

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

© Издательство «Радио и связь», 1986

ПРЕДИСЛОВИЕ

Регулировка радиоаппаратуры, получение требуемых параметров невозможны без применения измерительных приборов различного назначения. Поэтому понятен интерес радиолюбителей к измерительной технике вообще и особенно к приборам, которые можно выполнить в домашних условиях.

С каждым годом повышаются технический уровень и сложность радиоаппаратуры, выполненной радиолюбителями.

Современные требования к измерительным приборам, главными из которых: являются высокая точность, большая разрешающая способность, температурная и временная стабильности, могут быть удовлетворены преимущественно за счет применения цифровых способов обработки и представления информации.

Одним из перспективных путей в разработке электронно-радиоизмерительной аппаратуры является группировка определенной части приборов в комплексы с максимально возможным числом общих блоков, например блока питания, отсчетного устройства, блока обработки информации и т. п. В измерительных комплексах можно применять как аналоговую, так и цифровую обработку и вывод информации. Цифровые измерительные приборы до недавнего времени не имели широкого распространения из-за большей сложности, стоимости, габаритных размеров и массы. Применение современной элементной базы, включающей в себя микросхемы средней и большой степени интеграции, позволяет измерительным приборам по стоимости, габаритным размерам и массе приблизиться к аналоговым.

Погрешность аналоговых измерительных приборов в зависимости от вида измеряемой величины и класса прибора составляет 1 — 5%, что часто не удовлетворяет современным требованиям точности измерения. Цифровая обработка информации позволяет получить довольно малую погрешность (0,01 — 0,5%), высокую разрешающую способность (три — пять разрядов после запятой) и стабильность параметров. Поэтому целесообразно как можно шире внедрять в радиолюбительскую практику цифровой способ обработки и представления информации.

В зависимости от области радиоэлектроники, в которой специализируется радиолюбитель, состав измерительного комплекса может быть различным. Здесь приводятся описание и конструкция цифрового комплекса, в состав которого входят: частотомер-периодомер, прецизионный вольтметр постоянного и переменного токов, генератор низкочастотных сигналов с малыми, неравномерностью АЧХ и коэффициентом нелинейных искажений, а также измеритель нелинейных искажений. Все узлы выполнены с применением современной элементной базы.

В связи с тем, что элементная база непрерывно изменяется и совершенствуется, некоторые схемы приводятся только в качестве иллюстрирующего материала и при этом максимально упрощены, например некоторые схемы измерительных преобразователей переменного напряжения.

Измерительный комплекс может быть рекомендован для повторения опытными радиолюбителями. Изложение принципов построения ЦИП и их узлов должно в значительной степени облегчить изготовление аналогичных приборов радиолюбителями, впервые приступающими к созданию аппаратуры подобного рода.

Комплекс демонстрировался на XXX Всесоюзной радиовыставке и отмечен дипломом третьей степени.

Отзывы и пожелания по этой книге следует посылать по адресу: 101000 Москва, Почтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

К электронным цифровым измерительным приборам (ЦИП) относятся приборы, не содержащие в измерительном тракте электромеханических устройств. (В дальнейшем речь будет идти только об электронных ЦИП.) Любой ЦИП состоит из входного устройства (пределы измерения, масштаб), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), устройства обработки информации и устройства индикации (вывода).

В зависимости от метода аналого-цифрового преобразования различают приборы с число-импульсным и поразрядным кодированием (кодоимпульсные преобразователи). Аналого-цифровые преобразователи число-импульсного кодирования основаны на том, что аналоговая величина измеряется последовательным рядом импульсов с периодом, пропорциональным единице младшего разряда. Наиболее часто применяют АЦП с время-импульсным и частотно-импульсным преобразованиями. В АЦП с время-импульсным преобразованием для преобразования напряжения в код используется промежуточный аналоговый преобразователь напряжение — временной интервал, который в дальнейшем с помощью преобразователя интервал — код преобразуется в код, пропорциональный измеряемой величине. Приборы с АЦП частотно-импульсного преобразования напряжения в код также имеют промежуточный преобразователь напряжение — частота. Затем в преобразователе частота — код формируется код, соответствующий измеряемому напряжению. Преобразователь частота — код по сути дела представляет собой цифровой частотомер.

В приборах с АЦП поразрядного кодирования с большой скоростью определяются разрядные (весовые) коэффициенты кода. Наибольшее распространение получили АЦП с кодоимпульсным преобразованием.

По методу считывания, соответствующему структурной схеме АЦП, ЦИП разделяют на приборы прямого преобразования и компенсационные (с уравнивающим преобразованием). По способу уравнивания различают приборы со следящим и развертывающим уравниванием.

По способу осуществления процесса преобразования различают АЦП с циклическим управлением и АЦП следящего типа. В приборах с циклическим управлением отдельные фазы цикла измерения имеют строго определенную, заданную заранее последовательность, например: установка нуля всех устройств прибора, измерение, перепись информации в буферную память (вывод на индикацию), время индикации. Далее весь цикл повторяется автоматически или при повторном ручном пуске. В приборах следящего типа переход к новому измерительному циклу происходит лишь в том случае, если измеряемая вели-

чина, например напряжение, изменяется на значение, превышающее порог чувствительности прибора.

По значению измеряемой величины АЦП делят на приборы мгновенного значения и приборы с усреднением (интегрирующие приборы).

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Нашей промышленностью выпускается достаточно большое количество разнообразных по своему применению и принципам построения приборов с цифровым отсчетом. Немало ЦИП, различных по сложности и назначению разработано и радиолюбителями. К наиболее важным техническим характеристикам ЦИП относятся: цена деления, входное сопротивление, быстродействие, точность, помехоустойчивость, надежность. В некоторых случаях придается значение мощности потребления ЦИП.

Цена деления. Ценой деления называют разность значений величин, соответствующих двум соседним отметкам шкалы. Для каждого предела измерения цена деления постоянна и определяет минимально возможную для данного ЦИП разрешающую способность. Это наименьшее различимое измерительным прибором изменение измеряемой величины. Для ЦИП — это обычно изменение цифрового отсчета на единицу младшего разряда. Иногда под разрешающей способностью понимают значение цены деления младшего предела ЦИП. Но, строго говоря, разрешающая способность в отличие от цены деления не является обязательно постоянной даже на одном пределе измерения.

Разрешающая способность определяется в основном схемными особенностями ЦИП. В свою очередь, разрешающая способность совместно со значением первого предела (или основного) определяет число декад или двоичных разрядов проектируемого прибора. Число декад или двоичных разрядов эквивалентно динамическому диапазону входных сигналов, например 60 дБ для трехдекадных приборов.

Пределы измерения расширяются с помощью декадных делителей напряжения (в сторону увеличения измеряемой величины) или с помощью масштабных усилителей постоянного тока (в сторону уменьшения). В масштабных усилителях целесообразно использовать интегральные операционные усилители (ОУ).

Входное сопротивление. Входное сопротивление ЦИП характеризует мощность, отбираемую при измерении у источника измеряемого сигнала. Наиболее важную роль входное сопротивление играет при измерении электрических напряжений.

Быстродействие. В цифровых приборах с циклическим управлением цикл измерения обычно включает в себя: установку исходного состояния, собственно измерительный интервал, формирование сигнала об окончании измерения. Часто быстродействие измерительного прибора с циклическим управлением оценивается максимально возможным числом измерений в секунду. При визуальном отсчете показаний в длительность цикла требуется включать время, необходимое для переписи информации в буферную память, а также время индикации, необходимое для восприятия информации оператором.

Применение отсчетных устройств с буферной памятью позволяет разместить временной интервал собственно измерения внутри временного интервала индикации, т. е. проводить текущее измерение в течение цикла индикации предыдущего измерения. Такое построение отсчетного устройства позволяет в зависимости от времени индикации увеличить число измерений в секунду примерно на 10 — 30%.

Для повышения защищенности вольтметров постоянного тока от высокочастотных и импульсных помех во входные цепи приборов включают сглаживающие звенья. Время переходных процессов в сглаживающем фильтре входит в длительность цикла измерения и должно учитываться.

В приборах со следящим способом работы преобразователя быстродействие оценивается длительностью обработки единицы дискретности. На переменном токе быстродействие ЦИП снижается и определяется главным образом временем преобразования переменного напряжения в постоянное (без учета времени индикации). Так, при использовании преобразователя среднего значения можно добиться минимального времени преобразования выбором оптимальных схем собственно преобразователя и фильтра, обеспечивающих наименьшую длительность переходных процессов в этих узлах, а также применяя в фильтре конденсаторы с малой остаточной поляризацией, например фторопластовые ФТ-2.

Точность. Под ней в общем случае понимают ту область, в пределах которой находится погрешность измерения данным прибором при определенных условиях его применения. При нормальных условиях применения учитывается основная погрешность, а при отклонении от них — сумма основной и дополнительных погрешностей. Дополнительные погрешности образуются в результате изменения температуры, частоты и т. п. Наиболее привычный и понятный способ сравнительной оценки точности измерительных приборов, сущность которого заключается в указании класса точности в виде количества процентов от конечного значения рабочего диапазона измерения, для ЦИП не является удачным.

Для измерительных АЦП ГОСТ устанавливает, что их основная относительная (т. е. пропорциональная измеряемому значению) погрешность должна выражаться в процентах значения измеряемой величины, а не конечного значения рабочего диапазона. При равенстве измеряемой величины конечному значению рабочего диапазона основная относительная погрешность численно равна приведенной погрешности при обычном нормировании.

Для реальных ЦИП общая погрешность измерения включает в себя относительную и инструментальную (абсолютную) погрешности. Инструментальная погрешность не зависит от значения измеряемого сигнала и определяется суммарным влиянием погрешностей и нестабильностью параметров отдельных узлов и элементов ЦИП, входящих в их измерительные преобразователи. Сюда можно отнести погрешности и нестабильность уровней квантования, резисторов, конденсаторов и активных элементов. Аналитические формы выражения погрешности ЦИП приведены в [16, 18]. В этих же работах приведены применительно к отдельным устройствам основные факторы, определяющие погрешность ЦИП. У некоторых приборов в состав абсолютной погрешности входит также погрешность вследствие накопившегося в промежутке между двумя регулировками прибора дрейфа нуля усилителя, устройств сравнения и формирующих устройств. Предельное значение абсолютной погрешности определяется принципом построения прибора, примененной элементной базой и не зависит от времени его эксплуатации.

Все изложенное относится к погрешностям, называемым статическими, т. е. к погрешностям измерения усредненного значения, которые возникают из-за неточности измерительного прибора при условии постоянства измеряемого сигнала. Статическая погрешность ЦИП является составной частью динамической погрешности, ее частным случаем. Динамическая погрешность ЦИП определяется как разность между зафиксированным ЦИП значением измеряемой величины и ее истинным значением в момент отсчета. Эта погрешность, с одной стороны, определяется изменением измеряемой величины в процессе измерения, а с другой — инерционностью отдельных элементов ЦИП, т. е. его быстродействием, конечной длительностью измерительного цикла, в течение которого измеряемый сигнал претерпевает изменение.

При анализе источников погрешности целесообразно группировать абсолютную и относительную составляющие так, чтобы можно было выделить погрешности, устраняемые в процессе установки нуля и калибровки ЦИП. Это позволит установить минимальными погрешность прибора после проведения указанных регулировок и погрешность, которая может накопиться в приборе главным образом вследствие изменения температуры окружающей среды за определенное время. Необходимо также учитывать влияние колебаний сетевого напряжения или разрядку автономных источников питания. Напряжение питания всех узлов, определяющих погрешность ЦИП, необходимо жестко стабилизировать и фильтровать. Коэффициент стабилизации в зависимости от точности прибора должен быть не ниже 200 — 300 (например, компенсационные стабилизаторы с применением ОУ).

Помехоустойчивость. Под помехоустойчивостью ЦИП понимают способность ЦИП правильно воспроизводить значение измеряемого сигнала, несмотря на наличие различных воздействий, искажающих измеряемый сигнал. Эти воздействия, называют помехами. Полностью устранить влияние помех, появляющихся на входных зажимах вместе с сигналом, нельзя. Оценку помехоустойчивости ЦИП обычно проводят по отношению к аддитивным, т. е. суммирующимся с полезным сигналом, помехам. Помехоустойчивость численно характеризуется степенью подавления помех на входе ЦИП.

Различают помехи импульсные и флуктуационные. Импульсные помехи представляют собой последовательность импульсов произвольной формы, длительности и амплитуды. Длительность импульсов обычно короче интервала между ними. Флуктуационные помехи представляют собой непрерывный во времени случайный процесс. Частным случаем такой помехи является гармоническая (например, сетевая) помеха. Данный вид помех подразделяют обычно на помехи нормального вида и помехи общего вида. Первые возникают на входных зажимах ЦИП в основном за счет электромагнитных наводок на сопротивлении линий

связи между источником сигнала и ЦИП, вторые — в основном из-за различия потенциалов точек заземления у источника измеряемого сигнала и у ЦИП.

Для снижения уровня помех общего вида необходимы рациональное построение и монтаж входных цепей ЦИП, т. е. правильный выбор точек заземления, экранировка, гальваническая развязка и т. п. Основными методами борьбы с помехами нормального вида являются фильтрация, статистическая обработка, компенсация и усреднение. Метод фильтрации наиболее простой, но он резко снижает быстродействие ЦИП. Метод статистической обработки из-за своей сложности широкого распространения пока не получил. Метод компенсации требует для своей реализации определенных аппаратных затрат (формирование дополнительного канала для выделения помехи и введение ее в основной канал с обратным знаком), поэтому он также не нашел широкого применения. Наиболее перспективным для ЦИП является метод усреднения помехи нормального вида за определенный интервал времени преобразования. Если обозначить t — время усреднения, а T — период помехи, то можно показать, что степень подавления тем больше, чем больше отношение t/T . Если же это отношение равно точно целому числу (кратность), то степень подавления помехи обращается в бесконечность. В реальных ЦИП при отсутствии мер по точной синхронизации t и T степень подавления сетевой помехи ограничена примерно 40 дБ, что в основном определяется нестабильностью частоты сети, равной $\pm 1\%$.

Надежность. Под надежностью понимают свойство устройства выполнять необходимые функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени. Вопросы оценки и расчета надежности подробно приводятся в специальной технической литературе и здесь не рассматриваются.

Потребляемая мощность. Одной из наиболее действенных мер по снижению потребляемой мощности ЦИП является замена каскадов, собранных на дискретных элементах, интегральными микросхемами (ИС), а также замена цифровых ИС малой степени интеграции ИС средней и большой степени интеграции. В настоящее время разработаны и все шире применяются ИС, представляющие собой вполне законченные функциональные устройства. Например, на ИС К572ПА1 в зависимости от способа включения и дополнительных элементов можно организовать или АЦП, или ЦАП.

В ИС средней и большой степеней интеграции резкое снижение размеров отдельных элементов приводит к соответствующему снижению паразитных емкостей и, как следствие, к снижению потребляемой мощности. Кроме того, более тонкая структура полупроводниковых приборов в СИС и БИС позволяет выполнять переключения с меньшими точками. Следствием всего этого являются снижение мощности, потребляемой ЦИП от источника питания, и увеличение надежности всего прибора.

При схемной проработке цифрового прибора необходимо тщательно сопоставлять применяемую элементную базу с желаемыми характеристиками разрабатываемого прибора (в частности, с быстродействием), так как с ростом быстродействия применяемых ИС, естественно, растет и потребляемая ими мощность. Целесообразно применять в цифровых устройствах ИС различных серий, например в первой декаде счетчика — серии К155, К133, а в последующих — серию К134; в буферной памяти вместо К155ИР1 можно использовать К134ИР1. При таком построении можно снизить ток, потребляемый цифровыми устройствами, примерно на 0,5 А. (При использовании во всех цифровых узлах только одной серии К155 (К133) ток потребления составит около 0,7 — 1,0 А.) Еще больше снизить потребляемую мощность можно, применяя серии на КМОП-структурах (К176, К564). В этом случае ток, потребляемый цифровой частью (без устройства индикации), составляет всего несколько десятков миллиампер.

ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ЦИП

Обобщенная схема ЦИП состоит из входного устройства 1, преобразователя нормированного аналогового сигнала в цифровой 2, устройства обработки цифровой информации 3, устройства индикации (вывода информации) 4 устройства управления 5 и блока питания 6 (рис. 1).

С помощью входного устройства осуществляется выбор пределов измерения, масштабирование входного сигнала. В преобразователе аналог — цифра предварительно осуществляется преобразование аналоговой величины во временной интервал, частоту или **жод**. В устройстве обработки цифровой информации входной сигнал преобразуется в число импульсов. Информация в числе импульсов в двоично-десятично» коде поступает на устройство индикации. Устройство управления синхронизирует работу всего прибора. Блок питания обеспечивает все устройства необходимыми напряжениями.

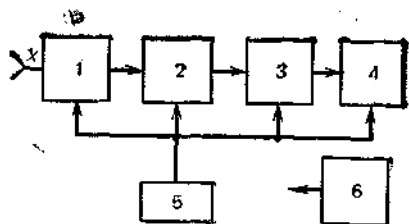


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ЦИП

ЦИФРОВЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Электронно-счетные частотомеры широко применяют для измерения электрических и неэлектрических параметров, преобразованных в частоту или интервал времени. Они отличаются высокой точностью, простотой обслуживания и удобством отсчета. Обычно цифровые частотомеры выполняются как универсальные приборы. С их помощью можно измерять частоту, период, отношение частот, длительность и задержку импульса, считать последовательность импульсов, проводить самоконтроль. На рис. 2 представлена структурная схема частотомера-периодомера.

Входное формирующее устройство частотомера служит для преобразования напряжения измеряемой частоты в последовательность однополярных импульсов, частота которых равна частоте входного сигнала. Импульсы нормируются так, чтобы их уровень и крутизна фронтов, независимо от частоты и формы сигнала на входе прибора, были бы пригодны для работы с другими узлами частотомера. При измерении частоты эталонные интервалы времени, вырабатываемые в формирователе эталонных интервалов и меток времени, равные 10^n ($n=0, \pm 1, \pm 2$ и т. д.), заполняются импульсами следующими с неизвестной частотой F_x . Число импульсов, попавших в эталонный интервал, подсчитывается счетчиком. Период входного сигнала измеряется подсчетом числа меток, попавших в интервал между короткими импульсами, период которых равен периоду входного сигнала. Период меток обычно составляет $0,1; 1; \dots; 10^3$ мкс.

Формирователь эталонного интервала и меток состоит из термостатированного кварцевого генератора и декадных делителей частоты.

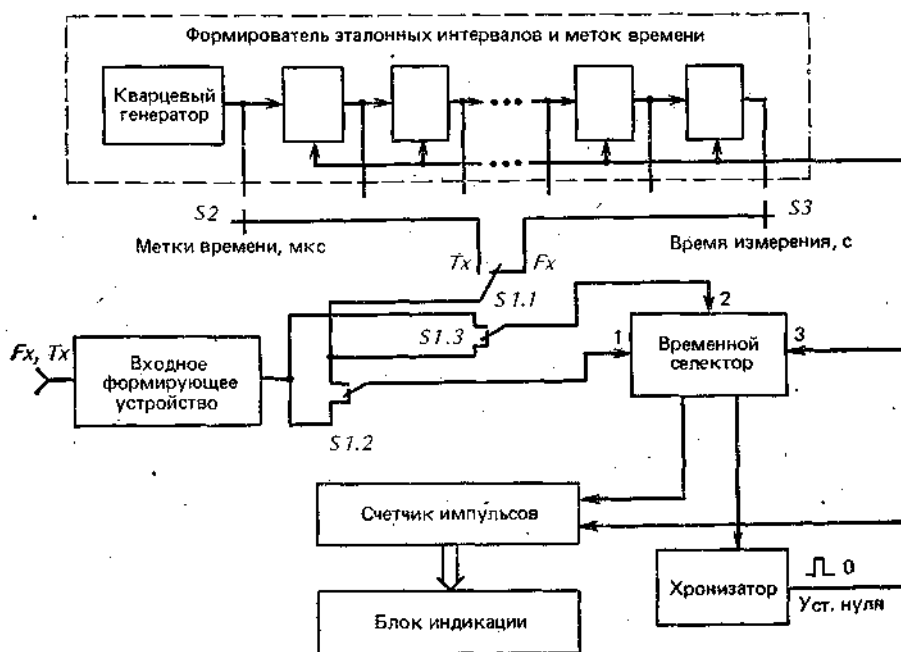


Рис. 2. Структурная схема цифрового частотомера-периодомера

Временной селектор служит для формирования пачки импульсов с частотой F_x (при измерении частоты); длительность пачки равна выбранному временному интервалу. При измерении периода временной селектор формирует пачку меток с выбранным периодом и длительностью пачки, равной периоду входного сигнала. Счетчик импульсов подсчитывает число импульсов, прошедших через временной селектор. Выходы декад счетчика подключены к дешифраторам двоично-десятичного кода в десятичный или код семисегментных индикаторов. Блок индикации содержит цифровые индикаторы, управляемые либо непосредственно сигналами дешифраторов, либо токовыми ключами.

Необходимую последовательность работы узлов прибора задает хронизатор.

При измерении частоты входной сигнал с частотой F_x поступает с разъема на входное формирующее устройство и преобразуется им в импульсы с короткими фронтами, нормированные по амплитуде и длительности. Затем импульсы попадают на вход 1 временного селектора. На вход 2 селектора поступают также импульсы с периодом, равным эталонному интервалу.

Примем за начало измерительного цикла импульс установки нуля, поступающий с хронизатора и устанавливающий декады счетчика, формирователя временных интервалов и временной селектор в исходное положение. Импульс установки нуля вырабатывается после окончания времени индикации. После этого первый же импульс с формирователя временных интервалов, пришедший через переключатели $S1.1, S1.3$ на вход 2 временного селектора, откроет его. Импульсы с измеряемой частотой F_x , имеющиеся на входе 1 селектора, поступят на его выход и далее на счетчик импульсов. Второй импульс с формирователя эталонных интервалов

закрывает временной селектор. Одновременно селектор выдает импульс запуска хронизатора, который с задержкой, равной времени индикации, вырабатывает импульс установки нуля. После чего цикл измерения повторяется. В течение времени индикации (обычно 0,2 — 5 с) можно снять отчет визуально. В это время временной селектор закрыт с целью исключения запуска цикла до окончания времени индикации.

Хронизатор допускает перевод с автоматического режима запуска на ручной. В этом случае хронизатор запускается не временным селектором, а кнопкой «Ручной пуск» (на рис. 2 не показана).

При измерении периода импульсы со входного формирующего устройства через контакты переключателя $S1.3$ поступают на вход 2 временного селектора. Они определяют «время измерения». Метки времени с переключателя $S2$ через контакты $S1.1, S1.2$ поступают на вход 1 селектора. Прибор подсчитывает число меток за измеряемый интервал T_x . Порядок измерения периода T_x не отличается от порядка измерения частоты F_x .

Для повышения точности измерения можно увеличить время измерения за счет усреднения большого числа периодов. Для этого сигнал с выхода входного формирующего устройства необходимо подать на декадные делители (на рис. 2 не показано).

В режиме самоконтроля на вход формирующего устройства подаются импульсы, выбранные с помощью переключателей $S2$ или $S3$. Самоконтроль может производиться в режиме измерения частоты и в режиме измерения периода. Режимы измерения длительности импульса, времени задержки, отношения частот подробно описаны в [10 и 16].

ЦИФРОВЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

Для измерения импульсных и переменных напряжений (пиковое, средневыпрямленное и среднеквадратическое значения), а также переменного тока обычно используются вольтметры постоянного тока совместно с соответствующими преобразователями.

Вольтметр с время-импульсным преобразованием. На рис. 3 показана его структурная схема, а на рис. 4 даны временные диаграммы, поясняющие работу вольтметра. Измеряемое постоянное напряжение преобразуется в интервал времени, который заполняется счетными импульсами. Число импульсов, подсчитываемое счетчиком, пропорционально измеряемому напряжению. Измерение осуществляется циклами, задаваемыми устройством управления (ручно! или автоматический режим).

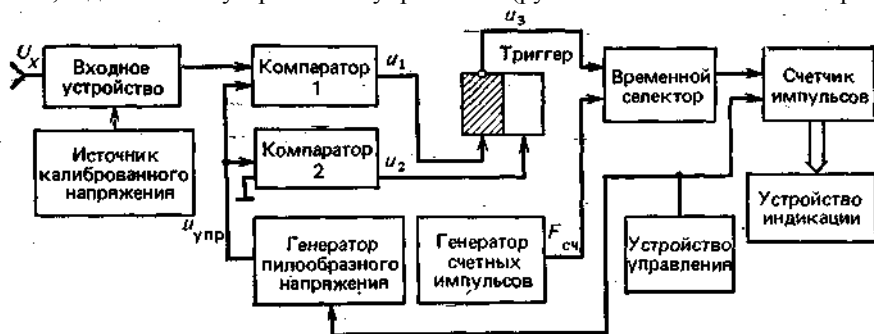


Рис. 3. Структурная схема вольтметра с время-импульсным преобразованием

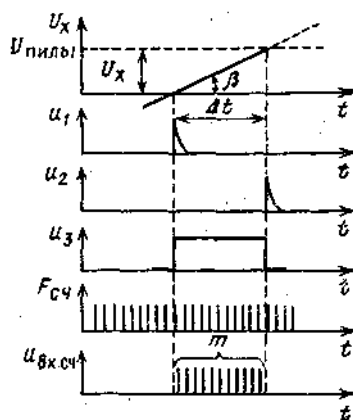


Рис. 4. Временная диаграмма работы вольтметра с время-импульсным преобразованием

В начале цикла тактовый импульс устройства управления, устанавливает счетчик в исходное состояние и запускает генератор пилообразного напряжения. В момент прохождения пилообразного напряжения через нуль компаратор 2 выдает короткий импульс, который переключает триггер. Временной селектор открывается, и на счетчик поступают счетные импульсы. В момент совпадения пилообразного напряжения с измеряемым

срабатывает компаратор 1 и переводит триггер в исходное состояние. Временной селектор закрывается, прекращая прохождение счетных импульсов на счетчик. Таким образом счетчик подсчитывает счетные импульсы в течение времени Δt .

Как видно из рис. 4, измеряемое напряжение $U_x = \Delta t \operatorname{tg} \alpha$. Численное значение $\operatorname{tg} \alpha$ равно скорости изменения пилообразного напряжения и, а $\Delta t = m / F_{\text{сч}}$ ($F_{\text{сч}}$ — частота следования счетных импульсов; m — число счетных импульсов, поступивших на счетчик). Поэтому $U_x = mv / F_{\text{сч}}$.

Для каждого вольтметра число $F_{\text{сч}}/u = \text{const}$ и его выбирают равным 10^k , где $k = 0, 1, 2, 3$. Тогда показания счетчика дают непосредственное значение измеряемого напряжения в цифровом выражении $U_x = m \cdot 10^{-k}$, В [14].

Вольтметр с двойным интегрированием. На рис. 5 дана структурная схема вольтметра, а на рис. 6 — временные диаграммы, поясняющие его работу. Цикл измерения Γ , состоит из интервалов времени T_1 и T_2 , задаваемых соответственно длительностью импульсов и паузой между ними (рис. 6).

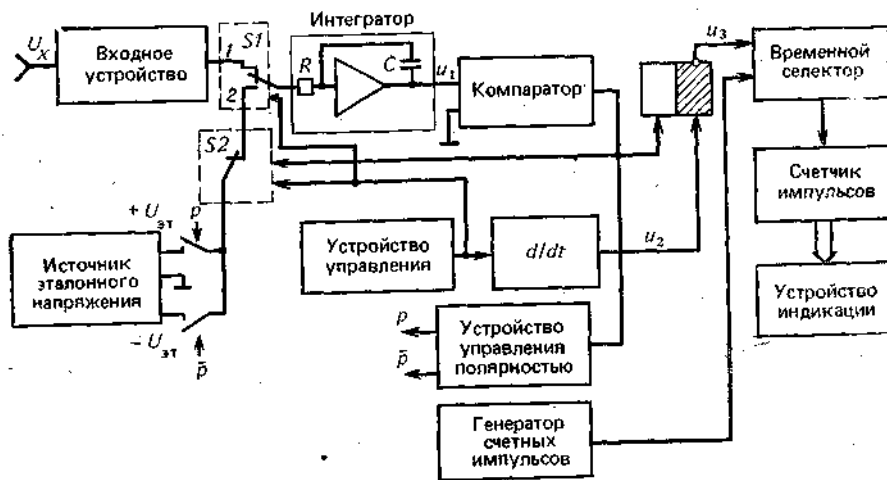


Рис. 5. Структурная схема вольтметра с двойным интегрированием

В начале цикла устройство управления вольтметра (см. рис. 5) вырабатывает импульс калиброванной длительности с крутым фронтом и срезом. На время, равное длительности этого импульса, переключатель $S1$ замыкается в положение 1 и на вход интегратора подается измеряемое постоянное напряжение. Начинается процесс интегрирования «вверх». Крутизна напряжения «1» (угол наклона α) пропорциональна значению измеряемого напряжения U_x . Продолжительность процесса интегрирования «вверх» определяется длительностью T_1 управляющего импульса $u_{\text{упр}}$. В момент окончания импульса ($t = T_1$) триггер перебрасывается из состояния 0 в состояние 1. Переключатель $S1$ переводится в положение 2, и вход интегратора подключается к источнику эталонного напряжения $U_{\text{эт}}$, полярность которого противоположна полярности измеряемого напряжения.

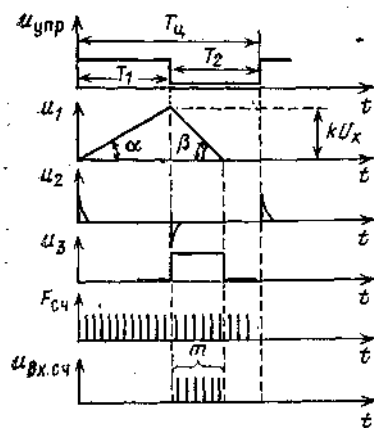


Рис. 6. Временная диаграмма работы вольтметра с двойным интегрированием

Начинается процесс интегрирования «вниз» — напряжение на выходе интегратора линейно убывает. Скорость убывания этого напряжения пропорциональна значению эталонного напряжения $U_{\text{эт}}$. В момент прохождения линейно-падающего напряжения через нуль компаратор выдает импульс, размыкающий переключатель $S2$ и возвращающий триггер в исходное состояние. На выходе триггера образуется импульс длительностью Δt , который заполняется счетными импульсами, подсчитываемыми счетчиком.

К концу интервала T_1 напряжение на выходе интегратора будет

$$u_1(T_1) = U_x T_1 / (RC).$$

С момента начала интервала T_2 это напряжение снижается со скоростью убывания, определяемой эталонным напряжением $U_{эт}$. Через время Δt выходное напряжение вернется в нулевое положение. При этом

$$U_x T_1 / (RC) = U_{эт} \Delta t / (RC); \Delta t = T_1 U_x / U_{эт}.$$

Учитывая, что $\Delta t = m / F_{сч}$, получаем:

$$U_x = m U_{эт} / (F_{сч} T_1) = m 10^{-9},$$

где $F_{сч}$ — частота следования счетных импульсов.

Погрешность преобразователя напряжение — интервал времени получается достаточно малой, так как длительность импульса T_1 и эталонное напряжение $U_{эт}$ могут поддерживаться постоянными с высокой точностью. При выборе интервала усреднения равным или кратным периоду сетевого напряжения, например 40 мс, вольтметр с двойным интегрированием позволяет осуществить эффективную защиту от помех, имеет малую погрешность измерения (примерно $0,01\% U_x \pm 1$ младшего разряда счета).

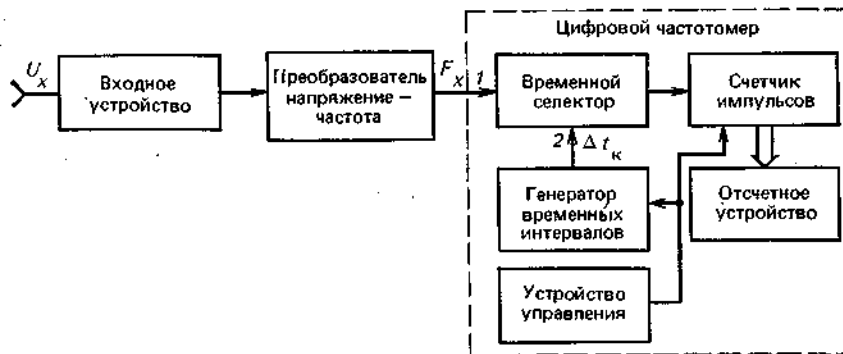


Рис. 7. Структурная схема вольтметра с преобразованием напряжения в частоту

Цифровой вольтметр с преобразованием напряжения в частоту. Его структурная схема дана на рис. 7. В этом вольтметре преобразование напряжения импульсы, частота следования которых F_x пропорциональна измеряемому напряжению ($F_x = k U_x$), позволяет заменить интегрирование суммированием «а определенный интервал времени. Основными узлами вольтметра с преобразованием напряжения в частоту являются: входное устройство, измерительный преобразователь и цифровой частотомер, в котором генератор калиброванных; временных интервалов времени совместно с устройством управления вырабатывает стробирующий импульс длительностью Δt_k . Этот импульс подается на вход 2 временного селектора, ко входу 1 которого подводится последовательность импульсов с частотой следования F_x . Счетчик подсчитывает число импульсов, заполняющих интервал.

Начальная частота (при $U_x = 0$) должна быть минимальной и составлять единицы герц. Иначе потребуются специальные меры для устранения ее влияния на показания.

Погрешность измерения вольтметров с преобразованием напряжения в частоту составляет $0,01 — 0,5\%$.

Цифровой вольтметр с поразрядным уравниванием (рис. 8). Работа такого вольтметра основана на последовательном сравнении значения измеряемого напряжения с рядом эталонных напряжений, значения которых различаются по определенному закону (чаще всего по закону размещения разрядов в двоичной системе счисления), т. е.

$$U_x = U_{эт} (a_n 2^n + a_{n-1} 2^{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0).$$

где a_i принимает значение либо 0, либо 1, а n представляет собой число двоичных разрядов разложения. Таким образом, для определения измеряемого напряжения U_x необходимо найти разрядные коэффициенты a_i .



Рис. 8. Структурная схема вольтметра с поразрядным уравниванием

Один из вариантов решения этой задачи методом взвешивания и показан на рис. 8. Измеряемое напряжение со входного устройства поступает на один из входов компаратора. На второй его вход поступает напряжение из блока эталонных напряжений. Устройство управления, определяющее алгоритм работы всего прибора, выдает в блок эталонных напряжений тактовые импульсы. В соответствии с тактовыми импульсами на компаратор последовательно поступают эталонные напряжения, соответствующие разрядам кода. Цикл начинается со старшего, разряда. В компараторе измеряемое напряжение сравнивается с эталонным, т. е. из U_x вычитается $U_{эт} * 2^n$. Если разность положительна, то напряжение на выходе компаратора не меняется и устройство управления не меняет своего режима работы. Оно вырабатывает следующий тактовый импульс, который к предыдущему $U_{эт} * 2^n$ подключает напряжение следующего, более младшего, разряда и т. д. Если же, после какого-либо тактового импульса разность становится отрицательной, то компаратор, переключившись, воздействует на устройство управления, которое выдает в блок эталонных напряжений импульс, снимающий эталонное напряжение подключенного в этом такте разряда. Этот разряд пропускается. А в следующий такт подключается напряжение, соответствующее следующему, более младшему, разряду и т. д.

Процесс заканчивается после сравнения измеряемого напряжения с полным набором эталонных напряжений. Эталонные напряжения, оставшиеся включенными к моменту равновесия, дают значение измеряемого напряжения U_x в определенном коде. С помощью дешифратора, входящего в устройство вывода, данный код преобразуется в десятичный, а число, соответствующее использованному набору эталонных напряжений, передается в устройство цифрового отсчета.

Приборы этого типа имеют высокую точность (при стабильных питающих напряжениях) и высокое быстродействие.

Измерители постоянного тока. Они строятся на базе цифровых вольтметров постоянного тока. Принцип измерения постоянного тока основан на измерении постоянного напряжения, образующегося на эталонном резисторе (шунте) за счет протекания через него измеряемого тока. Эталонные шунты, переключаемые в зависимости от диапазона измерения, включаются в масштабный усилитель на интегральном ОУ. Рассчитывают шунты обычно так, чтобы падение напряжения на них (при любом диапазоне измерения) не превышало 100 мВ при предельном значении измеряемого тока. Напряжение, усиленное масштабным усилителем, подается на цифровой вольтметр, выполненный по любой из приведенных ранее структурных схем.

ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНЫХ КОМПОНЕНТОВ

Наиболее распространенный способ определения сопротивлений резисторов основан на измерении падения напряжения, созданного на резисторе R_x протекающим через него эталонным током. В зависимости от предела измерения R_x эталонный ток обычно выбирается от 0,1 до 1000 мкА с тем, чтобы падение напряжения на измеряемом резисторе не превышало 0,1 — 0,2 В. Напряжение, образующееся на R_x , усиливается масштабным усилителем, после чего измеряется цифровым вольтметром.

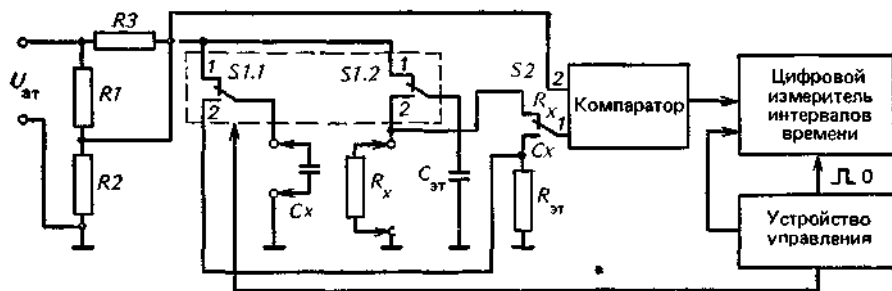


Рис. 9. Структурная схема цифрового измерителя R_x, C_x

Другие способы определения емкости конденсаторов или сопротивления резисторов основаны на измерении интервала времени, численно равного постоянной времени цепи разрядки конденсатора через резистор. При измерении сопротивления резистора R_x задаются эталонной емкостью $C_{эт}$ и, наоборот, при измерении емкости конденсатора — эталонным сопротивлением. В схеме, приведенной на рис. 9, при измерении емкости конденсатора C_x его предварительно заряжают через резистор $R3$ до напряжения источника стабилизированного напряжения (при этом переключатель $S1.1$ находится в положении 1). Импульс, вырабатываемый устройством управления в начальный такт измерения, устанавливает счетчик цифрового измерителя интервалов времени в исходное состояние. Импульс управления поступает также на вход 1 счетчика и переводит переключатель $S1.1$ в положение 2.

Конденсатор C_x начинает разряжаться через резистор $R_{эт}$. Напряжение разрядки поступает на вход 1 компаратора. Оно уменьшается по закону

$$u_c = E e^{-t/\tau}, \text{ где } \tau = C_x R_{эт}.$$

Ко входу 2 компаратора подводится эталонное напряжение U_{ar} , снимаемое с делителя $R1, R2$. Сопротивления резисторов выбираются из условия $R2/(R1+R2) = 1/e$. При этом $u_{и} = E/e$. В тот момент, когда убывающее напряжение на конденсаторе $C_x(u_c)$ сравняется с u_R , т. е.

$$E/e = E e^{-t/\tau}, \tau = Dt$$

(следовательно, $u_c = Ee^{-t/\tau} = Ele$), на выходе компаратора формируется импульс, поступающий на цифровой измеритель интервала времени. Он измеряет интервал $t = C_x R_a T$. Сосчитанное его счетчиком число импульсов (их частота следования $F_{сч}$) равно $m = F_{сч} T$.

При фиксированных значениях R_{ar} и $F_{сч}$

$$C_x = m / (R_{эТ} F_{сч}) = km.$$

Обычно коэффициент k выбирают кратным 10^{-n} . Изменением числа k можно менять пределы измерения.

Аналогично измеряют сопротивление резистора R_x , используя для этого эталонные конденсаторы $C_{ат}$.

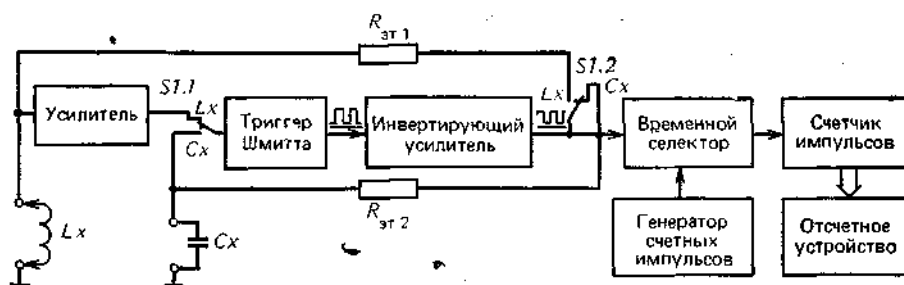


Рис. 10. Структурная схема цифрового измерителя C_x, b_x

В цифровом измерителе емкостей конденсаторов и индуктивностей катушек, структурная схема которого приведена на рис. 10, использован другой принцип преобразования измеряемого параметра в интервал времени. В первоначальный (после включения измерителя) момент времени триггер Шмитта вырабатывает отрицательный перепад напряжения. С выхода инвертирующего усилителя положительный перепад напряжения нормированной амплитуды заряжает конденсатор C_x через эталонный резистор $R_{ан}$. Напряжение на конденсаторе C_x растет до тех пор, пока оно не достигнет напряжения прямого переключения триггера, после чего триггер переключится. На выходе инвертирующего усилителя появится отрицательный перепад напряжения, конденсатор начнет разряжаться, u_c уменьшится. При достижении $u_c = U_{овз}$ триггер возвратится в исходное состояние. Далее цикл повторяется.

Период следования T выходных импульсов усилителя при фиксированных порогах срабатывания триггера и амплитуде выходных импульсов усилителя будет пропорционален постоянной времени RC цепи. При фиксированных значениях $R_{эТ}$ период T пропорционален измеряемому значению C_x . Период T измеряется цифровым измерителем интервалов времени.

На этом же принципе основаны измерения индуктивностей катушек. При этом период T будет пропорционален измеряемому значению L_x . При измерении индуктивности положительный перепад напряжения, формируемый на выходе инвертирующего усилителя, через контакты переключателя $ST.2$ подается на цепь $R_{эт.1}, L_x$. Вследствие появления ЭДС самоиндукции в катушке L_x напряжение на ней будет увеличиваться по экспоненциальному закону, стремясь к значению где $U_{вых}$ — нормированное напряжение на выходе инвертирующего усилителя; R_L — сопротивление катушки индуктивности на постоянном токе.

Это напряжение усиливается усилителем и через контакты $ST.1$ подается на вход триггера Шмитта. Напряжение на L_x повышается до тех пор, пока напряжение на выходе усилителя не достигнет напряжения прямого переключения триггера Шмитта, после чего триггер переключится. На выходе инвертирующего усилителя появится отрицательный перепад напряжения. Но напряжение на катушке L_x спадает не мгновенно, а также по экспоненциальному закону. По истечении некоторого времени, определяемого постоянной времени $R_{эм1}L_x$, уменьшающееся напряжение на выходе усилителя достигнет $U_{овз}$ и триггер Шмитта вернется в исходное состояние (напряжение низкого уровня на его выходе). Далее цикл повторяется.

На выходе инвертирующего усилителя будет формироваться последовательность импульсов с периодом следования, пропорциональным измеряемому значению L_x . Период следования измеряется цифровым измерителем интервалов времени.

ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА

Принципиальная схема и характеристики входного устройства ЦИП определяют входные параметры прибора в целом. Основными характеристиками входного устройства являются входное сопротивление и

входная емкость. Эти параметры определяются функциональным построением входного устройства. Существуют приборы, входное сопротивление которых не является постоянным в течение цикла измерения. К этой группе относятся приборы с использованием во входной цепи устройств с последовательной отрицательной обратной связью, а также с АЦП поразрядного кодирования, если вход АЦП является непосредственно входом прибора.

Часто во входных устройствах используются приборы с добавочным резистором или аттенуатором на входе прибора, определяющим его входное сопротивление на постоянном токе.

Входные аттенуаторы (делители). Они служат для расширения пределов измерения, обычно их выполняют на микропроволочных резисторах (погрешность 0,02 — 0,05%). В последнее время стали применять резисторы С2-13, С2-29Т и резисторы на базе пленочной технологии (погрешность 0,01 — 0,02%). Погрешность делителя не устраняется в процессе калибровки прибора и может в несколько раз превосходить погрешность преобразователя или прибора в целом, в связи с этим обычно приводят данные о погрешности прибора на основном пределе и отдельно указывают погрешность делителя.

В приборах, предназначенных для измерения переменного напряжения, вопрос о расширении пределов измерения решается сложнее; здесь необходимо использовать частотно-независимые делители. Емкостные делители имеют ограниченное применение. Чаще используют универсальные резистивно-емкостные делители, которые могут применяться как на постоянном, так и на переменном токе. Схема такого делителя приведена на рис. 11. Точность деления на постоянном токе определяется примененными прецизионными резисторами. Коэффициент деления не будет зависеть от частоты переменного напряжения при равенстве постоянных времени параллельных RC-цепочек, т. е. $C1R1 = C2R2$ ($\tau_1 = \tau_2$).

Коэффициент деления

$$K = (Z1+Z2)/Z2 = (R1+R2)/R2 = (C1+C2)/C1.$$

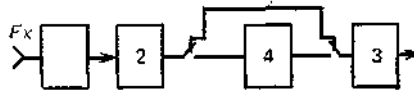
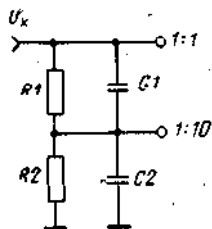


Рис. 11. Схема частотно - компенсированного делителя

Рис. 12. Структурная схема входного устройства частотомера

Постоянные времена τ_1 и τ_2 в процессе настройки выравниваются подстроенными конденсаторами. При рациональном выборе типов конденсаторов и тщательной настройке частотно-компенсированного делителя погрешность его на переменном токе может быть сведена к 0,03 — 0,05%.

Грамотно разработанная схема и конструкция входного устройства в большой степени определяет помехоустойчивость прибора, а также точность измерений при наличии значительных помех, особенно при малых измеряемых сигналах.

Входные устройства частотомеров. Во входном устройстве частотомера входные сигналы нормируются по амплитуде и крутизне фронтов. Здесь же выбирается соответствующий предел измерения сигналов по уровню и осуществляется коммутация полярности входных сигналов.

На рис. 12 представлена структурная схема входного устройства частотомера. Оно состоит из аттенуатора 1, усилителя постоянного тока 2, формирователя 3 и усилителя переменного тока 4 (для измерений синусоидальных сигналов).

Формирователь преобразует входной сигнал в прямоугольные импульсы с крутыми фронтами и нормированной амплитудой, обеспечивает определенную помехозащищенность прибора. Как правило, формирователи строятся по схеме триггера Шмитта, усилителя-ограничителя или формирователя на туннельных диодах. На рис. 13 представлена принципиальная схема формирователя, выполненного на транзисторах VT1 — VT4. Формирователь может быть использован до частот 15 МГц.

Схема формирователя, работающего до частот примерно 50 МГц, представлена на рис. 14. Формирователь включает в себя эмиттерный повторитель на транзисторе VT1, цепь туннельного диода R4, VD1 и усилитель-ограничитель VT2, VT3. Ненасыщенный режим работы транзисторов усилителя-ограничителя VT2, VT3 и управление этим каскадом с помощью импульса, вырабатываемого туннельным диодом VD1, способствуют повышению быстродействия формирователя.

К основным параметрам усилителей входных устройств относятся входное сопротивление, допустимая неравномерность частотной характеристики и требуемый коэффициент усиления. Необходимое входное сопротивление обеспечивается при использовании эмиттерного повторителя или каскадов на полевых транзисторах. Высокое входное сопротивление можно получить также, включив резистор нужного сопротивления последовательно в цепь базы входного каскада. Наличие такого последовательно включенного резистора позволяет эффективно ограничивать уровни исследуемых сигналов. Допустимая неравномерность

частотной характеристики должна быть не более ± 2 дБ. Для обеспечения требуемой АЧХ необходимо использовать местную отрицательную обратную связь.

Принципиальная схема усилительного каскада приведена на рис. 15. Каскад собран на транзисторах $VT1$ и $VT2$ с непосредственной связью. Транзистор $VT1$ включен по схеме ОК, $VT2$ — по схеме ОЭ. Применение местной и общей отрицательных обратных связей позволяет получить хорошую стабильность-характеристик каскада при колебаниях питающего напряжения и температуры, Входное сопротивление каскада в основном определяется сопротивлением резистора $R1$.

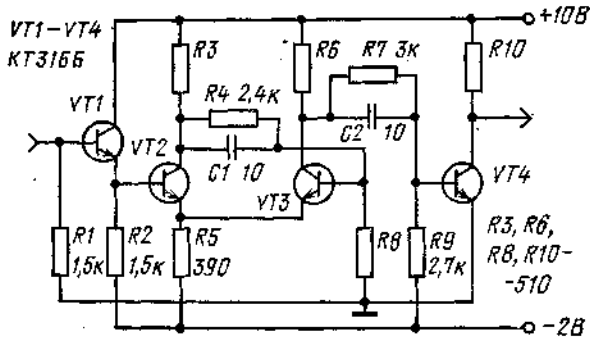


Рис. 13. Принципиальная схема формирователя (до 15 МГц)

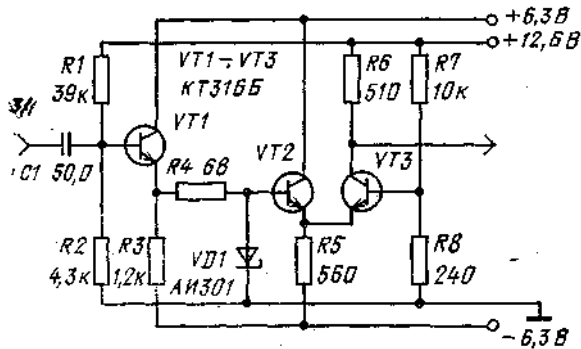


Рис. 14. Принципиальная схема формирователя (до 50 МГц)

Коэффициент усиления всего тракта определяется исходя из необходимого уровня сигнала, обеспечивающего надежное срабатывание формирователя (около 0,5 В для синусоидального напряжения) и минимального входного напряжения (обычно 0,1 В). Таким образом, коэффициент усиления в рабочей полосе частот должен быть около 6 (с 20%-ным запасом).

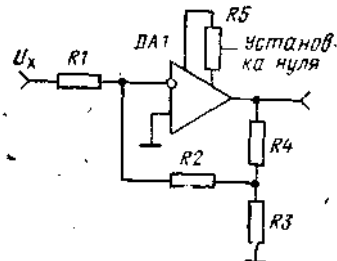
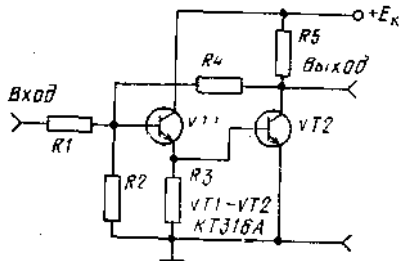


Рис. 15. Принципиальная схема входного усилительного каскада частотомера
Рис. 16. Принципиальная схема масштабного усилителя

Входное устройство вольтметров. Оно состоит из аттенуатора и масштабного усилителя. Масштабирование напряжения осуществляется с помощью аттенуатора, если измеряемое значение превышает основной предел, и с помощью масштабного усилителя, если измеряются напряжения, в 3 — 10 раз меньше основного предела. Иногда масштабный усилитель используется на всех пределах, но на пределах, больших основного, его коэффициент передачи равен 1. Масштабные усилители строятся на базе ОУ, характеризующихся большим (от 4 до 500 тыс.) коэффициентом усиления при разомкнутой петле обратной связи. Принципиальная схема масштабного усилителя представлена на рис. 16.

При наличии на входе измеряемого напряжения U_x через резистор $R1$ течет ток $I_x = U_x/R1$. Напряжение обратной связи, снимаемое с делителя $R3, R4$, компенсирует этот ток. Благодаря малому дрейфу и большому

коэффициенту усиления усилителя его выходное напряжение определяется только внешними элементами (резисторами):

$$K = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{X}} = (R2/R1) \cdot (R3+R4)/R3,$$

где K — коэффициент передачи масштабного усилителя.

Изменение диапазона измерений осуществляется изменением номинала резистора $R1$. Все резисторы должны иметь малый ТКС. Входное сопротивление усилителя определяется сопротивлением резистора $R1$.

При использовании масштабного усилителя только для расширения пределов измерения в сторону малых значений, а также для обеспечения высокого входного сопротивления, независимого от предела, целесообразно использовать ОУ в неинвертирующем включении. При этом можно использовать его со встроенными полевыми транзисторами (К140УД8, К284УД1 и т. п.) или с внешними. Принципиальная схема масштабного усилителя представлена на рис. 17. Его коэффициент усиления

$$K = (R5+R6)/R6 = 1 + R5/R6.$$

Установка нуля прибора осуществляется обычно в узле масштабного усилителя.

Входными устройствами миллиамперметра и омметра являются многопредельные шунты и добавочные эталонные сопротивления соответственно.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Рассмотрим преобразователи переменного напряжения, аналого-цифровые, а также преобразователи параметров линейных компонентов в напряжение. Аналого-цифровым преобразователем (АЦП) называют измерительный преобразователь, который автоматически осуществляет преобразование непрерывной входной величины в дискретные сигналы измерительной информации о числовом значении этой величины. И хотя данный термин не является достаточно строгим и справедлив только для случаев, когда исходная непрерывная величина предварительно преобразуется в аналоговую, он общепринят.

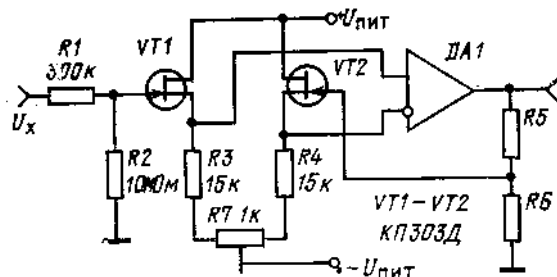


Рис. 17. Принципиальная схема масштабного усилителя с высокоомным входом

Измерительные преобразователи переменного напряжения. Преобразование переменных электрических сигналов в постоянные является одной из самых распространенных операций в технике радио- и электроизмерений.

Переменные во времени электрические сигналы характеризуются средним, средневыпрямленным, среднеквадратическим (СКЗ) и пиковым значениями. В соответствии с этим различают и измерительные преобразователи переменного напряжения (ИПН). Различают ИПН на пассивных (на базе полупроводниковых диодов и других нелинейных элементов с выпрямительным эффектом) и на активных элементах (кроме указанных пассивных элементов для улучшения параметров используют активные функциональные элементы). В дальнейшем будем рассматривать только ИПН на активных элементах.

В измерительной технике для повышения точности и линейности измерений большое значение имеют обратные связи. Функцию преобразования можно линеаризовать, используя отрицательную (ООС), положительную (ПОС) или комбинированную обратные связи. Для преобразователей с замкнутой структурной схемой точность и линейность увеличиваются с увеличением глубины ООС. Например, для устройств выпрямления и детектирования сигналов напряжение порога открывания $p-n$ перехода (около 0,6 В) может вносить недопустимо большие ошибки. Использование диода в качестве нелинейного элемента в цепи ООС позволяет снизить его пороговое напряжение в K раз (K — коэффициент усиления ОУ с замкнутой ООС). При цене единицы младшего разряда 0,1 мВ (предел измерения 200 мВ для 3,5-разрядного вольтметра) этот каскад должен иметь коэффициент усиления $K > 0,7 / (0,1 \cdot 10^{-3}) = 7000$, а собственно ОУ $K_o > 15 - 20$ тыс.

В измерительной технике наиболее часто используют преобразователи сред-невыпрямленных значений (ПСЗ). Некоторые устройства ПСЗ обеспечивают линейность функции преобразования начиная с 0,05 — 0,1 мВ. Обычно ПСЗ строятся по схемам двухполупериодного выпрямления (в формировании выходного сигнала участвуют и отрицательная, и положительная полуволны входного сигнала). Преобразователь включает в себя входной делитель напряжения, собственно формирователь модуля входного (измеряемого) сигнала, который формирует его абсолютное значение, и усредняющий фильтр (преобразователь по уровню среднего значения), который выделяет из пульсирующего выпрямленного напряжения постоянную составляющую.

Формирователь модуля на рис. 18 позволяет получать линейность функции преобразования, начиная с единиц милливольт. При положительной волне напряжения диод $VD1$ открыт, а диод $VD2$ закрыт, усилители $DA1$ и $DA2$ охвачены общей ООС. Сигнал на выход формирователя модуля передается без инверсии знака. При отрицательной полуволне напряжения диод $VD1$ закрыт (цепь разомкнута), а $VD2$ открыт. Усилитель $DA1$ охвачен 100%-ной ООС (работает в режиме повторителя напряжения), и сигнал поступает на инверсный вход второго усилителя $DA2$ (сигнал на выход передается с инверсией знака). Коэффициент передачи формирователя модуля $S = R4/R2$, кроме того, $R3=R2$, а $R1 = R2(S+1)/(S - 1)$.

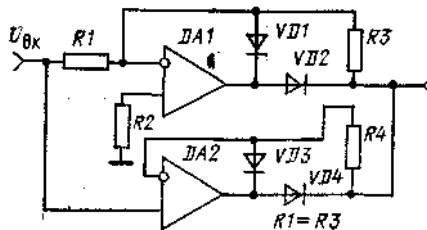
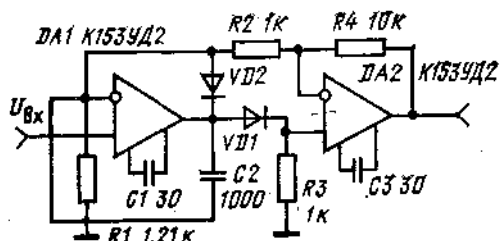


Рис. 18. Принципиальная схема формирователь модуля $C7_{и}$

Рис. 19. Принципиальная схема быстродействующего формирователя модуля

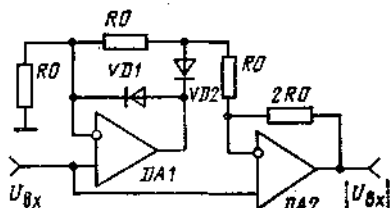


Рис. 20. Принципиальная схема формирователя модуля

Достаточно линейную функцию преобразования и точность обеспечивают формирователи модуля, в которых выпрямительные диоды включены в цепь ООС усилителя. Схема такого устройства изображена на рис. 19. Формирователь имеет хорошее быстродействие и требует всего два подобранных с точностью 0,1% резистора $R1$, $R3$. В этом формирователе инверсия знака сигнала - в одном из выпрямительных каналов осуществляется подачей входного сигнала на разнополярные входы дифференциального усилителя.

Большую группу составляют формирователи, в которых абсолютное значение формируется при вычитании (или суммировании) из выходного сигнала однополупериодного выпрямителя переменного входного сигнала с учетом различных коэффициентов передачи для этих сигналов. Схема такого формирователя представлена на рис. 20. Здесь однополупериодный выпрямитель собран на дифференциальном усилителе $DA1$. Для положительных полуволн входного сигнала коэффициент передачи равен 1, для отрицательных полуволн 2. На дифференциальном усилителе $DA2$ собрано вычитающее устройство, для которого коэффициент передачи входного сигнала равен 3, а для выходного сигнала выпрямителя 2. На выходе формирователя модуля получаем абсолютное выпрямленное значение входного напряжения.

В ПСЗ для выделения постоянной составляющей выпрямленного значения используются следующие способы: аналоговое усреднение сигнала; компенсационный и способ цифрового усреднения.

Способ аналогового усреднения сигнала осуществляется с помощью фильтров нижних частот. Достижимое быстродействие здесь ограничено инерционностью фильтра. Компенсационный способ заключается в выделении из выпрямленного сигнала переменной составляющей и ее вычитании из исходного (выпрямленного) сигнала. Для этого необходимо два параллельных канала — основной и компенсирующий. Способ цифрового усреднения осуществляется при использовании ПСЗ совместно с цифровым вольтметром время-импульсного или частотно-импульсного преобразования. В этом случае в качестве цифрового фильтра используется сам вольтметр, на индикатор которого выводится среднееарифметическое значение из n отсчетов за единицу времени. Более подробный материал по ПСЗ можно найти в [9].

Одним из наиболее распространенных объектов измерения, и преобразования является среднеквадратическое (действующее) значение электрических сигналов. Для получения СКЗ необходимо использовать преобразователь с квадратичной функцией по мгновенным значениям сигнала (электротепловые преобразователи мы не рассматриваем). Если к точности, динамическому и частотному диапазонам преобразователя не предъявляются высоких требований, среднеквадратических преобразователях (СКП) могут быть использованы элементы с естественными нелинейностями, например линейно-сегментные аппроксиматоры на полупроводниковых диодах [9]. Рассмотрим только два варианта построения СКП.

Структурная схема первого варианта СКП — среднеквадратического вольтметра изображена на рис. 21,а. Здесь исследуемое переменное напряжение сравнивается с переменным компенсирующим напряжением, формируемым внутри прибора и имеющим ту же форму, что и исследуемое. Измеряемое напряжение u_x подводится ко входу формирователя I компенсирующего напряжения, который, не меняя формы, обеспечивает стабильный размер среднеквадратического значения выходного напряжения $U_{ф}$. Этот уровень остается

постоянным при изменении u_x в широких пределах. Сформированное напряжение подается через делитель напряжения 2 с управляемым коэффициентом деления на компаратор 3; оно является компенсирующим (4 — входное устройство).

Если $u_k > u_x$, то на выходе компаратора появляется импульс, он воздействует на устройство управления 5 и u_k уменьшается. Это продолжается до тех пор, пока разность $u_x - u_k$ не станет меньше порога срабатывания компаратора. Это означает, что $u_k = u_x$. Устройство управления одновременно управляет устройством цифрового отсчета 6.

Структурная схема формирователя компенсирующего напряжения приведена на рис. 21,б. Основным узлом формирователя является широкополосный линейный усилитель с регулируемым коэффициентом деления 1. Для стабилизации выходного напряжения по среднеквадратическому значению усилитель охвачен ООС, в цепи которой содержится фоторезистор. Он освещается лампочкой накаливания, питаемой частью выходного напряжения усилителя. (На рис. 21,б цепь ООС отдельно не показана, так как входит в усилитель с регулируемым коэффициентом усиления.)

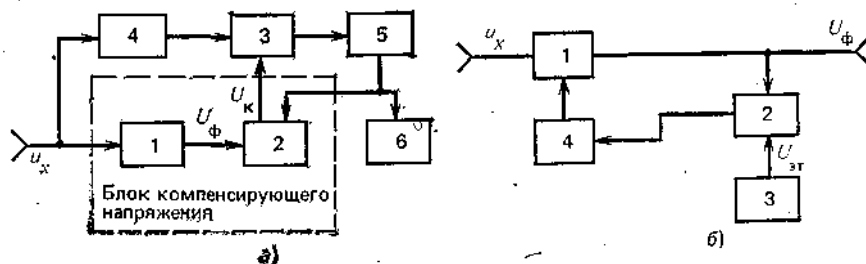


Рис. 21. Структурные схемы среднеквадратического вольтметра (а) и формирователя компенсирующего напряжения (б).

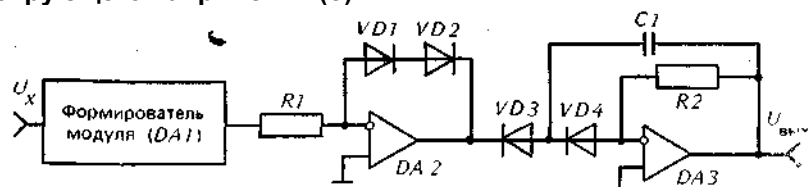


Рис. 22. Функциональная схема второго варианта СКП

Для получения постоянного уровня U_{ϕ} в формирователь входят также компаратор 2, источник 3 эталонного напряжения $U_{\text{вт}}$ и усилитель сигнала ошибки 4. Компаратор сравнивает значение U_{ϕ} с $U_{\text{ат}}$ и с помощью усилителя сигнала ошибки управляет работой регулируемого усилителя.

Такой вариант построения СКП при жестких требованиях к цепи компенсации (минимальные фазовые сдвиги и искажения) позволяет получить малую погрешность измерения [14].

Функциональная схема второго варианта построения СКП с использованием логарифмического и антилогарифмического усилителей на ОУ изображена на рис. 22. В упрощенном варианте в этом СКП используется всего три ОУ. На первой ОУ (DA1) собран преобразователь переменного входного сигнала в его абсолютное значение, на втором DA2 — логарифмический усилитель, а на третьем DA3 — антилогарифмический.

Логарифмирование входного сигнала осуществляется благодаря нелинейности $p-n$ перехода, включенного в цепь обратной связи ОУ. Функция антилогарифмирования получается при использовании $p-n$ перехода в качестве входного резистора для инвертирующей схемы на ОУ. В общем случае для получения среднеквадратичной характеристики преобразователя выходное напряжение логарифмического усилителя должно быть удвоено. Схемы логарифмического и антилогарифмического усилителей должны быть однополярными. Иначе диоды становятся смещенными в обратном направлении и выполнение указанных функций прекратится.

На практике часто (для расширения диапазона логарифмической аппроксимации) вместо диодов используются подобранные транзисторы. Для схемы на рис. 22 желательно, чтобы все четыре транзистора, выполняющих роль $p-n$ перехода, были размещены на одной подложке (т. е. в интегральном исполнении). Необходимо также, чтобы постоянная времени $CIR2$ была много больше времени измерения. При выполнении указанных требований выходное постоянное напряжение будет равно среднеквадратичному значению входного напряжения в масштабе, определяемом $R2/R1$.

Диапазон рабочих токов этих усилителей при использовании диодов составляет пять декад, а при использовании транзисторов — девять декад ($10^{-1} - 10^{-8}$ А).

Время-импульсный АЦП. Основной узел время-импульсного АЦП двойного интегрирования — электронный интегратор — представляет собой устройство, состоящее из двух преобразователей напряжения в ток, устройства сравнения и ключей. На рис. 23 приведена схема электронного интегратора, позволяющего получать значения определенного интеграла от аналогового сигнала (напряжения) за данный интервал времени в виде длительности импульса.

Принцип работы интегратора заключается в зарядке конденсатора током, пропорциональным напряжению интегрируемого сигнала, и разрядке его постоянным стабилизированным током. Конденсатор заряжается в течение времени, заданного пределами интегрирования и представляющего первый такт интегрирования. Время разрядки конденсатора постоянным током до фиксированного уровня напряжения, определяемого устройством сравнения, представляет результат вычисленного значения интеграла данной функции в заданный интервал.

Входной интегрируемый сигнал подается на базу транзистора $VT1$ (рис. 23), включенного по схеме ОЭ. Коллектор $VT1$ через диод $VD1$ подсоединен к интегрирующему конденсатору C , а через резистор $R2$ и ключевой транзистор $VT3$ замыкается на источник питания VI . Ток, протекающий через коллектор $VT1$, будет пропорционален напряжению на базе этого транзистора. Конденсатор C разряжается коллекторным током транзистора $VT2$, включенного по схеме ОЭ, и, следовательно, этот коллекторный ток будет пропорционален напряжению на базе транзистора $VT2$. Напряжение на базе транзистора $VT2$ в основном определяется стабилизатором напряжения, состоящим из стабилитрона $VD3$ и резистора $R5$. Переключение токов зарядки и разрядки конденсатора осуществляется ключевым транзистором $VT3$.

В исходном состоянии, транзистор $VT3$ открыт и насыщен, что достигается выбором резистора $R6$. Протекающий через резистор $R2$ коллекторный ток транзистора $VT1$ обеспечивает условие $|U_C| < |U_2 - U_{R2}|$. В результате чего диод $VD1$ будет закрыт и весь коллекторный ток $VT1$ протекает через открытый транзистор $VT3$. Напряжение источника $U1$ поступает через диод $VD2$ на стабилизатор тока разрядки, состоящий из транзистора $VT2$, резистора $R3$, стабилитрона $VD3$ и резистора $R5$. Протекающий коллекторный постоянный ток I_p создает на переходе база — эмиттер $VT4$ напряжение $U_c = I_p R_{бэ} + U_{откр}$ на конденсаторе C , где I_p — ток разрядки конденсатора, а $R_{бэ}$ — сопротивление перехода база — эмиттер транзистора $VT4$, $U_{откр}$ — порог открывания транзистора $VT4$. Транзистор $VT4$ открыт, и напряжение на его коллекторе близко к напряжению на эмиттере.

При поступлении на базу транзистора $VT3$ закрывающего импульса начинается процесс зарядки конденсатора C коллекторным током транзистора $VT1$. При увеличении напряжения на конденсаторе транзистор $VT4$ также закрывается. После закрывания транзистора $VT3$ прекращается подача напряжения питания на стабилизатор тока разрядки, в результате ток разрядки на конденсатор не поступает. Ток зарядки поступает на конденсатор C в течение времени, пока транзистор $VT3$ закрыт. Начало и конец импульса, закрывающего $VT3$, определяют пределы интегрирования.

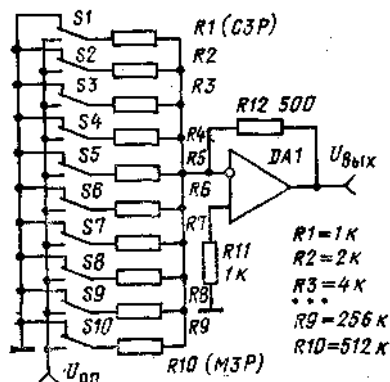
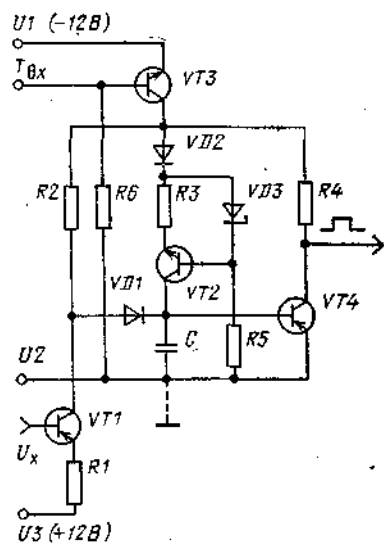


Рис. 23. Принципиальная схема электронного интегратора

Рис. 24. Упрощенная схема ЦАП

После окончания импульса, определяющего первый такт интегрирования, транзистор $VT3$ открывается и ток коллектора $VT1$ весь проходит через открытый транзистор $VT3$, а за счет падения напряжения на резисторе $R2$ напряжение на коллекторе $VT1$ уменьшается и диод $VD1$ оказывается закрытым. При подаче на стабилизатор тока разрядки напряжения питания VI через открытый транзистор $VT3$ на конденсатор C поступает ток разрядки, который разряжает конденсатор до исходного состояния. Результатом интегрирования является положительный импульс определенной длительности на коллекторе $VT4$. На выходе интегратора длительность выходного импульса равна длительности только второго такта интегрирования.

Для получения вольтметра к электронному интегратору необходимо добавить входное устройство, устройство квантования выходного импульса и счетчик импульсов с устройством индикации. Кодоимпульсный АЦП. Основными узлами кодоимпульсного АЦП являются N -разрядный двоично-десятичный реверсивный счетчик (N — число разрядов преобразователя), N -разрядный ЦАП и компаратор. Входной аналоговый сигнал поступает на положительный вход компаратора, его отрицательный вход подключен к выходу ЦАП. Выход компаратора управляет работой двоичного счетчика (сложение или вычитание).

Узлом, определяющим в основном разрешающую способность и точность АЦП, является ЦАП. Его упрощенная принципиальная схема дана на рис. 24. Цифро-аналоговый преобразователь состоит из резистивной матрицы, чаще всего типа $R - 2R$, ключей, сумматора токов на базе ОУ и источника опорного напряжения. В матрицах типа $R - 2R$ номинал резистора последующего разряда удваивается по сравнению с предыдущим. Таким образом для N -разрядного преобразователя номинал резистора разряда с номером N (т. е. младшего значащего разряда — МЗР) составляет $2^{N-1}R$, а элементарная ступенька тока, соответствующая единице в МЗР, $I = U_{оп}/(2^{N-1}R)$. Общий ток матрицы I_z , равен сумме токов, текущих от источника опорного напряжения $U_{оп}$ через резисторы тех разрядов, ключи которых находятся под напряжением высокого уровня («лог. 1»), т. е. включены. Для матриц типа $R - 2R$ также весьма удобно применять последовательно-параллельные ключи, которые замыкают в состоянии «лог. 0» неиспользованные резисторы на корпус, исключая возможность возникновения на них помех и наводок. □

Основным недостатком этой матрицы принято считать большой диапазон номиналов ее резисторов от младшего до старшего знакового разряда (СЗР). В изображенной на рис. 24 схеме ток СЗР составляет 10 мА, а ток МЗР соответственно 10/512 мА. Для ОУ потенциал инвертирующего входа примерно равен нулю ($U_z = 0$ В), поэтому замыкание аналоговых ключей в состоянии «лог. 0» на истинную землю не влияет на нормирование токов включенных разрядов. Ток протекает по резистору $R_{ос}$, создавая на выходе ОУ напряжение.

$$U_{\text{вых}} = -I_z R_{ос}$$

Если необходимо переместить шкалу выходного напряжения, например перейти в область положительных выходных напряжений или отсимметрировать выходное напряжение относительно нуля, следует добавить в схему генератор стабильного тока сдвига, который создает на выходе ОУ требуемое напряжение сдвига. Разрешающая способность, а при этом виде преобразования и абсолютная погрешность (без учета нестабильностей опорного напряжения $U_{оп}$ и напряжения срабатывания компаратора) зависят от числа разрядов и от максимального значения измеряемого напряжения $U_{x \text{ max}}$. Она равна $U_{x \text{ max}}/2^N$. При $N = 10$ и $U_{x \text{ max}} = 10$ В разрешающая способность равна 10 мВ, а относительная погрешность измерения составляет 0,1%.

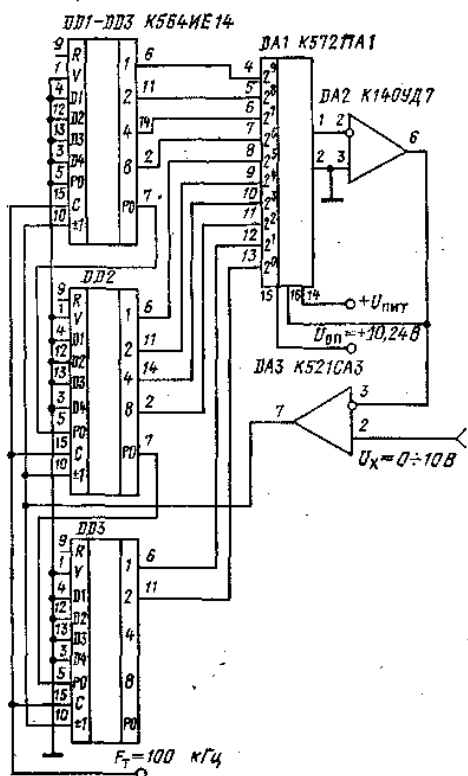


Рис. 25. Упрощенная схема кодоимпульсного АЦП

Упрощенная схема десятиразрядного кодоимпульсного АЦП приведена на рис. 25. Преобразователь состоит из трех реверсивных счетчиков $DD1 - DD3$, преобразователя $DA1$, ОУ $DA2$ и компаратора $DA3$. Микросхема $DA1$ включает в себя десять разрядных генераторов стабильного тока (эквивалент резистивной матрицы) и десять буферных ключевых устройств.

На тактовые входы счетчиков подаются синхриимпульсы с тактовой частотой $F_T = 100$ кГц. Входной сигнал составляет 0 — 10 В.

Цифро-аналоговый преобразователь на основе преобразователя $DA1$ и ОУ $DA2$ преобразует код, имеющийся на выходах реверсивных счетчиков, в аналоговую величину, которая сравнивается в компараторе $DA3$ с входным измеряемым сигналом. В первоначальные такты, когда напряжение на выходе ЦАП меньше измеряемого, счетчики работают в режиме сложения, прибавляя к своему содержимому с приходом каждого

синхроимпульса по единице. В момент равенства выходного напряжения ЦАП и входного компаратор выдает сигнал, переводящий счетчики в режим вычитания. Как только разница между напряжением ЦАП и входным превысит порог срабатывания компаратора, счетчики снова перейдут - в режим суммирования и т. д. Таким образом, данный АЦП является следящим преобразователем.

Выходы счетчиков подключены к устройству индикации, на котором непосредственно отображается результат измерений. В данном АЦП два старших разряда третьего счетчика *DD3* не используются. При применении вместо десятиразрядной микросхемы *DA1* (K572ПА1) двенадцатизрядной (K572ПА2) разрешающая способность АЦП увеличивается в 4 раза (при условии хорошей стабильности опорного напряжения ($U_{оп}$) и напряжения питания аналоговых микросхем). В этом случае используются все четыре разряда *DD3*.

Для расширения диапазонов измерения необходимо АЦП дополнить аттенуатором и масштабным усилителем.

В качестве ОУ *DA2* можно использовать также ОУ с возможно меньшим напряжением смещения нуля, например К153УД5А.

Частотно-импульсные АЦП. *Простые преобразователи напряжение - частота*. В основу преобразователей напряжение — частота положен принцип компенсации заряда, при котором среднее во времени значение заряда интегрирующего конденсатора является примерно постоянным. Функциональная схема преобразователя напряжение — частота, работающего по этому принципу, приведена на рис. 26. В преобразователь входят интегратор, генератор импульсов и формирователь тока компенсации.

Входное измеряемое напряжение U_x с помощью резистора *R1*, последовательно включенного в цепь инвертирующего входа ОУ, преобразуется в ток. Для компенсации этого тока служат импульсы тока, поступающие также на инвертирующий вход ОУ и направленные встречно измеряемому току. Их длительность является строго постоянной и равняется t_n , а частота повторения $F_{Вых}$ токовых импульсов растет с увеличением приложенного входного напряжения:

$$F_{Вых} = -U_x / (t_n I_{оп} R1),$$

где u_x — входное измеряемое напряжение; $I_{ов}$ — опорный компенсирующий ток.

(среднее значение). Зависимость между входным напряжением и частотой импульсов на выходе преобразователя практически линейна.

Так как частота — величина положительная, знак «минус» перед формулой означает, что полярности входного и опорного токов должны быть противоположно направлены. Значение компенсирующего заряда определяется $Q_k = I_{оп} t_n$. Из выражения для F видно, что при постоянстве *R1* стабильность преобразования определяется стабильностью длительности импульсного тока t_n и опорного тока $I_{оп}$, т. е. стабильностью питающих напряжений и зависимостью этих параметров от температуры окружающей среды. В связи с этим в преобразователях, приведенных далее на рис. 27, 29, для формирования импульсов длительностью t_n применены специальные ИС.

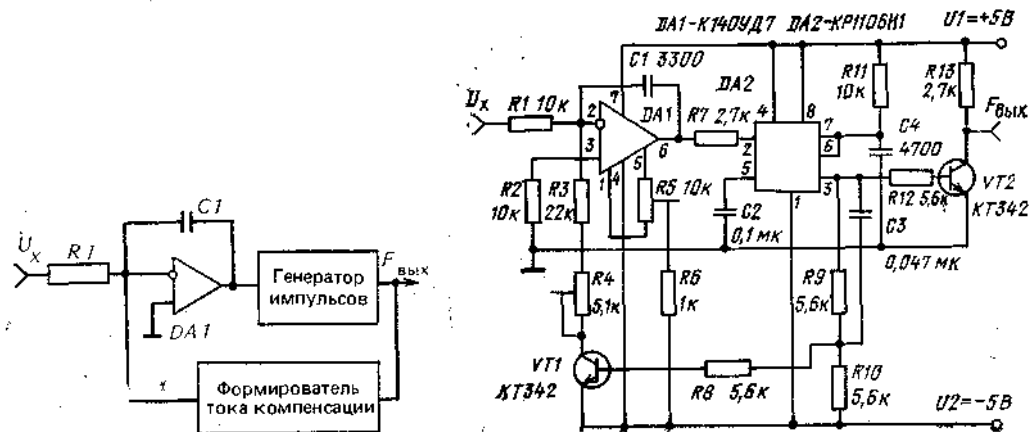


Рис. 26. Функциональная схема преобразователя напряжение — частота

Рис. 27. Принципиальная схема преобразователя напряжение — частота с таймером КРИ06ВИ1

Особенностью этих микросхем является очень малое влияние собственной активной части на длительность формируемого импульса. В большей степени стабильность определяет внешняя задающая RC-цепь. Для снижения влияния этой цепи на стабильность t_n в ней необходимо применять композиционные резисторы и конденсаторы с диэлектриком из лавсановой, полистироловой или фторопластовой ленты. Для генерации опорного тока $I_{оп}$ в преобразователях (см. рис. 27, 29) использован специальный источник тока. При стабильном напряжении питания (± 5 В) опорный ток можно получить от этого напряжения с помощью добавочного резистора. Положительное напряжение +5 В используется также для питания ТТЛ-схем.

В преобразователе, принципиальная схема которого приведена на рис. 27, для формирования импульсов опорного тока с длительностью t_B можно использовать интегральный аналоговый таймер КРП06ВИ1

(зарубежный аналог NE555), Он состоит из триггера управления, двух компараторов (низкого и высокого уровней), прецизионного делителя напряжения, узла сброса и выходного каскада. Ввиду дефицитности указанной микросхемы можно рекомендовать аналог таймера, собранный по его структурной схеме на дискретных компонентах (рис. 28), Нумерация выводов аналога соответствует цоколевке таймера: 1 — общий; 2 — вход компаратора низкого уровня (запуск); 3 — выход; 4 — сброс; 5 — вход управления порогом срабатывания компаратора; 6 — вход компаратора высокого уровня (срабатывание); 7 — выход ключевого транзистора (разряд); 8 — питание 5 — +5 В.

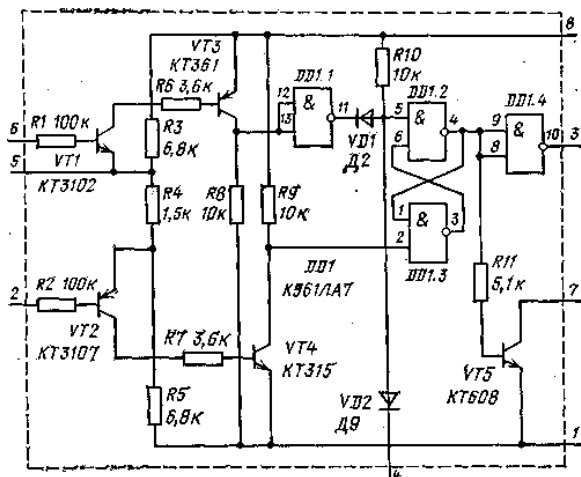


Рис. 28. Принципиальная схема аналога таймера KP1106BI1 на дискретных элементах

Рассмотрим работу преобразователя на рис. 27. В исходном состоянии на выходе таймера DA2 (вывод 3) имеется напряжение низкого уровня; транзисторы VT1, VT2 закрыты. При приложении ко входу преобразователя положительного постоянного напряжения через резистор R1 в точку суммирования интегратора DA1 течет положительно направленный ток. Конденсатор C1 заряжается, и напряжение на выходе интегратора равномерно смещается в отрицательную область. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока линейно падающее напряжение не достигнет напряжения срабатывания триггера таймера, Это напряжение составляет примерно 1/3 напряжения питания таймера, т. е. при напряжении на выводе 2, равном примерно 2,7 В, таймер переключится. На выходе таймера в течение времени $t_u = 1,1R11C4$ будет напряжение высокого уровня. В это время переходы база — эмиттер транзисторов VT1, VT2 будут открыты. Транзистор VT1 подключит резисторы R3, R4 к отрицательному источнику питающего напряжения (— 5 В). В суммирующую точку интегратора DA1 начинает течь отрицательно направленный опорный ток. Значение его заведомо больше любого допустимого (в диапазоне напряжений 0 — 1 В) входного тока. Поэтому направление интегрирования после переключения таймера мгновенно меняется на противоположное (меняет свой знак).

Напряжение на выходе интегратора в течение длительности импульса t , равномерно увеличивается. По истечении времени t таймер возвратится в исходное положение. Далее процесс повторяется снова.

Опорный ток

$$-I_{оп} = (-U_2 - U_{ост1}) / (R_3 + R_4),$$

где $U_{ост1}$ — остаточное напряжение коллектор — эмиттер насыщенного транзистора VT1. Из этого выражения видно, что оба напряжения питания (± 5 В) должны быть хорошо стабилизированы. Значение $U_{ост1}$ транзистора VT1 невелико. Зависимость дополнительной погрешности от колебаний напряжения питания (относительно ± 5 В) и температуры (относительно 20° С) составляет примерно +0,4%/В и — 0,03%/° С в диапазонах $\pm(4 - 7)$ В и 0 — 70° С соответственно.

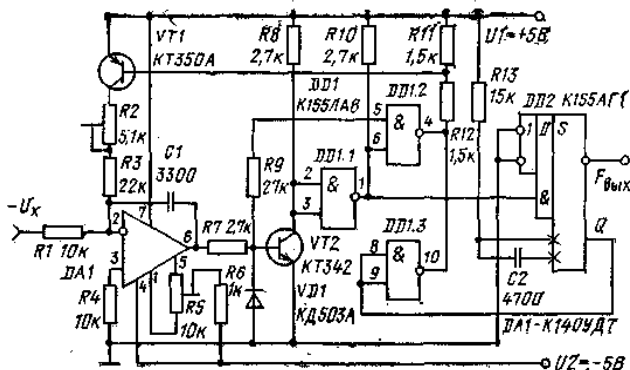


Рис. 29. Принципиальная схема преобразователя напряжение — частота с одновибратором K155AG1

Для настройки преобразователя (рис. 27) предварительно необходимо заземлить его вход. Затем с помощью потенциометра $R5$ выставить на коллекторе $VT2$ частоту, не превышающую 1 Гц. После чего подключить вход к источнику напряжения +1 В. Потенциометром $R4$ выставить на выходе преобразователя частоту $F = 10$ кГц. Преобразователь может работать только от источника напряжения с малым выходным сопротивлением. Поэтому следует использовать предварительный масштабный усилитель, в котором будет осуществляться также и коррекция нуля.

В схеме преобразователя на рис. 29 для формирования временного интервала I_H использован одновибратор на ТТЛ-схеме $DD2$. Эта микросхема с внутренней компенсацией, поэтому изменение напряжения питания и температуры окружающей среды мало влияет на формирование интервала t_a . Дополнительная погрешность от колебаний напряжения питания +5 В и температуры составляет около 0,25% (при напряжении питания +4,75 В; 5,25 В) и — 0,01%/°С (в интервале температур 0 — 70°С).

Для преобразователя на рис. 27 необходимо жестко стабилизировать оба напряжения питания (± 5 В). Для преобразователя на рис. 29 такая стабилизация необходима лишь для напряжения +5 В.

Преобразователь на рис. 29 работает с отрицательным входным напряжением. В первоначальный момент одновибратор находится в исходном состоянии. На выходе Q микросхемы $DD2$ — напряжение низкого уровня, а на выходе элемента $DD1.3$ имеется, следовательно, напряжение высокого уровня. Триггер, состоящий из элементов $VT1$ и $DD1.1$, находится в состоянии, при котором на выходе $DD1.1$ — напряжение низкого уровня, на выходе $DD1.2$ — напряжение высокого уровня. В этом случае транзистор $VT1$ закрыт. При подаче на вход преобразователя отрицательного входного напряжения — U_x в точку суммирования интегратора $DA1$ потечет входной ток, который обеспечит равномерное нарастание выходного напряжения интегратора в положительную область. По достижении положительным напряжением напряжения срабатывания триггера ($VT2$, $DD1.1$) около 0,8 В триггер переключится и на выходе $DD1.1$ появится напряжение высокого уровня. На выходе $DD1.2$ будет напряжение низкого уровня. Транзистор $VT1$ откроется, в точку суммирования интегратора потечет положительно направленный компенсирующий ток. Значение этого тока заведомо больше любого допустимого значения входного тока. Поэтому произойдет изменение направления интеграции, т. е. выходное напряжение интегратора $DA1$ станет отрицательным. Триггер на короткое время переключится в свое исходное состояние, но транзистор $VT1$, несмотря на это, останется в открытом состоянии, так как одновременно с изменением уровня на выходе триггера запускается одновибратор $DD2$. Вследствие этого на выходе Q одновибратора в течение времени t_m будет напряжение высокого уровня. Транзистор $VT1$ будет еще открыт в течение времени

$$t_a = R_{13} C_2 \ln 2.$$

По окончании импульса длительностью t_m транзистор $VT1$ снова закроется. Далее процесс повторится. Опорный ток

$$I_{on} = (U_1 - U_{ост}) / (R_2 + R_3),$$

где $U_{ост}$ — остаточное напряжение коллектор — эмиттер транзистора $VT1$.

Регулировка данного преобразователя аналогична регулировке преобразователя, изображенного на рис. 27.

Преобразователь напряжение — частота по методу дельта-модуляции. В основе данного АЦП лежит метод компенсации входного среднего тока коммутируемым зарядом или током фиксированного значения от внешнего источника с синхронизацией циклов компенсации импульсами постоянной длительности, поступающими от генератора опорной частоты. Такое преобразование основано на принципе следящего уравнивания, т. е. в точке компенсации (суммирования) поддерживается нулевой средний ток.

Выходным сигналом преобразователя является импульсная последовательность со средним числом импульсов за интервал времени, например 0,1 с; 1 с, пропорциональным входному сигналу. Диапазон входных напряжений преобразователя 0 — 1 В, константа преобразования 1 МГц/В, погрешность преобразования 0,1%. Здесь используется внешний (кварцованный) сигнал с тактовой частотой 1 МГц. Преобразователь имеет высокое входное сопротивление, определяемое примененным ОУ.

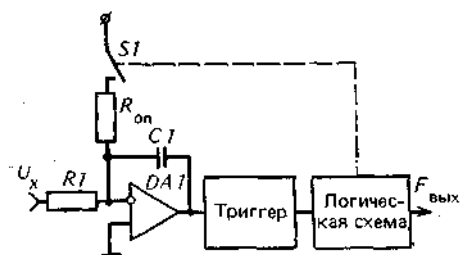


Рис. 30. Функциональная схема преобразователя с дельта-модуляцией

На рис. 30 изображена функциональная схема такого преобразователя: Положительное входное напряжение U_x преобразуется резистором $R1$ в пропорциональный напряжению входной ток I_x , который заряжает конденсатор $C1$ интегратора $DA1$. Вследствие этого напряжение на выходе интегратора равномерно снижается в отрицательную область. По достижении выходным напряжением нижней точки срабатывания триггера, подключенного к выходу интегратора, триггер переключится во второе состояние. Это переключение запускает

следующую за ним логическую схему, которая в течение длительности периода тактовых импульсов замыкает выключатель SI . По этой причине в суммирующей точке интегратора ток мгновенно меняет свое направление и выходное напряжение интегратора начинает равномерно подниматься в положительную область.

Выключатель SI должен быть замкнут в течение по крайней мере одного тактового периода для того, чтобы выходное напряжение интегратора приняло свое первоначальное значение. В этом случае триггер переключится обратно. В течение каждого тактового периода, во время которого выключатель SI замкнут, преобразователь выдаст один импульс, который может подсчитываться счетчиком.

Такое структурное построение преобразователя представляет собой цифровое регулирующее устройство, которое поддерживает постоянным среднее выходное напряжение на интеграторе и, следовательно, на конденсаторе CI .

Преобразователь по методу дельта-модуляции имеет на выходе импульсы, интервалы между которыми зависят от числа включений выключателя SI . Поэтому нельзя говорить о постоянной частоте повторения выходных импульсов, так как интервалы между импульсами неодинаковы. Но необходимо отметить, что за время измерения t_K среднее число коммутаций n опорного тока $I_{оп} = U_{оп}/R_{оп}$ является постоянным. Если обозначить длительность одного включения (это время равно длительности периода тактовой частоты) как $T_{оп}$, а наибольшее число возможных периодов коммутации выключателя SI через t , то

$$n = - U_x m T_{оп} / (R_1 I_{оп} T_{оп}).$$

Отрицательный знак говорит о противоположных полярностях входного и опорного токов. Составляющая $m T_{оп}$ соответствует определяемому счетчиком импульсов времени t_K , а n — подсчитанным в это время импульсам, т. е. состоянию счетчика N . Для N имеет место

$$N = - U_x t_H / (R_1 I_{оп} T_{оп}).$$

Состояние счетчика линейно зависит от входного напряжения U_x . Величины t_u и $T_{оп}$ связаны между собой, поэтому они не влияют на результат только в том случае, когда время t_m кратно периоду $F = 1/T_{оп}$.

Если резистор R_1 — композиционный с высокой временной стабильностью, то на точность преобразования в основном влияет только стабильность опорного тока. Малую зависимость опорного тока от колебаний питающих напряжений и температуры окружающей среды можно получить, применив термокомпенсированные источники тока на дискретных транзисторах или на ОУ. Так, в преобразователе на рис. 30 в качестве интегратора использован ОУ. Такое решение используется довольно часто. Но при этом нельзя не учитывать, что выбранный для преобразования входного напряжения во входной ток резистор R_1 определяет входное сопротивление преобразователя. Это накладывает ограничения на выбор сопротивления резистора R_1 . Необходимо также учитывать и то, что преобразователь должен работать с высокой тактовой частотой. Вследствие конечной скорости нарастания выходного напряжения ОУ (для большинства ОУ оно равно примерно 1 В/мкс) нельзя построить эффективный интегратор импульсов опорного тока. Поэтому приходится снижать тактовую частоту.

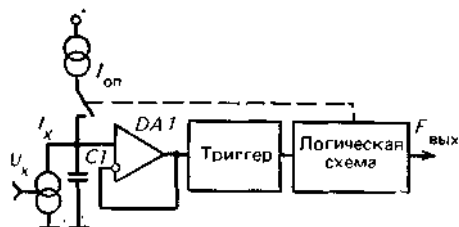


Рис. 31. Принципиальная схема преобразователя с пассивным интегратором

От этих недостатков свободен преобразователь с пассивным интегратором, функциональная схема которого приведена на рис. 31. Здесь имеется возбуждаемый входным напряжением источник тока, а также источник опорного компенсирующего опорного тока, который включается логической схемой. В таком устройстве среднее напряжение на конденсаторе CI остается постоянным и его можно применять при тактовой частот., вплоть до нескольких мегагерц.

На рис. 32 показана практическая реализация такого преобразователя. Его крутизна преобразования 1 МГц/В. При замене конденсаторов (на рис. 32 показано в скобках) можно получить крутизну преобразования 100 кГц/В при тактовой частоте 100 кГц. Входное сопротивление преобразователя определяется только типом используемого ОУ. При использовании ОУ со встроенными полевыми транзисторами (например, КД40УД8А, К574УД1А) оно составляет около 10^{10} Ом.

Операционный усилитель DAI и полевой транзистор VTI образуют управляемый напряжением источник тока с большим внутренним сопротивлением. Ток стока транзистора VTI определяется его входным напряжением и сопротивлением резистора R_6 :

$$I_{VT} = U_x / R_6.$$

Применение полевого транзистора вместо VTI уменьшает погрешность преобразования напряжение — ток, хотя в принципе здесь возможно использовать биполярный $n-p-n$ транзистор. Необходимо обратить внимание на то, что ток стока транзистора VTI не может быть больше максимального тока стока при напряжении затвор

— исток, равном нулю. При входном напряжении 1 В ток стока транзистора *VT1* равен 3,03 мА. Поэтому для транзистора *VT1* необходимо подобрать экземпляр с максимальным током стока, равным или большим 3,5 мА.

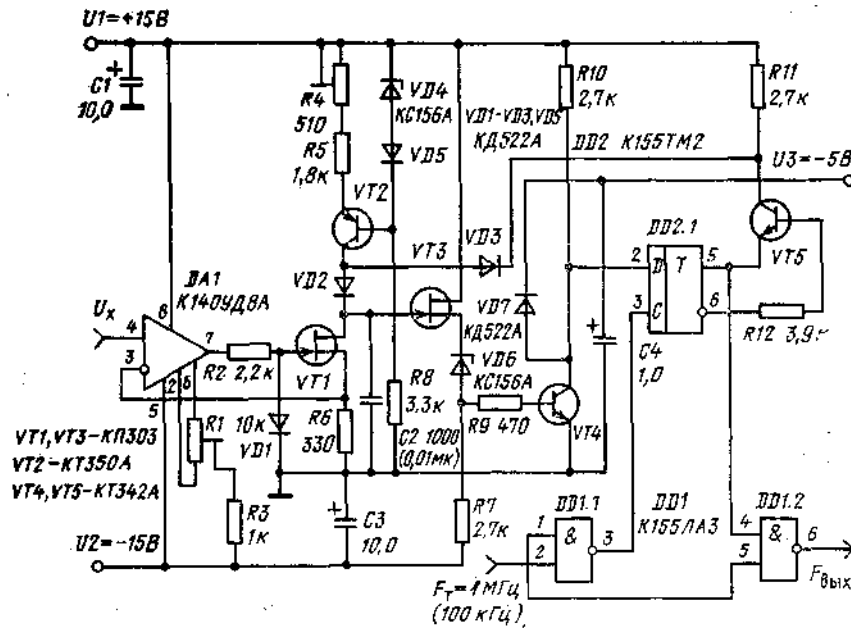


Рис. 32. Принципиальная схема преобразователя напряжение — частота с дельта-модуляцией

Ток стока транзистора *VT1* равномерно разряжает интегрирующий конденсатор *C2*. Зарядка этого конденсатора осуществляется импульсами опорного тока от источника тока на элементах *R4*, *R5*, *R8*, *VT2*, *VD4*, *VD5*. Опорный ток

$$I_{оп} = (U_{VDH} + U_{VD5} - U_{бэ VT2}) / (R4 + R5).$$

Диод *VD5* служит для температурной компенсации зависящего от температуры напряжения база — эмиттер транзистора *VT2*. Для хорошей термокомпенсации ток через диоды *VD4*, *VD5* должен быть равен коллекторному току транзистора *VT2*. Для поддержания высокой стабильности коллекторного тока, равного опорному току, напряжение питания *U1* необходимо жестко стабилизировать, несмотря на стабилизацию с помощью диода *VD4* напряжения на базе этого транзистора. В качестве *VD4* необходимо использовать стабилитроны с малыми динамическим сопротивлением и температурным коэффициентом напряжения.

Функцию выключателя *S1* (см. рис. 30, 31) в реальном устройстве выполняют диоды *VD2*, *VD3*. Они должны иметь малое время восстановления и большое обратное сопротивление.

При подаче питающих напряжений, а также при положительном входном напряжении в преобразователе будут происходить следующие процессы. В момент включения напряжение на интегрирующем конденсаторе *C2*, а также на затворе истокового повторителя *VT2* отсутствует, так как конденсатор *C2* разряжен. Включенный в цепь истока транзистора *VT3* стабилитрон *VD6* обеспечивает сдвиг уровня таким образом, что при $U_{cz} = 0$ напряжение на базе транзистора *VT4* составляло примерно — 4 В. Поэтому транзистор *VT4* закрыт и на *D* входе подключенного к *VT4* триггера *DD2.1* будет напряжение высокого уровня. С приходом первого после включения питания тактового импульса триггер *DD2.1* переключится в состояние $Q=1$. На выходе *Q* при этом будет напряжение низкого уровня. Оба этих уровня закроют транзистор *VT5*. Напряжение база — эмиттер этого транзистора станет отрицательным и составит примерно — 3,5 В. На катоде диода *VD3* положительное напряжение питания, и он будет закрыт. Диод *VD2*, наоборот, будет открыт, и ток через транзистор *VT2* потечет на интегрирующий конденсатор.

В этом состоянии преобразователь будет находиться до тех пор, пока положительное напряжение на конденсаторе *C2* (за счет зарядки его током *VT2*) не превысит напряжения открывания транзистора *VT4*. Это значение равно примерно 4,6 В. При открывании транзистора *VT4* на его коллекторе появится напряжение низкого уровня. Поэтому триггер *DD2.1* с приходом последующего положительного фронта тактового импульса переключится. На выходе *Q* будет напряжение низкого уровня, а на выходе \bar{Q} — высокого. Вследствие этого транзистор *VT5* откроется. На катоде диода *VD3* будет напряжение низкого уровня, и он перейдет в проводящее состояние. Вследствие этого коллекторный ток транзистора *VT2* замкнется на землю через *VD3*, *VT5*, *DD2.1*. Диод *VD2* будет закрыт, и на конденсаторе *C2* ток от транзистора *VT2* поступать не будет. В это время ток стока транзистора *VT1*, который пропорционален входному напряжению, будет равномерно разряжать интегрирующий конденсатор *C2*. Разрядка конденсатора будет продолжаться до тех пор, пока *VT4* снова не закроется. С последующим положительным фронтом тактового импульса D-триггер *DD2.1* снова переключится, на выходе *Q* будет напряжение высокого уровня, на выходе \bar{Q} — низкого. В этом случае транзистор *VT5* снова закроется и закроет диод *VD3*. Со следующим тактовым импульсом *C2* снова зарядится и т. д.

Преобразователь выдает выходной импульс (на выходе Л) всегда, когда на выходе Q D-триггера имеется напряжение высокого уровня в течение времени, большего длительности тактового импульса.

Преобразователь настраивается на обоих концах диапазона входных напряжений или около них. Первоначально соединяют вход преобразователя с землей и выставляют напряжение смещения на выходе ОУ DA1 с помощью резистора R1 так, чтобы выходная частота не превышала 100 Гц. Тактовую частоту F_T — 1 МГц (или 100 кГц) необходимо подать на преобразователь. Теперь нужно подать на вход преобразователя напряжение, близкое к предельному например, 0,95 В) и потенциометром R4 выставить частоту на выходе преобразователя, равную 950 кГц.

Преобразователи параметров линейных компонентов в напряжение. Структурные схемы измерителя R_x, L_x, C_x с описанием их работы были приведены ранее. Здесь рассмотрим более подробно один из способов измерения этих величин, основанный на измерении падения напряжения на R_x, L_x, C_x при протекании через них строго определенного опорного тока. Для обеспечения требуемой линейности шкалы значение этого опорного тока не должно зависеть от измеряемой величины в данном поддиапазоне измерения. Для этого элемент с измеряемым параметром включается в цепь источника тока, выходное сопротивление которого намного больше измеряемой величины в данном поддиапазоне измерения. Источник тока может быть выполнен на ОУ, полевых транзисторах и т. д. В простом случае в качестве источника опорного тока может быть использован источник напряжения с достаточно большим добавочным сопротивлением. Соотношение между добавочным сопротивлением и измеряемым в существенной мере определяет систематическую погрешность измерения. Для большинства случаев достаточно отношения $R_d/R_x = 100$. При этом систематическая погрешность составит около 1% при измерении R_x (без учета временной нестабильности опорного тока).

На рис. 33, а — в показаны схемы измерения R_x, L_x, C_x .

Для измерений R_x (рис. 33,а) можно применить источник постоянного тока. Напряжение на неизвестном резисторе

$$U_{R_x} = U_{оп} R_x / (R_d + R_x) = U_{оп} R_x / R_d \cdot \frac{1}{(1 + R_x / R_d)}$$

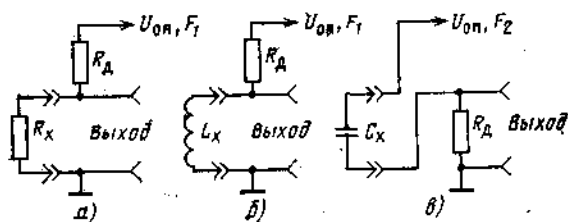


Рис. 33. Упрощенные схемы измерений R_x, L_x и C_x

Если обеспечить выполнение неравенства $R_x/R_d < 1$ во всем поддиапазоне измерения R_x , то можно это выражение упростить:

$$U_{R_x} \approx U_{оп} R_x / R_d$$

Отсюда видно, что при фиксированных значениях $U_{оп}$ и R_d измеренное напряжение пропорционально неизвестному сопротивлению резистора.

Индуктивность измеряют согласно схеме, приведенной на рис. 33,б. Напряжение на измеряемой индуктивности

$$U_{L_x} = \frac{U_{оп} \omega L_x}{\sqrt{R_d^2 + (\omega L_x)^2}} = U_{оп} \frac{\omega L_x}{R_d} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega L_x / R_d)^2}}$$

При выполнении неравенства $\omega L_x / R_d < 1$ выражение можно упростить: $U_{L_x} = (\omega U_{оп} / R_d) L_x$,

т. е. измеренное напряжение на индуктивности будет пропорционально ее значению.

Для измерения емкостей конденсаторов используется схема на рис. 33,в. Напряжение на дополнительном резисторе

$$U_{R_d} = \frac{U_{оп} R_d}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega C_x}\right)^2 + R_d^2}} = U_{оп} \omega R_d C_x \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (R_d \omega C_x)^2}}$$

Выполнив неравенство $R_d \omega C_x < 1$, получим $U_{R_d} \gg U_{оп} \omega R_d C_x$

т. е. на дополнительном резисторе будет выделяться напряжение, пропорциональное емкости конденсатора.

Практическая принципиальная схема измерителя R_x, L_x, C_x изображена на рис. 34. Измеритель состоит из генератора опорного напряжения и эталонных добавочных резисторов. К выходу измерителя подключается цифровой милливольтметр (можно стрелочный) с пределом измерения 100 мВ. При измерении R_x, L_x частота генератора равна 15,9,16 кГц, а при измерении емкостей конденсаторов 159,16 Гц.

Генератор опорного напряжения состоит из собственно задающего генератора, собранного на ОУ DA1.1 с времязадающим мостом Вина, масштабного усилителя DA1.2 и выходного каскада. Масштабный усилитель собран по схеме неинвертирующего усилителя на ОУ DA1.2 с коэффициентом усиления, равным 5.

Положительная обратная связь подается с выхода $DA1.1$, а отрицательная обратная связь для стабилизации выходного напряжения с помощью термистора $R5$ подается с делителя 1 : 5 $R15, R16$, подключенного к выходной ступени генератора.

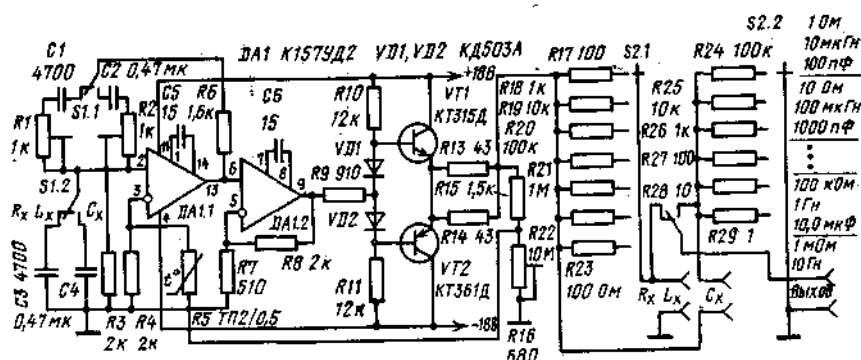


Рис. 34. Принципиальная схема измерителя R_x, L_x, C_x

Частоту задающего генератора можно рассчитать по формуле

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C1C3(R6 + R1)R3}}$$

Для питания измерителя применен двухполярный источник с выходным напряжением ± 18 В вследствие необходимости иметь достаточно высокое опорное синусоидальное напряжение (10 В). Такое напряжение питания (± 18 В) для ОУ $DA1$ К157УД2 является допустимым. Выходное напряжение задающего генератора составляет примерно 2 В. Оно усиливается по напряжению масштабным усилителем до 10 В и по току выходной ступенью.

Наладить измеритель достаточно просто. Предварительно с помощью резисторов $R1, R2$ нужно установить частоту задающего генератора 15,916 кГц (при измерении R_x, L_x) или 159,16 Гц (при измерении C_x). При этом движок резистора $R16$ должен быть в среднем положении. После этого подстройкой $R16$ следует установить на выходе генератора опорное напряжение $10 \text{ В} \pm 0,05 \text{ В}$.

Необходимо отметить, что для снижения на поддиапазоне 1 мОм погрешности измерения, вносимой входным сопротивлением милливольтметра, милливольтметр должен иметь входное сопротивление не ниже 50 мОм и входную емкость не более 30 пФ. В качестве резисторов $R1, R2, R16$ желательно использовать многооборотные прецизионные резисторы типа С5-5. Это позволит точно выставить частоту и уровень опорного напряжения и исключить частую калибровку прибора. Погрешность при измерении данным прибором не превышает 1,5% при тщательном подборе образцовых добавочных резисторов $R17$ - $R29$.

ОТСЧЕТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Узлы отсчетных устройств. Отсчетные устройства ЦИП состоят из следующих основных узлов: счетчика импульсов, поступающих с временного селектора частотомера или с АЦП аналоговой части прибора; дешифратора состояния счетчика по окончании времени измерения или преобразователя кода состояния счетчика в код, соответствующий применяемым цифровым индикаторам с необходимым сопряжением по уровням; цифровых индикаторов.

Первые два узла выполняются на цифровых микросхемах малой или средней степени интеграции. Наиболее часто применяются серии ТТЛ и КМОП. Основные электрические параметры одного логического элемента микросхем наиболее употребимых серий приведены в табл. 1 (ТТЛ-серий) и в табл. 2 (КМОП-серий). Цифровые микросхемы, а также устройства, выполненные на них, подробно рассмотрены, например, в [20]. Здесь мы лишь кратко рассмотрим построение основных узлов отсчетных устройств ЦИП.

Дешифраторы и преобразователи кодов. Дешифраторами называют комбинационные логические структуры, преобразующие код числа, поступающий на входы, в управляющий сигнал только на одном из выходов, т. е. дешифратор представляет собой совокупность схем совпадений, формирующих управляющий сигнал только на одном из выходов, в то время как на остальных выходах управляющий сигнал отсутствует.

Максимальное количество выходов дешифратора равно числу n -разрядных двоичных чисел, т. е. $m=2^n$. Такие дешифраторы называют полными. Иногда необходимо дешифровать только одно или несколько входных чисел (слов). Такие дешифраторы называются неполными. Существует несколько методов построения дешифраторов. Наиболее простыми по структурному построению являются линейные дешифраторы. При этом каждая переключающая функция, т. е. выходной управляющий сигнал, реализуется отдельной схемой И с n входами. Так как количество выходов дешифратора равно 2^n , то для построения линейного дешифратора потребуется 2^n элементов И на n входы. Пример линейного дешифратора на два независимых входа (две переменные) и четыре выхода показан на рис. 35. Линейные дешифраторы вносят наименьшее запаздывание в

формирование выходных сигналов, но ограничением в их использовании является необходимость применения схем И с большим числом входов, что, в свою очередь, ведет к увеличению числа корпусов микросхем.

Таблица 1

Параметр	Серия		
	стандартная	микроомощная	быстродействующая
	K155	KP134	K531
ВХОДНОЙ ТОК $I^{\circ}_{ВХ}$, мА	-1,6	— 0,18	— 2
ВХОДНОЙ ТОК $I^I_{ВХ}$, мА	0,04	0,012	0,05
Выходное напряжение $U^{\circ}_{ВЫХ}$, В, не более	0,4	0,3	0,5
Выходное напряжение $U^I_{ВЫХ}$, В, не менее	2,4	2,3	2,7
Коэффициент разветвления по входу, Краз	10	10	10
Время задержки распространения $t^{0,1}_{зад}/t^{1,0}_{зад}$, нс, не более	15/22	100/100	5/4,5
Средняя статическая потребляемая мощность, мВА, не более	22	2	19
Помехоустойчивость, $U_{ПOM}$, В, не более	0,4	0,35	0,5
Наибольшая частота переключения F , МГц, не менее	10	3	50

Таблица 2

Параметр	Серия	
	K176	K561 (K564)
Напряжение источника питания, В	9±5%	3 — 15 В
Входной ток $I^{\circ}_{ВХ}$, мкА, не менее	— 0,1	— 0,06
Входной ток $I^I_{ВХ}$, мкА, не более	0,1	0,05
Выходное напряжение $U^{\circ}_{ВЫХ}$, В, не более	0,3	0,01
Выходное напряжение $U^I_{ВЫХ}$, В, не менее	8,2	$U_{пит} - 0,01$
Время задержки распространения $t^{0,1}_{зад}, t^{1,0}_{зад}$, нс, не более	250	80
Ток потребления в статическом режиме, мкА, не более	0,3	0 1
Статическая помехоустойчивость U_{aOM} , В	0,9	0,3 $U_{пит}$
Коэффициент разветвления по выходу Краз:		
в статическом режиме	100	100
в динамическом режиме	15	1^5
Наибольшая частота переключения F , МГц, не менее	2	8

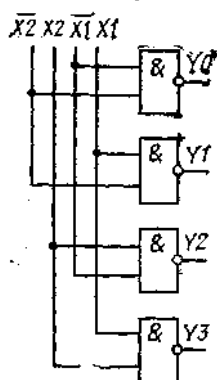


Рис. 35. Принципиальная схема дешифратора на четыре выхода

При реализации дешифраторов в интегральном исполнении для уменьшения числа выводов микросхем их выполняют с однофазными входами, организуя инверсию входного сигнала с помощью дополнительных инверторов, предусматриваемых внутри кристалла микросхемы. На практике большое применение получили неполные линейные дешифраторы на четыре независимых входных переменных и десять выходов, например 134ИД6, который в структурном отношении аналогичен дешифратору SN7442 (США). Также для десятичной дешифрации четырехразрядного двоично-десятичного кода служат дешифраторы 1У55ИД1, КД76ИД1, имеющие другое структурное построение.

Для реализации операции дешифрирования с большим числом входных переменных используют более сложные в структурном отношении дешифраторы. К ним относятся пирамидальные и матричные (прямоугольные). Они достаточно подробно описаны в [8].

В отсчетных устройствах ЦИП дешифраторы К155ИД1 используются в том случае, если в качестве элементов индикации применены газоразрядные индикаторы (см. далее). В настоящее время в качестве элементов индикации чаще всего применяют знакосинтезирующие сегментные или матричные индикаторы. К ним относятся индикаторы на светоизлучающих диодах (СИД), на жидких кристаллах, вакуумные люминесцентные, вакуумные накаливаемые. В этом случае обычные дешифраторы не применимы. Индикацию выполняют с помощью комбинационных преобразователей кодов, т. е. четырехразрядный входной код преобразуется в код семисегментных индикаторов. Так как такое преобразование применяется наиболее часто, рассмотрим его подробнее.

Комбинация высвечиваемых сегментов на индикаторе в зависимости от отображаемого десятичного числа приведены в табл. 3. Общепринятое обозначение сегментов семисегментных индикаторов показано на рис. 36. Из таблицы видно, что почти все сегменты зажжены. Преобразователи кода для управления семисегментными индикаторами проектируют на гашение нормально горящих сегментов.

Таблица 3

Индицируемая цифра	Высвечиваемые сегменты						
	a	b	c	d	e	f	g
0	+	+	+	+	+	+	—
1	—	+	+	—	—	—	—
2	+	+	—	+	—	—	+
3	+	+	+	+	—	—	+
4	—	+	—	—	—	+	+
5	+	—	—	+	—	+	+
6	+	—	—	+	+	+	+
7	+	+	—	—	—	—	—
8	+	+	+	+	+	+	+
9	—	—	+	+	—	—	+

Принципиальная схема преобразователя кода для семисегментных индикаторов на СИД с применением микросхем малой степени интеграции приведена на рис. 37. Преобразователь кода подключается к прямым и инверсным выходам разрядов декады, собранной по схеме сдвигающего регистра. Преобразование проводится в две ступени: сначала дешифруется состояние декады, а после этого формируется необходимый код. Дешифрация состояний осуществляется схемами 2И — НЕ. Выходы шифратора через токоограничительные резисторы подсоединены к катодам требуемых сегментов индикатора на СИД. Общий анод индикатора подключен к источнику питания 5 В.

На практике большое применение находят выпускаемые отечественной промышленностью преобразователи кода 1-2-4-8 для семисегментных индикаторов типов КР514ИД1 и КР514ИД2. Преобразователи КР514ИД1 предназначены для управления индикаторами на СИД с общим катодом, КР514ИД2 — для индикаторов с общим анодом. При подаче на вход 5 этих микросхем напряжения низкого уровня индикация гасится. Эти преобразователи можно использовать и для управления вакуумными накаливаемыми индикаторами (без токоограничительных резисторов). Общий вывод индикаторов подключают к требуемому питающему напряжению (около 3 В).

Для управления индикаторами на СИД можно применять и КМОП-серии. Преобразователь кода К176ИД2 имеет дополнительный вход стробирования. На него необходимо подать импульсы скважностью 8 — 10 и с частотой следования 1 — 4 кГц. Индикатор (АЛС314, АЛС320) подключается непосредственно к выходам преобразователя и к источнику питания. При таком стробировании среднее значение тока каждого выхода преобразователя не превышает максимально допустимого (примерно 2 мА), а из-за достаточно большого значения тока в импульсе (15 — 20 мА) яркость свечения сегментов вполне удовлетворительна.

Для управления вакуумными люминесцентными индикаторами (коммутируемое напряжение 20 — 30 В) можно применить любой перечисленный преобразователь кода, а также использовать микросхемы К176ИЕ3, К176ИЕ4, имеющие в своем составе счетчик и преобразователь кода. Выходы преобразователей подключают к ключам, которые управляют непосредственно индикаторами. В качестве ключей можно использовать

микросхемы К155ЛН5 и К155ЛП9, так как их выходные каскады выполнены по схеме с открытым коллектором и транзисторы в этих каскадах выдерживают напряжение до 30 В. На собственно микросхему питание подают как обычно. Выходы ключей через резисторы сопротивлением 10 — 15 кОм подключают к источнику питания 20 — 30 В.

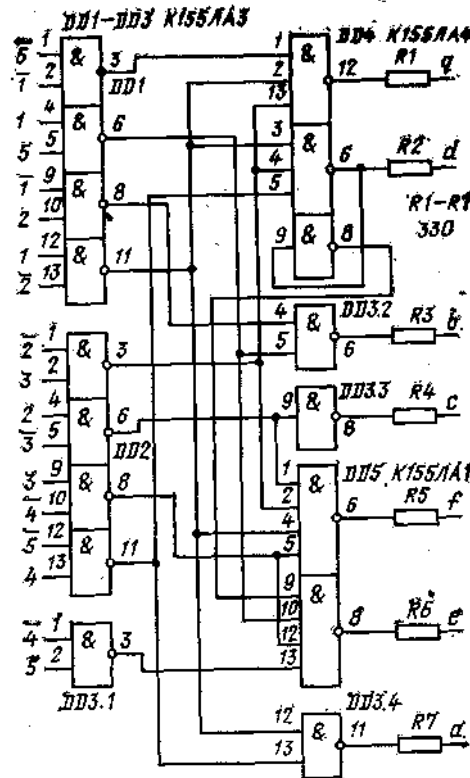
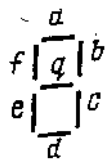


Рис. 36. Обозначение сегментов цифровых индикаторов

Рис. 37. Принципиальная схема преобразователя кода для СИД индикаторов с общим анодом

Коммутируемое напряжение достаточно велико (20 — 30 В), поэтому при построении преобразователя можно также использовать микросхему К155ИД1 (рис. 38). С помощью этой микросхемы двоично-десятичный код преобразуется в десятичный, а также ТТЛ-уровень — в высокий (20 — 30 В). А с помощью диодного шифратора осуществляется управление сегментами люминесцентного индикатора.

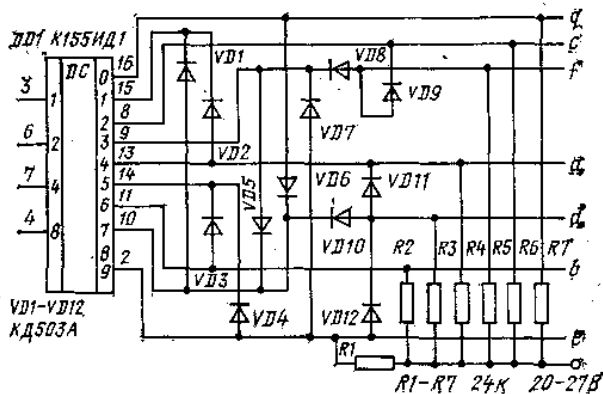


Рис. 38. Принципиальная схема преобразователя кода на И С К155ИД1

Для управления индикаторами в зависимости от их типа требуется коммутировать напряжение от 3 В (при токе до 20 мА) до 150 — 200 В (при токе 1,5 — 3 мА). Высоковольтные выходные ключи на транзисторах могут строиться по двум вариантам. В первом транзистор коммутирует полностью все напряжение питания индикатора, что требует дорогостоящих высоковольтных транзисторов. Во втором транзисторные ключи коммутируют напряжение 30 — 70 В, а к аноду индикатора через токоограничивающий резистор приложено все напряжение питания. Напряжение, коммутируемое ключами, выбирается так, чтобы при закрытом транзисторе ключа разность напряжений между анодом и соответствующим катодом индикатора была гарантированно меньше напряжения зажигания катода. Когда ключ находится в открытом состоянии, потенциал соответствующего катода-цифры близок к нулю и катод зажигается. На рис. 39 приведена схема

одного из выходных каскадов микросхемы К155ИД1, где используется данный принцип. Диоды $VD2 — VD12$ служат для ограничения максимального напряжения на ключевых $n-p-n$ транзисторах (примерно до 50 — 60 В).

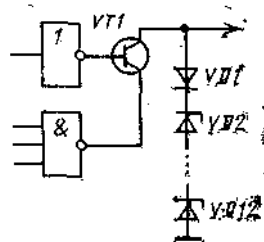


Рис. 31. Принципиальная схема выходного каскада К155ИД1

Для управления газоразрядными индикаторами иногда на практике применяют устройства на тиратронах, тиристорах.

Для управления индикаторами на СИД с общим анодом, а также вакуумными накальными индикаторами в качестве выходных ключей кроме дискретных $n-p-n$ транзисторов, включенных по схеме ОЭ, можно использовать ТТЛ-схемы И — НЕ, схемы НЕ с открытым коллектором. Сопротивление токоограничивающего резистора для индикаторов на СИД можно определить по формуле

$$R_{огр} = (U_{пит} - U_{сид}) / I_{сид}$$

где $U_{пит}$ — источник питания (5 В); $U_{сид}$ — прямое напряжение на включенном сегменте индикатора; $I_{сид}$ — выбранный (в пределах допустимого) прямой ток через сегмент.

При использовании вакуумных накальных индикаторов и номинальном напряжении питания токоограничивающий резистор не требуется. Выходные ключи для управления вакуумными люминесцентными индикаторами особенностей не имеют.

Счетчики. Различные счетные устройства (счетчики, регистры, делители частоты) строятся на основе триггеров, т. е. устройств с двумя устойчивыми состояниями (многоустойчивые триггеры здесь не рассматриваются). Любое из этих состояний при неизменном напряжении питания и отсутствии управляющих импульсов может сохраняться сколь угодно долго.

Существует много схем триггерных устройств, отличающихся выполняемой функцией, схемотехнической реализацией, способом записи информации. В основу классификации триггерных устройств положены два основных признака: функциональный признак и способ записи информации в триггер. По функциональному признаку можно выделить следующие триггерные устройства: $R-S$ -типа, D -типа, T -типа, $J-K$ -типа. По способу записи информации различают тактируемые и асинхронные триггеры. Тактируемые делятся на триггеры с внутренней задержкой и управляемые уровнем тактирующего импульса (одно-тактные и многотактные). Асинхронные — на триггеры с внутренней задержкой и управляемые уровнем входного сигнала. Подробнее с триггерными устройствами можно познакомиться в [8].

Счетные декады на ИС малой степени интеграции ($J-K$ - и D -триггеры) образуются с помощью последовательного включения этих триггеров и введения обратной связи между ними. Пример построения декады на $J-K$ -триггерах, работающей в коде 1-2-4-8, показан на рис. 40. При подаче на вход декады первых восьми импульсов она работает как обычный двоичный счетчик. На входах $J1, J2$ четвертого триггера (к моменту поступления восьмого импульса) будет напряжение высокого уровня («Лог. 1»). Восьмым импульсом четвертый триггер переключится в состояние «Лог. 1». Напряжение низкого уровня с его инверсного выхода, поступая на J вход второго триггера, блокирует его, т. е. исключает возможность его переключения в состояние «Лог. 1» с приходом десятого импульса, который переключит в состояние «Лог. 0» четвертый триггер. Далее цикл повторяется.

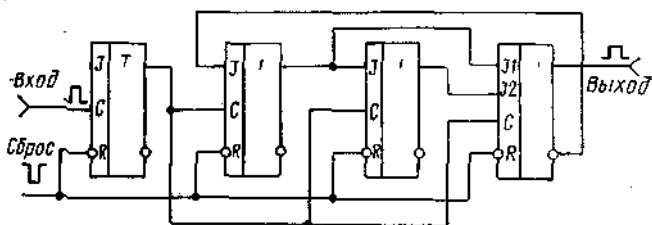


Рис. 40. Декада на JK -триггерах

На рис. 41,а дана схема счетной декады, выполненной на D -триггерах, а на рис. 41,б — временная диаграмма ее работы. Необходимо отметить, что данная декада работает в невесовом коде, т. е. не в коде 1-2-4-8. Необходимый коэффициент пересчета данной декады обеспечивается подключением R входа четвертого триггера к прямому выходу третьего [7].

При выполнении счетчиков и дешифраторов на ИС малой степени интеграции часто используют схемы, основанные на сдвигающихся регистрах с обратной связью [10]. На рис. 42,а приведена схема такого счетчика

(счетчик Джонсона), а на рис. 42,6 — диаграмма его работы. Этот счетчик имеет коэффициент пересчета, в 2 раза превышающий число его разрядов. Как видно из временной диаграммы, счетчик, начиная с младшего разряда, заполняется единицами, а затем нулями.

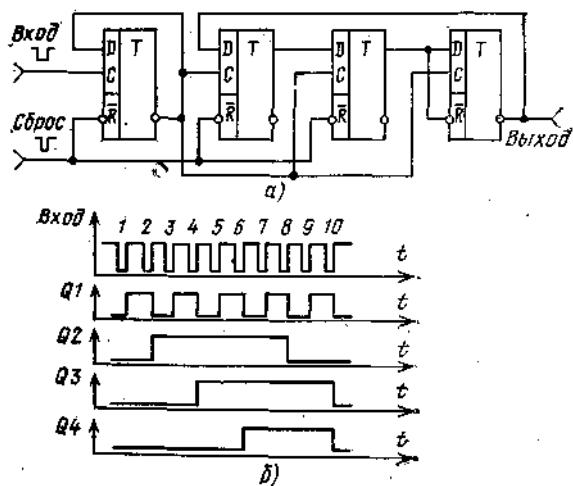


Рис. 41. Схема декады на D-триггерах (а) и диаграмма ее работы (б)

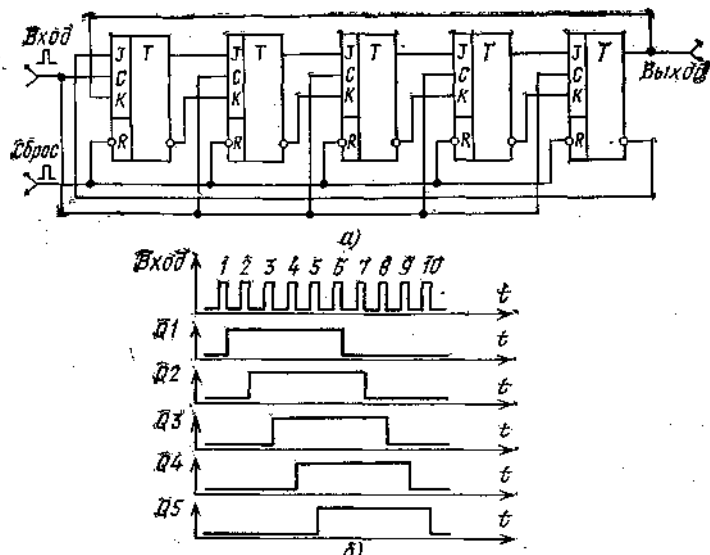


Рис. 42. Декада на базе счетчика Джонсона (а) и диаграмма ее работы (б)

В настоящее время широко применяются двоичные и двоично-десятичные счетчики на микросхемах средней степени интеграции. Обычно в одном- корпусе размещается четырехразрядный (реже пятиразрядный) счетчик. Организуя внешнюю обратную связь между разрядами счетчика, можно получить любой необходимый (до 16) коэффициент пересчета. Различные варианты таких схем приведены в [7].

На рис. 43 представлен вариант схемы декадного счетчика на микросхеме К155ИЕ2, работающего в коде 1-2-4-8.

Элементы индикации. В радиолюбительской практике наибольшее применение нашли следующие разновидности цифровых индикаторов: газоразрядные вакуумные, люминесцентные вакуумные, индикаторы на СИД, накаливаемые вакуумные. Варианты схем управления этими индикаторами описывались ранее. Здесь мы кратко остановимся на особенностях этих индикаторов.

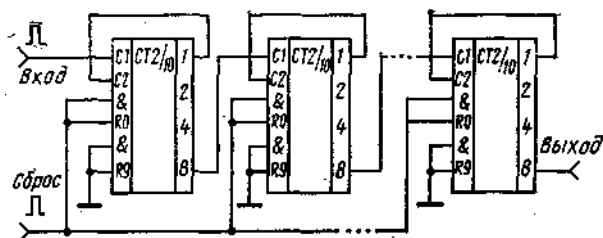


Рис. 43. Счетчик на ИС К155ИЕ2

Газоразрядные индикаторы. С помощью индикаторов этого типа можно индицировать десятичные цифры и различные знаки. Катоды индикаторов выполнены в виде целых знаков. Напряжение зажигания, как правило,

составляет 170 В. Угол наблюдения $\pm 30^\circ$. Рабочий ток 2 — 3 мА. Цвет свечения — оранжево-красный. Долговечность 1500 — 2000 ч. Основным недостатком индикаторов является малый угол наблюдения.

Люминесцентные вакуумные индикаторы. Это один из наиболее часто применяемых индикаторов. В них знаки формируются с помощью различного сочетания включенных сегментов.

Напряжение зажигания индикаторов в режиме постоянного тока составляет 20 — 30 В, суммарный рабочий ток анода 0,4 — 3 мА, рабочий ток сетки 3 — 10 мА. Цвет свечения сегментов — зеленый. Угол наблюдения 120 — 150°. Долговечность 2000 — 3000 ч. На базе этих индикаторов выпускаются цифровые восьми-девятиразрядные дисплеи, которые можно использовать только в режиме динамической индикации. В них одноименные сегменты соединены между собой, раздельно выполнены только выводы сеток каждого разряда.

Индикаторы на СИД. Это наиболее часто применяемые индикаторы. В зависимости от типа они имеют: напряжение горения 2 — 3 В, ток одного сегмента 3 — 20 мА, цвет свечения -красный или зеленый. Угол наблюдения составляет 150 — 160°. Долговечность до 10 000 ч. Эти индикаторы выпускаются также и в виде трех — пятиразрядных цифровых дисплеев.

Накальные вакуумные индикаторы. Эти индикаторы (как и индикаторы на СИД) легко сопрягаются с ТТЛ-схемами. Они имеют высокую яркость свечения, и их можно использовать при высоком уровне освещенности, вплоть до прямого солнечного света. Так как температура- нагрева вольфрамовых нитей-сегментов составляет примерно 1200°, они имеют высокую- долговечность (до 10 000 ч). Видимое излучение занимает очень широкий и непрерывный участок спектра; цвет свечения — соломенно-желтый. Применяя различные внешние цветные светофильтры, можно получить практически любой цвет индикации. Их рабочее напряжение питания (в зависимости от типа) 2,5 — 7 В, рабочий ток на один сегмент (при номинальном напряжении) 18 — 36 мА.

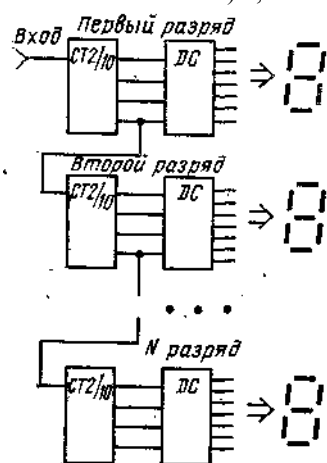


Рис. 44. Структурная схема отсчетного устройства при статическом методе индикации

Основными недостатками этих индикаторов являются: инерционность (до 200 мс); большой ток потребления; выделение тепла.

Более подробно со всеми видами индикаторов можно познакомиться в [11].

Варианты построения отсчетных устройств. Для управления цифровыми индикаторами применяют статический и динамический методы индикации.

Статический метод характеризуется наличием постоянной индикации с непрерывным выводом информации в каждом разряде. На рис. 44 в качестве примера показана схема управления индикаторами АЛС324Б с использованием статического метода индикации. Схема управления работает следующим образом. Число, записанное в двоично-десятичном коде, со счетчиком К155ИЕ2 поступает на входы соответствующих, дешифраторов КР514ИД2. Они преобразуют двоично-десятичный код числа в код индикаторов соответствующий набору сегментов, необходимых для высвечивания каких-либо¹ цифр на этих индикаторах.

Основным недостатком данного метода является необходимость использования в каждом знаковом разряде полного комплекта элементов управления (преобразователей кодов). Этот метод целесообразно применять при числе знаковых разрядов не более четырех.

Одним из способов упрощения отсчетных устройств на схемотехническом уровне, т. е. сокращения числа корпусов ИС, а также количества межсхемных соединений, является применение динамических методов знаковой индикации. Принцип действия таких устройств заключается в стробоскопическом питании индикатора и замене пространственного разделения каналов при выводе информации временным разделением [1.1]. На практике применяются два основных метода динамической индикации: с параллельным опросом и с последовательным (поразрядным) опросом.

В отсчетных устройствах с поразрядным опросом индикация осуществляется последовательно, разряд за разрядом. Так как в каждый отдельный момент времени светится только один разряд, скважность тока через индикатор определяется числом разрядов, т. е. скважность $Q — n$, где n — число индицируемых разрядов. Для исключения заметного мигания частота зажигания каждого знакового разряда должна быть не менее 50 Гц. Тактовая частота $F_t > n * 50$, где n — число знаковых разрядов.

Один из вариантов построения отсчетного устройства с параллельным опросом на газоразрядных индикаторах приведен на рис. 45. Импульсы с генератора $G1$ частотой 1 — 10 кГц поступают на десятичный счетчик DDL . С этого счетчика двоично-десятичный код (1-2-4-8) поступает на дешифратор $DD2$, а также на элементы сравнения $DD3$ — DDK , где K — число знаковых разрядов. На выходах $DD2$ поочередно формируется напряжение низкого уровня, подаваемое на соответствующие катоды индикаторов $HG1$ — HGN (число индикаторов не более десяти). На другие входы схем сравнения $DD3$ — DDN подается двоично-десятичный код со счетных декад.

В моменты времени, когда содержимое счетчика $DD1$ совпадает с содержимым одной или нескольких счетных декад, на выходе соответствующих схем сравнения формируются сигналы, которые через усилители-формирователи $DA1$ — DAN подаются на аноды ламп $HG1$ — HGN . В течение каждой серии из десяти импульсов генератора высветится, по крайней мере, одна из цифр ϵ в каждом цифровом индикаторе $HG1$ — HGN .

Недостаток данного метода — возможность перегрузки дешифратора $DD2$ в случае одновременного высвечивания одной и той же цифры на всех индикаторах (например, нуля).

Вариант отсчетного устройства с поразрядным опросом на газоразрядных индикаторах приведен на рис. 46. Это устройство содержит: генератор тактовых импульсов $G1$; двоичный счетчик $DD1$, коэффициент пересчета которого равен числу знаковых разрядов; четыре селектора-мультиплексора на iV каналов $DD2$ — $DD5$, где N — число знаковых разрядов; десятичный дешифратор- $DD6$ управления катодами; десятичный дешифратор $DD7$ состояния счетчика. $DD1$, газоразрядные индикаторы $HG1$ — HGN .

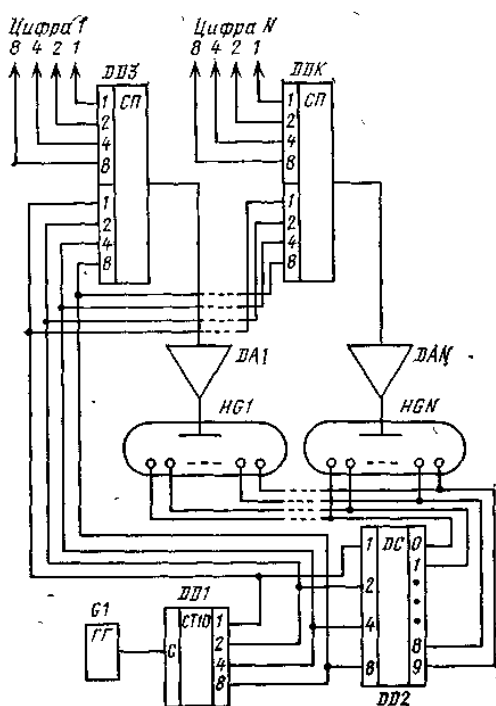


Рис. 45. Схема отсчетного устройства с параллельным опросом

Мультиплексоры поочередно подключают все разряды входного кода к $DD6$, управляющие напряжения с которого поступают на соответствующие коды индикаторов. С дешифратора $DD7$ управляющие напряжения через усилители-формирователи $DA1$ — DAN поступают на аноды индикаторов. При таком способе индикации в каждый отдельный момент времени высвечивается только один знаковый разряд.

Динамический метод индикации целесообразно применять, если число знаковых разрядов превышает 4 — 6, причем большое значение имеет степень интеграции применяемых микросхем, а также разновидность используемых цифровых индикаторов.

«Память» в отсчете устройстве. Как уже говорилось, цикл измерения ЦИП включает несколько временных интервалов: собственно время измерения неизвестной величины, время индикации, сброс показаний. В ЦИП, у которых выходы счетных декад подключены непосредственно к дешифратору или селектору-мультиплексору, во время счета информация на цифровых индикаторах постоянно меняется. Поэтому часто бывает целесообразно фиксировать показания индикаторов в течение всего цикла измерения, а не только во время индикации. В этом случае информация на индикаторах меняется мгновенно один раз за весь цикл измерения без «набега» показаний. Фиксация показаний индикаторов осуществляется с помощью включения между счетными декадами и дешифраторами (селекторами-мультиплексорами) промежуточного регистра памяти, управляемого от устройства управления ЦИП. В качестве промежуточной памяти можно использовать микросхемы малой и средней степени интеграции (регистры памяти, сдвига).

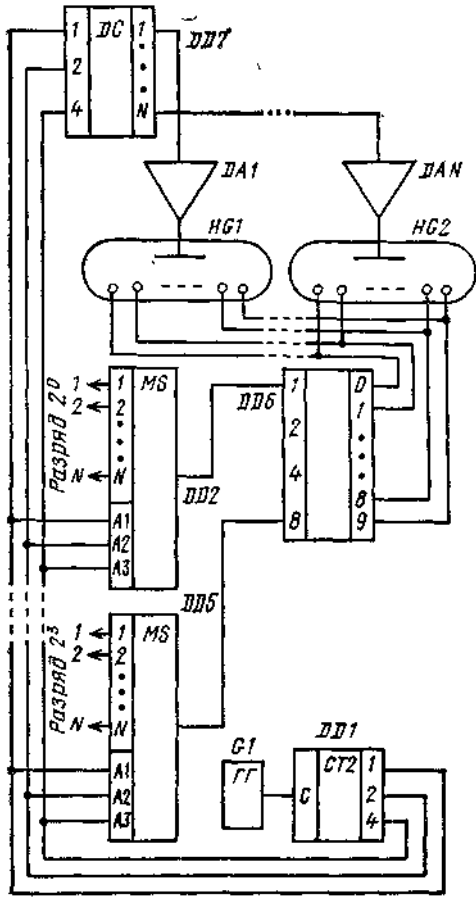


Рис. 46. Схема отсчетного устройства с поразрядным опросом

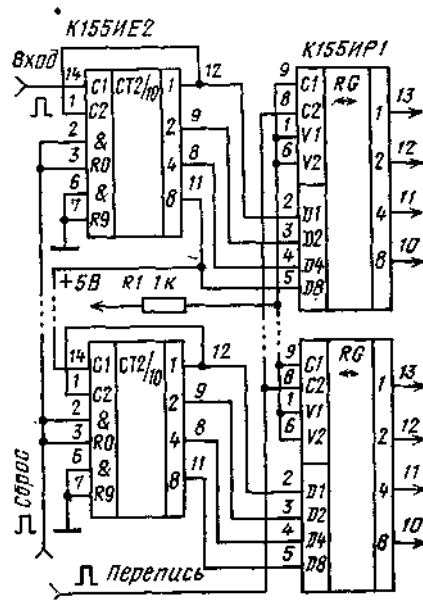


Рис. 47. Схема отсчетного устройства с промежуточной памятью

Фрагмент схемы отсчетного устройства с промежуточной памятью показан на рис. 47. Промежуточная память собрана на четырехразрядных универсальных сдвигающих регистрах К155ИР1. Регистры работают в режиме поразрядной записи числа. По окончании собственно времени измерения на управляющие входы регистров С2 приходит импульс переписи с устройства управления и информация со счетных декад переписывается в соответствующие разряды регистров, с их выходов она поступает непосредственно на дешифратры для индикации. По окончании времени индикации счетные декады устанавливаются в ноль и начинается новый цикл измерения неизвестной величины. По его окончании снова происходит перепись информации в регистры и т. д.

Таким образом введение промежуточной памяти повышает удобство пользования прибором и снижает число ошибок при считывании показаний индикаторов.

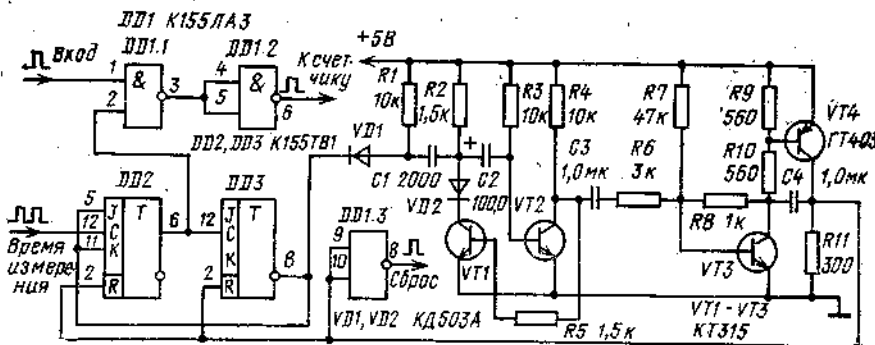


Рис. 48. Принципиальная схема хронизатора цифрового частотомера

Устройства автоматического управления ЦИП. В ЦИП независимо от их структурной схемы имеются устройства, обеспечивающие строгую последовательность работы всех узлов прибора, а также необходимую цикличность всех тактов процесса измерения. На примере цифрового частотомера рассмотрим требования к такому устройству, а также один из вариантов его построения.

В цифровом частотомере устройство автоматического управления часто называют хронизатором. По его командам осуществляется сброс предыдущего показания в начале цикла или смена показаний в конце цикла (при наличии буферной памяти в отсчетном устройстве). Кроме того, он поддерживает открытое состояние селектора в течение выбранного времени измерения, блокировку пуска селектора в течение времени индикации. Эти команды формируются хронизатором с заданной периодичностью или по сигналу разового пуска.

Рассмотрим хронизатор цифрового частотомера (рис. 48), а также устройство автоматического выбора пределов цифрового вольтметра. Хронизатор состоит из формирователя интервала измерения на двух триггерах $DD2$, $DD3$, од-новибратора, формирующего интервал времени индикации на транзисторах $VT1$, $VT2$, и формирователя импульса сброса на транзисторах $VT3$, $VT4$. Хронизатор работает следующим образом. При поступлении первого положительного импульса с блока эталонных интервалов на тактовый вход триггера $DD2$ триггер переключается в единичное состояние (исходное состояние обоих триггеров нулевое). Под действием напряжения высокого уровня на выходе $DD2$ открывается селектор $DD1.1$, на второй вход которого поступают импульсы со входного формирователя. С выхода $DD1.2$ импульсы поступают на первую счетную декаду. Второй импульс с блока эталонных интервалов переключает триггер $DD2$ в исходное состояние, что вызывает закрытие селектора $DD1.1$. Под действием напряжения низкого уровня на выходе $DD2$ триггер $DD3$ переключается в единичное состояние. Отрицательный перепад напряжения на выходе Q триггера $DD3$ блокирует триггер $DD2$ от последующих переключений под воздействием эталонных импульсов и одновременно запускает одновибратор $VT1$, $VT2$ формирователя времени индикации. Перепад напряжения на коллекторе $VT2$ по окончании времени индикации закрывает транзисторы $VT3$, $VT4$. На коллекторе $VT4$ формируется короткий отрицательный импульс. После инвертирования ($DD1.3$) уже положительный импульс поступает на счетные декады и одновременно с этим переключает триггер $DD3$ в исходное состояние. Далее процесс повторяется.

Вариант построения устройства автоматического выбора пределов цифрового вольтметра представлен на рис. 49. Устройство состоит из входного аттенюатора с защитой от перегрузки, электронного коммутатора пределов, масштабного усилителя, двуполярного компаратора, устройства управления электронным коммутатором. Преобразователь $U1$ входит в состав собственно вольтметра и на рис. 49 показан условно.

Устройство защиты от перегрузки собрано на элементах $R5$, $VD1$, $VD2$. Оно ограничивает максимальное напряжение на входе электронного коммутатора на уровне около 9 В. В качестве электронного коммутатора использована ИС $DA1$. Масштабный усилитель устройства собран на ОУ $DA2$ в неинвертирующем включении с коэффициентом передачи 10. Двуполярный компаратор выполнен на ОУ $DA3$ без цепей коррекции и обратных связей, а также на диодах $VD3$ — $VD6$. При входном сигнале, меньшем по абсолютной величине порогового значения компаратора, определяемого соотношением резисторов $R9$ и $RW(R11)$ и в данном случае равного 2 В, на выходе компаратора будет напряжение высокого уровня. При превышении сигналом порогового значения на выходе компаратора будет напряжение низкого уровня. Компаратор реагирует на обе полярности входного сигнала и управляет устройством совпадения на элементе $DD1.4$. На элементах $DD1.1$, $DD1.2$ собран генератор тактовых импульсов.

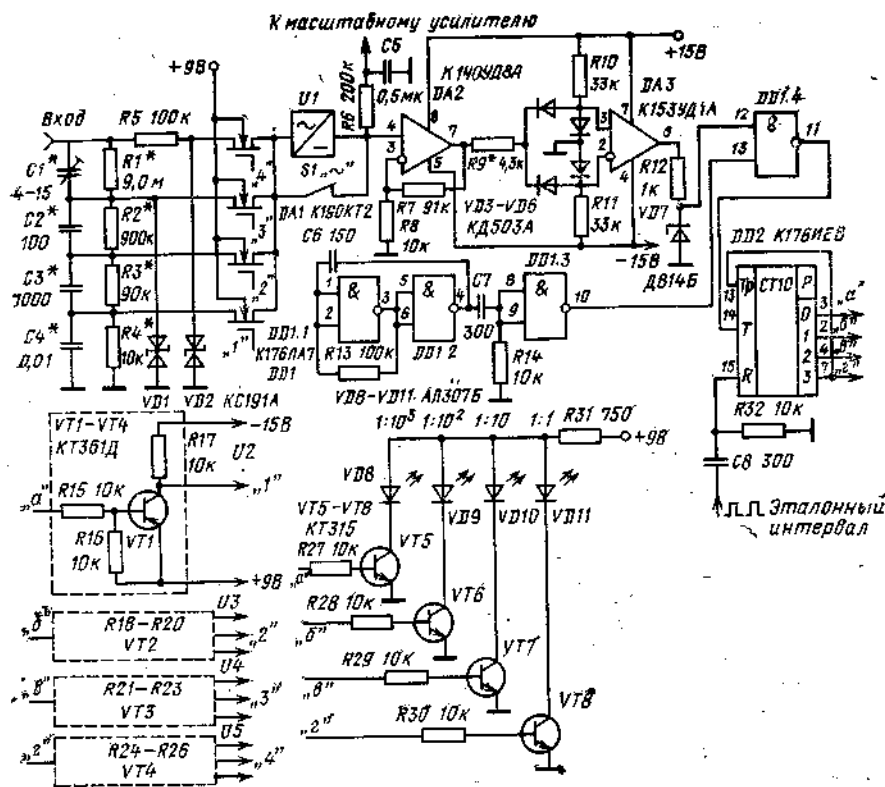


Рис. 49. Принципиальная схема устройства автоматического выбора предела измерения

Для упрощения схемы устройства время выбора предела измерения включено во время измерения. Для того чтобы вносимая за счет этого погрешность не превышала 0,1% при времени измерения 0,1 с, максимальное время выбора предела не должно превышать 100 мкс. Поэтому тактовая частота генератора выбрана около 30 кГц. После формирователя на элементах $C7$, $R14$, $DD1.3$ короткие импульсы поступают на второй вход схемы совпадения $DD1.4$. С выхода элемента $DD1.4$ пачка положительных импульсов (от 1 до 3) поступает на тактовый вход десятичного счетчика $DD2$. Этот счетчик имеет встроенный десятичный дешифратор, выходы 0, 1, 2, 3 которого управляют работой $U2 — U5$, собранных на транзисторах $VT1 — VT4$ (управление коммутатором), и устройства индикации запятой на транзисторах $VT5 — VT8$.

В целом устройство работает следующим образом. На вход R десятичного счетчика $DD2$ от блока эталонных интервалов прибора поступают положительные импульсы с периодом, равным времени измерения, которые, ставят в нуль счетчик $DD2$, переводят его в исходное состояние. В этом состоянии коэффициент передачи коммутируемого аттенюатора равен 1/1000. Входной сигнал после такого ослабления поступает непосредственно или через преобразователь $U1$ на вход усилителя $DA2$, а также на масштабный усилитель входного устройства прибора.

Усиленный в десять раз ОУ $DA2$ сигнал поступает на компаратор $BA3$ с пороговым напряжением 2 В. Если сигнал на входе аттенюатора превышает 200 В, компаратор $BA3$ сразу же переключится и заблокирует схему совпадения $DD1.4$. На счетчик $DD2$ не поступит ни одного импульса, и коэффициент деления аттенюатора останется прежним. Теперь предположим, что ко входу аттенюатора приложено напряжение, например, 1,8 В. Компаратор $DA2$ не переключится, так как в этом случае напряжение на выходе масштабного усилителя $DA2$ в исходном состоянии будет равно 18 мВ. Поэтому на вход счетчика BBT через $DD1.4$ будут поступать положительные импульсы. На выходах b , v , z $DD2$ будут последовательно появляться положительные импульсы, которые с помощью управляющих ключей на транзисторах $VT1 — VT4$ и коммутатора $DA1$ последовательно будут переключать ступени ослабления аттенюатора.

В нашем примере ($U_{вх}=1,8$ В) при появлении напряжения высокого уровня на выходе z счетчика $DD2$ напряжение на выходе усилителя $DA2$ превышает порог срабатывания компаратора $BA3$. Схема совпадения будет заблокирована, и счетчик зафиксируется в этом состоянии. Если измеряемое напряжение, менее 0,2 В, то компаратор не переключится и после третьего импульса.. Но счетчик $BB2$ будет также зафиксирован в состоянии «3», так как на входе T_p $BB2$ будет в этот момент напряжение высокого уровня.

На ключах $VT5 — VT8$ собрано устройство индикации включенной ступени . ослабления аттенюатора.

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В зависимости от области радиоэлектроники, в которой специализируется радиолюбитель, состав измерительного комплекса может быть различным.

При настройке импульсной цифровой аппаратуры в состав комплекса могут входить: осциллограф с открытым входом; многоканальный коммутатор; генератор импульсов с регулируемой скважностью и частотой повторения; цифровой частотомер с устройствами измерения длительности импульса, периода, времени задержки между импульсами; устройство согласования уровней; формирователь задержанных импульсов; блок питания как для собственно комплекса, так и для налаживаемой аппаратуры.

При настройке звукотехнической аппаратуры в состав комплекса могут входить: осциллограф, мультиметр, генератор низкочастотных сигналов с малыми коэффициентом нелинейных искажений и амплитудной неравномерностью, частотомер, среднеквадратический вольтметр, измеритель нелинейных искажений, взвешивающие фильтры со стандартными характеристиками А, В, С, испытатель транзисторов, блок питания.

При наладке радиоприемной и телевизионной аппаратуры в состав комплекса могут входить: осциллограф, мультиметр, генератор высокой частоты, частотомер, генератор качающейся частоты, LC-метр, генератор тестов, испытатель транзисторов, блок питания.

Состав комплекса может определяться и другими факторами, например-наличием у радиолюбителя тех или иных уже готовых приборов.

Предлагаемый для повторения радиолюбителям комплекс предназначен: для измерения напряжений в цепях постоянного или переменного тока, частоты или периода повторения гармонических или импульсных сигналов, коэффициента нелинейных искажений. Он имеет также встроенный генератор низкой частоты.

В состав комплекса входят: цифровой частотомер-периодомер; АЦП с частотно-импульсным преобразованием для измерений постоянных напряжений; преобразователь переменного напряжения в постоянное (средневыпрямленное-значение); генератор низкой частоты с малыми коэффициентом нелинейных искажений и амплитудной неравномерностью; измеритель коэффициента нелинейных искажений; блок питания. Для отображения численного значения всех измеряемых параметров используется восьмиразрядный цифровой дисплей. Частота и выходное напряжение генератора также устанавливаются с помощью дисплейного индикатора.

Комплекс имеет следующие технические характеристики:

Цифровой частотомер

Диапазон измеряемых частот . до 10 МГц

Диапазон измеряемых длительностей 1 мкс — 99 с

Максимальная чувствительность входного формирователя 100 мВ

Время измерения при измерении частоты 0,1 с; 1 с

Время индикации показаний в автоматическом режиме 0,5 — 3 с

Аналоговый преобразователь

Константа преобразования 10 кГц/В

Основной предел 2 В

Диапазон измеряемых напряжений

постоянных (на пределах 0,2; 2; 20; 200; 2000 В) — 1000-+1000

В переменных напряжений (на пределах 0,2; 2; 20; 200; 2000 В) 0 — 1000 В

Нелинейность преобразования на основном пределе:

при измерении постоянных напряжений 0,05%

при измерении переменных напряжений 0,5%

в диапазоне частот 20 Гц — 200 кГц

Погрешность входного аттенюатора 0,5%

Перегрузочная способность при сохранении погрешности 20%

Рекомендуемое время измерения 0,1 с

Цена младшего разряда на пределе 0,2 В 0,1 мВ Входное активное сопротивление преобразователя при измерении постоянных и, переменных напряжений на пределах:

0,2; 2 В >100 МОм :

на остальных 10 МОм

Входная емкость преобразователя <50 пФ

Генератор низкой частоты

Диапазон генерируемых в четырех поддиапазонах частот 20 Гц — 200 кГц

Коэффициент гармонических искажений синусоидального сигнала на нагрузке 0,2 кОм при выходном напряжении 2 В в диапазоне частот:

100 Гц — 50 кГц <0,03%

в остальной области <0,15%

Максимальное выходное напряжение на нагрузке 0,2 кОм 2 В

Неравномерность АЧХ во всем диапазоне частот <0,4 дБ

Ступени ослабления выходного сигнала — 20, — 40 дБ

Измеритель нелинейных искажений

Диапазон входных напряжений 0,3 — 30 В

Частотный диапазон 20 Гц — 20 кГц

Поддиапазоны измерения коэффициента нелинейных искажений 10; 100%

Погрешность измерения <30%

Габаритные размеры комплекса 240X340X65 мм

Потребляемая комплексом от сети 220 В мощность 10 В-А

Структурная схема измерительного комплекса изображена на рис. 50. Рассмотрим работу комплекса в различных режимах.

При измерении частоты внешнего источника сигнал подается на гнездо «Вход 3». Через контакты переключателя *S9.1* (здесь и далее обозначение переключателей соответствует общей принципиальной схеме) сигнал поступает на входной формирователь частотомера *1*, который преобразует входной сигнал в нормализованные по амплитуде и длительности фронтов импульсы. Эти импульсы через контакты переключателей *S11.1*, *S10* и *S8.3* подаются на вход 2 хро-низатора 2 (вход временного селектора). На вход 1 хронизатора через контакты *S8.2* поступают эталонные импульсы интервала, измерения с узла эталонных интервалов и меток 3. С помощью контактов переключателя *S7.2* выбирают интервал измерения 0,1 либо 1,0 с. С временного селектора хронизатора пачка импульсов поступает на вход счетных декад отсчетного устройства 4. С хронизатора на отсчетное устройство поступают также импульсы сброса и переписи, а с узла управления запятой и гашения избыточных разрядов 9 сигналы управления. С помощью переключателя *S10* на вход 2 хронизатора в режиме «Контроль» подаются импульсы с частотой 1 МГц.

При измерении периода на вход 1 хронизатора через контакты *S8.2* подаются импульсы с входного формирователя, а на вход 2 — эталонные метки с периодом 1 мкс.

На вход формирователя через *S9.1* можно подать сигнал с выхода собственного генератора низкой частоты *12* для установки его частоты.

При измерении напряжения постоянного или переменного токов входной сигнал подается на гнездо «Вход 1» (при входном напряжении до 2 В) или на гнездо «Вход 2» (при входном напряжении до 1000 В). Переключателями *S1* — 55 входного аттенюатора 5 выбирают необходимый поддиапазон измерения. С аттенюатора через контакты переключателя *S9.2* сигнал поступает либо сразу на вход масштабного усилителя 7 через переключатель *S6* (при измерении постоянных напряжений), либо предварительно на вход преобразователя средневыпрямленного напряжения 6, а уже с его выхода — на вход масштабного усилителя. С

выхода масштабного усилителя сигнал поступает на АЦП частотно-импульсного преобразования δ , а также на вход индикатора перегрузки 10. С выхода АЦП импульсы с частотой, пропорциональной входному напряжению, через контакты *S11.1* поступают на вход 2 хронизатора. Переключатель *S8* в режиме измерения напряжений должен находиться в положения «б». Выходное, напряжение собственного генератора 12 можно подать на вход преобразователя средневыпрямленного значения с помощью переключателя *S9.2*. При измерении напряжений, а также коэффициента нелинейных искажений избыточные разряды цифрового дисплея гасятся.

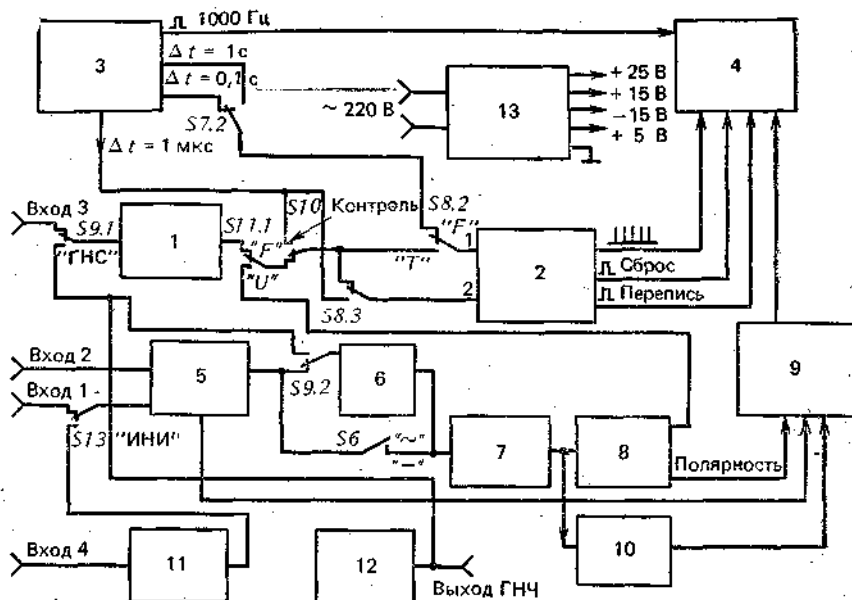


Рис. 50. Структурная схема цифрового измерительного комплекса

В режиме измерения коэффициента нелинейных искажений сигнал подается на «Вход 4». С выхода измерителя коэффициента нелинейных искажений 11 напряжение, пропорциональное коэффициенту, через контакты переключателя *S13* подается на входной аттенуатор вольтметра 5 и измеряется.

Блок питания 13 обеспечивает все узлы комплекса необходимыми питающими напряжениями.

ПРИНЦИПАЛЬНАЯ СХЕМА

Принципиальная схема комплекса изображена на рис. 51 — 57. Рассмотрим работу отдельных устройств.

Входные устройства комплекса (рис. 51). К входному устройству вольтметра относятся: частотно-компенсированный аттенуатор (*R1-R4, C1-C4*); устройство защиты входа от перегрузки (*VD1 — VD3*); помехозащитный фильтр (*R6, R7, C5, C6*); масштабный усилитель *DA1*; преобразователь средневыпрямленного значения (*VT1, VT2, DA2*).

Напряжения постоянного или переменного тока значением до 2 В (пределы 0,2 и 2 В) подаются на «Вход 1». На «Вход 2» подаются напряжения значением до 1000 В (пределы 20, 200 и 2000 В). Пределы измерения выбираются переключателями *S1 — S5*.

Масштабный усилитель собран на ОУ *DA1* в неинвертирующем включении. На первом пределе измерения постоянного напряжения (0,2 В) его коэффициент передачи равен 10. На остальных пределах измерения постоянного напряжения и на всех пределах измерения переменного напряжения ОУ включен по схеме повторителя напряжения, с коэффициентом передачи, равным 1. В связи с коммутацией режима ОУ коррекция ноля выполняется резисторами *R10* (на пределе 0,2 В) и *R11* (на остальных пределах). Переключателем *S6* выбирают вид измеряемого напряжения (постоянное или переменное).

При измерении переменного напряжения входной сигнал с аттенуатора через контакты переключателей *S6.1, S9.2* поступает на вход преобразователя средневыпрямленного значения. Он собран на ОУ *DA2* в неинвертирующем включении по однополупериодной схеме. Для повышения входного сопротивления преобразователя входы *DA2* подключены, к истоковым повторителям на *VT1, VT2*. Для получения средневыпрямленного значения в цепь отрицательной обратной связи усилительного каскада на *DA2, VT1, VT2* включены диоды *VD4, VD5*, а также элементы *R20 — R25*. Напряжение ООС подводится к входу истокового повторителя, выход которого подключен к инвертирующему входу *DA2*. Входной сигнал подается на вход истокового повторителя, выход которого подключен к неинвертирующему входу *DA2*. Коэффициент передачи преобразователя на пределах 2 — 2000 В равен 1 (калибруется с помощью *R24*), а на пределе 0,2 В — 10 (калибруется с помощью *R25*). Цепи коррекции ОУ (*R19, C9, C10*) выбраны из условия обеспечения коэффициента передачи, равного 10, на частотном диапазоне до 200 кГц.

Вместо истоковых повторителей *VT1*, *VT2* и ОУ *DA2* можно использовать одну микросхему *K574УД1А*. При подборе резисторов *R20*, *R21* и диодов *VD4*, *VD5* можно получить диапазон рабочих частот до 1 МГц при наименьшем значении измеряемого напряжения, равном единицам милливольт. Для устранения пульсаций выпрямленного напряжения на выходе преобразователя включен фильтр нижних частот *R6*, *C5*, *R7*, *C6*.

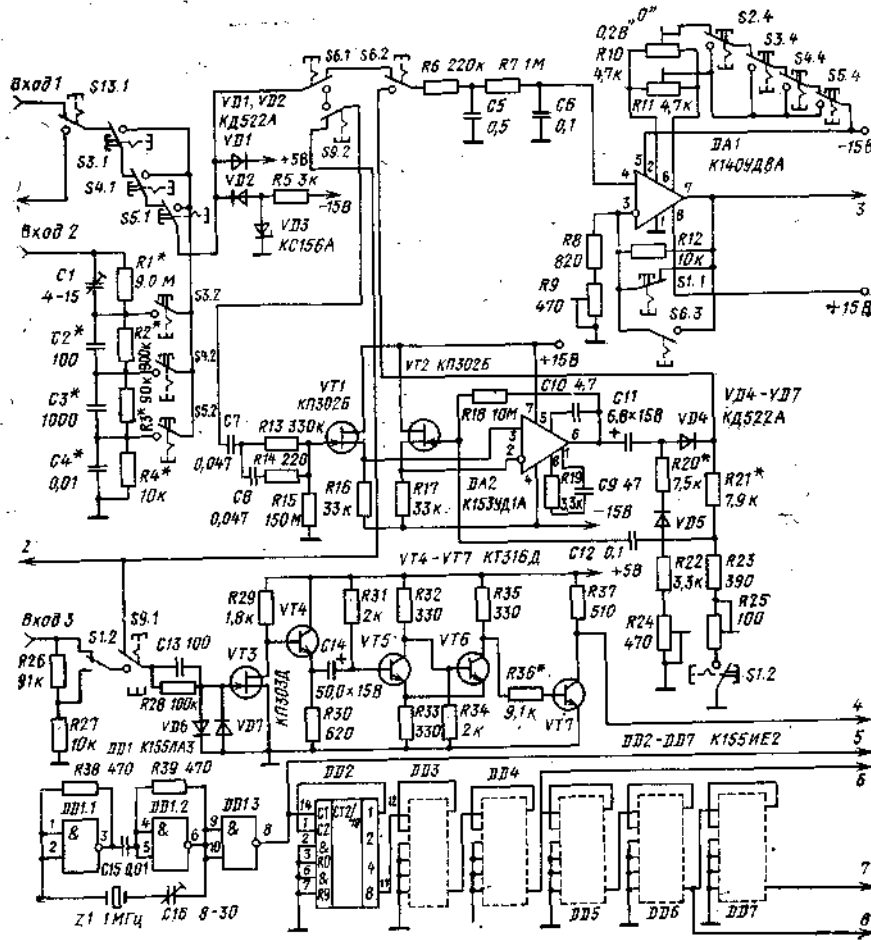


Рис. 51. Входные устройства комплекса

Входное устройство частотомера состоит из аттенуатора *R26*, *R27* (напряжение измеряемой частоты подается на «Вход 3»). Через контакты переключателей *S1.2*, *S9.1* сигнал подается на вход усилительного каскада на транзисторе *VT3*. Диоды *VD6*, *VD7* служат для защиты каскада от перегрузки. С его выхода сигнал, усиленный примерно в 20 — 25 раз, через согласующий эмиттерный повторитель *VT4* подается на триггер Шмитта *VT5*, *VT6* с порогом срабатывания около 2,5 В и далее на ключевой каскад на транзисторе *VT7*. Резистором *R36* подбирают порог срабатывания ключевого каскада.

С помощью переключателя *S9* измеряют частоту и выходное напряжение собственного генератора комплекса. В режиме измерения коэффициента нелинейных искажений (режим КНИ) на вход преобразователя подается напряжение с измерителя КНИ (переключатель *S13*).

Преобразователь напряжение — частота (см. рис. 53). В его основе лежит схема, опубликованная в журнале «Radio Fernsehen Elektronik», 1980 г., № 4. Преобразователь напряжение — частота работает с входными напряжениями от — 2 до +2 В. Устройство определения его полярности работает автоматически, при этом полярность входного напряжения может индицироваться све-тодиодами, например красный цвет — положительная полярность, зеленый — отрицательная. Выходным параметром преобразователя является частота, она пропорциональна входному постоянному напряжению. Выходной сигнал преобразователя совместим с ТТЛ-схемами.

Константа преобразования составляет 10 кГц/В. Это значит, что например, при входном напряжении +1,5 В на выходе преобразователя частота будет равна 15 кГц. Нелинейность преобразования не превышает 0,05%. Она сохраняется при входных напряжениях, превышающих номинальные на 20%, т. е. в диапазоне — 2,4-*f*-+2,4 В. При использовании в подключенном к преобразователю частотомере времени измерения 0,1 с показания частотомера будут, равны 1500, т. е. при данном времени измерения можно измерять входное напряжение с точностью до 1 мВ. Такая разрешающая способность достаточна для большинства измерений. Было бы ошибочным считать, что увеличение времени измерения до, например, 1 с увеличит разрешающую способность. Дело в том, что на точности индицирования последнего знака в этом случае может сказаться

дрейф нуля входного масштабного усилителя, небольшой (в пределах нескольких герц), уход нулевой частоты преобразователя. Кроме того, в этом случае частотомер должен иметь буферную память, чтобы можно было считать показания. С другой стороны, время измерения частотомера, равное 0,1 с, позволит обойтись без буферной памяти, так как соотношение между временем индикации и временем измерения достаточно велико.

Функциональная схема преобразователя приведена на рис. 52,а. Он состоит из следующих основных узлов: интегратора, двух триггеров, одновибратора и RS-триггера. Для преобразователя необходимо достаточно стабильное опорное напряжение.

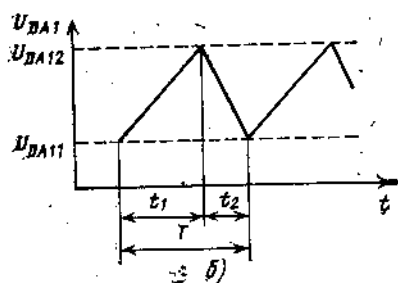
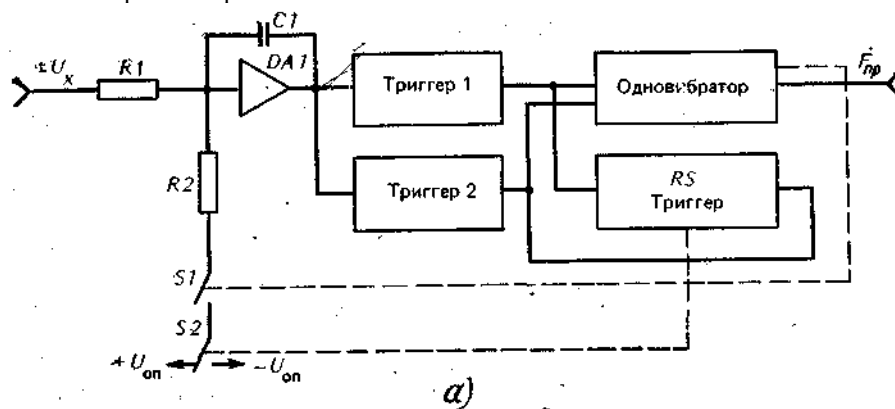


Рис. 52. Функциональная схема преобразователя

Пусть одновибратор находится в исходном состоянии. Ключ $S1$, управляемый одновибратором, находится в разомкнутом состоянии. Состояние RS-триггера, управляющего ключом $S2$, может быть произвольным. Предположим, что к входу преобразователя приложено положительное напряжение. В точку суммирования интегратора течет входной ток, определяемый значениями входного напряжения и сопротивлением резистора $R1$. Этот входной ток постоянен во времени, и выходное напряжение интегратора будет равномерно спадать в отрицательную область.

К выходу интегратора подключены два триггера. Триггер 1 переключается, когда выходное напряжение интегратора достигает некоторого положительного значения, а триггер 2 — когда отрицательного. Оба триггера управляют запуском одновибратора, который переключается при переключении одного из триггеров. Выходные сигналы триггеров также управляют работой RS-триггера, который, в свою очередь, управляет ключом $S2$, определяющим выбор полярности опорного напряжения.

Если выходное напряжение интегратора настолько сместится в отрицательную область, что сработает триггер 2, то он переключит RS-триггер в такое состояние, при котором ключ $S2$ подключит отрицательно опорное напряжение. Одновременно запустится одновибратор, который на время своего переключения замкнет ключ $S1$. Теперь в суммирующую точку интегратора потечет опорный ток, противоположно направленный входному. Значение опорного тока заведомо больше допустимого входного. Напряжение на выходе интегратора мгновенно изменит свой знак и начнет равномерно расти в положительную область. Этот процесс происходит в течение времени нахождения одновибратора во включенном состоянии. Затем одновибратор вернется в исходное состояние и ключ $S1$ разомкнется. После этого напряжение на выходе интегратора снова будет равномерно смещаться в отрицательную область до нового включения триггера 2. Описанный процесс снова повторится и т. д.

Результатом этого повторяющегося процесса является импульсное напряжение на выходе одновибратора, частота которого будет пропорциональна входному напряжению. Для правильной работы преобразователя необходимо, чтобы триггеры 1, 2 имели небольшие пороги срабатывания, т. е. чтобы напряжение на выходе интегратора смещалось в положительную или отрицательную область на небольшое значение (единицы вольт). Это условие выполняется соответствующим выбором режимов триггеров.

Если на вход преобразователя подать отрицательное напряжение, то выходное напряжение интегратора равномерно сместится в положительную область до срабатывания триггера 1. Триггер 1 запустит одновибратор и переключит RS-триггер таким образом, что в суммирующую точку интегратора потечет через

переключатели $S1$ и $S2$ положительный опорный ток. В течение времени нахождения одновибратора во включенном состоянии напряжение на яхбде интегратора будет равномерно спадать в отрицательную область. Затем процесс повторится. На рис. 52,6 показана диаграмма работы преобразователя при отрицательном входном напряжении.

Для частоты импульсного напряжения на выходе преобразователя верно выражение

$$F_{np} = 1/T = 1/(t_1 + t_2).$$

где t_1 — время интеграции, в течение которого цепь ключа $S1$ разорвана и в суммирующую точку интегратора течет ток, определяемый входным напряжением u_x и сопротивлением $R1$; t_2 — интервал времени, равный длительности импульса одновибратора, в течение которого резистор $R2$ связан, например, с положительным опорным напряжением $+u_{on}$ через ключи $S1, S2$. Зависимость между выходной частотой преобразователя и входным напряжением определяется как

$$F_{np} = -R2U_x / (t_2 U_{on} R1),$$

так как F_{np} — величина положительная, знак «минус» в этой формуле означает, что U_x и U_{on} должны иметь разные знаки.

Последнее выражение показывает, что выходная частота наряду со входным напряжением зависит еще и от $R1, R2, U_{on}, t_2$. Постоянство значений этих величин в основном определяет стабильность работы преобразователя. Поэтому для $R1, R2$ необходимо использовать стабильные композиционные резисторы с малым температурным коэффициентом. Положительное и отрицательное опорные напряжения должны быть стабильными и не зависимыми от колебаний напряжения источника питания и температуры окружающей среды. Для стабилизации опорных напряжений можно использовать стабилитроны, но еще лучше последовательные стабилизаторы компенсационного типа на микросхемах (К142ЕН1 или на ОУ).

Особого внимания требует стабилизация интервала времени t_2 равно длительности импульса одновибратора. Поэтому в реальном устройстве зависимость длительности импульса t_2 от питающих напряжений должна быть сведена к минимуму. Для этого во времязадающей RC-цепи необходимо использовать композиционные резисторы и конденсаторы с диэлектриком из полистирола или фторопласта. Кроме того, необходима температурная компенсация напряжения Уэб транзистора, база которого подключена к времязадающей RC-цепи, а также стабилизация напряжения питания одновибратора для исключения влияния нестабильности этого напряжения на длительность импульса одновибратора. Поэтому целесообразно в качестве одновибратора использовать микросхему с внутренней температурной компенсацией, например К.155АП.

Конденсатор $C1$ не влияет на выходную частоту. От него требуется только кратковременная стабильность, т. е. он не должен менять своего значения в течение одного периода измерения. Емкость конденсатора $C1$ определяет напряжение DU_{DA1} на выходе ОУ, примененного в качестве интегратора. Это напряжение не постоянно. Его значение DU_{DA1} уменьшается с ростом входного напряжения; AU_{DA1} имеет наибольшее значение, когда $U_x = 0$. При этом выполняется соотношение

$$DU_{DA1\max} = t_2 U_{on} / (R2C1).$$

Практически $U_{DA1\max}$ (при входном напряжении, близком к нулю) составляет 2 — 6 В.

Чтобы триггеры $J, 2$ (рис. 52) не срабатывали одновременно, необходимо, чтобы их напряжения срабатывания отличались бы в сумме на $(1,5 — 2) AU_{DA1\max}$. Это исключит вероятность одновременного срабатывания обоих триггеров в допустимой рабочей области.

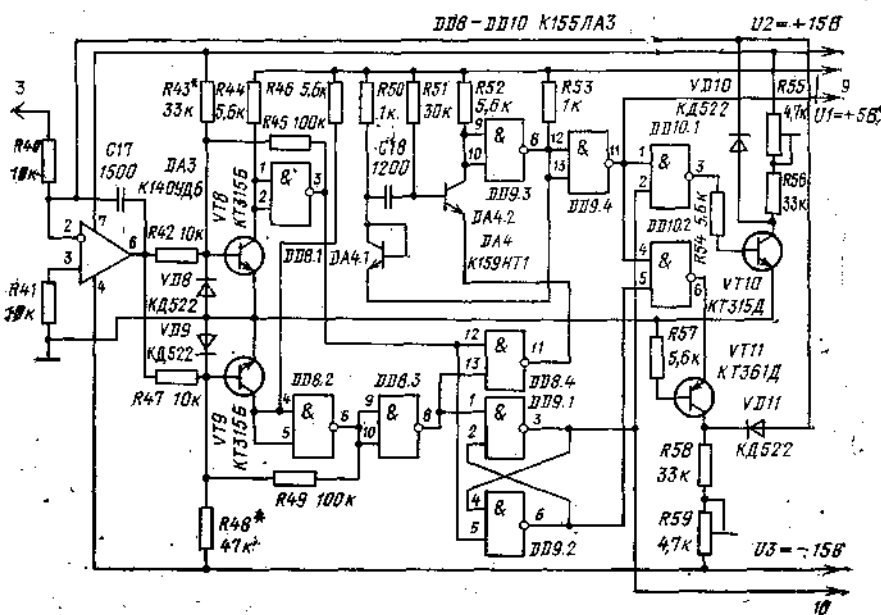


Рис. 53. Принципиальная схема преобразователя напряжение — частота

Рассмотрим принципиальную схему преобразователя комплекса (рис. 53). В узле интегратора $DA3$ применен ОУ К140УД6А с внутренней частотной коррекцией. Можно использовать здесь и другие ОУ с внутренней частотной коррекцией, малым температурным дрейфом и коэффициентом усиления при разомкнутой петле обратной связи не менее 20 тыс., например КН0УД7А.

Для правильного функционирования преобразователя необходимо, чтобы он подключался к источнику сигнала с малым выходным сопротивлением, так как выходное сопротивление источника сигнала, суммируясь с сопротивлением резистора $R40$ (10 кОм), может внести дополнительную погрешность в результат измерений. Это тем более необходимо, если источники сигнала имеют различное выходное сопротивление. Для устранения влияния различного выходного сопротивления источников сигнала на калибровку преобразователя необходимо использовать предварительный согласующий каскад на ОУ. Этот же каскад может выполнять функции масштабного усилителя, при этом коррекцию ноля целесообразно проводить в нем, а не в интеграторе преобразователя.

Выход интегратора подключен к двум триггерам, выполненным на элементах $VT8, DD8.1$ и $VT9, DD8.2, DD8.3$ соответственно. При выходном напряжении интегратора $U_{DA3}=0$ режим триггера $VT8, DD8.1$ выбран так, чтобы транзистор $VT8$ был открыт и на выходе $DD8.1$ было напряжение высокого уровня. Такой режим обеспечивается выбором резистора $R43$. Аналогично подбором $R48$ задается закрытое состояние транзистора $VT9$ триггера $VT9, DD8.2, DD8.3$. При этом на выходе $DD8.2$ будет напряжение низкого уровня, а на выходе $DD8.3$ — высокого.

Триггеры управляют работой элемента $DD8.4$, который запускает одновибратор, собранный на микросхемах $DA4, DD9.3$, а также RS-триггером на элементах $DD9.1, DD9.2$. В указанном режиме ($U_{DA3}=0$) RS-триггер выключен, а на выходе $DD8.4$ будет напряжение низкого уровня, что исключит запуск одновибратора. Для обеспечения стабильности длительности импульса t_2 при изменении температуры одновибратор собран на транзисторной сборке $DA4$ типа К159НТ1В. В исходном состоянии транзистор $DA4.2$ одновибратора отк., ргт, и на выходе элемента $DD9.3$ напряжение высокого уровня. Конденсатор $C18$ будет заряжен. На выходе элементов $DD10.1, DD10.2$ — напряжение высокого уровня. Вследствие этого транзисторы $VT10, VT11$ открыты, а диоды $VD10, VD11$ — закрыты. Опорный ток через резисторы $R55, R56$ и $R58, R59$ в суммирующую точку интегратора не проходит.

На элементах $DD10.1, DD10.2, VT10, VT11, VD10, VD11$ выполнены переключатели $S1, S2$ (см. рис. 50). Последовательно соединенные резисторы $R55, R56$ и $R58, R59$ (резистор $R2$ на функциональной схеме) подключены к источникам напряжения $U2, U3$, используемым в качестве опорных.

Теперь предположим, что на выходе преобразователя имеется отрицательное постоянное напряжение. Это приведет к равномерному росту выходного напряжения интегратора в положительную область. Состояние триггера $VT8, DD8.1$ не изменяется, так как транзистор $VT8$ уже открыт. Как только уровень на выходе ОУ $DA3$ достигнет значения $U_{DA3}=4$ В, транзистор $VT9$ откроется. На выходе $DD8.2$ будет напряжение высокого уровня, на выходе $DD8.3$ — низкого. Резистор $R49$ обеспечивает положительную обратную связь в триггере, ускоряя его переключение. Перепад напряжений высокого и низкого уровней на выходе $DD8.3$ переключит RS-триггер. На выходе $DD9.1$ будет напряжение высокого уровня, что обеспечит индикацию отрицательной полярности входного напряжения.

Появившееся на выходе $DD8.4$ напряжение высокого уровня закроет транзистор $DA4.2$, т. е. запустит одновибратор. На выходе $DD9.3$ в течение действия импульса t_2 будет напряжение низкого уровня. За это время конденсатор $C18$ перезарядится через резистор $R51$. Транзистор $DA4.1$ в диодном включении служит для компенсации температурного дрейфа напряжения база — эмиттер, транзистора $DA4.2$.

В течение времени t_2 на выходе $DD9.4$ будет напряжение высокого уровня, а на выходе $DD10.1$ — низкого. Вследствие этого транзистор $VT10$ закроется и в точку суммирования интегратора через $R55, R56, VD10$ потечет положительно направленный компенсирующий ток. Транзистор $VT11$ в это время будет продолжать находиться в открытом состоянии. Так как компенсирующий опорный ток всегда больше входного, напряжение на выходе интегратора начнет равномерно смещаться в отрицательную область. Триггеры на элементах $VT8, DD8.1$ и $VT9, DD8.2, DD8.3$ имеют гистерезис около 0,4 В. Поэтому спустя короткое время после смены направления интегрирования триггер $VT9, DD8.2, DD8.3$ вернется в исходное состояние. Обратное интегрирование заканчивается после перезарядки конденсатора $C18$, т. е. при возвращении одновибратора в исходное состояние. Транзистор $VT10$ снова открывается и начинается новый цикл прямого интегрирования.

Прямое падение напряжения на диодах $VD10, VD11$ зависит от температуры и поэтому влияет на температурную стабильность опорного тока. Целесообразно для устранения влияния порогового напряжения диодов резисторы $R55, R56$ и $R58, R59$ заменить источниками токов.

При подаче на вход преобразователя положительного постоянного напряжения на выходе интегратора будет равномерно спадающее напряжение. Транзистор $VT9$ останется закрытым, а транзистор $VT8$ по достижении $U_{DA3} = -4$ В закроется. Триггер $VT8, DD8.1$ переключится. На выходе $DD8.1$ — напряжение низкого уровня. Вследствие этого на выходе $DD9.2$ RS-триггера будет напряжение высокого уровня (индикация положительной полярности входного напряжения). Через $DD8.4$ происходит запуск одновибратора. В течение времени t_2 на обоих входах $DD10.2$ будет напряжение высокого уровня, поэтому транзистор $VT11$ закроется ($VT10$ останется в открытом состоянии). В точку суммирования интегратора через $R58, R59, VD11$ потечет отрицательно

направленный компенсирующий опорный ток. После смены направления интегрирования и обратного переключения триггера *VT8*, *DD8.1* устройство вернется в первоначальное состояние и цикл повторится.

Таким образом на выходе *DD9.4* формируется импульсное напряжение с частотой *F*, пропорциональной входному напряжению. На выходе RS-триггера (элементы *DD9.1*, *DD9.2*) имеется информация о полярности входного сигнала.

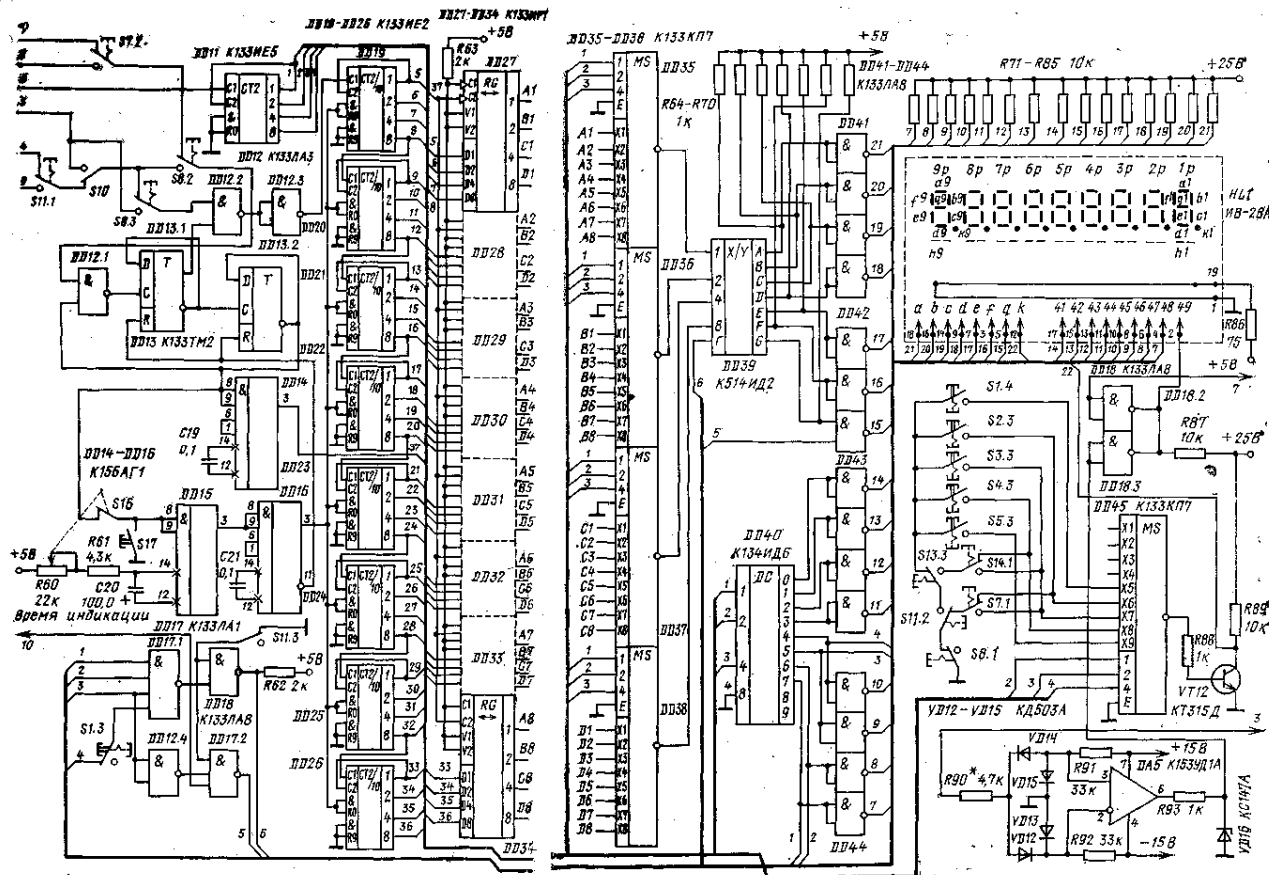


Рис. 54. Принципиальная схема отсчетного устройства

Отсчетное устройство (рис. 54). В отсчетном устройстве комплекса использован принцип динамической индикации с поразрядным опросом (см. ранее), что позволило (при числе разрядов 8) не только упростить схему, сократив число корпусов микросхем, но и резко уменьшить число соединительных проводников «индикатору». Например, если в девятиразрядном индикаторе делать выводы от каждого электрода, то их число равнялось бы 99. В качестве цифровых индикаторов в отсчетном устройстве применен цифровой дисплей от микрокалькуляторов типа ИВ-28А.

Индикатор ИВ-28А имеет только 19 выводов. Конструкция этого индикатора такова, что все одноименные аноды-сегменты в ней соединены вместе. Поэтому знак, высвечивается при временном совпадении напряжений управляющих сеток и анодов-сегментов. При этом, если подано напряжение на анод-сегмент, но отсутствует напряжение на управляющей сетке данного разряда, индикации знака не будет. Свечение на аноде-сегменте возникает только при одновременном поступлении напряжений на анод-сегмент и управляющую сетку. Для индикации показаний измеряемой величины в данном индикаторе в (различных режимах используется от 4 до 8 разрядов. Старший, девятый, разряд используется для индикации перегрузки при измерении напряжений. Амплитуда импульсов, подаваемых на аноды-сегменты и управляющие сетки с выходных ключей, равна примерно 25 В. Для питания накала индикатора (ток накала около 40 мА) использован источник напряжения питания 5 В и гасящий резистор *R86*.

Отсчетное устройство состоит из двоичного счетчика *DD11*, восьмидекад-«ого двоично-десятичного счетчика *DD19* — *DD26*, промежуточного восьмидекад-ного регистра памяти *DD27* — *DD34* на универсальных сдвигающих регистрах, четырех селекторов-мультиплексоров данных на восемь каналов *DD35* — *DD38*, преобразователя двоично-десятичного кода в код семисегментных индикаторов *DD39*, десятичного дешифратора *DD40* и выходных ключей управления индикатором *DD41* — *DD44*.

Работает отсчетное устройство следующим образом. На вход *DD11* с блока эталонных частот поступают импульсы с частотой 1000 Гц. Выходы 1-2-4 этого счетчика подключены к соответствующим входам микросхем *DD35* — *DD38*, *DD40*. Выходы 0, 1, ..., 7 дешифратора *DD40* через ключи *DD43*, *DD44* связаны с сетками индикатора. Таким образом микросхемы *DD11*, *DD40* являются временным коммутатором разрядов индикатора. Частота поочередного включения разрядов равна $1000/16$ Гц = 62,5 Гц.

На вход младшей декады *DD19* десятичного счетчика импульсы поступают с временного селектора хронизатора. В течение времени измерения в счетчик *DD19* — *DD26* записывается определенное число. Выходы 1-2-4-8 каждой десятичной декады счетчика подключены ко входам *D1* — *D4* одноименных разрядов регистров промежуточной памяти *DD27* — *DD34*. При подаче напряжения высокого уровня на входы *C1*, *V1*, *V2* регистры памяти переводятся в режим параллельной записи информации по входам *D1* — *D4*. Перепись информации со счетчика в соответствующие разряды регистра памяти осуществляется поочередно с хронизатора на все входы *C2* регистра положительного импульса «Перепись». Сигналы с выходов регистра памяти поступают на коммутаторы (мультиплексоры) *DD35* — *DD38*, которые в соответствии с кодом, поступающим с двоичного счетчика *DD11*, поочередно подключают все разряды входного кода к преобразователю *DD39*. Управляющие напряжения с преобразователя через ключи *DD41*, *DD42* поступают на сегменты индикатора *HG1*. Так как микросхема *DD39* (К154ИД2) имеет выходы типа открытый коллектор, то для управления ключами *DD41*, *DD42* в качестве нагрузки каналов применены резисторы *R64* — *R70*.

Выходные ключи *DD41* — *DD44* управления индикатором выполнены на базе микросхем К.133ЛА8, имеющих выход типа открытый коллектор. Как показала практика, выходные транзисторы этих микросхем в закрытом состоянии выдерживают напряжение до 30 В с достаточной степенью надежности. Для ограничения тока, протекающего через эти транзисторы (в насыщенном состоянии), до уровня 2 — 3 мА сопротивление резисторов *R71* — *R85* выбрано равным 10 кОм.

Хронизатор. Хронизатор комплекса (см. рис. 54) включает в себя временной селектор *DD12.2*, *DD12.3*, устройство управления временным селектором *DD12.1*, *DD13*, формирователи импульсов сброса, переписи, а также интервала «Время индикации».

Для рассмотрения работы хронизатора предположим, что устройство находится в исходном состоянии, т. е. триггеры *DD13* и счетные декады установлены на ноль. С приходом первого импульса с блока эталонных интервалов (период следования импульсов 0,1 или 1 с выбирается переключателем *S7*) триггер *DD13.1* через *DD12.1* переключится в состояние логической единицы, так как на второй вход *DD12.1* с выхода *DD13.2* поступает напряжение высокого уровня. Напряжение высокого уровня с выхода *DD13.1* откроет селектор *DD12.2*. Импульсы с входного формирователя или преобразователя напряжения — частота (выбирается с помощью переключателя *S11*) через контакты-*S11.1*, *S10*, *S8.3* и *DD12.2*, *DD12.3* поступают на первую декаду счетчика. С приходом второго эталонного импульса, определяющего время измерения, триггер *DD13.1* снова вернется в нулевое состояние и закроет селектор *DD12.2*. Положительный перепад напряжения на его выходе *Q* переключит триггер *DD13.2* в состояние логической единицы. Отрицательный перепад напряжения на выходе *Q* заблокирует *DD12.1*, поэтому последующие эталонные импульсы до сброса триггеров хронизатора влияния на него не оказывают.

Отрицательный, же перепад напряжения на выходе *Q* *DD13.2* запускает одновибраторы *DD14*, *DD15*. На *DD14* собран формирователь импульса «Перепись». Длительность импульса определяется внутренним резистором 10 кОм; внешней емкостью — конденсатором *C19* и равна примерно 1 мс. Таким образом по окончании времени измерения происходит перепись информации со счетных деkad в регистр памяти. Одновибратор *DD15* служит для формирования импульса «Время индикации». Длительность импульса определяется внешними элементами *R60*, *R61*, *C20* и равна 0,5 — 3 с. Время индикации регулируется резистором *R60*. По окончании импульса «Время индикации» отрицательный перепад напряжения на прямом выходе *Q* *DD15* запускает одновибратор *DD16*, который формирует импульс «Сброс». Длительность импульса примерно 1 мс. Таким образом импульс «Сброс» имеет временную задержку по отношению к концу измерительного интервала, определяемую длительностью импульса *DD15*. Положительный импульс с прямого выхода *DD16* переводит счетные декады в нулевое состояние, а отрицательный с инверсного выхода устанавливает в нулевое состояние триггер *DD13* хронизатора. Устройство совпадения *DD12.1* снова открыто, и следующий эталонный импульс снова переключит *DD13.1* в состояние логической единицы и т. д.

С помощью переключателя *S8* прибор переводят в режим измерения периода, а с помощью *S10* устанавливают режим «Самоконтроль». В режим»

«Самоконтроль» на временной селектор импульсы поступают не с формирователя, а с блока эталонных интервалов (1 МГц).

Выключателем *S16* хронизатор переводится в режим разового пуска от *S17*. Устройство управления запятой (см. рис. 54). Оно собрано на селекторе-мультиплексоре *DD45* и *VT12*. Входы 1-2-4 селектора *DD45* подключены к выходам 2-4-8 *DD11* соответственно. На один из информационных входов *X5* — *X9* через контакты переключателей подается напряжение низкого уровня. При опускании этого входа на выходе *VT12* будет формироваться напряжение высокого уровня, которое вызовет свечение соответствующей запятой. В режиме измерения периода запятая не высвечивается. При измерении частоты запятой выделяются килогерцы, при измерении напряжения — отделяются вольты, при измерении коэффициента нелинейных искажений — проценты.

Устройство индикации перегрузки (см. рис. 54). Оно выполнено на элементах *DD18.2*, *DD18.3* и ОУ *DA5*. Выходы *DD18.2*, *DD18.3* объединены и управляют напряжением на сетке девятого разряда. На входы *DD18.2* с блока эталонных частот постоянно поступают импульсы частотой 1 Гц. На входы *DD18.3* поступает напряжение с двуполярного компаратора *DA5*. Если напряжение на входе прибора превышает предельное не более чем на 20% (например, 2,4 В на пределе 2 В), то на выходе компаратора *DA5* будет напряжение высокого уровня, а следовательно, на выходе *DD18.3* и на *h9* *HG1* — напряжение низкого уровня. Индикация перегрузки

не будет. При превышении входным напряжением предела измерения более чем на 20% на выходе компаратора *DA5* будет напряжение низкого уровня, на выходе *DD18.3* — высокого и импульсы с частотой 1 Гц будут поступать на сетку *h9* индикатора. В этом случае девятый разряд индикатора будет мигать с периодом 1 с, индицируя перегрузку прибора. Порог срабатывания компаратора, равный примерно $\pm(2,4 - 2,5)$ В, подбирается с помощью резистора *R90*.

Устройство индикации полярности и гашения избыточных разрядов (см, рис. 54). Оно собрано на элементах *DD17*, *DD12.4*, *DD18.1*. При измерении частоты или периода на один из двух входов элемента *DD18.1* подается через переключатель *S11.3* напряжение низкого уровня. Поэтому на входе «Гашение» (Г) элемента *DD39*, подключенного к выходу *DD18.1*, будет напряжение высокого уровня, В этом случае высвечиваются все восемь разрядов индикатора. При измерении напряжений на входе элемента *DD18.1* — напряжение высокого уровня и сигналы, имеющиеся на входах *DD17.1*, управляют входом «Гашение» *DD39*. Эти сигналы поступают с выходов *DD40* временного распределителя. Таким образом, при измерении напряжений гасятся либо 5 — 8-е разряды индикатора (пределы 2 — 2000 В), либо 6 — 8-е разряды (предел 0,2 В). При измерении напряжений отрицательной полярности в шестом разряде индикатора высвечивается сегмент *q6*. На вход элемента *DD12.4* поступают отрицательные импульсы, соответствующие шестому разряду распределителя, с выхода *DD12.4* положительные импульсы поступают на один из трех входов *DD17.2*. На второй вход этого элемента поступает напряжение с *DD9.1* (при отрицательной полярности — напряжение высокого уровня). На третий вход в режиме измерения напряжений поступает напряжение высокого уровня с переключателя *S11.3*. Выход *DD17.2* через ключ *DD42.3* управляет зажиганием сегмента *дб*.

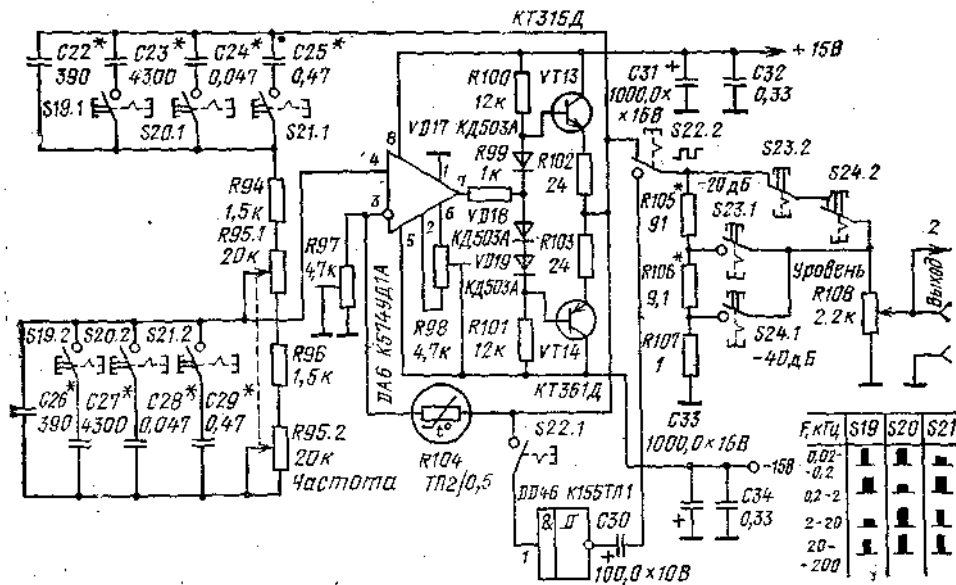


Рис. 55. Принципиальная схема генератора низкочастотных сигналов

Генератор низкочастотных сигналов (рис. 55). Он собран на ОУ *DA5* в транзисторах *VT13*, *VT14*. В качестве частотозадающей цепи положительной обратной связи выбран мост Вина, состоящий из последовательной и параллельной ветвей. Эти ветви образуют избирательный по частоте делитель напряжения. Напряжение, образующееся на параллельной ветви, подается на неинвертирующий вход ОУ. В установившемся режиме частота колебаний для одного из поддиапазонов может быть вычислена как

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{(R_{94} + R_{95}) C_{22} (R_{96} + R_{95}) C_{26}}}$$

Обычно элементы ветвей моста Вина выбирают равными между собой, т. е. $C_{22} = C_{26}$, $R_{94} = R_{96}$. В этом случае

$$F = 1/2(2\pi R_z C).$$

Для устойчивой генерации колебаний коэффициент передачи исходного усилителя без цепи положительной обратной связи должен быть больше z_n (где z_n — коэффициент передачи этой цепи):

$$\beta_n = \frac{1}{1 + R_{\text{посл}}/R_{\text{пар}} + C_{\text{пар}}/C_{\text{посл}}}$$

где $R_{\text{посл}}$, $C_{\text{посл}}$, $R_{\text{пар}}$, $C_{\text{пар}}$ — соответственно номиналы элементов в последовательной и параллельной ветвях. При равенстве $R_{\text{посл}} = R_{\text{пар}}$, $C_{\text{посл}} = C_{\text{пар}}$ коэффициент $z_n = 1/3$. Положительная обратная связь приводит к увеличению нелинейных искажений генерируемого сигнала. Для снижения искажений сигнала, а также для стабилизации амплитуды сигнала на выходе в генератор вводится отрицательная обратная связь, причем в ее цепь включается нелинейный элемент (лампа накаливания, термистор). Стабилизирующее действие цепи сказывается тем сильнее, чем больше коэффициент усиления исходного усилителя.

В данном генераторе ветви моста Вина образованы коммутируемыми в зависимости от поддиапазона конденсаторами $C22 — C29$ и резисторами $R94 — R96$. Для обеспечения малых искажений и амплитудной неравномерности в качестве сдвоенного резистора $R95$ применен прецизионный проволочный резистор с разбросом сопротивления между секциями не более 2%. Применение вместо него обычного сдвоенного резистора, например СП-3-4 с разбросом 15 — 20%, значительно ухудшит параметры генератора.

Во входном каскаде ОУ $DA6$ использованы полевые транзисторы. Это позволило применить сравнительно высокоомный резистор $R95$. Кроме того, ОУ этого типа имеют высокий коэффициент усиления без цепи отрицательной обратной связи (не менее 50 тыс.), большую скорость нарастания и частоту единичного усиления (соответственно до 50 В/мкс; 15 МГц). Все -это позволило получить малые нелинейные искажения и амплитудную неравномерность в широком диапазоне частот.

Выходной каскад генератора выполнен на комплементарных транзисторах $VT13, VT14$, работающих в режиме АВ по схеме с общим коллектором. На-чальный ток смещения определяется диодами $VD17 — VD19$. Применение дополнительного каскада на транзисторах позволило получить собственное выходное сопротивление генератора порядка долей ом. Генератор имеет безземкостной выход. С помощью резистора $R98$ устанавливают нулевое напряжение на выходе генератора по постоянному току. Подстройкой резистора $R97$, определяющим глубину отрицательной обратной связи, добиваются минимальных искажений и амплитудной неравномерности во всем частотном диапазоне. Транзисторы $VT13, VT14$ должны иметь одинаковые статические коэффициенты пе- рдачи тока — примерно 50 — 80. Генератор не боится короткого замыкания на выходе, так как напряжение положительной обратной связи снимается непосредственно с выходного каскада. В генераторе имеется возможность получения двуполярных прямоугольных импульсов. Они формируются с помощью конденсатора $C30$ и триггера Шмитта $DD46$, подключаемого с помощью переключателя $S22$. На выходе генератора включен ступенчатый аттенуатор $S23, S24$ ослабления выходного сигнала (— 20, — 40 дБ). Плавную регулировку уровня выходного сигнала осуществляют резистором $RW8$. С выходного разъема сигнал поступает также на другие узлы комплекса для установки выходной частоты и уровня.

Измеритель нелинейных искажений (рис. 56). Он состоит из входного аттенуатора с коэффициентом передачи 1 или 1 : ,10 (пределы входных напряжений 0,3 — 3 и 3 — 30 В соответственно), аттенуатора поддиапазона измерения КНИ, буферного усилителя, активного режекторного фильтра и масштабного усилителя. Максимальная чувствительность блока составляет примерно 0,3 В.

Аттенуатор поддиапазона измерения КНИ $R113$ позволяет получить два поддиапазона измерения: 100,0 и 10,00%. Поддиапазоны переключаются кнопчными переключателями $S14, S15$. Буферный усилитель собран по схеме составного эмиттерного повторителя на транзисторах $VT15, VT16$. Его высокое входное сопротивление не шунтирует цепи аттенуатора, а низкое выходное сопротивление этого каскада обеспечивает стабильную работу режекторного фильтра. В этом случае выходным сопротивлением источника сигнала для ре- жекторного фильтра является резистор $R118$.

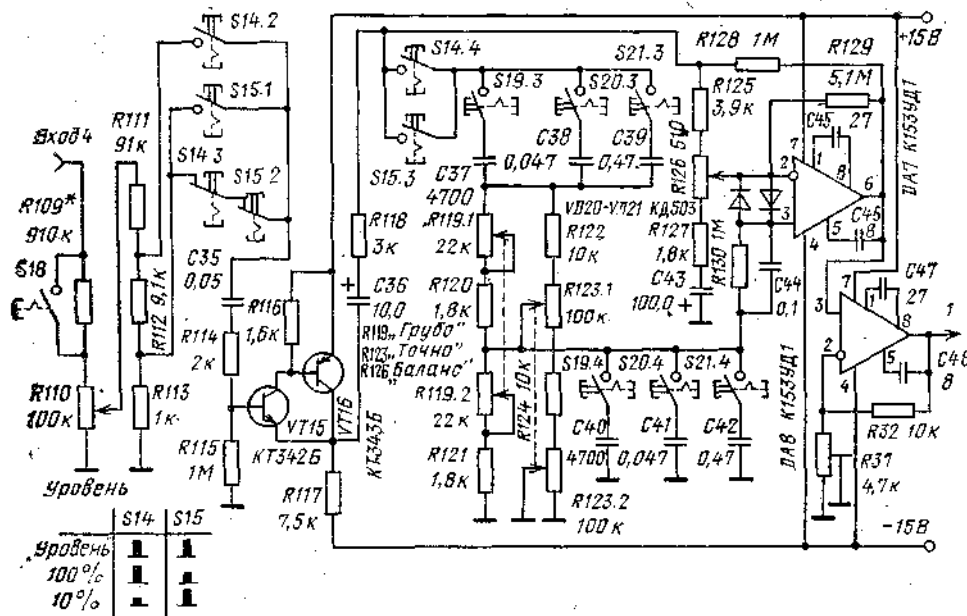


Рис. 56. Принципиальная схема измерителя нелинейных искажений

Режекторный фильтр собран по схеме моста Вина. Мост Вина служит для подавления напряжения первой гармоники. На частоте квазирезонанса, определяемой соотношением $F=1/(2\pi RC)$, коэффициент передачи моста Вина примерно равен нулю. Поэтому на его выходе получается сигнал, содержащий только гармонические составляющие (вторая, третья и далее гармоники). Мост Вина включен на входе ОУ $DA8$. Настройка моста Вина на частоту квазирезонанса осуществляется грубо с помощью резистора $R119$, а точно — с помощью $R123$. Коэффициент передачи фильтра для обеспечения его высоких избирательных свойств на частоте

квазирезонанса должен быть равен 1/3. Балансировку моста Вина, т. е. точную установку коэффициента передачи фильтра, осуществляют с помощью резистора $R126$. Для стабилизации рабочей точки ОУ, его коэффициента усиления, а также для выравнивания частотной характеристики фильтра введена отрицательная обратная связь по постоянному ($R129$) и переменному ($R128$) токам.

Сигнал с выхода эмиттерного повторителя через $C36$, $R118$ поступает на инвертирующий вход ОУ (через делитель $R125 - R127$, $C43$). На неинвертирующий вход поступает напряжение с перестраиваемого фильтра. Таким образом, входы ОУ включены в диагональ моста Вина. На выходе ОУ образуется сигнал, содержащий только вторую, третью и т. д. гармоники исходного сигнала. Диоды $VD20$, $-VD21$ служат для защиты входов ОУ $DA7$ от перегрузки. Частотный поддиапазон измерения выбирается с помощью групп тех же переключателей, что и в генераторе низкочастотных сигналов ($S19$, $S20$, $S21$). Масштабный усилитель, собранный на ОУ $DA8$, служит для дополнительного усиления выделенного сигнала.

Перед началом измерения при поданном на вход блока сигнале с помощью переключателей $S14$, $S15$ (оба в отжатом положении) и резистора $R110$ «Уровень» устанавливают на цифровом индикаторе значение 100,0%- В этом режиме, входной сигнал нормируется по уровню, так как режекторный фильтр отключен. После этого нажатием переключателя $S16$ включают поддиапазон измерения 100,0% и последовательными регулировками «Грубо», «Точно», «Баланс» добиваются минимальных показаний. Если значение КНИ будет меньше 10%, нажатием переключателя $S14$ переходят на поддиапазон 10,00% и повторяют те же операции. После их выполнения необходимо проконтролировать и при необходимости скорректировать значение входного сигнала с помощью резистора $R110$ «Уровень» (при отжатых переключателях $S14$, $S15$). После этого, необходимо снова произвести подстройку $R123$ («Точно») и $R126$ («Баланс») на пределе 10,00%.

Для большинства случаев измерения КНИ допустима замена детектора СКЗ детектором средневыпрямленных значений. Анализ выражений

$$\sqrt{\sum_{i=2}^n A_i^2}$$

и

$$\sum_{i=2}^n A_i$$

(где A_i — значение (-)гармоники для сигналов с точно измеренным КНИ, не превосходящим 10%, а также с учетом того, что уровень гармоник в среднем уменьшается с ростом номера гармоники) показывает, что дополнительная погрешность, образующаяся при такой замене, не превышает примерно 50%.

Калибровку КНИ необходимо производить на частоте примерно 1 кГц. В этом случае наибольшая дополнительная погрешность не превосходит +30% на частоте 20 Гц и — 30% на частоте 20 кГц.

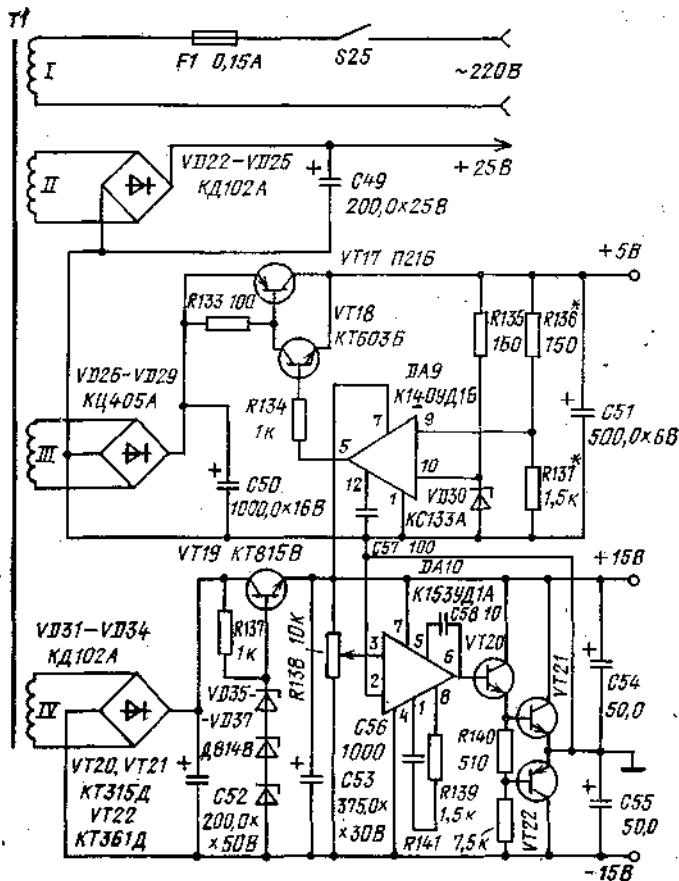


Рис. 57. Принципиальная схема блока питания

Блок питания (рис. 57). Он обеспечивает узлы комплекса следующими питающими напряжениями: стабилизированным +5 В при токе нагрузки до 1 А, стабилизированным ± 15 В при токе нагрузки до 50 мА, нестабилизированным +25 В при токе нагрузки до 50 мА.

Стабилизатор напряжения +5 В собран по компенсационной схеме на элементах ОУ *DA9*, *VT17*, *VT18*. На ОУ собран элемент сравнения опорного напряжения (с *VD30*) с частью выходного (делитель *R136*, *R137*). Выходное напряжение ОУ является управляющим для усилителя постоянного тока *VT17*. Выходное напряжение устанавливается подбором резистора *R136*.

Стабилизатор ± 15 В включает в себя стабилизатор напряжения 30 В на транзисторе *VT19* и устройство выделения напряжения средней точки на ОУ *DAW*, *VT20* — *VT22*.

Микросхема *DA10* сравнивает напряжение средней точки на выходе стабилизатора и напряжение установки симметрии, снимаемое, с движка переменного резистора *R138*. В зависимости от того, какое из напряжений больше, открывается либо верхнее, - либо нижнее плечо каскада симметрирования. За счет большого коэффициента усиления в петле обратной связи устройство практически не реагирует на изменения нагрузки, устраняя перекос напряжения ± 15 В.

Цепочка *C56*, *R139* и *C57* служит для предотвращения самовозбуждения ОУ. Ток покоя выходного каскада с помощью *R140* устанавливается равным 5 — 10 мА.

КОНСТРУКЦИЯ И ДЕТАЛИ

Цифровой измерительный комплекс выполнен в виде переносной конструкции. Прибор снабжен поворотной ручкой для транспортировки. В рабочем положении ручку можно зафиксировать под углом к корпусу и использовать как подставку.

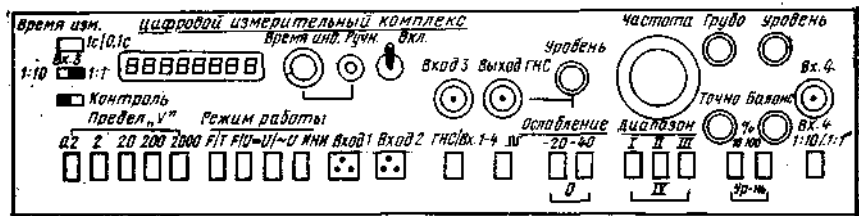


Рис. 58. Расположение органов управления на лицевой панели измерительного комплекса

Все рабочие органы управления выведены на лицевую панель. На задней панели находится сетевой разъем блока питания и предохранитель *F1* на 0,15 А. С левой стороны имеется два отверстия для корректировки ноля на пределах 0,2 и 2 В. Размещение органов управления на лицевой панели пэка-вано на рис. 58.

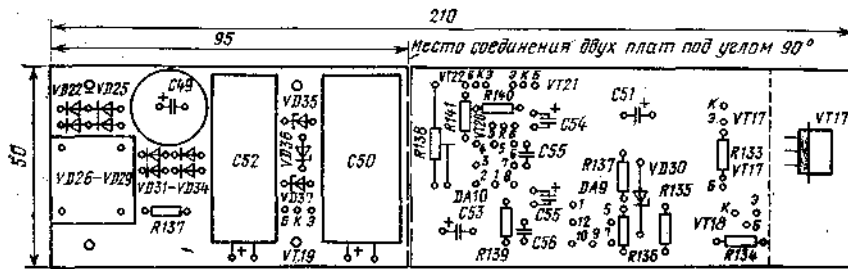


Рис. 59. Расположение элементов блока питания (плата 1)

Все радиокомпоненты размещены на четырех печатных платах из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На первой плате (рис. 59) находятся элементы блока питания (выпрямительные мосты, конденсаторы фильтров, стабилизаторы питающих напряжений). На второй (рис. 60) плате размещены следующие узлы: входной аттенюатор вольтметра, преобразователь средневыпрямленного значения, масштабный усилитель, преобразователь напряжение — частота, индикатор перегрузки, переключатели *S1* — *S6*, *S3*, *S11*, *S13*. На третьей плате (рис. 61) находятся все цифровые узлы: входной формирователь частотомера, хронизатор, счетчики, регистры буферной памяти, устройство динамической индикации, блок эталонных интервалов и меток. В плату впаян также цифровой дисплей *HG1*. Переключатели *S7*, *S10*, *S12*, *S17*, *S25* крепятся к этой плате с помощью уголков. В связи с большой насыщенностью элементами в качестве платы для этого узла использована так называемая «макетная» плата. Все микросхемы и навесные элементы припаяны к площадкам, а соединения между выводами выполнены монтажным проводом с фторопластовой изоляцией МГТФ-0,1 (0,12).

Вторая и третья печатные платы размещены параллельно друг другу на расстоянии 10 мм и скреплены между собой винтами.

На четвертой плате (рис. 62) размещены элементы генератора низкочастотных сигналов и измерителя коэффициента нелинейных искажений. Разъемы «Вход 1» — «Вхрд 4», «Выход ГНС», рабочие органы ГНС и

ИНИ, а также переключатели *S9, S14, S15, S18 — S24* закреплены на несущей панели и подпаяны к узлам монтажным проводом. Вид сверху собранного комплекса (приснятой верхней крышке) показан на рис. 63.

Печатные платы изготавливают любым удобным для радиолюбителя способом. При монтаже радиоэлементов, особенно микросхем и полупроводниковых приборов, необходимо соблюдать следующие требования. При пайке должна быть исключена возможность перегрева ИС выше допустимых температур. Жало паяльника должно иметь температуру не более 250 — 265° С при мощности паяльника 20 — 30 В-А. Корпус его должен быть изолирован от питающего напряжения и по возможности заземлен.

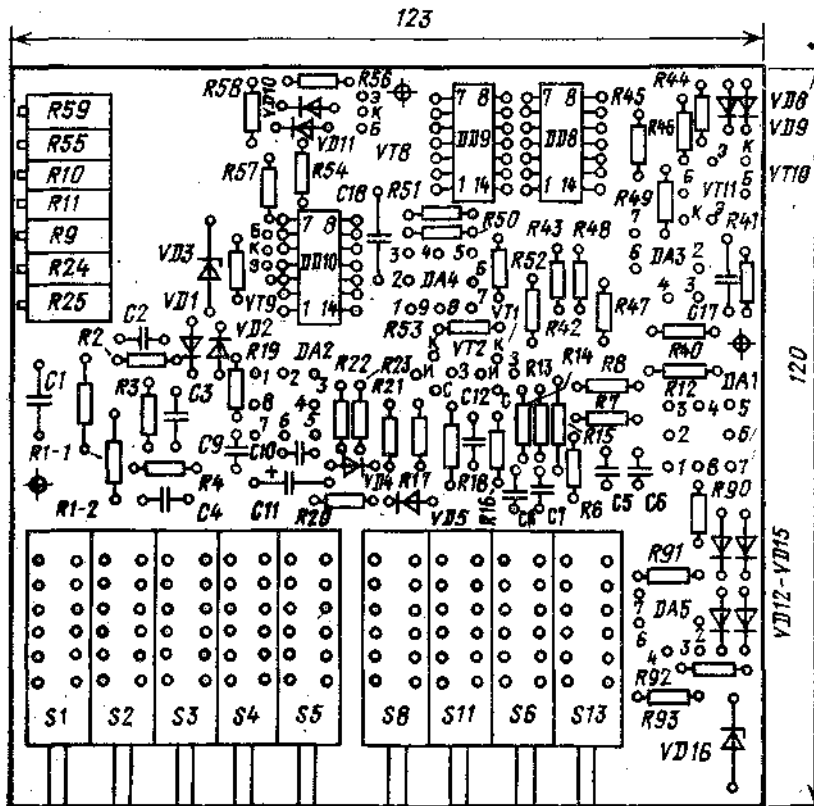


Рис. 60. Расположение элементов на плате 2

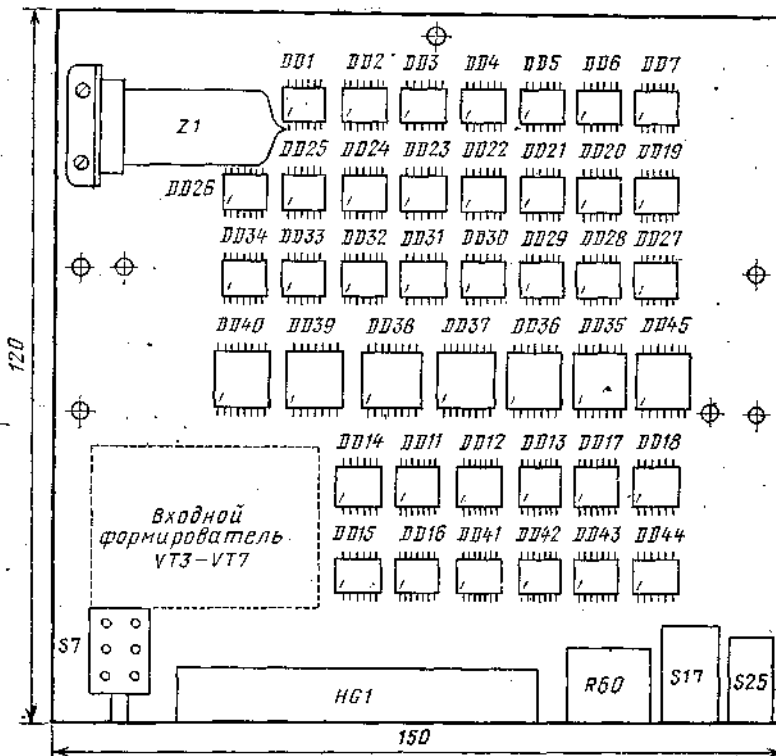


Рис. 61. Расположение элементов на плате 3

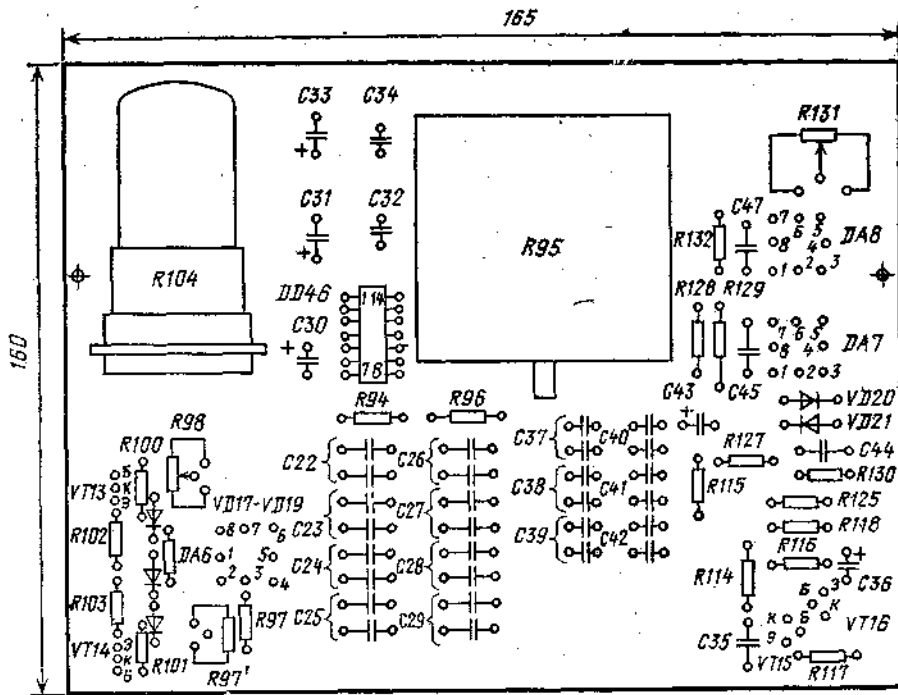


Рис. 62. Расположение элементов на плате 4

Время пайки выводов ИС не более 3 с; расстояние от места пайки до корпуса не менее 3 мм; интервал между пайками соседних выводов не менее 3 с. Повторная, пайка одного и того же вывода допускается не ранее чем через 3 мин. При пайке необходимо использовать теплоотвод (пинцет). Для получения надежной и аккуратной пайки необходимо предварительно облудить выводы элемента, при пайке использовать жидкий спирто-канифольный флюс. После монтажа флюс необходимо смыть спиртом или спирто-бензиновой смесью.

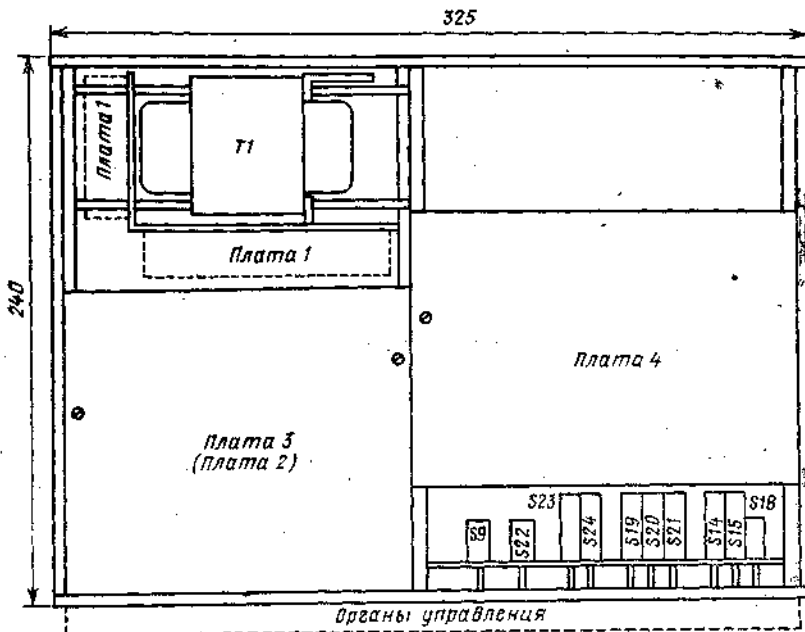


Рис. 63. Общая компоновка комплекса

Так как прибор содержит узлы, чувствительные ко всякого рода наводкам и помехам (преобразователь средневыпрямленного значения и особенно ИНИ), то их необходимо экранировать. В качестве экрана можно использовать фольгированный материал. Из него, в частности, выполнен экран между второй и третьей печатными платами. Соединительные проводники к этим узлам необходимо выполнять экранированным проводом. Большое внимание необходимо обратить на выбор общей точки заземления и соединения с корпусом. В данной конструкции в качестве общей точки выбран корпус разъема «Вход 4». Эта точка подсоединяется к блоку питания и остальным узлам проводом МГШВ сечением не менее 1 мм². Таким же проводом подается питание 5 В на цифровой блок (плата 3). Ток потребления этого блока составляет около 0,7

А, и соединительный - проводник при меньшем сечении может стать источником помехи. В цифровом блоке для устранения помех, проникающих по цепям питания, применены блокировочные конденсаторы емкостью 0,022 или 0,033 мкФ (примерно один конденсатор на два корпуса ИС).

Корпус комплекса состоит из лицевой и задней панелей, двух боковых стенок, перегородки и двух П-образных крышек (верхней и нижней). Чертежи деталей корпуса приведены на рис. 64 — 66. Детали корпуса (см. рис. 64, 65) выполнены из дюралюминия Д16, детали ручки для переноски — из нержавеющей стали и отполированы. Передняя и задняя панели после механической обработки протравлены в растворе хлорного железа. Перед травлением поверхности, подлежащие обработке, необходимо зачистить и отшлифовать шкуркой, затем обезжирить. Места, не подлежащие травлению, необходимо заклеить, например пленкой с липким слоем. Для травления можно использовать также следующий раствор: 100 г поваренной соли, 100 г медного купороса, 100 г концентрированной соляной кислоты и 1 л воды. Время травления подбирается экспериментально в пределах 5 — 10 мин. За это время стравливается примерно 0,1 — 0,2 мм. После травления деталь промывают мягкой щеткой. В итоге поверхность приобретает светло-серебристый шероховатый вид, похожий на поверхность после пескоструйной обработки. На сухую панель наносят необходимые надписи. Для этого удобно пользоваться готовыми переводными шрифтами, которые выпускает Художественный комбинат № 1 г. Химки.

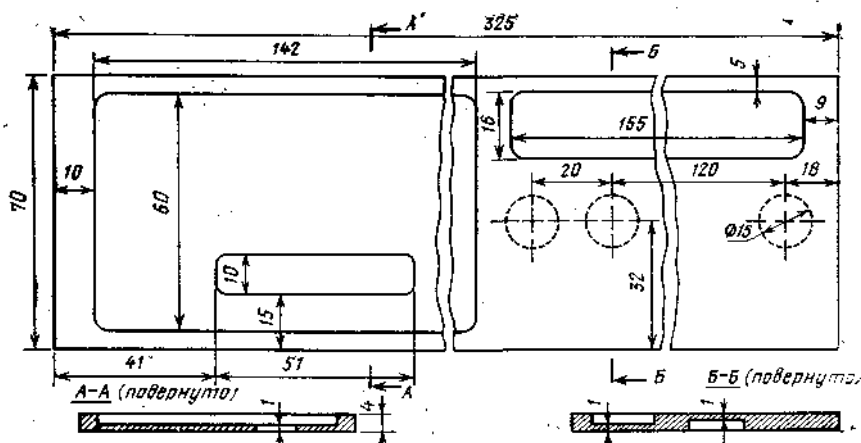


Рис. 64. Лицевая панель комплекса (Д16Т)

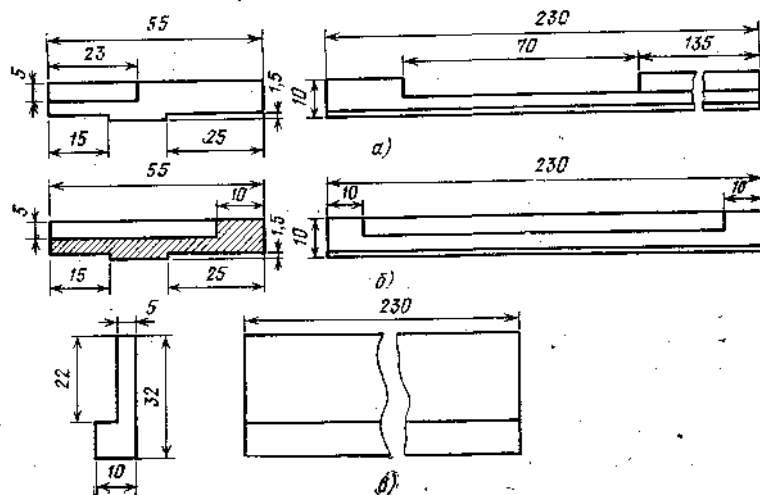


Рис. 65. Боковые (левая а, правая б) стенка и перегородка (в) комплекса (ДГ6Т)

Типы применяемых микросхем и полупроводниковых приборов указаны на электрической схеме комплекса (см. рис. 51 — 57). Помимо указанных в схеме применяются следующие радиокомпоненты. Все применяемые в комплексе постоянные резисторы — МЛТ-0,25; МЛТ-0,125. Подстроечные резисторы — многооборотные прецизионные типов СП5-3, СП5-14, а также СП-5-16Ва 0,25 В-А. Переменные резисторы типа СПЗ-4 — одинарные и сдвоенные, резистор R95 — прецизионный проволочный сдвоенный типа ПЛ1-2. В комплексе применены конденсаторы: электролитические типа К50-6, керамические К10-23, КМ-S СКМ-6). Установочные изделия: разъемы («Вход 3», «Вход 4», «Выход ЗГНС») типа СР-50-73П; в качестве разъемов для гнезд «Вход 1», «Вход 2» применены трехштырьковые гнезда от микрокалькулятора типа СМО-65-3Г, в котором при отсутствии вилки сигнальный контакт замкнут на корпус. Переключатели S10, S12 типа ПД 11-3; тумблер включения питания — ППЗ-1В; остальные переключатели кнопочные, типа П2К, из них S6 — S9, SU, S13, S18, S22 — с независимой фиксацией.

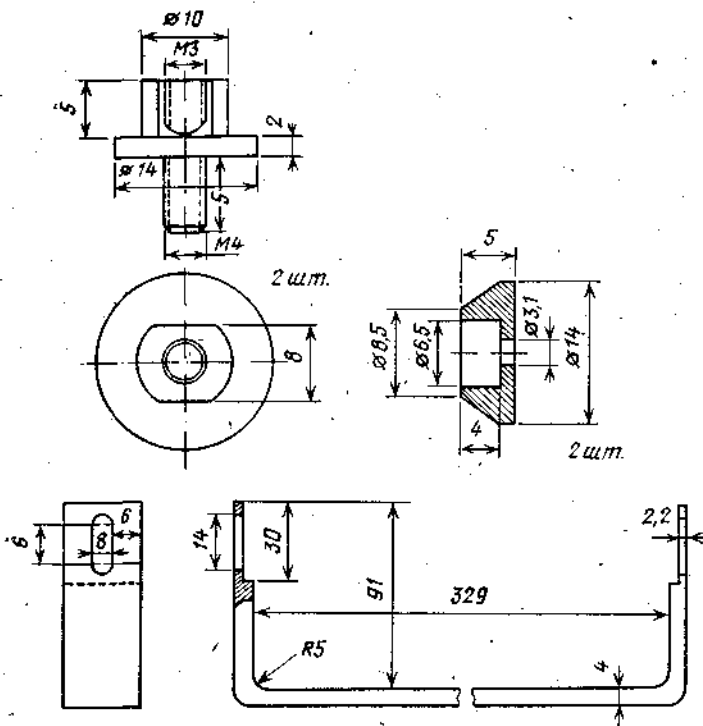


Рис. 66. Детали ручки для переноски (Ст. 3)

Силовой трансформатор собран на сердечнике из электротехнической стали Э310 УШ16Х40. Сетевая обмотка имеет 3000 витков провода ПЭВ-2 0,14. Обмотка II содержит 350 витков провода ПЭВ-2 0,14; обмотка III — 110 витков провода ПЭВ-2 0,69; обмотка IV — 450 витков ПЭВ-2 0,14.

НАЛАДКА КОМПЛЕКСА. РАБОТА С НИМ

Наладку комплекса (см. рис. 54) можно проводить после тщательной проверки монтажа отдельных печатных плат и межплатных соединений. Только убедившись в правильности монтажа, переходят к налаживанию прибора.

Сначала (при отключенных блоках) проверяют и налаживают блок пита-«ия. При включении питания на выходе выпрямителя анодного питания индикатора должно быть 25 — 27 В. Резистором *R136* устанавливают на выходе стабилизатора «+5 В» напряжение 5,2 В. После чего стабилизатор нагружают эквивалентом нагрузки 7,5 Ом мощностью 5 — 10 В-А. При этом выходное напряжение не должно быть ниже 5 В. Вольтметром переменного тока (можно осциллографом) контролируют значение пульсаций на выходе нагруженного стабилизатора. Значение пульсаций не должно превышать 10 — 15 мВ. Далее переходят к проверке и регулировке стабилизатора ±15 В. Движок резистора *R138* устанавливают примерно в среднее положение. При токе нагрузки до 50 мА (на эквиваленте нагрузки 620 Ом мощностью 2 В-А) напряжение между контактами + 15 В и — 15 В должно составлять 28 — 30 В, в противном случае необходимо подбирать стабилитроны *VD35* — *VD37*. Далее, поочередно контролируя напряжения +15 В и — 15 В относительно земли, с помощью *R138* добиваются их равенства (с точностью 20 — 30 мВ). После этого настройку блока питания можно считать законченной.

Далее переходят к наладке входных устройств комплекса (см. рис. 51). На «Вход 2» подают постоянное напряжение любой полярности значением $20 \pm 0,1$ В. Подбором резисторов *R1* — *R4* добиваются декадного ослабления сигнала с погрешностью не более 0,5%. Подбором конденсаторов *C2* — *C4* и конденсатора подстройки *C1* добиваются декадного ослабления сигнала на переменном токе (при частоте сигнала 10 — 20 кГц) с погрешностью также не более 0,5%.

Перед следующими регулировками необходимо подать питание на все узлы комплекса.

Масштабный усилитель вольтметра налаживают в два этапа. Сначала при отсутствии сигнала на «Входе 1» устанавливают нулевое смещение на выходе ОУ с помощью *R10* (на пределе 0,2 В) и с помощью *R11* (на предел 2 В). После этого на «Вход 1» подают постоянное напряжение любой полярности значением $0,2 \pm 0,001$ В. При нажатой кнопке *S1* (предел 0,2 В) на выходе ОУ с помощью *R9* необходимо установить напряжение $2 \pm 0,001$ В.

Далее переходят к налаживанию преобразователя средневыпрямленных значений (см. рис. 51). На «Вход 1» подают действующее напряжение 2 В частотой 1 кГц. Прибор переводят в режим измерения переменного напряжения на пределе 2 В. С помощью *R24* устанавливают на выходе масштабного усилителя напряжения $2 \pm 0,01$ В. Подав на этот же вход действующее напряжение 0,2 В той же частоты и перейдя на предел 0,2 В с

помощью *R25*, устанавливают на выходе масштабного усилителя также напряжение $2+0,01$ В. После этого, подав в этом же режиме сигнал напряжением 10 мВ (действ.), контролируют линейность характеристики преобразователя. На выходе масштабного усилителя должно быть напряжение $0,1 \pm 0,001$ В. В противном случае подбирают резисторы *R20*, *R21*. После этого проверяют частотную характеристику преобразователя, проделывая указанные ранее операции, но на частотах 20 Гц и 200 кГц. На выходе масштабного усилителя должны быть соответственно те же напряжения. Частотную характеристику преобразователя при необходимости корректируют с помощью *C8*, *R13*, *R14*. После этого наладку преобразователя средневыпрямленных значений можно считать законченной.

Далее производят наладку преобразователя напряжение — частота (см, рис. 53). Отключив точку соединения резисторов *R42*, *R47* от выхода *DA3*, на нее подают напряжение с движка потенциометра, крайние концы которого подключены к ± 15 В. Подавая в эту точку положительное напряжение, контролируют момент переключения триггера *VT9*, *DD8.2*, *DD8.3*. Триггер должен переключиться при напряжении 2 — 4 В, в противном случае этого добиваются с помощью резистора *R48*. Подавая в указанную точку отрицательное напряжение, контролируют момент переключения триггера *VT8*, *DD8.1*. Это должно происходить при напряжении — (2–4) В (подстройка с помощью резистора *R43*). После этого восстанавливают связь с *DA3*. При отсутствии сигнала на входе прибора с помощью резисторов *R10*, *R11* на соответствующих пределах устанавливают нулевую частоту преобразователя (контроль на выходе *DD9.4*), равную 1 Гц.

На «Вход 1» прибора на пределе 2 В подают положительное напряжение $2 \pm 0,001$ В. С помощью подстройки резистором *R59* на выходе *DD9.4* устанавливают частоту $20\,000 \pm 10$ Гц. Затем на «Вход 1» прибора на пределе 2 В подают отрицательное напряжение — $2 \pm 0,001$ В. С помощью резистора *R55* устанавливают на выходе *DD9.4* частоту $20\,000 \pm 10$ Гц. При двух последних операциях необходимо проконтролировать верность индикации полярности. На выходе *DD9.1* напряжение высокого уровня должно быть при отрицательной полярности входного сигнала, а на выходе *DD9.2* — при положительной. На этом регулировку преобразователя напряжения — частота заканчивают и переходят к проверке цифровой части комплекса.

На «Вход 3» подают синусоидальный сигнал напряжением 1 В и частотой до 10 МГц. Переключатель *S12* находится в положении 1 : 1. На коллекторе *VT7* должны быть прямоугольные импульсы с короткими фронтами той же частоты. Далее проверяют и при необходимости подстраивают с помощью резистора *R29* максимальную чувствительность формирователя во всем частотном диапазоне. Она должна быть не хуже 0,1 В.

После этого проверяют блок эталонных интервалов и меток. С помощью конденсатора *C16* по цифровому частотомеру выставляют на выходе *DD1.3* частоту $10^6 \pm 10$ Гц. После чего проверяют работу декадных делителей частоты *DD2* — *DD7* (см. рис. 51).

Далее прибор с помощью переключателей *S10*, *S11* при различных положениях *S7* проверяют в режиме «Самоконтроль». На дисплее должны быть показания либо 100 000 кГц, либо 1000 000 кГц. После этого, подавая на «Вход 3» сигнал произвольной частоты, проверяют частотомер, в автоматическом и ручном режимах работы, в режиме измерения периода. Индикатор перегрузки налаживают при входном напряжении 2,5 В на пределе 2 В. Подбирая *R90*, добиваются свечения девятого разряда индикатора (с периодом 1 с). При уменьшении входного напряжения до 2,35 — 2,4 В девятый разряд светиться не должен.

При настройке ГНС теперь можно пользоваться собственными вольтметром и частотомером. Предварительно по осциллографу убеждаются в работоспособности генератора. Далее проверяют коэффициент перекрытия поддиапазона (при крайних значениях *R95*) и при необходимости одновременно корректируют резисторы *R94*, *R96* (см. рис. 55). Подбором конденсаторов моста Вина подгоняют границы поддиапазонов. Далее подключают к выходу ГНС вольтметр постоянного тока и резистором *R98* устанавливают нулевое постоянное напряжение на выходе генератора.

Затем, подстраивая резистор *R97*, добиваются минимальных искажений выходного сигнала и минимальной неравномерности АЧХ во всем рабочем диапазоне частот (при выходном напряжении 2 В и нагрузке 100 Ом). Настройку генератора заканчивают проверкой работоспособности формирователя меандра. Подбором резисторов *R105* — *R107* добиваются точно декадного ослабления выходного сигнала.

Наладку ИНИ проводят следующим образом (см. рис. 56). На «Вход 4» подают действующее напряжение 0,3 В частотой 1 кГц. При этом переключатель *S18* находится в положении «1:1», резистор- *R110* «Уровень» — в положении максимальной передачи, переключатели *S14*, *S15* отжаты, а *S7* — в положении 0,1 с. Движок резистора *R126* должен находиться в среднем положении. Переключателем *S13* включают режим измерения КНИ. При этом на индикаторе должно высветиться значение «100.0». В противном случае этого добиваются подстройкой резистора *R137*. После этого, не изменяя входного сигнала, проверяют на коллекторе транзистора *VT16* работу аттенуатора *R111* — *R113*, поочередно включая переключатели *S14*, *S15*.

Подавая от ГНС сигналы с частотой крайних точек поддиапазонов (20 — 200 Гц, 200 — 2000 Гц, 2 — 20 кГц), попарным подбором конденсаторов моста Вина устанавливают поддиапазоны ИНИ. Необходимого коэффициента перекрытия добиваются резисторами *R120*, *R121*. На этом настройку комплекса можно считать законченной.

При настройке комплекса желательно использовать следующие приборы: цифровой частотомер (43-36), осциллограф (С 1-94), цифровой вольтметр (Р-386, В7-22А), измеритель нелинейных искажений (С6-5).

Перед началом измерений устанавливают переключатель «Время измерения» (*S7*) в требуемое положение. С помощью переключателя *S16* выбирают режим измерения — автоматический или от ручного пуска.

Измерение частоты внешнего сигнала. Для этого необходимо переключатели «Частота — Напряжение» (*S11*) и «Частота — Период» (*S8*) поставить в положение «Частота». Переключатель «ГНС/Вход 1 — 4» (*S9*) должен находиться в положении «Вход 1 — 4». Входной сигнал подается на «Вход 3». При входном , сигнале до 5 В переключатель *S12* следует поставить в положение «1 : 1», выше 5 В — в положение «1 : 10».

При измерении периода внешнего сигнала переключатель *S8* необходимо перевести в положение «Период». При измерении частоты отсчет ведется в килогерцах, а при измерении периода — в микросекундах.

Измерение напряжения входного сигнала. Напряжение до 2 В подается на «Вход 1», выше В — на «Вход 2». С помощью аттенуатора (*S1 — S5*) выбирают требуемый предел измерения. Переключатель *S11* необходимо поставить в положение «Напряжение», а переключатель *S9* — в положение «Вход 1 — 4». С помощью переключателя *S6* нужно выбрать вид измеряемого напряжения (постоянное или переменное).

Измерение параметров выходного сигнала генератора ГНС. Для этого переключатель *S9* необходимо поставить в положение «ГНС». Положение переключателей *S8, S11, S12* такое же,, как при измерении частоты внешнего сигнала.

При измерении выходного напряжения генератора необходимо включить *S2*, переключатель *S11* поставить в положение «Напряжение», переключатель *S6* — в положение «Переменное».

Выходной уровень генератора выставляется резистором *R108* (плавно) и переключателями *S23, S24* (ступенчато). Выходная частота устанавливается плавно резистором *R95*, а ступенчато — переключателями *S19 — S21*.

МОДИФИКАЦИЯ УЗЛОВ КОМПЛЕКСА

Рассмотрим только расширение частотного диапазона частотомера до 160 — 200 МГц; введение в вольтметр преобразователя среднеквадратического значения при измерении КНИ и уровня шумов (взамен средневыпрямленного); введение в вольтметр взвешивающего фильтра с частотной характеристикой МЭК-А.

Предварительный делитель для частотомера (подробно описан в [7]) предназначен для расширения частотного диапазона частотомера с 10 — 20 до 150 — 200 МГц. Входное сопротивление делителя 75 Ом, максимальное действующее входное напряжение 2 В. Максимальная чувствительность изменяется от 20 (на частоте 1 МГц) до 100 мВ (на частоте 160 — 200 МГц). Выходные импульсы имеют амплитуду 0,8 В при длительности фронтов около 2 нс. Электрическая схема делителя изображена на рис. 67.

Первые два каскада делителя представляют собой дифференциальные усилители на элементах *DD1.1, DD1.2*. Входной сигнал поступает через конденсатор *C1* на вход дифференциального усилителя *DD1*, другой — через *C2* соединен с общим проводом. С выхода второго каскада усиленный сигнал поступает на триггер Шмитта *DD1.3* и резисторы *R9 — R12*. Триггер Шмитта формирует прямоугольные импульсы во всем рабочем диапазоне частот.

С триггера Шмитта сигнал поступает на микросхему *DD2.1*, выполняющую роль делителя частоты импульсов на два. На элементах *DD2.2, DD3.1, DD3.2* собран делитель частоты на пять. Делитель выполнен по схеме сдвигающего регистра с перекрестными связями.

Уменьшение коэффициента деления с 6 до 5 достигается здесь за счет объединения прямого (*DD3.2*) и инверсного (*DD3.1*) выходов триггеров для образования схемы ИЛИ по выходу. Такое объединение возможно, так как выходами элементов являются ненагруженные эмиттерные повторители. Резистор *R6* является общей нагрузкой этих выходов.

Печатную плату делителя устанавливают в непосредственной близости от входного разъема. Выход делителя подключают к формирователю частотомера через переключатель поддиапазона измеряемой частоты. При входной частоте, меньшей 1 — 10 МГц, целесообразно пользоваться собственным формирователем (разрешающая способность измерения увеличивается на порядок).

Преобразователь среднеквадратического значения. (За основу взята схема, «публикованная в «Радио», 1981 г., № 11.)

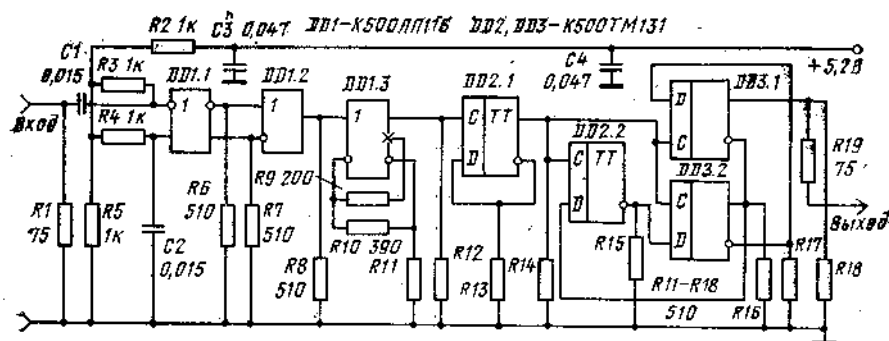


Рис. 87. Схема предварительного делителя для частотомера

Максимальное действующее значение входного сигнала 1 В. Частотный диапазон входных сигналов 10 Гц — 1 МГц. Наибольший коэффициент амплитуды входного сигнала при сохранении основной погрешности

преобразования равен 15. Погрешность преобразования не более 2%. Функциональная схема этого преобразователя была рассмотрена ранее на рис. 22.

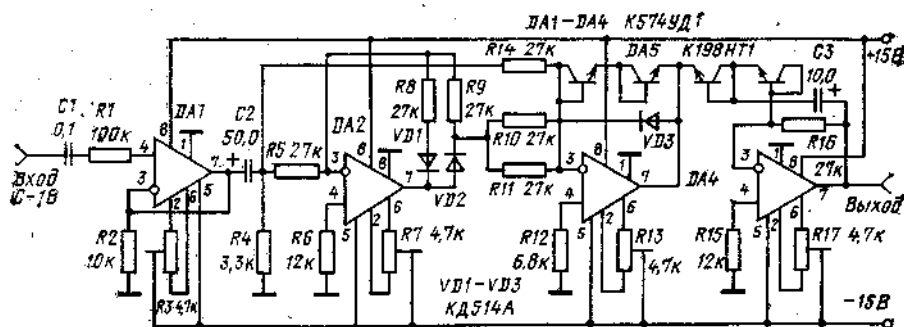


Рис. 68. Электрическая схема среднеквадратического преобразователя

Преобразователь (рис. 68) состоит из повторителя напряжения с большим входным сопротивлением, узла выделения абсолютного значения напряжения и среднеквадратического преобразователя. Повторитель напряжения собран на ОУ DA1. Для расширения амплитудного диапазона входных сигналов на входе повторителя необходимо иметь частотно-компенсированный аттенуатор. С повторителя напряжения DA1 сигнал через конденсатор C2 поступает на вход узла выделения абсолютного значения напряжения, собранного на ОУ DA2 по схеме; прецизионного двухполупериодного выпрямителя. Суммирование прямого и инвертированного сигналов осуществляется на инвертирующем входе ОУ DA3. При этом прямой сигнал подается через R14, а инвертированный для отрицательной полуволны — через R10, R11. Собственно среднеквадратический преобразователь собран на ОУ DA3, DA4. (Принцип работы преобразователя описан на стр. 26).

В качестве диодов, показанных на структурной схеме, здесь использованы согласованные транзисторы микросхемы DA5. Это обеспечивает малый температурный дрейф и исключает необходимость регулярно выполнять коррекцию нуля. С выхода DA4 постоянное положительное напряжение, соответствующее среднеквадратическому значению входного, может быть подано на цифровой вольтметр постоянного тока.

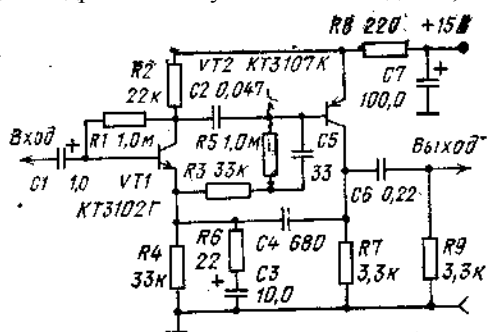


Рис. 69. Взвешивающий фильтр МЭК-А

Налаживать преобразователь необходимо в следующей последовательности: при замкнутом входе резистором R3 установить на выходе DA1 нулевое напряжение; резистором R7 установить нулевое напряжение в точке соединения VD2, R9 — iR_{11} ; резистором R13 установить на выходе DA3 отрицательное напряжение — 1 В (при нулевом входном напряжении); резистором R17 установить на выходе преобразователя нулевое напряжение. На этом налаживание преобразователя можно считать законченным.

Для проверки работы преобразователя можно подать на его вход последовательность импульсов прямоугольной формы с известными периодом повторения T , длительностью t и амплитудой U_m и скважностью от 4 до 200. (Длительность фронтов импульсов не должна превышать 10% длительности импульса.) По этим данным вычисляют расчетное значение среднеквадратического напряжения, соответствующего данной последовательности импульсов (с учетом входного аттенуатора).

Полученное расчетное значение сравнивают с показаниями прибора. Погрешность прибора не должна превышать 2%. При этом погрешность измерения параметров последовательности импульсов не должна превышать 0,2-0,5%.

Взвешивающий фильтр. Он служит для приведения АЧХ измерительного прибора, например среднеквадратического вольтметра, в соответствии с частотной характеристикой чувствительности человеческого уха. Эта характеристика имеет максимум на частотах примерно 1 — 5 кГц. На частоте 50 Гц характеристика имеет спад —30 дБ, на частоте 20 кГц — 10 дБ.

Схема взвешивающего фильтра приведена на рис. 69. Устройство представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах VT1, VT2 с частотно-зависимой отрицательной обратной связью; она образована

элементами *R6, C3, C4*. В области верхних частот характеристику усилителя формируют элементы *R3, C4*, а в области нижних частот — элементы *R6, C3*. Кроме указанных элементов характеристику усилителя на нижних частотах дополнительно формирует цепь *C6, R9*.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица возможной замены микросхем

Микросхема (серия)		Микросхема (серия)	
В комплексе	Возможная замена	В комплексе	Возможная замена
K133	K155	K140УД1	KP140УД1
K134	KP134	K153УД2	K153УД6, K553УД2
KД7ё	K561	K153УД5А	KM551УД1А
K514	KP514	K140УД8	KP544УД1, KP544УД2
K564	K561	K284УД1	KP544УД2
K156АГ1	KД55АГ1	K574УД1	KP574УД1, 140УД14, K154УД1
190КТ1	K190КТ1П		
K198НТ1	KP198НТ1		
K521СА3	K554СА3		
K572ПА1	KP572ПА1		

Примечание. При выполнении замены необходимо учитывать возможное различие в цоколевке микросхем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеенко А. Г. Основы микросхемотехники. — М.: Советское радио, 1977. — 408 с.
2. Алексеенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.
3. Афанасьев Г. Я., Мальцев Ю. С. Цифровые авометры. — М.: Энергия, 1975. — 72 с.
4. Баргеньев В. Г. Универсальный измерительный прибор. — М.: Энергия, 1079. — 48 с.
5. Бахтияров Г. Д. и др. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Советское радио, 1980. — 277 с.
6. Бездельев Ю. В. Малогабаритные любительские электроизмерительные приборы. — М.: Энергия, 19712. — 176 с.
7. Бирюков С. А. Радиолюбительские цифровые устройства. — М.: Радио и связь, 1982.
8. Букреев И. М., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы -цифровых устройств. — М.: Советское радио, 1975. — 368 с.
9. Волгин Л. И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. — М.: Советское радио, 1977. — 240 с.
10. Горчаков В. С. Цифровой частотомер. — Радио, 1977, № 3, с. 40 — 43.
11. Лисицын Б. Л. Элементы индикации. — М.: Энергия, 1978. — 120 с.
12. Мальцев Ю. С. Конструирование и технология производства микроэлектронных цифровых измерительных приборов. — М.: Энергоиздат, 1981 — 176 с.
13. Розенблат М. Г., Михайлов Г. Х. Источник калиброванных напряжений постоянного тока.
14. Справочник по радиоэлектронным устройствам/Л. И. Бурин, В. П. Васильев, В. И. Качалов и др.; Под ред. Д. П. Линде. — М.: Энергия, 1978. — 440 с.
15. Федорков Б. Г. и др. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. — М.: Радио и связь, 1984. — 120 с.
16. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. — Киев: Техника, 1970. — 268 с. . .
17. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре./Под ред. Е. И. Гальперина. — М.: Советское радио, 1974. — 312 с.
18. Шлядин В. М. Цифровые измерительные устройства. — М.: Высшая школа, 1081; — 335 с.
19. Шушков Е. И., Цодиков М. Б. Многоканальные аналого-цифровые преобразователи. — Л.: Энергия, 1975. — 160 с.
20. Бирюков С. А. Цифровые устройства на микросхемах. — М.: Радио и связь, 1984. — 88 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие

Структурные схемы и основные параметры цифровых измерительных приборов

Классификация электронных цифровых измерительных приборов

Основные параметры
Обобщенная структурная схема ЦИП
Цифровые частотомеры
Цифровые приборы для измерения постоянных напряжений и токов
Цифровые измерители параметров линейных компонентов
Основные узлы цифровых измерительных приборов
Входные устройства
Измерительные преобразователи
Отсчетные устройства
Цифровой измерительный комплекс
Структурная схема и технические характеристики
Принципиальная схема
Конструкция и детали
Наладка комплекса. Работа с ним
Модификация узлов комплекса
Приложение
Таблица возможной замены микросхем
Список литературы

ББК 32.844
Г70
УДК 621.3.08

Редакционная коллегия:

Б. Г. Белкин, С. А. Бирюков, В. Г. Борисов, В. М. Бондаренко, Е. Н. Геништа, А. В. Гороховский, С. А. Ельяшкевич, И. Н. Жеребцов, В. Г. Корольков, В. Т. Поляков, А. Д. Смирнов, Ф. И. Тарасов, О. П. Фролов, Ю. Л. Хотунцев, Н. И. Чистяков

Горчаков В. С.

Г70 Цифровой измерительный комплекс. — М.: Радио и связь, 1986. — 88 с, ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1096).

Рассматриваются общие принципы построения цифровых измерительных приборов. В качестве примера приведена конструкция цифрового измерительного комплекса, с помощью которого можно измерять постоянные и переменные напряжения с достаточно высокой точностью, частоту. В комплексе имеется встроенный генератор низкочастотных сигналов с малыми неравномерностью АЧХ и коэффициентом нелинейных искажений, а также измеритель нелинейных искажений. Все измеряемые величины отображаются на общем цифровом дисплейном индикаторе.

Для подготовленных радиолюбителей.

2402020000-053
Г-----72-86
046 (01) -86

Рецензенты: канд. техн. наук *Р. М. Коненков, К. Д. Нагаев*

Научно-популярное издание

ВЛАДИМИР СЕРГЕЕВИЧ ГОРЧАКОВ

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС

Руководитель группы Массовая радиобиблиотека И. Н. Сулова

Редактор Т. В. Жукова

Художник А. С. Дзурцев

Художественный редактор Н. С. Шеин

Технический редактор Г. И. Колосова

Корректор З. Г. Галушкина

ИБ № 894

Сдано в набор 8.07.85 Подписано в печать 23.12.85. Т-24335 Формат 60x90/16 Бумага тип. № 3 Гарнитура литературная Печать высокая Усл. печ. л. 5,5 Усл. кр.-отт. 5,585 Уч.-изд. л. 6,67 Тираж 50 000 экз. Изд. № 20679 Зак. № 85 Цена 50 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693
Московская типография № 5 ВГО «Союзгизтиздат» 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

OCR Pirat