска устанавливает  $T_{g5}$  в единичное состояние. От-

крывается ключ  $K$ , пропускающий импульс с генератора ГИ на входы ключей  $K_1-K_5$ . В результате триггер  $T_2P_3$  обеспечивает коммутацию опорного напряжения  $E_0$  соответствующему входу матрицы. На выходе матрицы устанавливается новое значение пороговых уровней с учетом предыдущего результата (в нашем примере  $E_0/8$ ). При поступлении второго импульса с ГИ происходит новая перестройка порогов и т. д. Процесс повторяется до тех пор, пока преобразование входного напряжения не будет произведено с точностью до шага квантования. Импульс с выхода младшей ПС является сигналом окончания процесса измерения. Основным достоинством комбинации является высокое быстродействие и большой диапазон преобразуемых значений.

Если внутриструктурные комбинации уже нашли достаточно широкое применение вплоть до серийно выпускаемых цифровых измерительных приборов, то межструктурные комбинации находятся лишь в стадии теоретической разработки структурных и функциональных схем. При этом

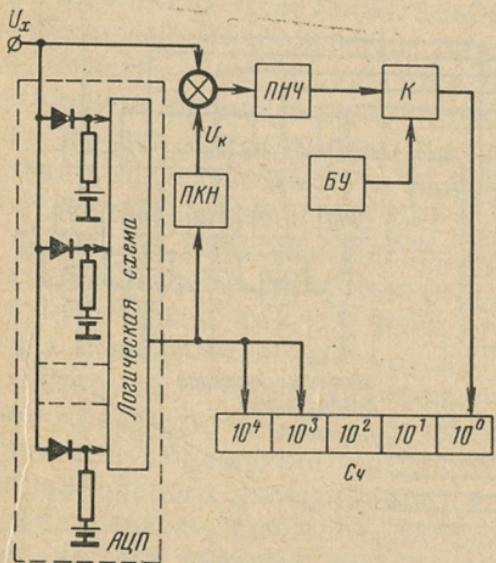


Рис. 9-18.

введение отработки диапазона преобразования по частям различными методами в ряде случаев обеспечивает такие совокупности характеристик преобразователя в целом, которые невозможно получить, применяя лишь один из известных методов. Так, параллельное взвешивание (метод совпадений), обладая максимально возможным быстродействием, не может быть использовано в многоразрядных ЦИП из-за сложности и громоздкости схемы. Кроме того, определение мгновенного значения входной величины не обеспечивает достаточной помехоустойчивости. Применение интегрирующих методов в «чистом» виде для широкодиапазонных приборов сопряжено с определенными трудностями в реали-

зации аналоговых устройств преобразования напряжения в частоту или временной интервал. Комбинация метода соппадений с интегрирующим методом позволяет получить прибор, достаточно быстродействующий и помехозащищенный [Л. 9-20]. Структурная схема, реализующая эту комбинацию, приведена на рис. 9-18. Здесь АЦП — аналого-цифровой преобразователь параллельного взвешивания, определяющий старшие разряды кода и управляющий схемой ПКН. Точность и стабильность пороговых уровней АЦП невысоки, тем более, что результат последующего преобразования разности  $U_x - U_k$  может корректировать показания старших декад. Разностный сигнал, диапазон которого существенно меньше входного с наложенной входной помехой, преобразуется в частоту, измерение которой в течение определенного времени, кратного периоду помехи, обеспечивает отсчет остальных разрядов кода независимо от величины помехи. Для получения достаточной помехоустойчивости диапазон работы интегрирующего устройства выбирается в зависимости от значения отношения сигнал/помеха на входе преобразователя. Основным узлом, ограничивающим точность работы схемы, является преобразователь кода в напряжение, так как его погрешности полным весом входят в оцениваемую интегрирующим методом разность напряжений.

В группе межструктурных комбинаций структуры с параллельным взвешиванием представлены более широко, что объясняется несомненным их преимуществом в быстродействии и возможностью значительного уменьшения динамических погрешностей преобразователей, использующих на последующих этапах другие методы. Один из вариантов такой комбинации описан в [Л. 9-18].

Можно также показать возможность применения метода параллельного взвешивания в первых разрядах для расширения диапазона работы преобразователя последовательного взвешивания. При этом сохраняется требуемое высокое быстродействие преобразователя. Такая структура предложена в патенте Японии [Л. 9-23]. Значительный эффект комбинация дает в случае необходимости использования аналогового накопительного устройства, запоминающего значение входного сигнала на весь период преобразования методом последовательного взвешивания, так как возможно увеличить число шагов квантования преобразователя (относительную точ-

ность) без предъявления дополнительных требований к запоминающему устройству.

В одном из многоканальных быстродействующих преобразователей напряжения в код [Л. 9-22] младшие разряды предварительно оценивается методом совпадения сигнала оценивается затем методом следящего уравновешивания. При этом выделенная на первом этапе разность  $U_x - U_k$  приводит в действие реверсивный счетчик (через схему управления с блоком сравнения). Разряды счетчика управляют ПКН, который доводит разность  $U_x - U_k$  до нуля. Преобразователь обеспечи-

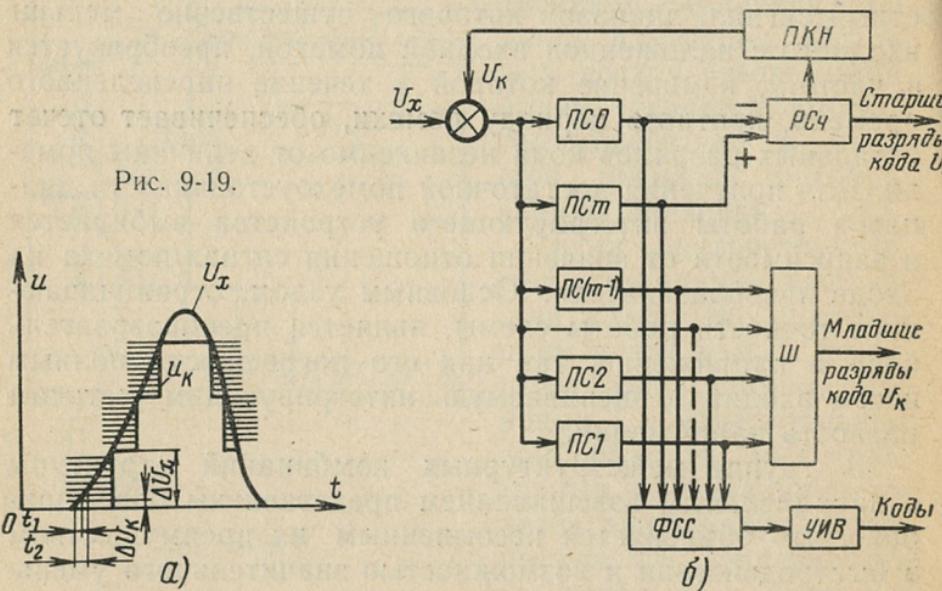


Рис. 9-19.

чивает непрерывное слежение за изменением входных значений.

Комбинация подобного рода с использованием структуры следящего уравновешивания для предварительной оценки входного напряжения и для значительно более быстрой отработки малых приращений (в пределах младших разрядов) методом совпадений применена в следящих преобразователях Пензенского политехнического института [Л. 9-22]. Схема преобразователя приведена на рис. 9-19. С целью повышения скорости слежения компенсирующее напряжение  $U_k$  отрабатывается равномерными ступенями  $\Delta U_k$ , величина которых в  $m$  раз выше требуемого шага квантования  $\delta U_k$ . При  $\Delta = U_x - U_k < \Delta U_k$  оценка этой разности производится по пороговыми схемами  $PS0 - PSmt$ , пороги которых отстоят

друг от друга на значения  $\Delta U_k$ . При срабатывании каждой  $PC$  изменяется состояние формирователя сигналов считывания  $FCC$ , управляющего устройством измерения времени  $UIB$ , прошедшего от начала измерения. При достижении  $\Delta$  значения  $\Delta U_k$  старшая пороговая схема вырабатывает сигнал, поступающий на вход сложения реверсивного счетчика  $PC_4$  и изменяющий его состояние на единицу, а  $PKH$  выдает очередную ступень  $\Delta U_k$ . При уменьшении  $U_x$  разность  $\Delta$  уменьшается, и при ее приближении к нулю с заданной точностью, определяемой порогом чувствительности младшей схемы  $PC_0$ , последний срабатывает и выдает сигнал на вычитание единицы из счетчика. Таким образом, код, соответствующий размеру измеряемого напряжения, состоит из двух частей: значение старших разрядов кода снимается с выходов реверсивного счетчика, а значение младших — с выхода шифратора  $Ш$ . При длительности измеряемого процесса до 1 сек и при восьми сравнивающих элементах на частоте работы ключей  $PKH$  100 кгц описываемый преобразователь способен следить за выходным напряжением, изменяющимся со скоростью  $8 \cdot 10^5$  ступеней квантования в секунду.

Следует отметить, что до сих пор предпочтение отдается комбинациям параллельного взвешивания с другими методами (в группе межструктурных комбинаций) вследствие очевидных преимуществ метода в быстродействии и нежестких требований к стабильности пороговых элементов при их использовании для оценки старших разрядов. В группе внутриструктурных комбинаций наиболее распространены структуры с последовательным взвешивающим преобразованием в силу их технологичности и уравновешивающего преобразования (т. е. использование обратных преобразователей кода в аналог). вследствие возможности значительного повышения точности. В целом перспективность комбинированных методов подтверждается значительно возросшим количеством публикаций, посвященных их разработкам, а также появлением на мировом рынке серийных цифровых приборов с комбинированной структурой и высокими характеристиками. Однако вопросы проектирования подобных приборов, оценка их эффективности и возможностей использования являются до сих пор проблемными и требуют более тщательных теоретических и практических исследований.

Характеристики некоторых отечественных и зарубежных ЦИП

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Предель- ность измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувстви- тельность	Метод преобра- зования	Источник информации
1	США, Janus Control Division	400	$U =$	1—1 000 в	0,05%	10 Мом	2 $\mu$ ЭМ/сек	10 мкв	4
2	США, General Radio Co.	1968 г., 1820	$U =$ $U \sim$	1 мв—100 в	0,1%	10 <sup>3</sup> Мом		1 мкв	4
3	Франция Тес—Elec.	1967 г. TE-315	$U =$ $U \sim$	10 мв—1 000 в	$\pm 0,005\%$ п.± $\pm 0,001\%$ н.в.	1—10 <sup>3</sup> Мом	5 $\mu$ ЭМ/сек	1 мкв	5
4	США, Hewlett— Packard Inc.	3440A	$U =$ $U \sim$ R	100 мв—1 000 в 1 ком—10 Мом	$\pm 0,02\%$ н.в.± $\mp 0,03\%$ п. $\pm 0,08\%$ н.в.± $\pm 0,06\%$ п. $\pm 0,2\%$ н.в.± $\pm 0,03\%$ п.	10 Мом	3 $\mu$ ЭМ/сек	10 мкв	4
5	США, Hewlett— Packard Inc.	2402A	$U =$	100 мв—1 000 в	$\mp 0,003\%$ н.в.± $\pm 0,003\%$ п.	10— 1 000 Мом	43 $\mu$ ЭМ/сек	3 мкв	6
6	США, Hewlett— Packard Inc.	3460A	$U =$	1—1 000 в	$\pm 0,005\%$ н.в.± $\pm 0,0005\%$ п.	10 Мом	10 $\mu$ ЭМ/сек	1 мкв	7

*П р о д о л ж е н и е п р и л о ж е н и я*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы изменения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувстви- тель- ность	Метод преобразо- вания	Источник информации
Намескера Бернхарда	Частота звука отсчета								
7	Япония, Takeda Riken Ind. Co.	TR-6516	$U =$	100 $\mu$ в—1 000 $\mu$ в	$\pm 0,008\%$ и. в. $\pm 0,006\%$ п.	100 $\text{коМ}$ — 20 $\text{МоМ}$	10 $\text{цЭм/сек}$	1 $\text{мкв}$	ЧИП, подавление помехи 50 $\text{гц}$ —140 $\text{дб}$
8	Япония, Takeda Riken Ind. Co.	TR-6715	$U =$	300 $\mu$ в—1 000 $\mu$ в	$0,01\%$ и. в. $\pm 1$ з.н.	1 000 $\text{МоМ}$	20 $\text{цЭм/сек}$	10 $\text{мкв}$	ЧИП, подавление помехи 50 $\text{гц}$ —120 $\text{дб}$
9	Япония, Takeda Riken Ind. Co.	TR-6155M	$U =$ $U \sim$ $R$ $f$	100 $\mu$ в—1 000 $\mu$ в 1—1 000 $\mu$ в 100 $\text{оМ}$ —1 $\text{МоМ}$ 10 $\text{гц}$ —500 $\text{кгц}$	0,1% и. в. $\pm 1$ з.н. $\pm 4\%$ и. в. $\pm 0,05\%$ п. $0,2\%$ п. $\pm 1$ з.н.	10 $\text{МоМ}$	5 $\text{цЭм/сек}$ $2 \text{ мкв}$	5	ЧИП
10	Франция, Rochar Elect- ronique	A1613	$U =$ $U \sim$ $R$ $C$	200 $\mu$ в—1 000 $\mu$ в 200 $\mu$ в—750 $\mu$ в 200 $\text{оМ}$ —2 $\text{МоМ}$ 200 $\text{nф}$ —2 $\text{мкф}$	0,1% и. в. $\pm 1$ з.н. $0,5\%$ и. в. $\pm 1$ з.н. $0,25\%$ и. в. $\pm 1$ з.н. $0,3\%$ и. в. $\pm 1$ з.н.	100 $\text{коМ}$ — 2 $\text{МоМ}$	3 $\text{цЭм/сек}$	100 $\text{мкв}$	ЧИП, подавление помехи 50 $\text{гц}$ —60 $\text{дб}$

*Продолжение приложения*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувстви- тель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
Lmpeka Bemherma	U =	10 мв—1 000 в $\pm 1$ зн.	0,01% н. в. $\pm 1$ зн.	1 000 Мом	20 мзм/сек	1 мкв	4	ЧИП с перемен- ным временем интегрирования в зависимости от частоты помех, подавление син- фазной помехи 160 дб	Электроника (русский пер.), 1967, № 20
11	США, Doric Scien- tific Corp.	DS-100	U =	10 мв—1 000 в $\pm 1$ зн.	0,05% н. в. $\pm 1$ зн.	5 000 Мом	33 мзм/сек	2,5 мкв	ЧИП
12	Англия, Solartron	LM1420	U =	10 мв—1 000 в $\pm 1$ зн.			4		Проспект фирмы Solartron, справочник ОНПИприбор, 1966
13	США, Hewlett— Packard Inc.	3430A	U =	100 мв—1 000 в	$\pm 0,1\%$ $\pm 0,1\%$ II	10 Мом	2 мзм/сек	100 мкв	Проспективательное во времени урав- новешивание, отра- ботка единичными ПКН на фоторе- зисторах
14	Англия, Digital Measurements Ltd.	* DM-2001	U =	0,15—1 500 в	0,05% н. в. $\pm 0,005\%$ II	10 Мом	50 мзм/сек	20 мкв	Комбинация по- следовательного во времени урав- новешивания с ВИП

Рекламный  
проект  
фирмы  
Digital Measu-  
ments Ltd.  
1966

*Продолжение приложения*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстродей- ствствие	Чувстви- тель- ность	Метод прес- parationa	Источник информации	
15	Англия, Solartron	LM-10.10	$U =$ 0,15—1 500 $\mu$	$0,02\%$ и. в. $\pm 0,01\%$ п.	10 Мом	50 $\mu$ зм/сек	20 $\mu$ кв	5	Последовательное во времени урав- новешивание, отработка пораз- рядная	
16	Англия, Solartron	LM-1440	$U =$ 0,1—1 000 $\mu$	$0,05\%$ и. в. $\pm 0,05\%$ п.	10 Мом	50 $\mu$ зм/сек	10 $\mu$ кв	4	Последовательное во времени урав- новешивание, отработка пораз- рядная	
17	Австрия, Georg— Electro	Digitavo— Goerz	$U =$ $U =$ $R$	10 $\mu$ в—30 000 $\mu$ 10 $\mu$ в—30 000 $\mu$ 10 ом— 9 000 Мом	1% и. в. 1,5% и. в. 1% и. в.		10 $\mu$ кв	3	Последовательное во времени урав- новешивание, по- разрядная отра- ботка	
18	США, Non Linear Systems Inc.	2060-DVM	$U =$ 10 $\mu$ , 100 $\mu$	0,0005% п.	100 ком	1 $\mu$ зм/2 сек	10 $\mu$ кв	6	Последовательное во времени урав- новешивание (ПКН на ртутных реле), поразряд- ная отработка	
19	США, Electronic Associates	5101	$U =$ $R$	1,2—1 200 $\mu$ 1,2—1 200 ком	0,01% и. в. $\pm 0,01\%$ п. 0,05% и. в. $\pm 0,05\%$ п.	1 000 Мом	200 $\mu$ зм/сек	100 $\mu$ кв	4	Поразрядное по- следовательное во времени урав- новешивание (ПКН—бескон- тактный)

*Продолжение приложения*

№ п./п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
20	Япония, Tokogawa Electronics	VD-11	$U =$ $120 \text{ мВ} - 1 \text{ В}$	$\pm 0,02\%$ и. в. $\pm 0,02\%$ п.	10 Мом	$10 \text{ нАм/сек}$	$10 \text{ мкВ}$	5	Квазиследящий принцип при зна- чительных изме- нениях $U_x$ , отра- ботка поразрядная со старшой лекады
21	Япония, Kiwana Denki	DV-591	$U =$ $2 - 1 \text{ В}$ $U_1/U_2$ $0 - 99,99\%$	$0,01\%$ и. в. $\pm 0,02\%$ п. $0,01\%$ и. в. $\pm 0,01\%$ п.	10 Мом	$5 \text{ нАм/сек}$	$100 \text{ мкВ}$	5	Поразрядное по- следовательное по- во времени урав- новешивание (ПКН—контактный)
22	США, John Fluk	9500A	$U =$ $100 \text{ мВ} - 1 \text{ В}$	$0,05\% \pm$ 1 з.н.	—	$1 \text{ нАм/3 сек}$	$10 \text{ мкВ}$	5	Сравнение тепло- вых эффектов, выываемых $U_{\text{к}}$ и $U_{\text{ж}}$ , с преобра- зованием разност- ного сигнала в частоту
23	Франция	Venus 405	$U =$ $100 \text{ мВ} - 1 \text{ В}$	$\pm 0,03\% \pm$ $\pm 0,01\%$ п.	10 Мом	$1 \text{ нАм/сек}$	—	5	ВИП, метод со статистическим усреднением за $1 \text{ с} \cdot \text{к}$ (100 изме- рений)
24	ФРГ	DINI-20301	$U =$ $4 - 400 \text{ мВ}$	$0,1\%$ и.в.	1 Мом	$500 \text{ нАм/сек}$	$1 \text{ мВ}$	4	Последовательное по времени урав- новешивание, по- разрядная отра- ботка

*П р о д о л ж е н и е п р и л о ж е н и я*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения <i>Reichweite Meßbereiche</i>	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность <i>Empfindlichkeit</i>	Метод преобразо- вания <i>Umwandlungsmethode</i>	Источник информации
1	2	3	4						
25	Англия, Dynamco Ltd.	DM-2/22	$U =$ 0,4—2 000 $\delta$	$0,0025\%$ и.в. $\pm 0,0025\%$ п.	725 000 Мом	50 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 $\text{МКВ}$	5	Поразрядное уравновешивание <i>Punktschlag ausgleich</i>
26	Англия, Blackburn Electronics Ltd.	BE-2116	$U =$ 2—1 000 $\delta$	$0,01\%$ и. в. $\pm 0,01\%$ п.	20 Мом	10 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 $\text{МКВ}$	5	Поразрядное уравновешивание <i>Punktschlag ausgleich</i>
27	Япония Takeda Riken	TR-6567	$U =$ 1—1 000 $\delta$	$0,006\%$ и. в. $\pm 0,001\%$ п.	1 000— 10 Мом	1 $\mu\text{ЭМ}/\text{с.к.}$	1 $\text{МКВ}$	7	ЧИП с устрани- нием дрейфа нуля, подавление помехи 50 гц— 140 об
28	Англия, Solartron	LM-1450	$U =$ 20 $\text{м} \delta$ —1 000 $\delta$	$0,05\%$ и. в. $\pm 0,05\%$ п.	10 Мом	50 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 $\text{МКВ}$	4	ЧИП
29	Англия, Solartron	LM-1867C	$U =$ 1 $\delta$ —1 000 $\delta$	$0,001\%$ и. в. $\pm 0,001\%$ п.	20 000— 20 Мом	50 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 $\text{МКВ}$	6	Последовательное во времени урав- новешивание, по- разрядная отра- ботка

*Продолжение приложений*

№ н/п.	Страна, фирма и модель прибора	Год вы- пуска и марка измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
						Год вы- пуска <i>U</i>	Пределы измерения	Чувст- витель- ность <i>I</i>
30	Западный Берлин, Wagner Digital-Elek- tronik	W61-1к	10—2 000 <i>в</i>	0,0005% и.в.	—	5 <i>нЭм/сек</i>	100 <i>мкв</i>	6
31	США, John Fluke Mtg. Co.	8300A	<i>U</i> = 10—1 000 <i>в</i>	0,005% и.в. $\pm 0,001\%$ п.	1 000 <i>Мом</i>	40 <i>нЭм/сек</i>	100 <i>мкв</i>	5
32	США, Systron Donner	7050	<i>U</i> = <i>I</i> = <i>R</i>	1—1 000 <i>в</i> 100 <i>мкА</i> —1 <i>а</i> 1 <i>коМ</i> —10 <i>Мом</i>	0,1% и.в. $\pm 0,1\%$ п. $\pm 0,2\%$ и.в. $\pm 0,1\%$ п. $\pm 0,2\%$ и.в. $\pm 0,1\%$ п.	10 <i>Мом</i> 1 <i>мв</i> 100 <i>на</i> 1 <i>ом</i>	6 <i>нЭм/сек</i>	1 <i>мв</i> 3
33	СССР, ЗИП, г. Краснодар	P384	<i>U</i> = <i>R</i>	100 <i>мв</i> —1 000 <i>в</i> 100 <i>ом</i> —10 <i>Мом</i>	0,01% и.в. $\pm 0,02\%$ п. $\pm 0,03\%$ и.в. $\pm 0,02\%$ п.	2 000— 10 <i>Мом</i>	— 10 <i>мкв</i>	4
34	СССР, ЗИП, г. Краснодар	P387	<i>U</i> = <i>R</i> <i>I</i> =	0,1—1 000 <i>в</i> 0,1—10 <sup>4</sup> <i>коМ</i> 0,1—1 000 <i>на</i>	$\pm 0,01\%$ и.в. $\pm 0,02\%$ п. $\pm 0,03\%$ и.в. $\pm 0,02\%$ п. $\pm 0,02\%$ и.в. $\pm 0,2\%$ п.	10 <i>Мом</i> 2 <i>нЭм/сек</i> 1 <i>коМ</i> 1 <i>ом</i>	10 <i>мкв</i> 4	Последовательное во времени урав- новешивание, по- разрядная отра- ботка
								Проспект- листовка завода, 1969
								Проспект- листовка завода, 1969

*Приложение к приложению*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Максимальные пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобразо- вания	Источник информации	
35	СССР, ЗИП, г. Краснодар	Ф3О	$U = R$	$0,16-1\ 600 \ \delta$ $1,6 \text{ к}ом-$ $16 \text{ М}ом$ $1 \text{ г}ц-50 \text{ к}гц$ $2 \text{ мк}sec-10^5 \text{ с}ec$	$0,05\%$ и. в. $\pm 0,02\%$ п. $0,1\%$ и. в. $\pm 0,05\%$ п. $0,01\%$ и. в. $0,01\%$ п. в.	50 Мом	$25 \text{ п}ам/cек$	$1 \cdot \text{мкв}$ $0,1 \text{ ом}$	5	ВИП с изменением времени интегри- рования в зависи- мости от частоты сети (на отечест- венных интеграль- ных схемах)
36	СССР, ЛЭТИ, Ленинград	БКП (АЦП)	$U =$	$3,2 \ \delta$	$1,5\%$ п.	—	$\times 10^6 np/cек$	$0,1 \ \delta$	—	Последовательное во времени урав- новешивание, поразрядная обработка
37'	СССР, ВНИИЭП, Ленинград	Ф733 (АЦП)	$U =$	$10 \ \delta$	$0,1\%$ и. в. $\pm 0,1\%$ п.	500 ком	$1\ 000 np/cек$	$10 \text{ мв}$	—	Последовательное во времени урав- новешивание, поразрядная обработка
38	СССР, Завод электроизме- риительных приборов, г. Львов	Ф480	$U = U_R$	$10-1\ 000 \ \delta$ $5-150 \ \delta$ $10 \text{ ом}-1 \text{ М}ом$ $100 np-10 \text{ мкв}$ $1-1000 \text{ м}ec$	$0,5\%$ и. в. $\pm 0,1\%$ п.	$1-100 \text{ Мом}$	$100 \text{ п}ам/cек$	$10 \text{ мв}$	— 3	ВИП
39	СССР, завод «Электроточ- прибор», г. Омск	Ф203	$U =$	$1-100 \ \delta$	$0,2\% \ \text{п.}$	$2 \text{ Мом}$	—	$1 \text{ мв}$	3	ВИП (на интег- ральных схемах)

*Приложение*

№ п./п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
40	СССР, завод электроизме- рительных приборов, г. Львов	Ф483	$U =$	1—1 000 $\mu$	0,1% н. в.	100 кОм— 10 МОм	500 $\mu$ ЭМ/сек	1 мк	4
41	СССР, завод „Вибратор“, Ленинград	Ц1411	$U =$	1—1 000 $\mu$	0,05% п.	1—100 Мом	1 $\mu$ ЭМ/2 сек	100 мкв	4
42	СССР, завод „Вибратор“, Ленинград	Ц1511	$U =$	10—1 000 $\mu$	$0,02\%$ и. в. $\pm 0,002\%$ п.	10— 100 Мом	1 $\mu$ ЭМ/2 сек	100 мкв	5
43	СССР, завод электроизме- рительных приборов, г. Львов	Ф485	$U \sim$ $U =$	100 мкв—300 $\delta$	$0,2\%$ и. в. $\pm 0,1\%$ п. $0,2\%$ и. в. $\pm 0,1\%$ п.	—	1 $\mu$ ЭМ/сек	1 мкв	3
							10 $\mu$ ЭМ/сек	1 мк	Проспект- листовка завода
									На основе компа- ратора действую- щих значений с релейной обратной связью, частотный диапазон 20 гц—200 кгц

*Приложение к разделу*

№ п/п	Страна, фирма	Год вы- пуска модель прибора	Префера- ция измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Цущест- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации		
44	СССР, Пензен- ский политех- нический ин- ститут	ВАБ-2	$U =$	10—1 000 в.	0,1% и. в.	1 Мом	20 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 мв	3	Параллельно- последовательное новешивание со слежением в двух младших разрядах	Проект- листовка Института, 1963
45	СССР, Пензен- ский политех- нический ин- ститут	ВАБ-4	$U =$	10—1 000 в.	0,1% и. в.	1 Мом	20 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	10 мв	3	Параллельно- последовательное во времени сле- дящее уравнове- шивание	Проект ВДНХ, 1965
46	СССР, Пен- зенский поли- технический институт	ЦВО-1	$U =$ $R$	1—1 000 в. 0,1 ком— 1 Мом	0,2% и. в. ±1% и. в.	1—10 Мом	3 $\mu\text{ЭМ}/\text{сек}$	1 мв	3	Параллельно- последовательное во времени урав- новешивание	Проект ВДНХ, 1967
47	Япония, Takeda Riken	TR-5589	$f$	10 $\omega_4$ —250 $M\omega_4$	$\pm 1$ эн.	—	1 $\text{мкеск}$ — 10 $\text{сек}$	10 $\mu\text{еск}$	9	Счетно-импульс- ный метод	Проект firm, 1968/69
48	ФРГ, Gründig	UZ-83Q	$f_t$	50 $M\omega_4$ 10 <sup>9</sup> $\text{сек}$	±5 эн.	—	0,1 $\mu\text{еск}$ — 10 $\text{сек}$	—	8	Счетно-импульс- ный метод	Archiv für Technisches Messen, 1967, № 7
49	Англия, Racal Instruments Ltd.	SA-550	$f_T$	100 $M\omega_4$ 0,1 $\mu\text{еск}$ — 10 <sup>5</sup> $\text{сек}$	±1 эн.	—	—	—	8	Счетно-импульс- ный метод	Проект на выставке «Интерком-65»

*Продолжение приложения*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
50	США, Hewlett Packard Inc.	5248	f	125 Мгц	$\pm 1$ зН.	1 Мом	$1 \text{ мкС}^{-2}$ 10 сек	—	Счетно-импульс- ный метод
51	США, Hewlett Packard Inc.	5221B	f	$5 \text{ зН} - 10 \text{ Мгц}$ $5 \text{ мкС}^{-2} - 1 \text{ с}^{-2}$	$\pm 1$ зН. $\pm 1$ зН.	1 Мом	$0,01 -$ 10 сек	$5 \text{ гц}$ $5 \text{ мкС}^{-2}$	Счетно-импульс- ный метод
52	США, Systron Donner Gr.	M-1037	f	$50 \text{ зН} - 50 \text{ Мгц}$ $50 \text{ Мгц} -$ $100 \text{ Мгц} -$ $500 \text{ Мгц} -$ $12,4 \text{ Ггц}$	$\pm 1$ зН.	—	—	$1 \text{ гц}$	Счетно-импульс- ный метод
53	США, Aktion Labo- ratories Inc.	329-A	q	$0 - 360^\circ$ $5 \text{ зН} - 300 \text{ кгц}$	$0,1^\circ$ $30 \text{ гц} -$ $50 \text{ кгц}$	—	—	—	Instrument and Control Systems, 1964, № 3
54	США	524-A2	q	$0 - 360^\circ$	$0,1^\circ$	—	—	$0,026^\circ$	Каталог ОНТИприбор, 1966
55	СССР	ЧЗ-8	f	$[10^2 \text{ зН} - 10 \text{ Ггц}$ $5 \text{ мкС}^{-2}$ 104 сек	$\pm 1$ зН. $0,3\%$ и. в. $\pm 0,03\%$ и. в. (среднее за 10 Т)	—	—	—	Хризман С. С., Цифровые из- мерительные приборы и системы, Киев, „Наукова думка“, 1970

*П р о д о л ж е н и е п р и л о ж е н и я*

№ п/п.	Страна, фирма	Год вы- пуска, модель прибора	Пределы измерения	Основная погреш- ность	Входное сопротив- ление	Быстро- действие	Чувст- витель- ность	Метод преобра- зования	Источник информации
56	СССР	43-12	<i>f</i>	10 Гц—120 Мгц	$2 \cdot 10^{-7}$ $\pm 1$ зН.	—	—	Счетно-импульс- ный метод с ге- теродинным пре- образователем частоты	Каталог-про- спект "Радио- измерительные приборы", 1967, № 4
57	СССР, завод "Точэлектро- прибор", г. Киев	Ф537	Счет- чик	100 кГц	$\pm 1$ зН.	40 кОм	—	Счетно-импульс- ный метод	Экспресс-ин- формация "Электрониз- мительные приборы", ЦНИИТЭИ, 1969
58	СССР, завод "Точэлектро- прибор", г. Киев	Ф588	Счет- чик	100 кГц	$\pm 1$ зН.	20 кОм	—	Счетно-импульс- ный метод, на фазонимпульсных многостойчевых элементах	Экспресс- информация "Электроиз- мерительные приборы", ЦНИИТЭИ, 1969
59	СССР, завод "Точэлектро- прибор", г. Киев	Ф2.4	$\varphi$	$(20 \text{ Гц}—10 \text{ Мгц})$	$\pm 180^\circ$	30 кОм	—	—	Каталог- проспект "Радиониз- мительные приборы", 1967, № 4

## ЛИТЕРАТУРА К ПЕРВОЙ ГЛАВЕ

- 1-1. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., Госэнергоиздат, 1961.
- 1-2. Филиппов В. Г. Цифраторы перемещений. М., Воениздат, 1965.
- 1-3. Власенко В. И. Основные конструкции преобразователей «угол — код» (обзор). — «Приборы и средства автоматизации», 1964, № 12.
- 1-4. Scott L. B., Robbins L. A new shaft encoder principle. «Electromech. Design», 1963, 7, № 4 (см. Новый принцип построения преобразователей угла поворота в код. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1964, № 15).
- 1-5. В. Ю. Кончаловский, Я. А. Купершмидт, Р. Я. Снопятова, Р. Р. Харченко. Электрические измерительные преобразователи. М., «Энергия», 1967.
- 1-6. Шляндин В. М. Элементы автоматики и счетно-решающие устройства. М., «Машиностроение», 1967.
- 1-7. Крайзмер Л. П. Устройства хранения дискретной информации. М., Госэнергоиздат, 1961.
- 1-8. Борзов М. И. Индуктивные преобразователи угла в код. М., «Энергия», 1970.
- 1-9. Чистов В. П. Двоично-десятичное рефлексное кодирование в системах с цифровым отсчетом. — «Приборостроение», 1966, № 3.
- 1-10. Ketchledge R. W. Logic for digital system servo-system. — «Bell System Techn. J.», 1959, v. 38, № 1.
- 1-11. Rather Kenneth M. Analog to digital converters. — «Electromech. Design», 1965, 9, № 1 (см. Аналого-цифровые преобразователи угла поворота вала. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1965, № 18).
- 1-12. Frank W. I. Sine-cosine encoders beat angle encoder. — «Control Engng.», 1958, v. 5, № 2.
- 1-13. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1970.
- 1-14. Клейн М. Л., Морган Г. С., Аронсон М. Г. Цифровая техника для вычислений и управления. М., Изд-во иностр. лит., 1960.
- 1-15. Marmorstone R. J. Digital techniques in precision dimensional measurement. — «Automat. Control.», 1962, 17, № 1 (см. Использование цифровых методов для точных измерений длин и углов. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1962, № 47).

1-16. Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы, Киев, «Техника», 1965.

1-17. Орнатский П. П. Кодирующие электроизмерительные приборы.— В сб. «Электроизмерительные цифровые приборы», М., ЦИНТИ, 1961.

1-18. Хуторецкий В. М. Цифровой индукционный датчик. Авт. свид. № 147115 (СССР). Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1962, № 9.

1-19. Цифровой телевизионный датчик линейных размеров и положения светящихся объектов. Авт. свид. № 179937 (СССР). Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1966, № 6. Авт.: В. М. Мамкин, В. А. Рабинович, Л. И. Затока, Е. М. Шарф.

1-20. Каджаров М. В. Схемы преобразования перемещений в электрические сигналы. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, № 4-64-1049/31, 1964.

1-21. Каджаров М. В. Новые бесконтактные преобразователи информации в устройствах автоматики и телемеханики с применением принципов цифровой техники. Автореферат кандидатской диссертации. Тбилиси, 1963.

1-22. Вильям П. Оптический преобразователь углового положения вала в цифровой код. Пат. № 3076959 (США), кл. 340—347.

1-23. Зайцев Б. Н. Устройство для преобразования угла в код.— В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы, М., ЦИНТИ, 1961.

1-24. Чхеидзе М. В., Абесадзе Г. Н., Меликадзе Н. Л. Преобразователь напряжения в код на волоконной оптике.— В кн.: «Кибернетику — на службу коммунизму». М., «Энергия», 1966, т. 3.

1-25. Высокочастотный преобразователь низких уровней напряжения в код.— В сб.: Промышленная телемеханика. М., «Энергия», 1966. Авт.: Т. Б. Абесадзе, Н. Л. Меликадзе, М. В. Чхеидзе, В. И. Шекриладзе.

1-26. Sydenham P. H. An optical incremental shaft resolver using plastic radial gratings.— «J. Scient. Instrum.», 1967, 44, № 2 (см. Аналого-цифровой преобразователь угла, имеющий радиальные пластмассовые решетки.— Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1967, № 18).

1-27. Харченко А. М., Овчинникова Н. А. Электроннолучевая трубка для кодирования. Труды III конференции «Автоматический контроль и методы электрических измерений». Новосибирск, т. 2, 1964.

1-28. Зайцев Б. Н. Устройство для преобразования угловых перемещений в цифровой код с основанием 2. Авт. свид. № 122620 (СССР). Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1959, № 18.

1-29. Сахов В. Б., Новожилов В. В., Соколов С. Д. Кодирующее устройство с применением электроннолучевой трубы с круговой разверткой.— «Известия вузов. Приборостроение», 1967, № 9.

1-30. Klein M. L. High-speed analog-digital converters.— «IRE Trans. on Instrumentation», June, 1956, PGI-5.

1-31. Willis B. S., Hartley M. G. A cathode-ray tube analog-to-serial digital converter.— «J. Scient. Instrum.», 1958, 35, № 6.

1-32. Lippe B. Logical detenting in cathode-ray coding tubes.— «IRE Trans. Instrum.», 1958, 7, № 1.

- 1-33. Steinhauer I. Ein taktpulsgesteuerter, bidirektonaler Analog-Digital Umsetzer für elektronische Waagen. — «Internationale Elektronische Rundschau», 1965, № 7.
- 1-34. Jones Max Everson. Analogue to digital converter and counter. № 309983, Кл. 340—347 (США), 1963.
- 1-35. Worden W. Richmond. Цифровой электростатический вольтметр. Пат. № 1006214 (Англия). Кл. G4H, 1955.
- 1-36. Bogucki L. Der Skalenstrickenumsetzer — ein neuer Analog — Digital Umsetzer. — «Archiv für Techn. Messen», 1963, № 122. (см. Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1964, № 6).
- 1-37. Аналого-цифровой преобразователь, не нагружающий измерительные приборы. — «Электроника» (русск. пер.), 1963, № 8.
- 1-38. Горюнов Н. К., Кузнецов А. Ф., Экслер А. А. Схемы на туннельных диодах. М., «Энергия», 1965.
- 1-39. Славинский В. Л. Преобразователь напряжения в число импульсов. Авт. свид. № 188155 (СССР). Кл. 42. Опубл. — «Бюллетень изобретений».
- 1-40. Минеев Ю. В., Раппопорт И. Д. Аналого-цифровой логарифмический преобразователь на колебательном контуре. — «Вестник МГУ. Сер. 1. Физика. Астрономия», 1967.
- 1-41. Санин А. А. Электронные приборы ядерной физики. М., Физматгиз, 1961.
- 1-42. Зима В., Кубин Б. Электронные методы измерения малых интервалов времени. М., «Энергия», 1965.
- 1-43. Ивченко В. Е. Адресный счетчик с параллельным входом и сквозным переносом управляющего сигнала. — «Приборы и техника эксперимента», 1967.
- 1-44. Коффи К. Сверхскоростной счетчик для точного измерения интервалов времени. — «Электроника» (русск. пер.), 1963, № 34.
- 1-45. Вишневский В. Н., Изох В. В., Прокуров А. В. Декадный счетчик на полупроводниковых приборах. — «Приборы и техника эксперимента», 1967, № 5.
- 1-46. Прохоров Н. Л. Счетные схемы на магнитных логических элементах. М., «Энергия», 1967.
- 1-47. Schurig E. Neue Zähldekaden für digitale Messgeräte nach dem biquadratischen Prinzip. — «Elektronik», 1962, № 5.
- 1-48. Янковский Л. В. Счетчик импульсов. Авт. свид. № 181398 (СССР), Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 9.
- 1-49. Многозначные элементы и структуры. Под ред. В. П. Сигорского М., «Советское радио», 1967.
- 1-50. Ситников Л. С. Многоустойчивые элементы в цифровой измерительной технике. — «Измерительная техника», 1968, № 7.
- 1-51. Коротков А. М., Мочалов В. Д. Счетчики импульсов на динисторах. М., «Энергия», 1966.
- 1-52. Лачинов В. М. Быстро действующая пересчетная декада со скоростью счета выше 200  $M\mu$ . — «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 5.
- 1-53. Kretzmann I. Industr. Electronics circuits. — «Philips techn. Library», 1967.
- 1-54. Павленко П. И. Счетно-импульсный хронометр. М., Физматгиз, 1963.
- 1-55. Шинкаренко В. Л. Феррит-транзисторный двоичный реверсивный счетчик. — «Автоматика и приборостроение», 1964, № 4.
- 1-56. Горн Л. С., Ольдекоп Г., Хазанов Б. И. Декатрон-

ная реверсивная счетная декада. — «Приборы и техника эксперимента», 1961, № 2.

1-57. Baird B. C. Circuit for converting an analog quantity to a digital quantity. Pat. № 2056049 (США), Кл. 307—885, 1962.

1-58. Лернер М. И., Рыжевский А. Г., Шляндин В. М. Цифровая индикация. М., «Энергия», 1970.

1-59. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964.

1-60. Устройство для индикации. Авт. свид. № 271891 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 18. Авт.: М. И. Лернер, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндин, В. Н. Пантелеев.

1-61. Устройство для цифровой индикации. Авт. свид. № 307401 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 20. Авт.: М. И. Лернер, В. Н. Пантелеев, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндин.

1-62. Куземко В. С., Ситников Л. С. Устройство цифровой индикации на газоразрядных лампах. — «Приборы и системы управления», 1968, № 1.

1-63. Мак-Дугал. Применение ламп с холодным катодом. — «Электроника» (русс. пер.), 1965, № 6.

1-64. Кравченко В. Б., Липман Р. А. Фазоимпульсный режим работы ферромагнитного многоустойчивого элемента. — В кн.: Многозначные элементы и структуры. М., «Советское радио», 1967.

1-65. Пономаренко А. Я., Храпек В. И. Возможности упрощения и унификации схем управления знаковыми индикаторами. «Механизация и автоматизация управления», 1968, № 3.

1-66. Лернер М. И., Рыжевский А. Г., Шляндин В. М. Аналоговая схема цифровой индикации счетчиков импульсов. — «Приборы и системы управления», 1969, № 5.

1-67. Лернер М. И., Рыжевский А. Г., Шляндин В. М. — Устройство цифровой индикации. Авт. свид. № 262491 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 6.

1-68. Яблонский Ф. М., Янкин Г. М. Декатроны. М., «Энергия», 1967.

1-69. Измерительный прибор с цифровым показанием. Пат. № 1098219 (ФРГ). Кл. 21e, 32, 1967.

1-70. Бруфман С. С. Цифровые элементы сравнения. М., «Энергия», 1968.

1-71. Гутников В. С., Лернер М. И., Рыжевский А. Г. Цифровая индикация счетчиков импульсов на интегральных схемах. — «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 1.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ВТОРОЙ

2-1. Мак-Квэйд. Интегратор с периодическим сбросом для измерения токов порядка наноампер. — «Приборы для научных исследований» (русс. пер.), 1965, № 5.

2-2. Флинн. Цифровые измерения. — «Электроника» (русс. пер.), 1964, № 16.

2-3. Breppig H., Otto I. C. Electronischer Digital-Integrator für die Messtechnik. — «Siemens-Zeitschrift», 1964, 38, № 1 (см. Электронный цифровой интегратор для измерительной техники. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1964, № 25).

2-4. Бульбик Я. И., Гольдич Ю. Л. Частотно-импульсный преобразователь на кремниевом стабилитроне. — «Известия вузов. Электромеханика», 1966, № 12.

- 2-5. Крон В. Н., Гопштейн Н. М. Преобразователь «напряжение — частота» для интегрирующего цифрового вольтметра. — «Оптико-механическая промышленность», 1967, № 3.
- 2-6. Rigeay S. Analog-to-digital data converter. «Electronics», 1956, № 1.
- 2-7. Куликов С. В. Управляемые мультивибраторы на транзисторах. М., «Энергия», 1966.
- 2-8. Филиппов Ж. А. Транзисторный измерительный преобразователь с частотно-импульсным выходом. — «Известия вузов. Приборостроение», 1967, № 1.
- 2-9. Школьный В. А. Преобразование напряжения в частоту с высокой линейностью преобразования. — «Приборы и техника эксперимента», 1965, № 1.
- 2-10. Семенко Н. Г. Счетчик количества электричества на основе измерительного преобразователя напряжения. — «Измерительная техника», 1966, № 2.
- 2-11. Криксунов В. Г., Бойчук Б. А. Генератор на тунNELном диоде, перестраиваемый по частоте. — «Вопросы радиоэлектроники. Радиотехника», 1967, № 1.
- 2-12. Масамити Симура. Новые аналого-цифровые преобразователи, построенные на элементах с отрицательным сопротивлением. — «Кэйсаку то сэйлё, т. 1, 1962, № 1 (перевод ЦНИИПИ).
- 2-13. Biddlecome R. W. The latest improvement of multivibrator. — «Modern digital circuits», McGraw-Hill, New York, 1964.
- 2-14. Волькер. Транзисторный преобразователь напряжения в частоту. — «Электроника» (русск. пер.), 1964, № 29.
- 2-15. Smith K., Sedra A. Simple wideband linear voltage-frequency converter. — «Electronic Engineering», 1968, 40, № 481.
- 2-16. Будянов В. П., Кривоносов А. И. Преобразователь температуры в частоту. — «Приборы и системы управления», 1967, № 1.
- 2-17. Преобразователи типа параметр — частота для систем автоматического контроля конверторной плавки. — «Автоматика и приборостроение», Киев, 1964, № 2. Авт.: К. С. Гаргер, А. И. Никитин, О. И. Бельский, Б. В. Лаудис, А. Д. Стакурский.
- 2-18. Жук Л. А., Лучук А. М. Преобразователь электрических сигналов в частоту. — «Приборы и системы управления», 1967, № 5.
- 2-19. Груздев С. В., Карпов Р. Г., Фомичев В. А. Частотно-импульсный измеритель тока или ампер-часов с цифровым выходом. — «Измерительная техника», 1966, № 7.
- 2-20. Зограф И. А. Методы построения цифровых электроизмерительных приборов на основе использования ядерного магнитного резонанса. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1964, вып. IX.
- 2-21. Иванова В. Я., Спектор С. А. Толщиномер, основанный на явлении ядерного магнитного резонанса. Труды Ленинградского политехнического института. — «Цифровые измерительные и управляющие устройства», 1965, вып. 256.
- 2-22. Зайцев В. И., Спектор С. А. Компенсационное устройство с частотным выходом для измерения магнитной индукции постоянных магнитов. Труды Ленинградского политехнического института. — «Цифровые измерительные и управляющие устройства», 1965, вып. 256.

- 2-23. Кнеллер В. Ю., Соколов Л. Н. Мостовые преобразователи сопротивления, емкости и индуктивности в частоту. — «Измерительная техника», 1963, № 6.
- 2-24. Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.
- 2-25. Соколов Л. Н. Полупроводниковый мостовой преобразователь сопротивления в частоту. — «Приборостроение», 1965, № 1.
- 2-26. Гутников В. С. Генератор для частотно-цифровых приборов с емкостными датчиками. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1966, вып. II.
- 2-27. Гутников В. С. Генератор с автоподстройкой частоты для линейного преобразования емкости в период колебаний. — «Измерительная техника», 1965, № 2.
- 2-28. Родион Э. И. Преобразователь индуктивности и сопротивления в частоту. Труды Ленинградского политехнического института. — «Цифровые измерительные и управляющие устройства», 1965, вып. 256.
- 2-29. Гутников В. С. Преобразователь сопротивления в частоту для цифрового термометра. Труды Ленинградского политехнического института. — «Цифровые измерительные и управляющие устройства», 1965, вып. 256.
- 2-30. Фетисов М. М. Метод преобразования параметров электрических цепей в изменение частоты. — «Измерительная техника», 1964, № 1.
- 2-31. Фетисов М. М.; Кремлевский Н. П. Погрешности следящих частотных преобразователей с квадратурными цепями. — «Измерительная техника», 1965, № 12.
- 2-32. Кондрашкова Г. А. Об одной возможности построения цифровых электроизмерительных приборов. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1964, вып. IX.
- 2-33. Синюхин Ю. А., Скуголов В. Н. Частотные стержневые преобразователи. — «Приборостроение», 1966, № 2.
- 2-34. Kovalevskaya B. V., Potapkin B. K. Электроакустический преобразователь температуры в частоту. — «Приборостроение», 1963, № 2.
- 2-35. Гуторова А. Н. Новый метод построения электростатических вольтметров с цифровым отсчетом. — «Измерительная техника», 1963, № 7.
- 2-36. Tesic S. Simple voltage-to-frequency converter with increased frequency range. — «Electron. Letters.», 1968, 4, № 2. (см. Простой широкодиапазонный преобразователь напряжения в частоту. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1968, № 19).
- 2-37. Левшина Е. С., Фетисов М. М. Вопросы расчета компенсационных приборов для измерения обобщенной механической силы. — «Приборостроение», 1964, № 1.
- 2-38. Knorrung B. G., Rukina L. K. Цифровой компенсационный прибор для измерения механических величин. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1966, ч. II.
- 2-39. Knorrung B. G., Rukina L. K. Новый метод построения цифровых компенсационных приборов для измерения механических величин. Труды Ленинградского политехнического института. — «Цифровые измерительные и управляющие устройства», 1965, вып. 256.
- 2-40. Schahne P., Stax E. Ein Spannungs/Frequenz—Wandler zur Messwertumformung. — «Messen-Steuern-Regeln», 1967, 10, № 3.

(см. Преобразователь напряжения в частоту. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1967, № 23).

2-41. Судьин С. Л. Преобразователь «напряжение — частота» повышенной точности. — «Автометрия», 1968, № 5.

2-42. Флеров А. Г. Преобразование напряжения в частоту в системах автоматического контроля бортового оборудования. Труды Рижского института гражданской авиации, 1967, вып. 91.

2-43. Конденсаторные преобразователи в автоматике и системах управления. М., «Энергия», 1969. Авт.: Л. А. Баранов, Г. С. Гершензон, В. И. Дмитриев, А. Е. Княжинский.

2-44. Способ цифрового измерения напряжений. Авт. свид. № 292227 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 4. Авт.: В. В. Богданов, А. Г. Рыжевский, В. Ф. Тараков, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин.

2-45. Касаткин А. С. Автоматическая обработка сигналов частотных датчиков. М., «Энергия», 1966.

2-46. Хлистунов В. Н. Цифровые электроизмерительные приборы. М., «Энергия», 1967.

2-47. Асаевич Г. А. Защита от помех электронносчетных частотомеров. — «Автометрия», 1966, № 5.

2-48. Wigle C. J. Properties and design of the phase — controlled oscillator with a sawtooth comparator. — «The Bell System Technical Journal», 1962, v. XLI, № 2.

2-49. Несвижский Ю. Б. Импульсно-фазовая автоподстройка частоты с делителем частоты в цепи обратной связи. — В кн.: Труды учебных институтов связи, 1961, вып. 7.

2-50. Кияковский Г. В. О работе инерционных схем синхронизации развертки телевизионного приемника. — «Радиотехника», 1951, т. 6, № 6.

2-51. Кнорринг В. Г. Умножитель частоты с обратной связью. — «Измерительная техника», 1964, № 7.

2-52. Шахов Э. К., Тараков В. Ф. Широкополосный умножитель частоты с обратной связью и коррекцией по периоду. — «Измерительная техника», 1967, № 4.

2-53. Соколовский В. В., Челышев В. А. Электронносчетный частотомер. Авт. свид. № 192934 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 6.

2-54. Челышев В. А. О выборе оптимальных схем умножителя импульсов и считающей системы для электронносчетного частотомера. — «Вопросы радиоэлектроники», серия «Радиоизмерительная техника», 1968, вып. 2.

2-55. Кнорринг В. Г. Цифровой частотомер. Авт. свид. № 152255 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1962, № 24.

2-56. Крылов С. К., Жилюк Б. К. Способ измерения частоты следования периодических импульсов. Авт. свид. № 183828 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 14.

2-57. Соболь В. М., Секованов Б. С. Повышение эффективности измерения частоты цифровым способом. — «Измерительная техника», 1968, № 3.

2-58. Цифровой измеритель частоты и отношения двух частот. Авт. свид. № 294112 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 6. Авт.: А. А. Богородицкий, А. Г. Рыжевский, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин.

2-59. Устройство для измерения частоты гармонического сигна-

ла. Авт. свид. № 172556 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1965, № 13. Авт.: Ю. В. Хомич, А. А. Калинин, А. Е. Качайлов. 2-60. Темников Ф. Е. Теория развертывающих систем. М., Госэнергоиздат, 1963.

2-61. Прошин Е. М., Коломиец О. М. Цифровой частотомер. Авт. свид. № 194185 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 8.

2-62. Прошин Е. М., Коломиец О. М. Способ измерения частоты. Авт. свид. № 194187 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 8.

2-63. Донецкая Т. В., Ситкин Ю. В., Шахов Э. К. Погрешности частотных методов измерения, адаптация и умножение частоты. «Приборы и системы управления», 1968, № 6.

2-64. Коломиец О. М., Прошин Е. М. Об автоматическом выборе пределов измерения в цифровых частотомерах. — «Автометрия», 1968, № 2.

2-65. Валитов Р. А. Радиотехнические измерения. М., «Советское радио», 1963.

2-66. Автоматизация радиоизмерений. Под ред. В. П. Балашова. М., «Советское радио», 1966.

2-67. Бартмер А. Е., Чернышев В. Е. Линеаризация выходных характеристик частотных датчиков с использованием цифрового частотомера. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника, вып. 9, ОНТИ ЦНИИКА, 1964.

2-68. Гуторова А. Н. Метод коррекции нелинейности частотных датчиков. — «Труды Ленинградского политехнического института», 1965, вып. 256.

2-69. Wood P. A frequency meter with continuous digital presentation. — «Radio and Electron. Engin.», 1963, v. 26, № 2. (см. Частотомер с непрерывным цифровым отсчетом. Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1963, № 48).

2-70. Кгамтап R., Schomandi K. G. Frequenzmessung im Mikrowellenbereich. — «Archiv für Techn. Messen», 1963, № 331.

2-71. Богорад Г. З., Киблицкий В. А. Цифровые регуляторы и измерители скорости. М., «Энергия», 1966.

2-72. Ройзен С. С., Штейн И. М., Киблицкий В. А. Автоматическое регулирование и точное измерение скорости электродвигателей непрерывных прокатных станов. М., Госэнергоиздат, 1962.

2-73. Метод измерения токов и напряжений инфразиких частот. — «Приборостроение», 1964, № 4. Авт.: И. А. Зограф, В. Г. Кнорринг, Г. А. Кондрашкова, Н. В. Малыгина.

2-74. Collins J. R. Digital display voltmeters. — «Electronics World», 1962, v. 68, № 3.

2-75. Grave H. F., Kleegreve C. Analog-Digital Umsetzer. — «Zeitschrift für Instrumenten Kunden», 1965, 73, № 9—10.

2-76. Кей. Правильный выбор цифрового вольтметра. — «Электроника» (русс. пер.), 1966, № 7.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ТРЕТЬЕЙ

3-1. Мирский Г. Я. Измерение временных интервалов. М., «Энергия», 1965.

3-2. То же, что [Л. 1-42].

3-3. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, 1968, «Техника».

- 3-4. Окороков В. В. Импульсно-модулированный генератор с кварцем. — «Приборы и техника эксперимента», 1958, № 5.
- 3-5. Предеин Б. А., Филимонов М. И. Измеритель малых интервалов времени. — «Измерительная техника», 1963, № 1.
- 3-6. Натт. Цифровой измеритель интервалов времени. — «Приборы для научных исследований», 1968, № 9.
- 3-7. Шляндина В. М., Ломтев Е. А., Блинков Ю. В., Преобразователь коротких интервалов времени в цифровой код. Авт. свид. № 257883 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 36.
- 3-8. То же, что [Л. 2-66].
- 3-9. Винников Е. М., Марковский Д. П. Методы и средства точного измерения коротких интервалов времени. — «Измерительная техника», 1963, № 12.
- 3-10. Чабдаров Ш. М. К вопросу о кодировании временного интервала. Труды Казанского авиационного института, 1963, вып. 73.
- 3-11. Peterson E., Volanti R. Time interval measuring system employing vernier digital means and coarse count ambiguity resolver. Pat. № 3218553 (США).
- 3-12. Бакиновский К. Н., Грек В. В., Малевич И. А. и др. Время-импульсный преобразователь на аналого-динамическом запоминающем устройстве. — «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 2.
- 3-13. Lefevre H. W., Russell J. T. Vernier chronotron. — «The review of scientific instruments», v. 30, 1959, № 3.
- 3-14. Киндлман, Сандерленд. Верньерный хронотрон с фазовой стабилизацией. — «Приборы для научных исследований» (русс. пер.), 1966, № 4.
- 3-15. Славинский В. Л., Быков А. Г. Цифровой преобразователь для измерений интегральной среднеквадратичной ошибки. Авт. свид. № 185588 (СССР). Кл. 42 т, 36. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 17.
- 3-16. Смоляров А. М. Автоматический самопищащий измеритель длительности импульсов. — «Измерительная техника», 1964, № 6.
- 3-17. То же, что [Л. 1-13].
- 3-18. Вгинот D. Les convertisseurs analogique digital. — «Electronique Industrielle», 1966, № 36, 37.
- 3-19. Преобразователь интервалов времени в цифровой код. Авт. свид. № 271131 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 17. Авт.: В. М. Беляков, Ю. В. Блинков, Е. А. Ломтев, В. М. Шляндин.
- 3-20. Преобразователь интервалов времени в цифровой код. Авт. свид. № 262514 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 6. Авт.: В. М. Беляков, Ю. В. Блинков, Е. А. Ломтев, В. М. Шляндин.
- 3-21. Иванов А. А. Преобразователь «время — цифровой код» наносекундного диапазона. — «Приборы и техника эксперимента», 1966, № 1.
- 3-22. Елецкий В. С., Старбунов Ю. Н. Экономичная схема цифрового кодирования на тунNELьном диоде. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, 1965, № 4-65-1533/35.
- 3-23. Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.
- 3-24. Огорелин М. А. Способ отклонения частоты от номинального значения. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 36.

нального значения. Авт. свид. № 160766 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1964, № 5.

3-25. Пушняк В. А., Оснач В. Г., Марголин Б. Г. Счетно-цифровое устройство для измерения отклонений частоты от номинального значения. Авт. свид. № 240106 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1969, № 2.

3-26. Рыжевский А. Г., Смагин Ю. А., Тарасов В. Ф., Шахов Э. К., Шляндин В. М. Цифровой процентный частотомер. Авт. свид. № 324586 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1972, № 2.

3-27. Дудыкевич В. Б., Кирианаки Н. В. Быстродействующий прямоотсчетный цифровой частотомер инфразвуковых частот. — В кн.: Контрольно-измерительная техника. Изд. Львовского государственного университета, 1968, № 5.

3-28. Якобсон Б. М. Линеаризация входных сигналов в машинах централизованного контроля числом-импульсным методом. — «Труды НИИ теплоприбор», 1962, вып. 1.

3-29. Марголин А. М. Измерение низких частот. Труды Ленинградского политехнического института. Цифровые измерительные и управляющие устройства. «Энергия», 1965, вып. 256.

3-30. Скачков Ю. Я., Тимохин С. А. Счетно-импульсный метод измерения низкой частоты. — «Автометрия», 1969, № 1.

3-31. Соловьев Г. И. Бинарные импульсные делители частоты с обратными связями. — «Вопросы радиоэлектроники», серия XII, «Общетехническая», вып. 2, 1959.

3-32. Богородицкий А. А., Назаров В. М., Рыжевский А. Г., Шахов Э. К., Шляндин В. М., Метальников В. В., Трифонов Е. Ф., Лебедев В. Н. Устройство функционального преобразования частотных и временных сигналов. Авт. свид. № 348994 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1972, № 27.

3-33. Гуторова А. Н., Малыгина Н. В. Точное измерение низких частот. Ученые записки аспирантов и соискателей ЛПИ им. Калинина. — «Электроизмерительная техника и автоматика», 1963.

3-34. Плющев А. В., Дубовик Е. А. Дискретное устройство для измерения низких и инфразвуковых частот. — В кн.: Автоматические информационные системы, ЦНИИТЭИ Приборостроения, 1968.

3-35. Шахов Э. К. Метод цифрового измерения низких частот. — «Автометрия», 1966, № 2.

3-36. Шербаченко А. М. Об одном методе цифрового измерения низких частот. — «Автометрия», 1968, № 2.

3-37. Зибров В. Д. Устройство для измерения периода колебаний. Авт. свид. № 160202 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1964, № 3.

3-38. Альбиков З. А., Воробьев В. В., Шувалов Р. С. Преобразователь времени в амплитуду. — «Измерительная техника», 1966, № 11.

3-39. Шербаченко А. М. Преобразование низких и инфразвуковых частот во временной интервал. — «Автометрия», 1969, № 2.

3-40. Цифровой процентный частотомер. Авт. свид. № 300838 (СССР). Опубл. — «Бюллеть изобретений», 1971, № 13. Авт.: Г. Е. Иванов, Т. Н. Рыжевская, А. Г. Рыжевский, Ю. А. Смагин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин.

3-41. Messer N. I. A high-speed five-level phasemeter. — «Instrum. Rev.», 1967, № 14, 184, 142—145 (см. Высокоскоростной фазометр с дискретным отсчетом. — Экспресс-информация «Испытательные приборы и стенды», 1967, № 24).

3-42. Бочкарев Е. П. Генератор-фазометр инфракраских частот. — «Измерительная техника», 1963, № 1.

3-43. Теснек Ю. И., Кучеренко Г. Н. Измерение частоты и фазы электрических колебаний. — «Труды ЦНИИПИ», М., 1966.

3-44. Sanex Albert. Procede et circuit de mesure la difference de phase entre deux signaux periodiques de même frequence [Le Material Telephonique] № 1556367 (Франция). Кл. G01, G01S (см. Схема для измерения разности фаз двух периодических сигналов одинаковой частоты. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1969, № 41).

3-45. Шахов Э. К., Тарасов В. Ф. Широкополосный умножитель частоты с обратной связью и коррекцией по периоду. — «Измерительная техника», 1967, № 4.

3-46. Цифровой инфракраскочастотный фазометр-частотомер. Авт. свид. № 189485 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 24. Авт.: М. Е. Бушмин, В. В. Смеляков, М. Я. Минц, Л. М. Пунгин, В. Ф. Толстиков.

3-47. Цифровой фазометр для измерения мгновенного значения сдвига фаз. Авт. свид. № 270065 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 16. Авт.: А. Г. Рыжевский, Ю. А. Смагин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин.

3-48. Соколовский В. В., Романов В. Ф. Цифровой фазометр для измерения малых фазовых сдвигов. Авт. свид. № 139739 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1961, № 14.

3-49. Скуридин В. П. Приборы для измерения фазовых сдвигов в диапазоне звуковых частот. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, № 18-65-1747/104, 1965.

3-50. Универсальный цифровой измерительный прибор. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, № 4-65-1755/54, 1965. Авт.: В. М. Шляндин, А. И. Мартяшин, А. Г. Рыжевский, А. В. Тощев, К. Н. Чернецов.

3-51. То же, что [Л. 1-5].

3-52. Козлов В. А., Поплавко В. М. Транзисторные преобразователи частоты и фазы переменного низкочастотного напряжения в код. Передовой научно-технический и производственный опыт. М., ГОСИНТИ, № 28-63-535/11, 1963.

3-53. Кузнецкий С. С., Стуков Л. Н. Цифровой фазометр-частотомер-счетчик. — «Автоматический контроль и методы электрических измерений» (Труды III конференции 1961 г.), т. II, РИО СО АН СССР, Новосибирск, 1964.

3-54. Смирнов П. Т., Беленький Б. З., Мурашов О. В. Цифровой фазометр с постоянным измерительным временем. Авт. свид. № 192932 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 6.

3-55. Кузнецкий С. С. Автоматическая минимизация дискретного преобразования в цифровых фазометрах. — «Автоматический контроль и методы электрических измерений» (Труды VI конференции, 1964 г.), т. II, Новосибирск, «Наука», 1967.

3-56. Смирнов П. Т. Исследование низкочастотной погрешности измерения цифровых фазометров. — «Автометрия», 1969, № 1.

3-57. Kinney J. E. Digitized low-frequency phasemeter assembled from logic modules. — «I. Res. Nat. Rur. Standards», 1967, v. 71, № 3 (см. Цифровой низкочастотный фазометр. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1968, № 8).

3-58. Поляков Н. П. Влияние формы кривой на показание электронных фазометров. — «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 2.

3-59. Уэст. Двухступенчатый метод измерения малых частот. — «Электроника» (русск. пер.), 1968, № 11.

3-60. Stroboscopic method for digital read-out. «Control», 1961, 4, № 31 (см. Стробоскопический метод для цифрового считывания показаний. — Экспресс-информация «Испытательные приборы и стенды», 1961, № 15).

3-61. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1964.

3-62. Кондюкова Е. И., Редькин Б. Е. Аналого-цифровые преобразователи систем автоматического контроля. М., «Энергия», 1967.

3-63. Преобразователь непрерывных величин в дискретные. — В кн.: Кибернетику — на службу коммунизму. М., «Энергия», 1966, т. 3. Авт.: М. В. Чхеидзе, Ю. С. Манукян, Г. А. Мачевариани, В. И. Некриладзе.

3-64. Хволос В. А. Время-импульсный преобразователь напряжений на транзисторах. — «Приборы и средства автоматизации», 1964, № 2.

3-65. То же, что [Л. 2-66].

3-66. Стаков А. П. Исследование преобразователей «напряжение — код» с обратной связью, использующих в качестве сравнивающих устройств регенеративные компараторы. Автореферат кандидатской диссертации, Харьков, 1966.

3-67. Уэйнберг Р. Цифровой вольтметр с высоким входным сопротивлением на постоянном токе. — «Электроника» (русск. пер.), 1968, № 8.

3-68. Томсон Т. И. Квазилинейный аналого-цифровой преобразователь с экспоненциальным развертывающим напряжением. — «Автометрия», 1969, № 6.

3-69. Петров Б. К., Смолов В. Б., Угрюмов Е. П. Время-импульсный логарифмический преобразователь на транзисторах. — «Измерительная техника», 1963, № 9.

3-70. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. Под ред. В. Б. Смолова, Н. А. Смирнова. М.—Л., «Энергия», 1967.

3-71. Смолов В. Б. Электронные делительные преобразователи с цифровым отсчетом. — «Измерительная техника», 1958, № 6.

3-72. Logarithmic analog-to-digital converters. — «Electronic Design», 1965, Febr. 1.

3-73. Новопашенный Г. Н., Ясенский А. И. Цифровой метод измерения амплитуды импульсного сигнала. — «Труды Ленинградского политехнического института», 1965, вып. 256.

3-74. Нетребенко К. А. Пиковый вольтметр. Авт. свид. № 120262 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1959, № 11.

3-75. Hasselbeck W. Eine Methode zur Messung der Spitzenspannung von periodischen niedrigen und hochfrequenzen Impulsen. — «Funk und Ton», 1951, № 12.

3-76. Стросс М. Быстродействующий преобразователь амплитуды импульсов в цифровую форму на полупроводниковых приборах. — «Приборы для научных исследований» (русск. пер.), 1963, № 4.

3-77. Семиглазов А. М. Преобразователь для перевода непрерывных электрических величин в дискретный код. — «Измерительная техника», 1962, № 11.

3-78. Фува и др. Новый опытный цифровой счетный вольтметр. — «Дэнки синэже ихо» (перевод с япон.), т. 21, 1957, № 12.

3-79. Лейтман М. Б. Модулятор длительности импульсов на транзисторах. — «Приборостроение», 1965, № 9.

3-80. Barker B., McManan M. Digital voltmeter employs voltage-to-time converter. — «Electronics», 1961, 34, № 18 (см. Цифровой вольтметр с преобразователем напряжения во время. — Экспресс-информация, «Радиотехника», 1961, № 38).

3-81. Беляков В. Г., Добров Е. В. Устройство времени-импульсного преобразования напряжения постоянного тока в число. Авт. свид. № 132863 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1960, № 20.

3-82. Малеханова С. Ф., Наконечный В. Е. Расчет по грешности интегрирующего цифрового вольтметра с двухтактным преобразованием. — «Автометрия», 1967, № 2.

3-83. Stanke W. A. The transponder-new link in data digitizing. — «ISA Journal», 1961, 8, № 11 (см. Транспондер — новый аналого-цифровой преобразователь. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1962, № 15).

3-84. Заболокин А. К., Курахтанов Г. И. Об одном методе построения преобразователей напряжения в числовые эквиваленты. — «Автоматика и телемеханика», т. XXI, 1960, № 6.

3-85. Grawe H. F. Analog-Digital-Umsetzer. — «Zeitschrift für Instrumentenkunde», 1965, 73, № 9—10.

3-86. Туз Ю. М. Фотокомпенсационный цифровой милливольтметр постоянного тока. Авт. свид. № 176012 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1965, № 21.

3-87. Грещенко Е. В., Туз Ю. М. Высокочувствительный фотокомпенсационный цифровой милливольтметр постоянного тока. — В кн.: Повышение точности и автоматизация измерительных систем. Киев, «Наукова думка», 1965.

3-88. Злобин В. К. О построении время-импульсных преобразователей напряжения в код. — В кн.: Вычислительная техника, М., «Машиностроение», 1966, № 5.

3-89. Хлистунов В. Н. Цифровые электроизмерительные приборы. М., «Энергия», 1967.

3-90. Швейцкий Б. И. Электронный вольтметр с цифровым отсчетом. — В кн.: Автоматический контроль и методы электрических измерений. Новосибирск, 1964.

3-91. Dregemann H., Zahn V. Ein Spitzenvoltmeter mit digitaler Anzeige. — «Z. angew. Phys.», 1966, 20, № 6 (см. Цифровой амплитудный вольтметр. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1966, № 38).

3-92. Садамити, Хиротака. Быстродействующий аналого-цифровой преобразователь. Пат. № 16568 (Япония). Кл. 98Д3, 1963.

3-93. Хлистунов В. Н. Цифровой милливольтметр типа Ф704. Передовой научно-технический и производственный опыт. ГОСИНТИ, № 18-64-604/26, 1964.

- 3-94. Клочков Г. А., Хлистунов В. Н. Быстродействующий цифровой милливольтметр. — «Приборостроение», 1963, № 11.
- 3-95. Zschimmer G. Digitale Einbauinstrumente mit Drift-Kompensation. — «Elektronische Rundschau», 1967, № 9.
- 3-96. Цифровой вольтметр. Авт. свид. № 256858 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 35. Авт.: М. И. Лернер, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндин, Г. Е. Иванов.
- 3-97. О результатах исследований и разработки цифровых измерителей аналоговых величин. Тезисы докладов научно-технического совещания. Краснодар, 1969. Авт.: А. С. Очков, Б. С. Мошков, В. А. Яночкин, А. С. Шпитонов.
- 3-98. Андерсон Р., Дорей Х. Усовершенствование в цифровых вольтметрах. Пат. № 950647 (Англия). Кл. G4H, 1964.
- 3-99. Аснэс, Харрисон. Быстродействующий трехшаговый аналого-цифровой преобразователь. — «Электроника» (русск. пер.), 1968, 41, № 9.
- 3-100. Цифровой интегрирующий вольтметр. Авт. свид. № 267746 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 13. Авт.: А. А. Богородицкий, В. В. Богданов, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндин.
- 3-101. Нод Т. Исследование различных систем цифровых вольтметров интегрирующего типа. — «Дэнси кэйсоку», т. 8, 1968, № 5.
- 3-102. Амман С. Помехоустойчивый цифровой вольтметр, построенный на серийных микросхемах. — «Электроника» (русск. пер.), 1964, № 29.
- 3-103. Horvat I., Sakic B. Analog-Digital-Wandler in IC-Technik. — «Brown Boveri Mitt.», 1967, 54, № 4 (см. Аналогово-цифровой преобразователь на интегральных схемах. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1967, № 26).
- 3-104. Бураков О. Н., Тищенко А. М. Линеаризация преобразования напряжения во временной интервал. — «Радиотехника», т. 19, 1964, № 11.
- 3-105. Стаков А. П. Методы повышения точности преобразователей «напряжение — код». — В кн.: Приборы и устройства автоматики и телемеханики, вып. 1, Харьков, 1965.
- 3-106. Земельман М. А., Рыпалов С. В. Цифровой вольтметр. Авт. свид. № 160762 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1964, № 5.
- 3-107. Земельман М. А. Точный аналого-цифровой преобразователь на грубых элементах. — «Измерительная техника», 1964, № 9.
- 3-108. Таланцев А. Д. Аналого-цифровой преобразователь электрического напряжения. Авт. свид. № 122934 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1959, № 19.
- 3-109. Милицын А. В. Кодирующее устройство. Авт. свид. № 146345 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1962, № 8.
- 3-110. Петренко Б. И. О повышении точности преобразователей «напряжение — код» с время-импульсным кодированием. — «Вопросы радиоэлектроники. Общетехническая серия», 1962, вып. 1.
- 3-111. Маграчев З. В. Вольтметры одиночных импульсов. М., «Энергия», 1967.
- 3-112. Пантелеев В. Н., Рыжевский А. Г., Шляндин В. М. Время-импульсный логарифмический вольтметр. Авт. свид. № 288139 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 36.

3-113. Пшеничный В. Г., Лучук А. М. Способ преобразования амплитуды переменного синусоидального напряжения в цифровой код. Авт. свид. № 194422 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 8.

3-114. Пантелейев В. Н., Рыжевский А. Г., Шляндина В. М. Способ измерения напряжения переменного тока. Авт. свид. № 252464 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 29.

3-115. Генератор развертки для цифровых измерительных приборов. Авт. свид. № 290439 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 2. Авт.: Ю. П. Кирин, В. Н. Пантелейев, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндина.

3-116. Тургие Э. А. Преобразователь переменного напряжения в цифровой код. Авт. свид. № 222734 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1968, № 23.

3-117. Преобразование интегральных характеристик периодических напряжений во временной интервал. Ч. 1. — «Автометрия», 1969, № 2. Авт.: В. П. Кирьянов, И. Ф. Клиторин, И. И. Коршевер, П. М. Цапенко.

3-118. Преобразование интегральных характеристик периодических напряжений во временной интервал. Ч. 2. — «Автометрия», 1969, № 4. Авт.: В. П. Кирьянов, И. Ф. Клиторин, И. И. Коршевер, П. М. Цапенко.

3-119. Кирьянов В. П., Клиторин И. Ф., Коршевер И. И. Цифровой интегрирующий вольтметр. Авт. свид. № 235201 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 5.

3-120. Тихонюк А. И., Хазанов Б. И. Устройство для реализации минимальных превышений фонового уровня интенсивности. — «Труды НИИприборостроения», вып. 11. М., Атомиздат, 1965.

3-121. Клиторин И. Ф., Коршевер И. И. Методы определения интегральных характеристик переменных напряжений путем обработки их мгновенных значений. — «Автометрия», 1967, № 2.

3-122. Способ измерения действующего значения переменного напряжения. Авт. свид. № 218303 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1968, № 17. Авт.: В. П. Кирьянов, И. Ф. Клиторин, А. М. Ковалев, И. И. Коршевер.

3-123. Ковалев А. М., Коршевер И. И. Способ получения квадрата действующего значения. Авт. свид. № 213971 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1968, № 11.

3-124. Ковалев А. М., Коршевер И. И., Цапенко П. М. Способ преобразования средней мощности переменного тока в постоянное напряжение. Авт. свид. № 216138 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1968, № 14.

3-125. Цывинский В. Г., Орнатский П. П. Способ измерения среднего значения переменного напряжения в диапазоне инфразвуковых частот. Авт. свид. № 199995 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 16.

3-126. Пантелейев В. Н., Рыжевский А. Г., Шляндина В. М., Чеботарева Л. Н. Цифровой вольтметр действующего значения переменного напряжения. Авт. свид. № 34326 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1972, № 21.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ЧЕТВЕРТОЙ

- 4-1. Sawitt D. A High-Speed Analog to Digital Converter.— «IRE Transaction on Electronic Computers», 1959, № 1.
- 4-2. Христиансен Г., Керстен Р. Способ и устройство для кодирования электрических сигналов. Пат. № 1129520 (ФРГ), 1962.
- 4-3. Кнор Н., Ranschow R. Ein schneller Analog-Digital Umsetzer für die zentrale Messwerterfassung und Übertragung.— «Cont. Elektro-Ber.», 1965, 11, № 2.
- 4-4. Sem-Sandberg S. G. Analog—Digital Umwandler. Pat. № 1129716 (ФРГ), 1962.
- 4-5. Хризман С. С. Цифровые измерительные приборы. Киев, Изд-во АН УССР, 1963.
- 4-6. Барр П. Аналого-цифровые преобразователи напряжения.— Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1964, № 16.
- 4-7. Disson S. B., Winsor P. High-Speed Analog—Digital Converter. Pat. № 3074058 (США). Кл. 340—347, 1963.
- 4-8. Хазен А. М. Преобразователь напряжения в цифровой код. Авт. свид. № 182412 (СССР). Кл. 42т. Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1962, № 11.
- 4-9. Rabinovici B. Analog-to-digital converter on superconductors.— «Proc. IEE», 1963, № 2, 51.
- 4-10. Smith B. D. An Unusual Electronic Analog-Digital Conversion Method.— «IRE Trans. Instrum.», 1965, № 5.
- 4-11. Hoffman P. A. High-speed converter. Pat. № 3216002 (США). Кл. 340—347, 1965.
- 4-12. Гребенников В. А. Пороговое устройство.— «Механизация и автоматизация управления», 1966, № 2.
- 4-13. Коваленко Г. Г. Триггер Шмитта на транзисторах с милливольтовым входом.— «Механизация и автоматизация управления», 1966, № 6.
- 4-14. Стаков А. П. Циклический преобразователь «напряжение — код» на полупроводниковых приборах с цепью обратной связи. Передовой научно-технический и производственный опыт, № 4-64-277/6, 1964.
- 4-15. Jilbert P. W. Electrical signal classifier according to amplitude. Pat. № 3138760 (США), 1964.
- 4-16. Бовкун Н. М. Устройство преобразования непрерывных сигналов в дискретные.— «Вестник Киевского политехнического института. Радиотехника», 1965, № 2.
- 4-17. Kiyono T., Ikeda K., Ichiki H. Analog-to-Digital Converter Utilizing an Esaki Diode Stack.— «IRE Trans. Electronic Comput.», 1962, № 6, 11.
- 4-18. Соболь В. П., Карманцев А. А. Амплитудные дискриминаторы на туннельных диодах. Передовой научно-технический и производственный опыт, 1967, № 4-67-1240/71.
- 4-19. Martin J. F. Analog-to-Digital Quantizer. Pat. № 3142056 (США), 1964.
- 4-20. Преобразователь непрерывного сигнала в цифровой код, выполненный на проволоке с покрытием из тонкой магнитной пленки. Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1963, № 36.
- 4-21. Преобразование из непрерывной формы в цифровую и обратно при помощи криотронов.— Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1959, № 22.

4-22. Fleischer A. A., Johnson E. An Analog-to-Digital converter capable of nanosecond resolution.—«IEEE Trans. on nuclear science», 1963, Jan.

4-23. Пронин Е. Г. Способ преобразования амплитуды видеоимпульса в двоичный код. Авт. свид. № 151875 (СССР), Кл. 42 т. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1962, № 22.

4-24. Гольбек Г. Р., Лучков В. И. Транзисторный двадцатиканальный анализатор амплитуд.—В кн.: Труды 5-й научно-технической конференции по ядерной радиоэлектронике». Т. 2, ч. I, М., Госатомиздат, 1963.

4-25. Сайто Нобору. Аналого-цифровой преобразователь. Пат. № 22978 (Япония), Кл. 105А, 223, 1963.

4-26. Picchia W. D. A transistorized digital analog converter with Ac amplification.—«IRE Trans. on Electronic Computers», 1966 (см. Транзисторный аналого-цифровой преобразователь нового типа.—Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1966, № 32).

4-27. То же, что [Л. 3-62].

4-28. Euler K. Schaltprinzipien für Analog—Digital Umwandlung hoher Bandbreite mit Tunneldioden.—«Frequenz», 1964, 18, № 10 (см. Принципы построения схем аналого-цифровых преобразователей на туннельных диодах с широкой полосой пропускания.—Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1965, № 34).

4-29. Budde C. A. A/D converter goes adaptive.—«Electronic Design», 1966, 14, № 4.

4-30. Гинзбург А. Г., Погрибной В. А. Анализ делителя тока для аналого-кодового преобразователя на магнито-модуляционных элементах.—В кн.: Отбор и передача информации. Киев, 1968, вып. 15.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ПЯТОЙ

5-1. Грубник В. С. Исследование вольтметров следящего уравновешивания с цифровым выходом на шаговых искателях. Кандидатская диссертация, Куйбышевский политехнический институт, 1966.

5-2. Теняков Е. И. Теоретическое и экспериментальное исследование переключающих устройств электроизмерительных цепей. Автореферат кандидатской диссертации, Новочеркасский политехнический институт, 1964.

5-3. Баскаков Д. М. Безъякорные реле.—«Приборы и средства автоматизации», ОНТИприбор, 1964, № 7.

5-4. Каразов К. И. Магнитоуправляемые контакты — «Приборы и средства автоматизации», ОНТИприбор, 1966, № 12.

5-5. Атласов И. И., Баскаков Д. М. Магнитоуправляемые контакты.—«Приборостроение», 1966, № 12.

5-6. Feretti A., Buchbinder H. «Electromechanical Design», 1963, 7, № 7 (см. Язычковые реле и переключатели.—Экспресс-информация. «Приборы и элементы автоматики», 1964, № 12).

5-7. Электромагнитные реле с контактами, заключенными в защитную трубку. Пат. № 1071231 (ФРГ). Кл. 21g, 401, 1960.

5-8. Реле с контактами в защитной трубке. Пат. № 1095946 (ФРГ). Кл. 21g.

5-9. Lehmann G. Magnetic Read Switches and Relays.—«Electronic World», 1965, № 3.

5-10. Beaussier J. Plus de deterioration par arc de rupture, Plus de variation de la resistance de contact avec les relais à contacts mouilles au mercure.—«Electron Industr.», 1960, № 32 (см. Реле с контактами, смоченными ртутью.—Экспресс-информация «Приборы и элементы автоматики», 1960, № 30).

5-11. Диковский Я. М., Капралов И. И., Цапенко М. П. Реле с однолепестковыми магнитоуправляемыми контактами.—Труды III Научно-технической конференции «Автоматический контроль и методы электрических измерений». Новосибирск, 1964, т. 2.

5-12. Диковский Я. М. Методы управления измерительными магнитоуправляемыми контактами.—Труды VI научно-технической конференции «Автоматический контроль и методы электрических измерений». Новосибирск, 1967, т. 2.

5-13. Новый переключающий элемент — феррид.—«Bell System Technical Journal», 1960, № 1. Авт.: A. Feiner, C. Lovell, T. Lowry, P. Ridinger (см. Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1960, № 20).

5-14. High speed electronic switch has relay-like mechanical contacts.—«Automation», 1964, 11, № 3 (см. Быстродействующий электронный переключатель с механическими контактами.—Экспресс-информация «Приборы и элементы автоматики», 1964, № 27).

5-15. Ra fuse J. S. New miniaturized dry reed glass sealed contacts.—«Bell Laboratory Rec.», 1964, 43, № 3 (см. Новые миниатюрные герметизированные язычковые реле.—Экспресс-информация «Приборы и элементы автоматики», 1964, № 27).

5-16. Карпюк В. В. Исследование ключевых схем, применяемых в электроизмерительных цепях. Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, 1963.

5-17. То же, что [Л. 3-70].

5-18. Арховский В. Ф. Схемы переключения аналоговых сигналов. М., «Энергия», 1970.

5-19. Параметры полупроводниковых триодов в ключевом режиме.—«Измерительная техника», 1962, № 12. Авт.: В. Ю. Кончаловский, В. Н. Малиновский, В. Ф. Семенов, Ю. И. Семко.

5-20. Страшун Ю. П. Некоторые результаты экспериментального исследования триодных переключателей.—«Известия вузов. Приборостроение», 1965, № 2.

5-21. Глухов Н. А., Горбатов А. А. Транзисторный ключевой элемент и его применение в схеме цифро-аналогового преобразования. Передовой научно-технический и производственный опыт 1967, № 18-67-1224/109.

5-22. Крысько А. С. Полупроводниковый ключ на кремниевых триодах.—«Приборы и техника эксперимента», 1965, № 6.

5-23. Демидов Р. М., Семенов В. Ф. Коммутационные характеристики симметричного транзисторного ключа.—«Известия вузов. Электромеханика», 1965, № 11.

5-24. Клебанский Р. Б., Лемберг Л. М. Компенсационный транзисторный ключ.—«Приборы и системы управления», 1967, № 12.

5-25. Борде Б. И. Оптимальные по точности транзисторные переключатели с динамическим управлением для цифро-аналоговых преобразователей.—Труды VI конференции «Автоматический контроль и методы электрических измерений». Новосибирск, 1967, т. 2.

- 5-26. Ладыженский М. М. Исследование и сравнительный анализ транзисторных ключей с различными принципами управления. «Автометрия», 1965, № 4.
- 5-27. Наконечный В. Е., Брондукова В. А. Звездообразный потенциометр. Авт. свид. № 188579 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 22.
- 5-28. Турченков В. И. Бесконтактный ключ на полупроводниковых элементах для маломощных цепей переменного тока. — «Приборостроение», 1962, № 7.
- 5-29. Гридин Ю. В. Переключение ступеней малых напряжений постоянного тока. — «Приборы и системы автоматики». Изд. Харьковского государственного университета, 1966, вып. 2.
- 5-30. Преобразование из непрерывной формы в цифровую и обратно. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1959, № 22.
- 5-31. Фридман Г. Р. Интегральные схемы. М., «Знание», 1969.
- 5-32. Рабкин Л. И., Евгенова И. Н. Герметизированные магнитоуправляемые контакты. М., «Связь», 1968.
- 5-33. Долгов В. А., Гонестас Э. Ю. Коммутирующие устройства автоматических систем контроля. М., «Энергия», 1969.
- 5-34. Булинский Я. Транзисторные переключающие схемы. М., «Связь», 1965.
- 5-35. Scheidweiler A. Ein linear integrierendes Zählgerät. — «Elektronik», 1965, № 12.
- 5-36. Берлин В. Г. и др. Преобразователи частотной информации. Передовой научно-технический и производственный опыт. 1967, № 4-67-1025/61.
- 5-37. Нетребенко К. А. Цифровые делители напряжения. М., «Энергия», 1970.
- 5-38. Antista B. A. Proc. NEC, 1958, № 14.
- 5-39. Нетребенко К. А. Делители напряжения, работающие по принципу суммирования токов. — «Измерительная техника», 1968, № 4.
- 5-40. Grotter C. E., Prager M. Analog-to-Digital converter. Pat. № 3156913 (США), 1964.
- 5-41. Zschimmer G. «Elektronische Rundschau», 1967, № 9.
- 5-42. Digital Integrating Voltmetre LM1420. — «Electron Profess», 1967, 36, № 371.
- 5-43. То же, что [Л. 1-1].
- 5-44. Онатский П. П. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.
- 5-45. Horvat I., Sakic B. Analog-digitale Umformer in der Technik der integrierenden Schaltkreise. — «BBC—Nachrichten», 1967, 49, № 5.
- 5-46. Погребной В. А. Транзисторный аналого-цифровой преобразователь. — В кн.: Теория и практика устройства для преобразования электросизмерительной информации. Киев, «Наукова думка», 1966.
- 5-47. Шмидт Г. Преобразователь цифровых сигналов в аналоговые с помощью делителей тока. — «Электроника» (русск. пер.), 1966, 39, № 23.
- 5-48. Петренко К. А. Делитель напряжения. Авт. свид. № 122814 (СССР). Кл. 21e. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1959, № 19.

5-49. Грушвицкий Р. И. и др. Способ высокоточного преобразования число-импульсного кода в напряжение. Авт. свид. № 185591 (СССР). Кл. 42т. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 7.

5-50. Манукян Ю. С. и др. Об одном способе преобразования «код — напряжение» с использованием счетчика кода Грся. — «Элементы кибернетических систем», Тбилиси, 1964.

5-51. Hoffman P. R. Reversible Analog Digital Converter. Pat. № 3098224 (США). Кл. 340—347, 1963.

5-52. Kaze Sch. Analog to Digital Converters.—«Instrument and Control System», 1964, 37, № 11 (см. Аналого-цифровые преобразователи, использующие суммирование машинных потоков. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1965, № 10).

5-53. Трансформаторный декодирующий преобразователь двоичного кода в амплитуду напряжения переменного тока. Авт. свид. № 165687 (СССР), 1964. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1964. Авт.: В. Б. Смолов, Н. А. Смирнов, В. С. Фомичев, Е. А. Чернявский.

5-54. Пальмбах Т. А. и др. Преобразователь входного числа, поступающего в виде параллельного кода в напряжение. Авт. свид. № 156608 (СССР). Кл. 21e. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1963.

5-55. Digital Voltmeter with Memory.—«The Electronics Engineering», 1967, 26, № 3.

5-56. Борисов Ю. Д., Ломтев Е. А. Цифровой вольтметр на многоустойчивых элементах. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», вып. 6, 1972.

5-57. Сафонов В. П., Шадрин М. П. Аналого-цифровой преобразователь на интегральных микросхемах. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1971, вып. 5.

5-58. Ковалев Ю. И., Мартенко В. И., Кругликов В. И. Импульсное пороговое устройство. Авт. свид. № 237197 (СССР). Опубл.—«Бюллетень изобретений», 1969, № 8.

5-59. Нефтьяков В. И. Высокостабильный диодно-регенеративный компаратор. — «Известия вузов. Приборостроение», 1968, № 2.

5-60. Стаков А. П. Исследование преобразователей «напряжение — код» с обратной связью, использующих в качестве сравнивающих устройств регенеративные компараторы. Автореферат кандидатской диссертации. Харьков, 1966.

5-61. Курочкин В. В., Матушкин Г. Г. Потенциальное диодно-регенеративное устройство сравнения напряжений. — «Приборы и системы управления», 1969, № 7.

5-62. Котт В. М., Гаврилов Т. К., Баваров С. Ф. ТунNELНЫЕ диоды в вычислительной технике. М., «Советское радио», 1967.

5-63. Кондалев А. И., Юдин Ю. С. Быстродействующее устройство для определения полярности и сравнения величин напряжений с высокой точностью. — «Автоматика и приборостроение», 1964, № 1.

5-64. Лебедев А. В., Подольская Г. В., Толчинский Е. М. Аналого-цифровое устройство для измерения и конт-

роля отклонений параметров от нормы. — «Приборы и системы управления», 1967, № 3.

5-65. Рейнберг М. Г., Чернышев В. Н. Полупроводниковый преобразователь напряжения в цифровой код. — В кн.: Цифровая техника и вычислительные устройства. М., Изд-во АН СССР, 1962, № 2.

5-66. То же, что [Л. 3-62].

5-67. Нетребенко К. А. Цифровые автоматические компенсаторы. М., «Энергия», 1961.

5-68. Брондукова В. А. Нуль-органы на транзисторах для цифровых измерительных приборов. Материалы всесоюзного научно-технического совещания по радиоэлектронным методам измерений электрических напряжений и омических сопротивлений. Таллин, 1965.

5-69. Prins D. G. D. C. Amplifiers with Automatic Zero Adjustment and Input Current Compensation. — «Journal. Sc. Instr.», 24, 1957, № 12.

5-70. Автономов В. А. Аналого-цифровой преобразователь общего назначения. В кн.: Комбинированные вычислительные машины. М., Изд-во АН СССР, 1962.

5-71. То же, что [Л. 2-66].

5-72. Иванцов В. А. Построение высокочувствительных нуль-индикаторов для автоматических измерительных цифровых приборов. — В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы, ЦИНТИЭП, 1961.

5-73. Полонников Д. Е. Электронные усилители автоматических компенсаторов. М., Физматгиз, 1960.

5-74. Иванцов В. А. Исследование высокочувствительных нуль-индикаторов для автоматических цифровых приборов. Автореферат кандидатской диссертации. Новочеркасск, 1963.

5-75. Прянишников В. А., Губанов В. П. Выбор частоты преобразования для усилителей постоянного тока. — «Известия вузов. Приборостроение», т. X, 1967, № 12.

5-76. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Энергия», 1968.

5-77. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. М., «Энергия», 1964.

5-78. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. М., «Энергия», 1967.

5-79. Левоневский Ф. Д. Способ преобразования напряжения в код. Авт. свид. № 145164 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1962, № 4.

5-80. Касперович А. Н. Высокочувствительные устройства сравнения быстродействующих измерительных цифровых приборов постоянного напряжения. Автореферат кандидатской диссертации. Новосибирск, 1963.

5-81. Касперович А. Н. Быстродействующий нуль-орган для кодирования сигналов с широким спектром частот. — «Приборостроение», 1966, № 12.

5-82. Analog-to-Digital converter Type L281. — «Equipment Manual». Technical Publications. Department Mullord Equipment Limited, 1962.

5-83. Копай-Гора Н. П., Птаховский И. Г. Некоторые вопросы построения аналого-цифровых преобразователей применительно к входным сигналам низкого уровня. — В кн.: Аналоговая и

аналого-цифровая вычислительная техника. М., «Машиностроение», 1965.

5-84. Гавриленко В. Ф., Снегирев А. А. Нуль-орган на транзисторах. «Приборостроение», 1963, № 12.

5-85. Люциус Г. Р. Исследование одного принципа построения нулевого органа для систем обегающего контроля. Автореферат кандидатской диссертации. МЭИ, Москва, 1967.

5-86. Люциус Г. Р. Импульсный нуль-орган. Авт. свид. № 209058 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1968, № 4.

5-87. Kleu A., Meuer-Brotz Z., Niess P. Schnelle und genaue Komparatoren mit Transistoren. — «Elektronische Rundschau», 1967, № 1.

5-88. Болотин И. М., Павленко В. А. Нуль-индикатор. Авт. свид. № 179096 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 4.

5-89. Белослюдов А. Б., Крылова Г. П. Нуль-орган для цифровых автоматических компенсаторов. Авт. свид. № 189067 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 23.

5-90. Иванс А. В. Устройство сравнения напряжения цифрового вольтметра. — «Автоматика и вычислительная техника», Рига, 1965, вып. 8.

5-91. Фельдман Б. Я. Магнитный нуль-орган параметрического типа. — В кн.: Элементы и устройства управляющих машин. ОНТИприбор, 1966.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ШЕСТОЙ

6-1. Jenkins W. N. A Simple Analogue to Digital Converter with Non-Linearity Compensation. — «The Journal of British Institution of Radio Engineers», 1960, 20, № 7.

6-2. Nottel on H. Digitalanzeige von elektrischen Messwerten. — «Funk-Technik», 1957, № 12.

6-3. То же, что [Л. 5-44].

6-4. Нетребенко К. А. Десятичное уравновешивающее устройство. Авт. свид. № 129744 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений». Кл. 21e, 13, 1960.

6-5 Stejskal F. Kompensationseinrichtung für Umwandlung der Diagonalspannung einer Messbrücke in eine druckfähige Zahlenfolge. Pat. № 1006957 (ФРГ). Кл. 21e, 32, 1958.

6-6. Шляндин В. М. Автоматическое устройство для относительных измерений переменных напряжений в активных электрических сетках. — «Измерительная техника», 1956, № 4.

6-7. Шляндин В. М., Грубник В. С. Электромеханический цифровой вольтметр. Передовой научно-технический и производственный опыт. ГОСИНТИ, № 34-63-750/6, 1963.

6-8. Теняков Е. И. Компенсационное устройство с цифровым отчетом показания. Авт. свид. № 121508 (СССР). Кл. 21e. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1959, № 15.

6-9. Анало-цифровое преобразование с использованием логических элементов «Correed». — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1965, № 36.

6-10. Стаков А. П. Циклический преобразователь «напряжение — код» на полупроводниковых приборах с цепью обратной связи. Передовой научно-технический и производственный опыт. 1964, № 4-64-277/6.

- 6-11. Калатозишили Н. И., Иоселиани А. Н. Некоторые схемы преобразования напряжения в двоичный код. — В кн.; Схемы автоматического управления. Тбилиси, 1965.
- 6-12. Кренц Э. А. Преобразователь напряжения в цифровой код. Передовой научно-технический и производственный опыт. 1964, № 5-64-677/2.
- 6-13. Klein M. L., Williams F. K., Morgan H. C. Practical Analog-Digital Converters. — «Instruments and Automation», 1956, № 7.
- 6-14. Hagen W. Digital-Multimeter Digitavo und seine Einsatzmöglichkeiten. — «BBC-Nachricht», 1968, 50, № 5.
- 6-15. The Universal Digital Measuring Device. — «Panelectronics», 1968, № 147.
- 6-16. Каталог фирмы Hewlett-Packard, выставка Electronics for measurement, analysis, Computation, 1969.
- 6-17. Gleghorn P. Digital Voltmeter Utilizing Multicodes decatrона. — «Radio and Electron. Engn.», 1964, 28, № 2 (см. Цифровой вольтметр на многокодовых декатронах. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1964, № 47).
- 6-18. Миниатюрный цифровой вольтметр на язычковых реле. «Электроника» (русс. пер.), 1963, № 6.
- 6-19. Sprooner D. L. Means for Digitally Indicating Fractions of an Analog Signal. Pat. № 3026033 (США), 1962.
- 6-20. Аналогово-цифровые преобразователи. — Экспресс-информация «Приборы и элементы автоматики», 1967, № 8.
- 6-21. Широченский А. Е. Преобразователь напряжения в цифровой код. Авт. свид. № 161648 (СССР). Кл. 42т. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1964, № 7.
- 6-22. Analog-to-Digital Converter (Cruikshank, Fairweather). Pat. № 869406 (Англия), 1961.
- 6-23. Young, Hagen. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 3052880 (США). Kl. 340—347, 1962
- 6-24. Кроненбергер К. Автоматический ступенчатый компенсатор. Пат. № 1029092 (ФРГ), 1962.
- 6-25. Цифровой вольтметр. Авт. свид. № 188583 (СССР). Кл. 21е. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 22. Авт.: Н. В. Кирианаки, В. М. Муттер, В. Р. Романовский, В. М. Спокойников.
- 6-26. Интегрирующие преобразователи. — «Приборы и системы управления», 1967, № 7. Авт.: А. П. Гуревич, Г. В. Иванова, Л. А. Русинов, Н. А. Сягаев.
- 6-27. Шлыков Г. П. Цифровой вольтметр с параллельно-последовательной отработкой. — «Приборостроение», 1966, № 3.
- 6-28. Leng I. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 3286253 (США). Kl. 340—347, 1966.
- 6-29. Hoffmann G. Analog-Digital Umsetzer. Pat. № 1178514 (ФРГ). Kl. 21е, 1965 (см. Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1966, № 4).
- 6-30. Spady R. I. Electrical Apparatus. Pat. № 3295126 (США). Kl. 340—347, 1966.
- 6-31. Шляндис В. М., Шлыков Г. И., Крысин Ю. М. Цифровой вольтметр. Авт. свид. № 277093 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 24.

- 6-32. Пшеничников Ю. В. Быстродействующий преобразователь напряжения в цифровой код для датчиков переменного тока.— В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1966, ч. 1.
- 6-33. Wermel J. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 3216006 (США). Kl. 340—347, 1965.
- 6-34. Нетребенко К. А. Автоматический цифровой потенциометр. Авт. свид. № 126191 (СССР). Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1960, № 4.
- 6-35. Вихрев Г. Н., Исаев В. К. Возможность построения импульсного цифрового вольтметра повышенной точности.— В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1966, вып. 1.
- 6-36. Гикис А. Ф., Теняков Е. И., Иванцов В. А. Цифровой потенциометр.— «Труды Новочеркасского политехнического института», 1962, т. 124.
- 6-37. Романовский В. Р., Симхович Э. Ф. Вольтметры с цифровым отсчетом типа Щ1411 и Щ1311.— «Приборы и средства автоматизации», 1962, № 3.
- 6-38. Norton W. Bell. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 3059223 (США). Kl. 340—347, 1962.
- 6-39. Feulner R. J., Robertson J. B. Analog-to-Digital Converter and Typical Applications. «Automatic Electr. Techn. J.», 1962, 8, № 4 (см. Аналого-цифровой преобразователь и его типичные применения.— Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1963, № 18).
- 6-40. Haanstra J. W., Califf J. J. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 2839740 (США). Kl. 340—347, 1958.
- 6-41. Thös F. R. Ein Prazisions—Digitalvoltmeter.— «Siemens Zeitschr.», 1964, 38, № 4.
- 6-42. Иванов А. П. Ферротранзисторный блок автоматического управления для цифровых измерительных приборов.— «Вопросы радиоэлектроники», серия «Радиоизмерительная техника», 1964, вып. 1.
- 6-43. Бутусов И. В. Автоматический цифровой вольтметр постоянного тока.— В кн.: Автоматика и приборостроение. Институт автоматики Госплана УССР, 1962, № 3.
- 6-44. Schafft W. La technique de precision mesures.— «Procedes A equipin electron», 1965, 5, № 31.
- 6-45. Электронный аналого-цифровой многоточечный преобразователь. Передовой научно-технический и производственный опыт. 1963, № 29-63-423/5.
- 6-46. Электронный цифровой регистрирующий преобразователь «МИР-50» с пределами измерения напряжения 50 мв.— В кн.: Цифровая электроизмерительная техника, ОНТИприбор, 1964, вып. IX. Авт.: В. Я. Громыко, Л. А. Плетнев, З. Л. Симкин, Г. И. Тюкель.
- 6-47. Тоддо В. А. Цифровой автоматический мост. Авт. свид. № 123611 (СССР). Кл. 21e. Опубл.— «Бюллетень изобретений», 1959, № 21.
- 6-48. Котельников В. П. Автоматический цифровой мост класса 0,5.— В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы. ЦИНТИЭП, 1961.
- 6-49. Lorenz E. Messung von Kabelwiderstand mit Hilfe Digtalommeter.— «Zeitschrift für Instrumentenkunde», 1963, № 11.

- 6-50. Lorenz E. Brücken oder Kompensationsschaltung für automatischen Messung von Widerständen, Spannungen oder Strömen. Pat. 1095937 (ФРГ). Kl. 21e, 29/02, 1962.
- 6-51. Morgan H., Goydey A. Digital Voltmeter. Pat. № 2996669 (США). Kl. 324—99, 1961.
- 6-52. Gordon B. M., Talamibiras R. P. Signal Conversion Apparatus. Pat. № 2997704 (США), Kl. 340—347, 1961.
- 6-53. Касперович А. Н., Ракитская В. А., Цапенко М. П. Цифровой транзисторный милливольтметр с электролюминесцентным отсчетным устройством.—«Автоматический контроль и методы электрических измерений», Труды III конференции, 1961, т. II.
- 6-54. Малиновский В. Н., Харченко Р. Р. Цифровой мост на полупроводниках.—В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы. ЦИНТИЭП, 1961.
- 6-55. Булычев Л. Д., Гильман Г. И., Чихачев С. А. Аналого-цифровой полупроводниковый преобразователь для машин централизованного контроля.—В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1964, вып. IX.
- 6-56. Догановский С. А. Устройство для преобразования величин, заданных электрическим напряжением, в цифровую форму. Авт. свид. № 117653 (СССР). Кл. 21e. Опубл.—«Бюллетень изобретений», 1959, № 3.
- 6-57. Van Vroonhoven J. L., Muhlbaum A. M. An Electronic Stepping Switch.—«Instrument Practice», 1960, v. 14, № 12.
- 6-58. Van Vroonhoven J. L. A Valve Digital Voltmetre.—«Instrument Practice», 1960, v. 14, № 12.
- 6-59. James D. B. Analog-to-Digital Encoder. Pat. № 3087150 (США). Kl. 340—347, 1963.
- 6-60. Kaenel R. A. High-Speed Analog-to-Digital Converters Utilizing Tunnel Diodes.—«Transactions of IRE Electroning Computer», 1961, EC-10, VII, № 2.
- 6-61. Sem-Sandberg S. G. Analog-Digital Umsetzer. Pat. № 1129716 (Швеция), 1962.
- 6-62. Hollander G. L. Criteria for the Selection of Analog-to-Digital Converters.—«Proceedings National Electronics Conference», Chicago, 1953, № 9.
- 6-63. Amdahl G., Fragy W. Apparatus for Performing Conversions Between Analogue and Digital Signals. Pat. № 3049701 (США). Kl. 340—347, 1962.
- 6-64. Amdahl G., Fragy W. Apparatus for Performing Conversions Between Analogue and Digital Signals. Pat. № 937665 (Англия). Kl. 40(1), 1963.
- 6-65. Hoffman P. H. High Speed Converter. Pat. № 3216002 (США). Kl. 340—347, 1965.
- 6-66. Kase Sch. Analog-Digital Techniques by Magnetic Summing.—«Instruments and Control Systems», 1964, 37, № 11 (см. Аналого-цифровые преобразователи, использующие суммирование магнитных потоков.—Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1965, № 10).
- 6-67. Михайлов Е. В. Помехозащищенный цифратор поразрядного взвешивания.—В кн.: Вычислительная техника. М., Госатомиздат, 1962, вып. 4.
- 6-68. Чернявский Е. А., Поздеев Д. А., Смирнов Н. А. Кодирующий преобразователь амплитуды напряжения переменного

тока в цифровую. Авт. свид. № 129393 (СССР). Кл. 42т. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1960, № 12.

6-69. Григорьев Н. И., Серганев И. Г. Преобразователь напряжения в двоичный код. Авт. свид. № 172356 (СССР). Кл. 21е. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1965, № 13.

6-70. Чернявский Е. А. Оценка эффективности преобразования амплитуды напряжения переменного тока в двоичный код. — «Известия ЛЭТИ», 1966, ч. II.

6-71. Кнюпфер А. П. Способ измерения амплитуды синусоидального напряжения низких и инфразвуковых частот. Авт. свид. № 181731 (СССР). Опубл. — Бюллетень изобретений. Кл. 21е. 1966, № 10.

6-72. Гореликов Н. И., Клиторин И. Ф., Соболь Г. М. Цифровой ваттметр. Авт. свид. № 188587 (СССР). Кл. 21е. Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1966, № 22.

6-73. Крысин Ю. М., Шлыков Г. П. О помехоустойчивости и коррекции дрейфа нуля цифровых милливольтметров. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

6-74. Нельсон И., Волкен П. Устройство для измерения переменных величин. Пат. № 1127442 (Англия). Кл. НОЗК13/06, 1964.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ СЕДЬМОЙ

7-1. Смирнов К. В., Шлыков Г. П. Двухкоординатный преобразователь для измерения быстроменяющихся напряжений. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1966, вып. 3.

7-2. Сафонова К. В., Шлыков Г. П. Следящий аналого-цифровой преобразователь быстроменяющегося знакопеременного напряжения. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

7-3. Гриневич Ф. Б., Карапеев К. Б., Цапенко М. П. Об устойчивости следящих цифровых измерительных приборов, зависящей от их статических характеристик. — «Автометрия», 1967, № 1.

7-4. Муттер В. М. Исследование следящих преобразователей напряжения в код с реверсивным счетчиком. Кандидатская диссертация ЛЭТИ, Ленинград, 1968.

7-5. То же, что [Л. 5-44].

7-6. Глазов М. Н. Преобразователь электрического напряжения в угол поворота и число-импульсный код. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника, ОНТИприбор, 1966, ч. 1.

7-7. Kleegrewe C. Analog-Digital-Umsetzer für elektrische Eingangsgrößen. — «Elektro-Anzeiger», Essen, August 1966, № 15—16.

7-8. Platzek R. C., Lewis H. F., Mielke J. J. A High Speed Electronic Analog-to-Digital Encoder. — «Proc. Nat. Electronics Conf.», Chicago, 1960, v. 15 (см. Быстродействующий электронный преобразователь непрерывного напряжения в цифровой код. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1962, № 30).

7-9. Универсальный кодирующий преобразователь «напряжение—цифра». — «Известия вузов. Приборостроение», 1963, № 4. Авт.: Н. А. Смирнов, В. Б. Смолов, В. С. Фомичев, Е. А. Чернявский.

7-10. Hartenstejn R., Zörgnev K. Der «Seroo—Zähler». — «Archiv für Techn. Messen», 1963, № 331.

7-11. Итикава, Аидзава. Аналого-цифровой преобразователь сервотипа на транзисторах. — «Нихон Кикай Гаккай ромбунсю», 1960, т. 26, № 164.

7-12. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации. Киев, «Наукова думка», 1965.

7-13. Хлистунов В. Н. Основы цифровой электроизмерительной техники. М., «Энергия», 1966.

7-14. Кубышкин В. И. Принципы построения электромеханических цифровых приборов. — В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы. М., ЦИНТИЭП, 1961.

7-15. Сафонова К. В., Шлыков Г. П., Шляндин В. М. Способ измерения быстроменяющегося напряжения. Авт. свид. № 197004 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 12.

7-16. Способ формирования компенсирующих мер в ЦИП. Авт. свид. № 298895 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1971, № 11. Авт.: В. П. Сафонов, К. В. Сафонова, А. Г. Рыжевский, В. М. Шляндин.

7-17. Москаленко Г. В. Динамические характеристики аналого-цифровых преобразователей, работающих по принципу преобразования приращений. — В кн.: Вычислительная техника в управлении. М., «Наука», 1966.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ВОСЬМОЙ

8-1. Шляндин В. М. Устройство для измерения напряжения постоянного тока с цифровым отсчетом. Авт. свид. № 137187 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1961, № 7.

8-2. Шляндин В. М. Электроизмерительные цифровые приборы прямого уравновешивания. — В кн.: Цифровая электроизмерительная техника. ОНТИприбор, 1966, ч. II.

8-3. Кузьмичев Г. М., Шляндин В. М. Цифровые автокомпенсаторы прямого уравновешивания. М., «Энергия», 1968.

8-4. Лебедев В. С. Применение пороговых элементов в современных вычислительных машинах и устройствах. — В кн.: Приборы и средства автоматизации. ОНТИприбор, 1966, № 3.

8-5. Тодд. Амплитудный различитель с высокой разрешающей способностью. — «Электроника» (русск. пер.), 1965, № 19.

8-6. Шиндлер. Использование новейших полупроводниковых схем в сверхбыстродействующем цифровом преобразователе. — «Электроника» (русск. пер.), 1963, № 35.

8-7. Paul Barr. Voltage to Digital Converters and Digital Voltmeters. — «Electromechanical Design», 1964, 8, № 1.

8-8. Euler Karl. Schaltprinzipien für Analog-Digital-Umwandler hoher Bandbreite mit Tunneldioden. — «Frequenz», 1964, 18, № 10.

8-9. Margopoulos P. Analog-to-Digital Converter. Pat. № 3072332 (США), 1963.

8-10. Pawner E. T. A High-Speed Analogue-to-Digital Converter. — «Journal of Scientific Instr.», 1966, 43, № 7.

8-11. John Royal Sturgeon. Analog-to-Digital Converters. Pat. № 812432 (Англия). Kl. 40(1) Н11В14, 1957.

8-12. Ломтев Е. А., Шляндин В. М. Быстродействующий автоматический электромеханический вольтметр с цифровым отсчетом. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1962, вып. 1.

8-13. Шляндин В. М., Кузьмичев Г. М., Ломтев Е. А. Квазиследящий электромеханический цифровой вольтметр прямого уравновешивания. М., ГОСИНТИ, 1965.

8-14. Кузьмичев Г. М., Ломтев Е. А., Шляндин В. М. Квазиследящий цифровой вольтметр. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1964, вып. 2.

8-15. Электромеханический цифровой вольтметр прямого уравновешивания ВАБ-3. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1966, вып. 3. Авт.: Л. И. Анисимова, Г. М. Кузьмичев, Е. А. Ломтев, В. М. Шляндин.

8-16. Шляндин В. М., Ломтев Е. А., Блинков Ю. В. Квазиследящий цифровой вольтметр. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-17. Шляндин В. М., Ломтев Е. А. Применение принципа прямого уравновешивания для создания цифровых электроизмерительных приборов. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-18. Шляндин В. М., Добровинский И. Р., Ломтев Е. А. Устройство управления для цифровых вольтметров прямого уравновешивания. Авт. свид. № 248072 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1969, № 23.

8-19. Шляндин В. М., Добровинский И. Р., Ломтев Е. А. Цифровой вольтметр прямого уравновешивания на бесконтактных элементах. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-20. Шляндин В. М., Ломтев Е. А. Цифровой вольтметр постоянного тока прямого уравновешивания. Авт. свид. № 189939 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 1.

8-21. Шляндин В. М., Анисимова Л. И. Основные принципы построения бесконтактных цифровых вольтметров прямого уравновешивания на частотных сравнивающих элементах. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-22. Gorbatenko G. H. New performance parallel serial analog-to-digital converter with error correction. — «IEEE Internat. Convent. Rec.», 1966, 14, № 3 (см. Точный быстродействующий аналого-цифровой преобразователь параллельно-последовательного типа с коррекцией погрешностей. — Экспресс-информация «Контрольно-измерительная техника», 1967, № 1).

8-23. Schover Donal S., Stein Mark. High Speed Freshold Logic A/D Convertor with Error Correction. — «IEEE Internat. Convent. Rec.», 1964, 12, № 1 (см. Быстродействующий аналого-цифровой преобразователь с исправлением ошибок на пороговых элементах. — Экспресс-информация «Вычислительная техника», 1964, № 48).

8-24. Третьяков В. М. Преобразователи кода в напряжение и напряжения в код аналого-цифрового комплекса. — В кн.: Вычислительная техника в управлении. М., «Наука», 1966.

8-25. Шляндин В. М., Ломтев Е. А. Логарифмический преобразователь постоянного напряжения в позиционный код. Авт.

свид. № 200906 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1967, № 17.

8-26. Шляндин В. М., Ломтев Е. А., Жадаев А. А. О возможности измерения амплитуд переменных напряжений методом прямого уравновешивания. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-27. Цифровой вольтметр параллельно-последовательного уравновешивания. Авт. свид. № 266937 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1970, № 12. Авт.: А. А. Богородицкий, И. Р. Добровинский, А. Г. Рыжевский, Е. А. Ломтев, В. М. Шляндин.

8-28. Шляндин В. М., Ломтев Е. А. Некоторые вопросы проектирования следящих цифровых вольтметров прямого уравновешивания. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1969, вып. 4.

8-29. Ломтев Е. А., Шляндин В. М. Следящий быстродействующий вольтметр с цифровым отсчетом ВАБ-4. М., ГОСИНТИ, 1965.

8-30. Шляндин В. М., Ломтев Е. А. Следящий цифровой вольтметр прямого уравновешивания. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1966, вып. 3.

8-31. Кузьмичев Г. М. Вопросы проектирования цифровых вольтметров прямого уравновешивания. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Электроизмерительная техника», 1964, вып. 2.

8-32. Cox I. R., Glaeser D. H. A Quantizing Encoder. — «IEEE Transaction on Electronic Computers», v. EC-13, 1964, № 3.

## ЛИТЕРАТУРА К ГЛАВЕ ДЕВЯТОЙ

9-1. Шлыков Г. П. О возможности коррекции погрешностей цифровых вольтметров, вызванных конечностью входного сопротивления устройства сравнения. — «Автометрия», 1967, № 2.

9-2. Шлыков Г. П. Цифровой милливольтметр с адаптивной коррекцией погрешности, вызываемой дрейфом нуля устройства сравнения. — «Автометрия», 1966, № 5.

9-3. Донецкая Т. В., Звонко Д. Е., Ситкин Ю. В. Методы осуществления адаптивной оптимизации режима в реальных ЦИП. Тезисы докладов VII Всесоюзной научно-технической конференции «Кибернетические методы в теории и практике измерений», Ленинград, 1970.

9-4. То же, что [Л. 7-13].

9-5. Сафонова К. В. Адаптивный следящий аналого-цифровой преобразователь. — «Ученые записки Пензенского политехнического института. Информационно-измерительная техника», 1970, вып. 5.

9-6. Романовский В. Р., Симхович Э. Ф. Выбор схемы цифрового прибора в зависимости от его назначения. — В кн.: Электроизмерительные цифровые приборы. М., ЦИНТИЭП, 1961.

9-7. Гореликов Н. И., Коршевер И. И., Скурлатов А. И. Цифровой измерительный прибор. Авт. свид. № 173842 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1965, № 16.

9-8. Кирианаки Н. В. Адаптивный метод и схемы управления цифровых измерительных приборов. — В кн.: Проблемы передачи квазистационарных сигналов. Киев, «Наукова думка», 1967.

- 9-9. Кириаки Н. В. Структурно-логические схемы цифровых электроизмерительных приборов. — В сб. научных работ аспирантов № 2. Изд. Львовского университета, 1963.
- 9-10. Алексеев В. А., Касперович А. Н., Карпук Б. В. Новый способ уравновешивания, повышающий надежность аналого-цифрового преобразования. — Тезисы докладов V научно-технической конференции «Кибернетические пути совершенствования измерительной аппаратуры». Ленинград, ОНТИ ВНИИЭП, 1966.
- 9-11. Grave H. F., Kleegewe C. Analog Digital—Umsetzen. — «Zeitschrift für Instrumentenkunde», 1965, 73, № 9—10.
- 9-12. Кэй В. Правильный выбор цифрового вольтметра. «Электроника» (русс. пер.), 1965, № 7.
- 9-13. Shearer I. L., Etzweiler L. A., Reid K. N. Improved Analogue-to-Digital Conversion Technique. — «Control», 1967, v. 11, № 109.
- 9-14. Рене М. Аналого-цифровой преобразователь. Патент Швейцарии № 453426, кл. 21a', 36/00.—Реферативный журнал, 1968; «Вычислительная техника», 1969, № 4.
- 9-15. Рукина Л. К. Цифровые приборы следящего уравновешивания с частотными нуль-органами. — «Измерительная техника», 1969, № 5.
- 9-16. Прокопенко В. И. Анализ цифратора с преобразователем напряжение — частота переменной крутизны. — «Автометрия», 1968, № 5.
- 9-17. Богданов В. В. Цифровой вольтметр с комбинированной структурой. Тезисы докладов юбилейной научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава. Пензенский политехнический институт, 1969.
- 9-18. То же, что [Л. 3-70].
- 9-19. Иванцов В. А. Автокомпенсационный преобразователь непрерывной величины в цифровой эквивалент с поразрядным кодированием. Авт. свид. № 132864 (СССР). Опубл. — «Бюллетень изобретений», 1960, № 20.
- 9-20. Такедо Икуо, Фусами Кадзую. Аналого-цифровой преобразователь. Пат. № 20849 (Япония). Кл. 98(5), 21a', 1968.
- 9-21. Эйлер К. Способ и устройство для преобразования аналогового сигнала в цифровой. Пат. № 1242683 (ФРГ), Кл. 21a', 1967 (см. Реферативный журнал «Автоматика, телемеханика и вычислительная техника». Серия Б. Вычислительная техника, 1968, № 11).
- 9-22. Сафонова К. В., Шлыков Г. П., Шляндина В. М. Комбинированный способ измерения быстроизменяющегося напряжения. — «Автометрия», 1968, № 3.
- 9-23. Охаси Ясутака, Катагири Сэйо. Аналого-цифровой преобразователь. Пат. № 20855 (Япония). Кл. 98(5), 21'a, 1968.
- 9-24. Рейнберг М. Г. Некоторые методы преобразования напряжений в двоичные коды. «Цифровая техника и вычислительные устройства». М., Изд-во АН СССР, 1962, № 2.
- 9-25. Николаева Т. В. Устройства приспособляющейся временной дискретизации непрерывно изменяющихся величин. — В кн.: Кибернетические пути совершенствования методов измерения и контроля. М., ЦНИИТЭИ Приборостроения, 1968.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
<b>ЧАСТЬ ПЕРВАЯ</b>	
<b>ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ, СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦИП НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ</b>	
Глава первая. Цифровые измерительные приборы пространственного и последовательного кодирования . . . . .	10
1-1. Цифровые измерительные приборы пространственного кодирования . . . . .	10
1-2. Цифровые измерительные приборы последовательного кодирования . . . . .	19
Глава вторая. Цифровые измерительные приборы частотно-импульсного кодирования (с преобразованием измеряемой величины в частоту импульсов за определенный интервал времени) . . . . .	44
2-1. Общие сведения . . . . .	44
2-2. Преобразователи параметров в частоту . . . . .	46
2-3. Частотомеры и частотно-импульсные вольтметры . . . . .	65
Глава третья. Цифровые измерительные приборы времязадержки-импульсного кодирования (с преобразованием измеряемой величины в интервал времени, заполняемый импульсами опорной частоты) . . . . .	90
3-1. Общие сведения . . . . .	90
3-2. Измерение интервалов времени . . . . .	92
3-3. Измерение периода, частоты и фазы . . . . .	107
3-4. Преобразователи напряжения в интервал времени . . . . .	136
3-5. Вольтметры времязадержки-импульсного кодирования . . . . .	151
Глава четвертая. Цифровые измерительные приборы взвешивающего кодирования . . . . .	181
4-1. Общие сведения . . . . .	181
4-2. Цифровые измерительные приборы последовательного взвешивающего кодирования . . . . .	182
4-3. Преобразователи параллельного взвешивающего кодирования . . . . .	191

## ЧАСТЬ ВТОРАЯ

### ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ, СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦИП УРАВНОВЕШИВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Глава пятая. Основные узлы ЦИП уравновешивающего преобразования . . . . .	203
5-1. Общие сведения . . . . .	203
5-2. Коммутирующие элементы . . . . .	203
5-3. Преобразователи кода в напряжение . . . . .	213
5-4. Блоки сравнения . . . . .	226
Глава шестая. Цифровые измерительные приборы последовательного во времени развертывающего уравновешивания . . . . .	243
6-1. Общие сведения . . . . .	243
6-2. Цифровые измерительные приборы с цифровыми счетчиками импульсов . . . . .	244
6-3. Цифровые измерительные приборы с программирующими переключателями . . . . .	263
Глава седьмая. Цифровые измерительные приборы последовательного во времени следящего уравновешивания . . . . .	281
7-1. Общие сведения . . . . .	281
7-2. Цифровые измерительные приборы следящего уравновешивания для измерения напряжений . . . . .	284
Глава восьмая. Цифровые измерительные приборы параллельно-последовательного во времени уравновешивания . . . . .	292
8-1. Общие сведения . . . . .	292
8-2. Цифровые измерительные приборы и АЦП параллельно-последовательного во времени уравновешивания без системы поправок . . . . .	295
8-3. Цифровые измерительные приборы параллельно-последовательного во времени уравновешивания с системой ввода поправок . . . . .	302
8-4. Цифровые измерительные приборы параллельно-последовательного во времени следящего уравновешивания . . . . .	318
Глава девятая. Пути улучшения характеристик ЦИП . . . . .	326
9-1. Общие сведения . . . . .	326
9-2. Цифровые измерительные приборы с адаптацией . . . . .	328
9-3. Цифровые измерительные приборы с комбинированной структурой . . . . .	340
Приложение. Характеристики некоторых отечественных и зарубежных ЦИП . . . . .	356
Литература . . . . .	368

ВЛАДИМИР ВИКТОРОВИЧ БОГДАНОВ  
АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ БОГОРОДИЦКИЙ  
ДМИТРИЙ ИВАНОВИЧ ЛЕОНТЬЕВ  
ВЛАДИМИР НИКОЛАЕВИЧ ПАНТЕЛЕЕВ  
АЛЕКСЕЙ ГОРДЕЕВИЧ РЫЖЕВСКИЙ  
ЮРИЙ АНДРЕЕВИЧ СМАГИН  
ВИКТОР МИХАЙЛОВИЧ ШЛЯНДИН

### ЦИФРОВЫЕ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Редактор *В. А. Куликов*

Переплет художника *Е. В. Никитина*

Технический редактор *Т. Н. Хромова*

Корректор *З. Б. Шлайфер*

---

Сдано в набор 6/V 1972 г.

Подписано к печати 11/IX 1972 г. Т-14836

Формат 84×108<sup>1/32</sup>

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 21,0

Уч.-изд. л. 23,62

Тираж 17 000 экз.

Зак. 1187

Цена 1 р. 30 коп.

---

Издательство „Энергия“, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.