

А. Х. СИНЕЛЬНИКОВ



ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ



« ЭНЕРГИЯ »

БИБЛИОТЕКА
ПО РАДИО
ЭЛЕКТРОНИКЕ

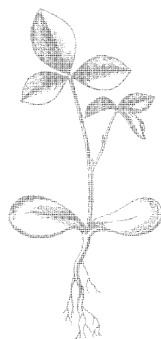
Выпуск 46

А. Х. СИНЕЛЬНИКОВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1974



Scan AAW

6Ф0.3

С 38

УДК 621.318.57:621.318.563.5

Синельников А. Х.

С 38 Электронные реле времени. М., «Энергия», 1974.

184 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 46).

В книге рассматриваются вопросы, связанные с конструированием электронных реле времени, различные способы получения временных задержек в электрических цепях. Исследуются факторы, влияющие на точность работы реле времени. Приводятся графики для расчета погрешностей. Описываются практические конструкции реле времени. Рассматривается методика проверки и испытания реле времени.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся как проектированием, так и эксплуатацией электронных реле времени, а также может быть полезна подготовленным радиолюбителям.

С 30404-076
051(01)-74 252-73

6Ф0.3

© Издательство «Энергия», 1974 г.

АЛЕКСАНДР ХАНОНОВИЧ СИНЕЛЬНИКОВ

Электронные реле времени

Редактор В. А. Гольберг

Редактор издательства В. А. Абрамов

Художественный редактор Д. И. Чернышев

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Корректор Е. Х. Горбунова

Сдано в набор 25/V 1973 г.

Подписано к печати 18/XII 1973 г.

Т-19948

Формат 84×108^{1/32}

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 9,66

Уч.-изд. л. 10,93

Тираж 15000 экз.

Зак. 227

Цена 55 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Предисловие

Реле времени в общем случае можно представить как четырехполюсник, обеспечивающий определенную временную задержку между входным и выходным сигналами, при условии, что получение временной задержки является его основной функцией.

Любое электрическое, механическое, химическое и другое устройство обеспечивает ту или иную временную задержку между подаваемыми на него и снимаемыми с него сигналами. Однако, если это устройство не применяется специально для получения временной задержки, его нельзя классифицировать как реле времени. Так, например, обычный заторможенный мультивибратор, работающий в схеме частотомера [Л. 26], не является реле времени, однако тот же мультивибратор, примененный специально для получения временной задержки [Л. 32], классифицируется как реле времени.

Реле времени находят широкое применение во всех областях современной науки и техники, начиная от стиральных машин и приборов для фотопечати и кончая искусственными спутниками земли и пилотируемыми космическими аппаратами.

Принцип получения временной задержки в реле времени может быть самым различным, например: электрическим, химическим, пневматическим, термическим, гидравлическим и т. п.

Наибольшее распространение в настоящее время получили реле времени, использующие электрический принцип временной задержки, что объясняется их относительной простотой, дешевизной, универсальностью и высокой надежностью. Однако следует иметь в виду, что сам электрический принцип настолько многогранен, что реле времени, построенные на его основе, могут значительно отличаться друг от друга как по своим эксплуатационным характеристикам, так и по конструкции. Например, на основе электрического принципа построены такие два совершенно различные по устройству и

конструкции реле времени, как электромагнитное реле с магнитным демпфированием и счетное реле с кварцевой стабилизацией.

В особую группу следует выделить электронные реле времени, в которых используются электронные устройства, например для управления процессом заряда времязадающего конденсатора или же для фиксации момента окончания выдержки времени.

• Огромные возможности электроники позволяют создавать электронные реле времени, практически удовлетворяющие любым предъявляемым требованиям. Выдержки времени электронных реле могут лежать в широких пределах, от сотых и тысячных долей секунды до десятков и сотен часов и даже суток, причем точности выдержек времени электронных реле могут быть получены несравнимо большие, нежели точности, получаемые от реле других типов. Например, такие точности, как 0,01 или 0,001 %, можно считать обычными для счетных реле времени с кварцевой стабилизацией.

Особую актуальность вопрос конструирования электронных реле времени приобрел в последнее время в связи с освоением промышленностью широкого класса интегральных микросхем, применение которых позволило во много раз уменьшить габариты и массу электронных реле времени с одновременным повышением их эксплуатационной надежности и долговечности. Так, например, сообщается [Л. 49] о разработке в США электронного реле времени, выполненного на интегральных микросхемах с выдержкой времени от 0,1 до 100 сек и точностью $\pm 3\%$, размещенного в стандартном корпусе ТО-8 диаметром 12 мм (реле времени, тип 333-35001).

Новые полупроводниковые и ионные приборы (тиристоры, динисторы, полевые и однопереходные транзисторы, тиратроны тлеющего разряда), новые типы конденсаторов и резисторов также значительно расширяют возможности электронных реле времени. Однако, несмотря на актуальность темы, в настоящее время практически отсутствует систематическая литература по данному вопросу. Настоящей книгой автор пытается восполнить создавшийся пробел.

Автор с благодарностью примет все замечания и пожелания по данной книге, которые следует направлять в изд-во «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10.

Введение

Любое реле времени может быть представлено функциональной схемой, показанной на рис. 1.

Инерционное звено (ИН) обеспечивает временную задержку и является по сути дела основным элементом любого реле времени. Именно поэтому в основу классификации реле времени положен принцип получения временной задержки, используемый при построении инерционного звена.

Устройство фиксации выдержки времени (УФВ) представляет собой какое-либо спусковое устройство, имеющее не менее двух устойчивых состояний. При изменении входного сигнала на определенную величину или при подаче на вход УФВ электрического импульса УФВ переключается и сигнал на его выходе изменяется.

Выходное устройство (ВУ) предназначено для преобразования выходного сигнала УФВ в требуемый сигнал реле времени.

Устройство управления (УП) обеспечивает заданную логику работы реле времени.

Основные характеристики реле времени делятся на метрологические и эксплуатационные.

К метрологическим характеристикам относятся: номинальная выдержка времени, допускаемая погрешность выдержки времени, время готовности, время возврата.

Номинальной выдержкой времени называется выдержка времени, указанная в сопроводительной документации на реле времени или отмаркированная непосредственно на его корпусе.

Разность между полученным при измерении значением выдержки времени и ее номинальным значением называется погрешностью выдержки време-

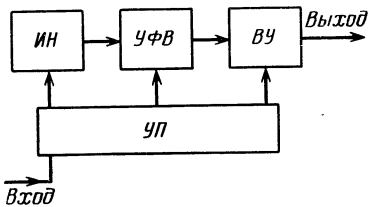


Рис. 1.

ни. Истинное значение выдержки времени может отличаться от номинального не более чем на величину допускаемой погрешности выдержки времени, которая также указывается в сопроводительной документации или маркируется на корпусе реле времени, например, на корпусе реле времени нанесена маркировка « 30 ± 1 сек». Это значит, что номинальная выдержка времени равна 30 сек, а допускаемая погрешность выдержки времени равна ± 1 сек.

Таким образом, допускаемую погрешность выдержки времени можно определить как максимально возможную для данного реле времени. Иногда в документации на реле времени слово «допускаемая» при определении погрешности опускается. Однако следует иметь в виду, что указываемая в этом случае погрешность выдержки времени на самом деле является допускаемой.

Погрешность, выраженная в единицах времени, называется абсолютной погрешностью, а погрешность, выраженная в долях (процентах) от номинального значения выдержки времени, — относительной погрешностью. Погрешности считаются положительными, если результат измерения превышает номинальное значение, в противном случае погрешности являются отрицательными.

Причины возникновения погрешностей и их характер весьма различны, однако все погрешности могут быть разделены на три класса: систематические погрешности — постоянные или изменяющиеся по определенному закону; случайные — закономерность которых неизвестна; промахи — неправильные отсчеты, пропуски в наблюдениях и т. п.

Систематические погрешности в свою очередь делятся на инструментальные и погрешности метода измерения.

Инструментальные погрешности обуславливаются конструкцией реле времени, а также тщательностью его регулировки, и именно этот вид погрешности обычно понимается под допускаемой погрешностью выдержки времени.

Инструментальные погрешности делятся на основные и дополнительные. Основные — это погрешности в нормальных условиях эксплуатации, например при нормальной температуре и номинальных напряжениях питания.

Дополнительные — возникающие при работе реле времени в условиях, отличающихся от нормальных, на-

пример при повышенной или пониженной температурах, при крайних значениях напряжения питания, в условиях повышенной влажности и т. п.

Довольно часто в технической литературе встречается термин «точность выдержки времени» (например, [Л. 50—52]), под которым понимается степень приближения полученной выдержки к ее номинальному (расчетному) значению. Оба понятия — точность и погрешность выдержки времени по существу тождественны — и поэтому их употребление равнозначно. Так, например, если допускаемая погрешность выдержки времени равна $\pm 5\%$, то можно также сказать, что точность выдержки времени равна $\pm 5\%$.

В литературе встречается также термин «стабильность выдержки времени» [Л. 53—57]. Вообще говоря, стабильность — это способность сохранять параметры (характеристики) неизменными в течение какого-либо отрезка времени, а также в условиях различных внешних воздействий — температуры, влажности и т. п. Стабильность является величиной, обратной погрешности. Так, например, если погрешность выдержки времени стремится к нулю, то стабильность — к бесконечности. Чем меньше погрешность выдержки времени, тем выше ее стабильность.

Термин «стабильность» может употребляться как в узком смысле, характеризуя реле времени в каких-либо частных условиях эксплуатации, например с точки зрения дополнительных инструментальных погрешностей, так и в общем смысле, характеризуя качество реле времени в целом. Вопрос применения того или иного из перечисленных терминов решается в каждом конкретном случае с точки зрения удобства построения фразы.

Важными характеристиками реле времени являются также время готовности и время возврата.

Время готовности — это время между моментом включения питания и моментом начала нормального функционирования реле времени, а время возврата — время между моментом окончания выдержки времени и моментом начала нормального функционирования реле времени, или, иначе говоря, это время готовности к повторной выдержке.

Эксплуатационные характеристики реле времени делятся на неэлектрические и электрические.

Неэлектрические характеристики определяют условия эксплуатации реле времени: температуру окружающей среды, влажность, виброустойчивость, удароустойчивость, прочность при транспортировании, пылезащищенность, срок службы и т. п., а также массу и габариты реле времени.

К электрическим характеристикам относятся параметры источников питания, мощности и токи, потребляемые от источников питания, параметры входной и выходной цепей реле времени, параметры входного и выходного сигналов (напряжение, форма, длительность), а также логика работы реле времени. Реле времени в зависимости от назначения могут иметь различную логику работы как по характеру управления и способу возврата, так и по характеру выходного сигнала. Различных вариантов построения логических схем реле вре-

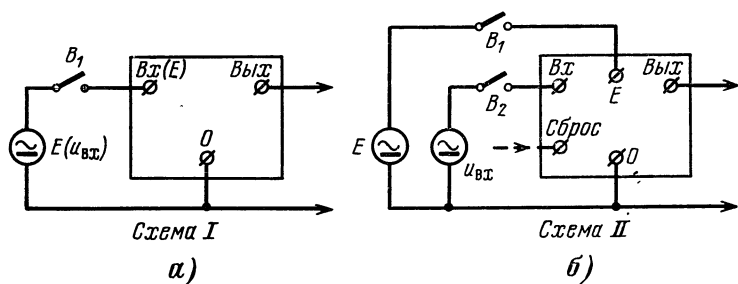


Рис. 2.

мени может быть предложено очень много, однако с теми или иными несущественными допущениями все они могут быть приведены к двум обобщенным логическим схемам.

Первая схема (схема I) показана на рис. 2, а. Логика работы ее следующая. Выдержка времени начинается с момента включения питания: источник питания E одновременно является источником входного сигнала $u_{вх}$. Входной сигнал может быть постоянный, переменный, импульсный. Однако входной сигнал должен быть подан обязательно на все время выдержки.

В качестве выходного устройства может быть применено какое-либо бесконтактное устройство или же электромагнитное реле, переключение контактов которого

является сигналом окончания выдержки времени. Выходной сигнал может быть как импульсный, так и непрерывный.

Для возврата схемы в исходное состояние необходимо на некоторое время (равное или большее времени возврата реле времени) отключить питание (снять входной сигнал). Новая выдержка времени начинается с момента повторного включения питания.

Преимуществом схемы *I* является ее немедленная готовность к действию, т. е. время готовности равно нулю. Именно это преимущество в ряде практических случаев имеет решающее значение.

Вторая схема (схема *II*) показана на рис. 2,б. Логика работы ее следующая. Выдержка времени начинается с момента подачи входного сигнала $u_{вх}$, однако предварительно должно быть подано напряжение питания E . Нормальная работа реле времени возможна лишь в том случае, если входной сигнал подан позже, чем напряжение питания, на промежуток, равный или больший времени готовности реле времени.

Входной сигнал, так же как и в реле времени, работающем по схеме *I*, может быть постоянным, переменным и импульсным. Однако в отличие от схемы *I* присутствие его до конца выдержки времени не обязательно: входной сигнал может представлять собой, например, кратковременный электрический импульс или же кратковременное замыкание контактов реле.

В качестве выходного устройства может быть применено какое-либо бесконтактное устройство или электромагнитное реле. Выходной сигнал может быть импульсный или непрерывный.

Реле времени, работающее по схеме *II*, принципиально может иметь устройство самовозврата, в связи с чем для возврата схемы в исходное состояние отключать питание не требуется. Новая выдержка времени начинается после повторной задачи входного сигнала, однако не ранее чем через промежуток, равный или больший времени возврата реле времени.

Логической разновидностью схемы *II* является схема, имеющая дополнительный (пятый) вывод «Сброс», подача импульса на который возвращает схему в исходное состояние.

МЕТОДЫ ПОЛУЧЕНИЯ ВРЕМЕННЫХ ЗАДЕРЖЕК В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

1. Получение временных задержек с помощью индуктивности

Рассмотрим переходные процессы в цепи, обладающей сопротивлением R и индуктивностью L (рис. 3). Ток в такой цепи определяется дифференциальным уравнением [Л. 1]

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E. \quad (1)$$

Допустим, что в момент переключения переключателя B в положение 2 ток в цепи (рис. 3,а) был равен $I = E/R$. Решение уравнения (1) для этого случая:

$$i = Ie^{-\frac{R}{L}t} = Ie^{-t/\tau}. \quad (2)$$

Из этого выражения следует, что ток в цепи после переключения переключателя B в положение 2 начинает уменьшаться по показательному закону, асимптотически приближаясь к нулю (рис. 3,б), причем уменьшение тока происходит тем быстрее, чем меньше величина $\tau = L/R$, имеющая размерность времени и называемая постоянной времени цепи. Нетрудно видеть, что постоянная времени τ равна промежутку времени, по истечении которого ток в цепи становится в e раз меньше начального значения. Действительно, полагая в уравнении (2) $t = \tau$, получаем $I/i = e$. Кроме того, так как

$$\frac{di}{dt} = -\frac{Ie^{-t/\tau}}{\tau} = -\frac{i}{\tau}$$

или

$$\tau = -\frac{i}{di/dt} = -\frac{i}{\text{tg } \alpha},$$

постоянная времени τ равна длине подкасательной в любой точке кривой $i(t)$ (рис. 3,б).

Рассмотрим процессы, происходящие в цепи RL после ее включения под постоянное напряжение E (рис. 3,а). Допустим, что переключатель B находится в положении 2, ток i в цепи равен нулю, а установившееся значение тока I после переключения переключателя B в положение 1 равно E/R . Решение дифференциального уравнения (1) для этого случая имеет вид:

$$i = I \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) = I (1 - e^{-t/\tau}). \quad (3)$$

Из этого выражения следует, что ток в цепи после ее включения под постоянное напряжение E возрастает от нуля по показательному закону, асимптотически приближаясь к установившемуся значению $I = E/R$ (рис. 3,в),

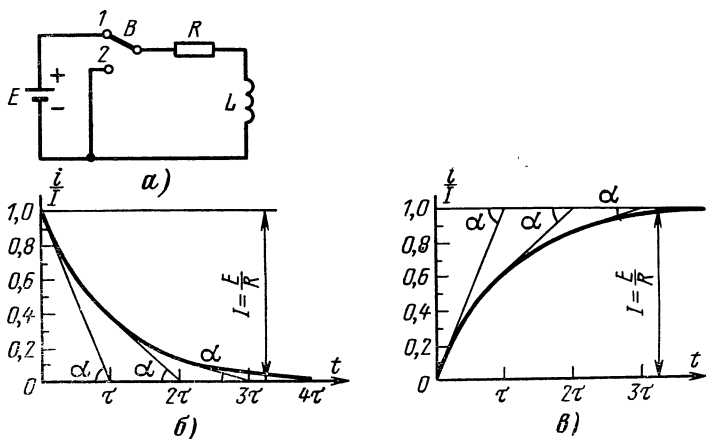


Рис. 3.

причем нарастание тока происходит тем быстрее, чем меньше постоянная времени τ . Так же как и в случае уменьшения тока в цепи, постоянная времени равна длине подкасательной в любой точке кривой $i(t)$ (рис 3,в).

Действительно,

$$\frac{di}{dt} = \frac{I e^{-t/\tau}}{\tau} = \frac{I - i}{\tau}$$

и, следовательно

$$\tau = \frac{I - i}{di/dt} = \frac{I - i}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

При $t = \tau$ ток в цепи достигает $(e - 1)/e = 0,632$ своего установившегося значения.

Ниже для промежутков времени, кратных τ , даны значения тока в цепи, выраженные в процентах от его установившегося значения (табл. 1).

Таблица 1

Зависимость значений тока от постоянной времени цепи

t		τ	2τ	3τ	4τ	5τ	6τ
$i/I, \%$	Отключение цепи	36,8	13,5	5,0	1,8	0,67	0,25
	Включение цепи	63,2	86,5	95,0	98,2	99,33	99,75

Схема простейшего реле времени с временной задержкой, получаемой с помощью индуктивности, приведена на рис. 4. Роль индуктивности L здесь выполняет обмотка электромагнитного реле P , обладающая активным сопротивлением r_p .

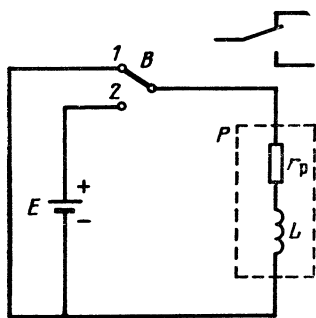


Рис. 4.

В исходном состоянии переключатель B находится в положении 1 и реле P обесточено. После переключения переключателя B в положение 2 ток через реле P начинает нарастать по показательному закону с постоянной времени $\tau = L/r_p$, целиком зависящей в данном случае от типа примененного электромагнитного реле.

Через некоторое время ток в цепи достигает тока срабатывания реле $i_{ср}$, реле срабатывает и его контакты переключаются.

После переключения переключателя B в исходное положение 1 ток в цепи начинает убывать по показательному закону с постоянной времени $\tau = L/r_p$; когда он достигает значения тока отпускания реле $i_{отп}$, реле P

отпускает и схема возвращается в исходное состояние. Таким образом, между моментами переключения переключателя B и моментами переключения контактов реле P проходит определенное время, которое можно определить, подставив в выражения (2) и (3) соответствующие значения τ , i_{cp} и $i_{отп}$ и решив эти выражения относительно t : $t_{cp} = \tau \ln \frac{1}{1 - i_{cp}/I}$ — для случая срабатывания реле; $t_{отп} = \tau \ln I/i_{отп}$ — для случая отпускания реле.

Следует иметь в виду, что индуктивность обмотки электромагнитного реле — величина сугубо нелинейная, зависящая как от тока через обмотку реле, так и от зазора в магнитопроводе, между якорем и сердечником. После срабатывания реле индуктивность его обмотки увеличивается. Из полученных выражений следует, что временная задержка, получаемая с помощью простейшего индуктивного реле времени¹, пропорциональна постоянной времени τ и, кроме того, зависит от соотношений между установившимся значением тока $I = E/r_p$ и током срабатывания i_{cp} или током отпускания $i_{отп}$ электромагнитного реле, фиксирующего окончание выдержки времени.

Временная задержка при срабатывании реле тем больше, чем ближе к единице отношение i_{cp}/I . При $i_{cp}/I \rightarrow 1$ $t_{cp} \rightarrow \infty$. При отпуске реле временная задержка тем больше, чем больше отношение $I/i_{отп}$. При $i_{отп} \rightarrow 0$ $t_{отп} \rightarrow \infty$. Однако отношение i_{cp}/I или $(I - i_{отп})/I$ нельзя выбирать больше 0,9—0,95, так как в противном случае резко падает стабильность работы реле времени вследствие того, что срабатывание или отпускание реле начинают происходить на пологих участках экспоненты; небольшие нестабильности напряжения питания, тока срабатывания или тока отпускания электромагнитного реле вызывают значительные нестабильности выдержки времени.

Выдержки времени, которые можно получить с помощью простейшего индуктивного реле времени, схема которого изображена на рис. 4, не превышают сотых долей секунды, так как индуктивность обмоток современных электромагнитных реле мала, особенно во время нарастания магнитного потока, которое происходит при большом зазоре в магнитопроводе (между якорем и сер-

¹ Реле времени с инерционным звеном, состоящим из индуктивности, будем называть индуктивными.

дечником). Стабильность простейших индуктивных реле времени также недостаточна, так как токи срабатывания и отпускания электромагнитных реле зависят от температуры и механических воздействий.

Увеличение выдержки времени может быть достигнуто путем включения последовательно с обмоткой реле катушки индуктивности с большой постоянной времени τ . Однако большие габариты, масса и конструктивная сложность катушек индуктивности с большими τ , а также зависимость сопротивления обмотки катушки от температуры ограничивают область применения индуктивных реле времени.

Действительно, индуктивность L катушки при прочих равных условиях пропорциональна квадрату количества витков w^2 и линейным размерам l катушки [Л. 1]; $L = k_1 w^2 l$.

Длина провода катушки, а значит, и его сопротивление R увеличиваются пропорционально количеству витков и линейным размерам. Сечение же провода уменьшается пропорционально w и возрастает пропорционально l^2 :

$$R = k_2 \frac{wl}{l^2/w} = k_2 \frac{w^2}{l}.$$

Следовательно, для постоянной времени получим:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{k_1}{k_2} l^2.$$

Из этого выражения видно, что для геометрически подобных катушек постоянная времени τ пропорциональна линейным размерам катушки. В качестве примера укажем, что круглая катушка из медной проволоки без сердечника высотой 8, внутренним диаметром 16 и внешним диаметром 28 см, массой 17 кг имеет $\tau = 0,049$ сек. Подобные ей катушки меньших размеров будут иметь меньшую величину τ ; катушки же больших размеров большую, причем τ будет изменяться пропорционально квадрату линейных размеров, например пропорционально квадрату диаметра катушки.

Применение ферромагнитного материала значительно увеличивает постоянную времени катушки, так как L увеличивается в μ раз. Значит, во столько же раз могут быть уменьшены габариты катушки при том же τ . Правда, при этом цепь становится нелинейной и зависимость тока от времени будет отличаться от показанной на

рис. 3, и само понятие о постоянной времени становится условным. Однако для реле времени это не имеет большого значения, поскольку его выходным параметром является конечная величина выдержки времени, определяемая средней величиной τ . Указанная же нелинейность может лишь несколько усложнить процесс регулировки реле времени.

Увеличение выдержки времени простейших индуктивных реле времени может быть достигнуто также применением специальных электромагнитных реле с магнитным демпфированием [Л. 2]. Такие реле конструктивно отличаются от обычных наличием дополнительной короткозамкнутой обмотки, называемой иногда демпфирующей. Обычно короткозамкнутая обмотка выполняется в виде медной гильзы или кольца, которое насаживается на сердечник вместе с основной обмоткой. При появлении тока в основной обмотке начинает нарастать магнитный поток в сердечнике. Изменение магнитного потока влечет за собой появление в короткозамкнутой обмотке э. д. с., под действием которой образуется ток. Последний создает магнитный поток, направленный противоположно магнитному потоку основной обмотки, замедляя тем самым скорость увеличения результирующего потока в сердечнике. Путем магнитного демпфирования удается получить выдержки времени при срабатывании реле порядка 0,1—0,5 сек.

После отключения основной обмотки реле от источника питания магнитный поток в сердечнике убывает. В короткозамкнутой обмотке наводится э. д. с. и возникает ток, который создает магнитный поток, препятствующий изменению основного магнитного потока, в результате чего реле отпускает со значительным замедлением.

Путем магнитного демпфирования удается получить выдержки времени при отпускании реле порядка 5—10 сек. Большие выдержки, получаемые при отпускании реле, объясняются тем, что в этом случае зазор в магнитопроводе между якорем и сердечником мал, и индуктивность катушки имеет значительно большую величину, чем до срабатывания реле при большом зазоре между якорем и сердечником. Однако размеры реле с магнитным демпфированием получаются все же значительными. Масса реле достигает 5 кг. Существенное влияние на стабильность выдержки времени оказывает темпера-

тура, так как при изменении температуры изменяется сопротивление обмоток. Кроме того, вследствие малого натяжения пружины, которое необходимо для получения больших выдержек времени, реле с магнитным демпфированием чувствительно к механическим нагрузкам, которые могут вызывать даже ложные срабатывания.

Перечисленные выше недостатки ограничивают область применения реле с магнитным демпфированием лишь стационарными условиями.

Подводя итог сказанному, в данном параграфе можно отметить следующее: получение временных задержек в электрических цепях с помощью индуктивности принципиально хотя и возможно, однако из-за ряда недостатков, присущих катушкам индуктивности (большим габаритам и массе, низкой термостабильности и конструктивной сложности), реле времени, основанные на индуктивном принципе, широкого распространения не получили. Практическое применение их ограничивается лишь стационарными условиями и малыми выдержками времени.

2. Получение временных задержек с помощью конденсатора

Рассмотрим переходные процессы в цепи, состоящей из последовательно включенных резистора R и конденсатора C (рис. 5,а). Напряжение на зажимах цепи обозначим E , напряжение на обкладках конденсатора u_c , а ток в цепи i . Для такой цепи в любой момент времени справедливо уравнение

$$Ri + u_c = E.$$

Приняв во внимание, что

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d(Cu_c)}{dt} = C \frac{du_c}{dt},$$

где q — величина заряда конденсатора, получим:

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = E. \quad (4)$$

Положим, что в начальный момент переключатель B находится в положении 1, конденсатор C заряжен до напряжения E ($u_c = E$). После переключения переключателя B в положение 2 конденсатор начнет разряжаться

через резистор R . Решение дифференциального уравнения (4) для этого случая имеет вид:

$$u_c = E e^{-t/RC} = E e^{-t/\tau}; \quad (5)$$

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}. \quad (6)$$

Из уравнений (5) и (6) следует, что напряжение на конденсаторе и абсолютное значение тока в цепи убывают по одному и тому же показательному закону, причем это убывание происходит тем быстрее, чем меньше постоянная времени цепи $\tau = RC$ (рис. 5, а).

Рассмотрим включение цепи RC под постоянное напряжение E (рис. 5, а). Допустим, что в начальный момент времени переключатель B находится в положении

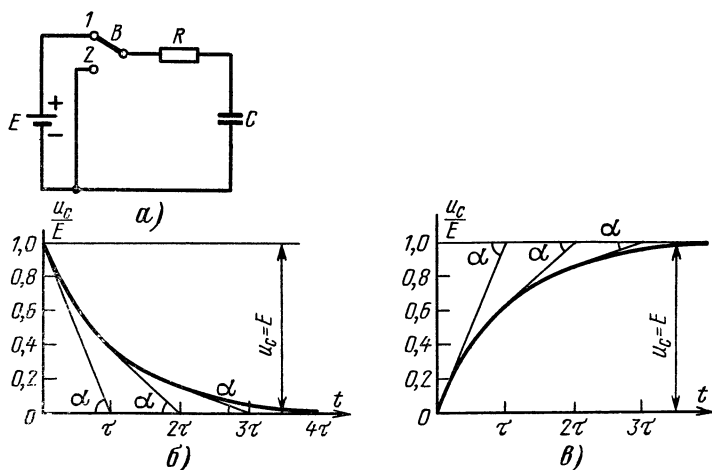


Рис. 5.

нии 2, конденсатор C полностью разряжен ($u_c = 0$), а установившееся значение напряжения на конденсаторе после переключения переключателя B в положение 2 равно E . Решение дифференциального уравнения (4) для этого случая имеет вид:

$$u_c = E(1 - e^{-t/\tau}); \quad (7)$$

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}. \quad (8)$$

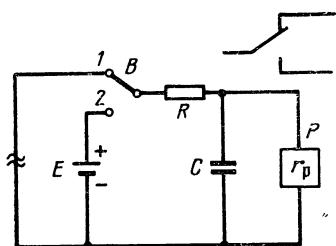


Рис. 6.

Из уравнений (7) и (8) следует, что напряжение на зажимах конденсатора после его подключения через резистор R к источнику питания E возрастает от нуля по показательному закону, асимптотически приближаясь к установившемуся значению E (рис. 5, в), а ток убывает по тому же закону, асимптотически приближаясь к нулю,

причем нарастание напряжения и убывание тока происходят тем быстрее, чем меньше постоянная времени цепи $\tau = RC$. Сравним уравнения (5) и (7) для напряжения на конденсаторе в цепи RC с уравнениями (2) и (3) для тока в цепи RL , а также рис. 3 и 5. Как видно, напряжение на конденсаторе в цепи RC изменяется по тому же показательному закону, что и ток в цепи RL , т. е. аналогом тока i в цепи RL является напряжение на конденсаторе u_c в цепи RC . Следовательно, все закономерности, отмеченные в предыдущем параграфе относительно изменения тока i в RL -цепи, остаются в силе и в данном случае — для напряжения u_c .

Схема простейшего конденсаторного реле времени¹ приведена на рис. 6.

Рассмотрим работу этого реле времени, полагая, что активное сопротивление обмотки электромагнитного реле r_p значительно больше величины сопротивления резистора R ($r_p \gg R$), в связи с чем шунтирующим влиянием обмотки реле можно пренебречь.

В исходном состоянии переключатель B находится в положении 1, конденсатор C разряжен и реле P обесточено. После переключения переключателя B в положение 2 напряжение на конденсаторе начинает нарастать по показательному закону с постоянной времени $\tau = RC$ (см. рис. 5, в). Через некоторое время напряжение на конденсаторе достигает напряжения срабатывания реле $u_{ср}$, реле срабатывает и его контакты переключаются, фиксируя окончание выдержки времени, конденсатор же продолжает заряжаться до напряжения E .

¹ Реле времени с инерционным звеном, состоящим из конденсатора, будем называть конденсаторными.

После переключения переключателя B в исходное положение I напряжение на конденсаторе начинает убывать по показательному закону с постоянной времени $\tau = RC$ (см. рис. 5,б); когда оно достигнет напряжения отпущения реле $u_{отп}$, последнее отпускает и схема возвращается в исходное состояние.

Таким образом, так же как и в простейшем индуктивном реле времени, в данном случае проходит определенное время между моментами переключения переключателя B и моментом переключения контактов реле P . Это время можно определить, подставив в выражения (5) и (7) соответствующие значения E , τ , $u_{ср}$ и $u_{отп}$ и решив эти выражения относительно t .

Для случая срабатывания реле (заряд конденсатора)

$$t_{ср} = \tau \ln \frac{1}{1 - u_{ср}/E}. \quad (9)$$

Для случая отпущения реле (разряд конденсатора)

$$t_{отп} = \tau \ln \frac{E}{u_{отп}}, \quad (10)$$

Из последних выражений следует, что выдержка времени, получаемая с помощью простейшего конденсаторного реле, пропорциональна постоянной времени $\tau = RC$ и, кроме того, зависит от соотношений между напряжением питания E и напряжениями срабатывания или отпущения электромагнитного реле, фиксирующего окончание выдержки времени.

Выдержка времени при срабатывании реле тем больше, чем ближе к единице отношение $u_{ср}/E$. При $u_{ср}/E \rightarrow 1$ $t_{ср} \rightarrow \infty$. При отпущении реле выдержка времени тем больше, чем больше отношение $E/u_{отп}$; при $u_{отп} \rightarrow 0$ $t_{отп} \rightarrow \infty$.

Однако аналогично тому, как в индуктивных реле времени отношения $i_{ср}/I$ и $(I - i_{отп})/I$ нельзя выбирать больше 0,9—0,95, так и в конденсаторных реле отношения $u_{ср}/E$ и $(E - u_{отп})/E$ нельзя выбирать больше этих значений. В противном случае срабатывание и отпущение электромагнитного реле будет происходить на полгих участках экспоненты и небольшие нестабильности напряжения питания, напряжения срабатывания или отпущения электромагнитного реле вызовут значительные нестабильности выдержки времени. Последнее является общим недостатком конденсаторных реле вре-

мени, в которых заряд или разряд конденсатора производится от источника напряжения по показательному закону.

С целью повышения точности работы конденсаторных реле времени заряд или разряд конденсатора производят через какое-либо токостабилизирующее устройство. Как известно [Л. 1], ток через конденсатор и напряжение на нем связаны выражением

$$u_c = u_{c0} + \frac{1}{C} \int i dt,$$

где u_{c0} — начальное напряжение на конденсаторе.

При заряде от источника тока $i = I = \text{const}$ и последнее выражение принимает вид:

$$u_c = u_{c0} + (It)/C.$$

При разряде конденсатора $i = -I$; $u_c = u_{c0} - (It)/C$, т. е. напряжение на конденсаторе в обоих случаях является линейной функцией времени. При этом нестабильность выдержки времени из-за нестабильностей напряжения питания и напряжения срабатывания становится независимой от отношений $u_{ср}/E$ или $u_{отп}/E$ и точность работы реле времени повышается.

Современные средства электроники позволяют сравнительно просто создавать стабильные источники (генераторы) тока, вопросы конструирования которых подробно рассмотрены в специальной технической литературе [Л. 13].

Выдержки времени, которые можно получить с помощью простейших конденсаторных реле времени, обычно не превышают 5—10 сек. Дело в том, что при рассмотрении работы простейшего конденсаторного реле времени допускали, что величина активного сопротивления обмотки электромагнитного реле значительно превышает величину сопротивления резистора R ($r_p \gg R$). При этом шунтирующим влиянием сопротивления обмотки реле r_p можно было пренебречь. Однако активное сопротивление обмоток современных электромагнитных реле обычно не превышает 10—20 ком, и, следовательно, чтобы выполнить условие $r_p \gg R$, величина резистора R не должна превышать 1—2 ком. А это значит, что даже при применении современных электролитических конденсаторов большой емкости, например 5000 мкф, постоянная времени цепи заряда $\tau = RC$ не может быть

больше 10 сек:

$$\tau = 5000 \cdot 10^{-6} \phi \cdot 2 \cdot 10^3 \text{ ом} = 10 \text{ сек.}$$

В случае же, если сопротивление резистора R выбрать близким по величине к сопротивлению r_p или даже взять больше его, постоянная времени, как это будет показано ниже, станет определяться результирующим сопротивлением параллельно включенных резистора R и обмотки электромагнитного реле r_p , т. е. будет всегда меньше R . Кроме того, при этом уменьшится напряжение заряда конденсатора, что потребует увеличения напряжения источника E , иначе электромагнитное реле вообще не сработает.

При работе простейшего реле времени на отпускание резистор R может быть вообще исключен из разрядной цепи. Для этого достаточно разорвать цепь от контакта 1 переключателя B , как показано на рис. 6 двумя волнистыми линиями. В этом случае конденсатор C будет разряжаться только через обмотку электромагнитного реле и постоянная времени будет равна максимальной величине $r_p C$. В нашем примере она увеличится с 10 до 100 сек (индуктивностью обмотки реле L и сопротивлением изоляции конденсатора $r_{из}$ пренебрегаем).

Резистор R в этом случае берется величиной 50—100 ом и служит для ограничения тока через контакты переключателя B . Однако использование обмотки электромагнитного реле в качестве разрядного или части зарядного сопротивления резко снижает стабильность работы реле времени, так как намотанная медным проводом обмотка реле изменяет свое сопротивление на 4% при изменении температуры на каждые 10°C. Поэтому обычно сопротивление резистора R берется значительно меньше сопротивления r_p и выдержка времени простейшего конденсаторного реле времени не превышает 5—10 сек.

Применение в качестве устройства фиксации выдержки времени (УФВ) вместо электромагнитного реле какого-либо электронного устройства, обладающего высоким входным сопротивлением и хорошей стабильностью, позволяет резко увеличить время выдержки конденсаторного реле времени и полностью реализовать возможности современных конденсаторов.

В качестве примера укажем, что если металлопленочный конденсатор типа МПГО емкостью 1 мкф оста-

вить заряженным и отключенным от остальной цепи, то через сутки он сохранит не менее $1/3$ своего первоначального заряда! Действительно, сопротивление изоляции конденсатора МПГО по техническим условиям не менее 10^{10} ом·мкф (в действительности может быть на 2—3 порядка выше). Поэтому постоянная времени цепи разряда

$$\tau = 10^{10} \text{ ом} \cdot 10^{-6} \text{ ф} = 10^4 \text{ сек} = 27,8 \text{ ч.}$$

Как известно, через время $t = \tau$ заряд конденсатора и напряжение на нем уменьшаются в e раз относительно своего первоначального значения, т. е. на 63,2%.

Таким образом, применение соответствующего высокоомного электронного устройства для фиксации выдержки времени позволяет получить от конденсаторных реле времени выдержки, измеряемые часами и даже сутками.

Благодаря целому ряду преимуществ по сравнению с другими типами конденсаторные реле времени получили в настоящее время широкое распространение. К преимуществам конденсаторных реле времени относятся простота конструкции, малые габариты и масса, хорошая механическая устойчивость, невысокая стоимость, высокая стабильность

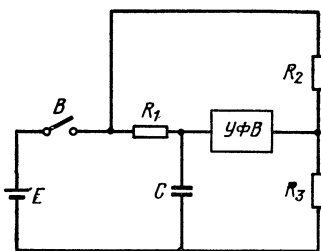


Рис. 7.

и, наконец, универсальность, являющаяся следствием широких возможностей регулирования выдержки времени. Совершенно очевидно, например, что конструкция конденсаторного реле времени значительно проще и дешевле конструкции индуктивного реле времени, так как конденсатор является

стандартной деталью массового производства, а катушка индуктивности (с большим τ) — сложное и дорогое устройство, которое в каждом конкретном случае приходится специально конструировать. Габариты и масса индуктивного реле времени получаются в несколько раз больше габаритов и массы равноценного с точки зрения выдержки времени конденсаторного реле времени. Стабильность выдержки времени при прочих равных условиях, определяемая стабильностью величины постоянной времени τ , у конденсаторных реле времени также зна-

чительно выше, нежели у индуктивных, так как температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) и сопротивления (ТКС), такие, например, как $(1 \div 2) \cdot 10^{-4}$, являются вполне обычными для современных серийных конденсаторов и резисторов, в то время как ТКС медной обмотки катушки индуктивности имеет значение на порядок хуже ($4 \cdot 10^{-3}$).

Существенным недостатком рассмотренных выше конденсаторных реле времени, использующих заряд и разряд конденсатора, является зависимость выдержки времени от напряжения источника питания. Этот недостаток может быть устранен либо стабилизацией напряжения питания, либо применением мостовых схем, либо путем использования перезаряда конденсатора.

Вопросы стабилизации напряжения питания широко освещены в технической литературе [Л. 58—60] и здесь поэтому не рассматриваются.

Мостовая схема конденсаторного реле времени показана на рис. 7. В качестве УФВ в данном случае применен нуль-орган (компаратор), сравнивающий напряжение на конденсаторе C с напряжением на резисторе R_3 . Если напряжение срабатывания нуль-органа обозначить $u'_{\text{ср}}$, то, очевидно, выдержка времени окончится при напряжении на конденсаторе, равном $u_{\text{ср}} = u'_{\text{ср}} + ER_3/(R_2 + R_3)$. Подставив значение $u_{\text{ср}}$ в (9), получим:

$$t_{\text{ср}} = \tau \ln \frac{1}{1 - \frac{u'_{\text{ср}}}{E} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}}.$$

Из последнего выражения следует, что при условии

$$\frac{u'_{\text{ср}}}{E} \ll \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

выдержка времени конденсаторного реле времени, собранного по мостовой схеме, не зависит от напряжения питания E :

$$t_{\text{ср}} = \tau \ln \frac{R_2 + R_3}{R_2}.$$

Для получения максимальной стабильности реле времени необходимо повышать величину напряжения питания и понижать напряжение срабатывания нуль-органа. Однако применение повышенного напряжения питания усложняет реле времени, так как в этом случае его при-

ходится дополнять источником повышенного напряжения. Кроме того, при высоком напряжении возрастают утечки конденсатора, а следовательно, и погрешность. Поэтому более целесообразным является уменьшение напряжения срабатывания нуль-органа, тем более что современная электроника позволяет создавать нуль-органы с напряжением срабатывания, практически близкими к нулю [Л. 13].

Мостовая схема конденсаторного реле времени может быть построена как в соответствии с логической схемой *I* (см. рис. 2), так и в соответствии со схемой *II*, в связи с чем ее время готовности может быть равно нулю.

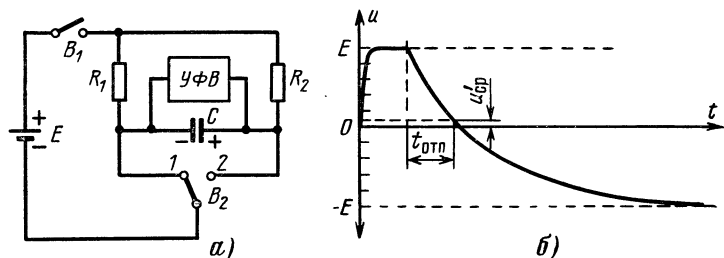


Рис. 8.

Преимуществом мостовой схемы является также ее малая чувствительность к медленным изменениям напряжения питания в течение выдержки времени.

Схема конденсаторного реле времени с перезарядом конденсатора показана на рис. 8,а. Первоначально переключатель B_2 находится в положении 1. После включения питания выключателем B_1 конденсатор C быстро заряжается через резистор R_2 до напряжения питания E (рис. 8,б). Сопротивление резистора R_2 мало, оно служит лишь для ограничения тока через контакты переключателя B_2 и выключателя B_1 . Полярность заряда конденсатора показана на рис. 8,а.

После переключения переключателя B_2 в положение 2 конденсатор C начинает перезарядаться от напряжения $+E$ до напряжения $-E$, считая по правой на схеме обкладке конденсатора (рис. 8,б).

В качестве УФВ, так же как в реле времени, собранном по мостовой схеме, применен нуль-орган. Если напряжение срабатывания нуль-органа обозначить $u'_{ср}$,

то, очевидно, выдержка времени окончится при напряжении на конденсаторе, равном $u'_{\text{ср}}$.

Процесс перезаряда конденсатора C от напряжения $+E$ до напряжения $-E$, по существу, можно рассматривать, как его разряд от напряжения $2E$ до нуля. В этом случае выдержка времени окончится при напряжении на конденсаторе $u_{\text{отп}} = u'_{\text{ср}} + E$. Подставляя это значение $u_{\text{отп}}$ в выражение (10) и учитывая, что напряжение заряда конденсатора равно $2E$, получаем:

$$t_{\text{отп}} = \tau \ln \frac{2}{(u'_{\text{ср}}/E) + 1}.$$

Из последнего выражения следует, что при условии $u'_{\text{ср}}/E \ll 1$ выдержка времени не зависит от напряжения питания:

$$t_{\text{отп}} = \tau \ln 2.$$

Таким образом, так же как и в конденсаторном реле времени, собранном по мостовой схеме, в данном случае для получения максимальной стабильности выдержки времени необходимо повышать напряжение питания E и понижать напряжение срабатывания нуль-органа $u'_{\text{ср}}$.

Реле времени с перезарядом конденсатора могут быть построены лишь в соответствии с логической схемой II (см. рис. 2,б). Недостатком таких реле времени является необходимость предварительного заряда конденсатора, в связи с чем время готовности не может быть равно нулю. Кроме того, выдержка времени лишь в том случае не зависит от напряжения питания, если последнее постоянно в течение выдержки времени. Это предъявляет дополнительные требования к источнику питания или же ограничивает величину максимальной выдержки.

С целью увеличения выдержки времени или же более гибкого ее регулирования в некоторых реле времени [Л. 61] применяют заряд конденсатора от источника импульсного напряжения, например, синусоидальной или прямоугольной формы.

Допустим, что конденсатор C заряжается через резистор R от источника импульсов прямоугольной формы с амплитудой E , длительностью t_i и периодом следования T (рис. 9). Сопротивлением, шунтирующим конденсатор, пренебрегаем. Если напряжение срабатывания УФВ обозначить $u_{\text{ср}}$, то выдержка времени такого реле

времени будет определяться выражением

$$t_{cp} = (N - 1)(T - t_i) + \tau \ln \frac{1}{1 - (u_{cp}/E)},$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени цепи заряда, N — номер импульса, во время действия которого напряжение на конденсаторе достигает величины u_{cp} . Номер импульса рассчитывается по формуле

$$N = \frac{\tau}{t_i} \ln \frac{1}{1 - (u_{cp}/E)}$$

с округлением в большую сторону до целого числа.

Решив совместно полученные выражения, после преобразования получим:

$$t_{cp} = \tau Q \ln \frac{1}{1 - (u_{cp}/E)} - (T - t_i),$$

где $Q = T/t_i$ — скважность импульсов генератора.

Обычно $t_{cp} \gg (T - t_i)$ и выдержку времени можно определить с помощью выражения

$$t_{cp} \approx \tau Q \ln \frac{1}{1 - (u_{cp}/E)}.$$

Из последнего выражения следует, что при заряде конденсатора через резистор R от источника импульсов

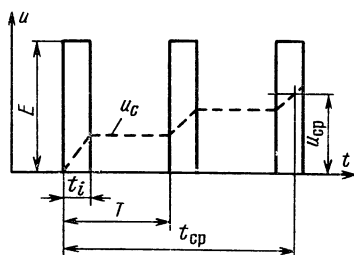


Рис. 9.

прямоугольной формы со скважностью Q выдержка времени реле времени увеличивается в Q раз по сравнению с выдержкой времени, которая была бы при заряде конденсатора от источника постоянного напряжения. Это равносильно увеличению в Q раз постоянной времени цепи заряда: увеличению в Q раз сопротивления

резистора R или емкости конденсатора C . Однако с физической точки зрения этот случай следует рассматривать именно как увеличение в Q раз сопротивления резистора R , так как влияние сопротивления r , шунтирующего конденсатор, при этом увеличивается также в Q раз и условие, при выполнении которого можно пренебречь этим влиянием, принимает вид: $RQ \ll r$.

Таким образом, с точки зрения требований к изоляции конденсатора и входному сопротивлению УФВ этот способ заряда конденсатора выигрыша не дает. Однако в ряде случаев схема реле времени упрощается, например, если конденсатор заряжается синусоидальными импульсами, получаемыми с помощью диода непосредственно от сети переменного тока. Кроме того, импульсный заряд конденсатора создает дополнительные возможности регулирования выдержки времени (например, путем изменения скважности Q).

В заключение данного параграфа рассмотрим возможности регулирования выдержки времени конденсаторных реле времени.

Регулирование выдержки времени путем изменения величины сопротивления резистора R достаточно удобно и находит широкое практическое применение как для плавного, так и для ступенчатого регулирования. Максимальное значение сопротивления резистора R ограничено качеством изоляции конденсатора, величиной входного сопротивления УФВ, а также требованием к влагуостойчивости реле времени.

Регулирование выдержки времени путем изменения величины емкости конденсатора менее удобно и применяется только в случае ступенчатого регулирования. Увеличение емкости конденсатора ограничено габаритами реле времени и величиной сопротивления резистора R , так как с увеличением емкости конденсатора габариты его увеличиваются, а сопротивление изоляции уменьшается. Кроме того, обычно конденсатор с большим сопротивлением изоляции имеет и большие габариты (кроме, конечно, случаев применения новых типов конденсаторов с меньшими габаритами на единицу емкости и лучшими изоляционными качествами).

Регулирование выдержки времени путем изменения напряжения срабатывания УФВ $u_{ср}$ или напряжения источника питания E применяется, как правило, лишь для первоначальной регулировки реле времени с целью выборки погрешностей номиналов, примененных в реле времени элементов. При этом, как будет показано ниже (см. § 6), отношение $u_{ср}/E$ должно оставаться в строго определенных пределах, так как в противном случае погрешность выдержки времени резко возрастает. Последнее требование ограничивает возможности регулирования выдержки времени указанным способом.

Кроме того, не всегда возможно изменять $u_{\text{ср}}$, так как многие УФВ этого не допускают (например, электромагнитные реле, тиратроны, стабилитроны и т. п.). Поэтому эксплуатационное регулирование выдержки времени, как правило, осуществляется путем изменения величин R и C .

В случае заряда или разряда конденсатора постоянным по величине током (от источника тока) регулирование выдержки времени можно производить изменением величины тока, если, конечно, примененный источник тока такое изменение допускает. При этом минимальное значение тока ограничено теми же факторами, что и максимальное значение сопротивления резистора R при заряде конденсатора от источника напряжения.

3. Получение временных задержек с помощью интегрирующего решающего усилителя

Решающим усилителем, как известно, называется система, состоящая из усилителя постоянного тока и внешней цепи отрицательной обратной связи [Л. 3]. Функциональная схема решающего усилителя приведена на рис. 10. Знаком $>$ обозначен усилитель постоян-

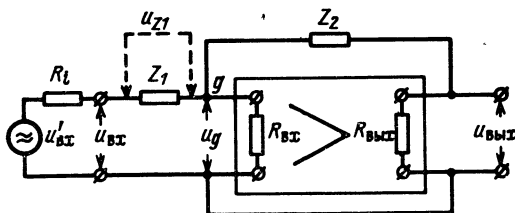


Рис. 10.

ного тока (УПТ) с коэффициентом усиления в разомкнутом состоянии A , входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$ и выходным $R_{\text{вых}}$; Z_1 и Z_2 — элементы цепи параллельной отрицательной обратной связи.

Функцией передачи решающего усилителя называется отношение выходного напряжения к входному

$$K(t) = \frac{u_{\text{вых}}(t)}{u_{\text{вх}}(t)}$$

или отношение изображений этих напряжений

$$K(p) = \frac{u_{\text{вых}}(p)}{u_{\text{вх}}(p)},$$

где p — оператор Лапласа—Карсона [Л. 4], причем в теории решающих усилителей пользуются почти всегда вторым выражением.

Найдем выражение для функции передачи решающего усилителя. Положим, что входное сопротивление УПТ достаточно велико: $R_{\text{вх}} \gg |Z_2| \approx |Z_1|$. Выходное сопротивление УПТ $R_{\text{вых}}$ мало: $R_{\text{вых}} \ll |Z_2|$, а внутреннее сопротивление источника входного сигнала R_i значительно меньше модуля Z_1 : ($R_i \ll |Z_1|$) и, следовательно, $u'_{\text{вх}} = u_{\text{вх}}$ (рис. 10).

С учетом сделанных допущений напряжение на элементе цепи обратной связи Z_1 , очевидно, будет равно:

$$u_{Z_1} = (u_{\text{вх}} - u_{\text{вых}}) \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}, \quad (11)$$

а напряжение в суммирующей точке g

$$u_g = u_{\text{вх}} - u_{Z_1}. \quad (12)$$

Решив совместно выражение (11) и (12), а также учитывая, что $u_g = -u_{\text{вых}}/A$, после преобразования получим:

$$K(p) = - \frac{AZ_2}{Z_1 + Z_2 + AZ_1}. \quad (13)$$

Из последнего выражения следует, что при достаточно большой величине коэффициент усиления УПТ A , когда выполняется неравенство $AZ_1 \gg Z_1 + Z_2$, функция передачи решающего усилителя $K(p)$ зависит только от значений Z_1 и Z_2 и не зависит от величины A :

$$K(p) = - \frac{Z_2}{Z_1}, \quad (14)$$

причем чем больше величина коэффициента усиления УПТ A , тем больше степень приближения $K(p)$ к значению Z_2/Z_1 .

Основными характеристиками решающего усилителя, определяющими его качество, являются стабильность функции передачи и дрейф нулевого сигнала. Стабильность функции передачи [Л. 3] определяется выражением

$$\frac{dK(p)}{K(p)} = \frac{1}{1 + \beta A} \frac{dA}{A}. \quad (15)$$

Из этого выражения следует, что относительное изменение функции передачи решающего усилителя в $(1 + \beta A)$ раз меньше относительного изменения коэффициента усиления УПТ.

В теории электронных усилителей величина $(1 + \beta A)$ носит название фактора обратной связи [Л. 5] и характеризует степень улучшения параметров усилителя в результате введения отрицательной обратной связи. В данном случае качество решающего усилителя оказывается также пропорциональным фактору обратной связи. Чем больше коэффициент усиления УПТ A и чем глубже отрицательная обратная связь (чем больше β), тем больше фактор обратной связи и тем меньше изменяется функция передачи решающего усилителя $K(p)$ при изменении коэффициента усиления УПТ A .

Нулевым выходным сигналом решающего усилителя называется сигнал, имеющийся на выходе усилителя при отсутствии сигнала на входе. Причиной нулевого выходного сигнала являются различные дисбалансирующие факторы, всегда имеющиеся в УПТ. Наиболее опасны такие факторы в первом каскаде усилителя, так как они «усиливаются» остальными каскадами УПТ и на выходе могут иметь очень большую величину. Чем больше коэффициент усиления УПТ, тем при одном и том же дисбалансе во входном каскаде будет больше «не нуль» на выходе. Для сравнения УПТ с различными коэффициентами усиления A нулевой выходной сигнал $u_{\text{вых } 0}$ условно приводят ко входу усилителя, т. е. уменьшают его в A раз: $u_{\text{вх } 0} = u_{\text{вых } 0} / A$. Нулевой выходной сигнал решающего усилителя зависит от функции передачи $K(p)$. Чем больше $K(p)$, тем больше и нулевой выходной сигнал (при одном и том же УПТ). Для приведения нулевого выходного сигнала решающего усилителя ко входу его уменьшают в $K(p)$ раз.

Однако сам по себе нулевой выходной сигнал решающего усилителя не опасен, и еще ничего не говорит о качестве усилителя. Нулевой выходной сигнал всегда может быть скомпенсирован перед началом работы усилителя подачей на его вход напряжения, равного по величине и противоположного по знаку нулевому выходному сигналу, приведенному ко входу.

Опасно то, что нулевой выходной сигнал УПТ имеет тенденции к изменению или к дрейфу в течение времени, а также при изменении окружающей температуры и на-

пряжения питания. В результате на выходе решающего усилителя через некоторое время после включения появляется напряжение, которое добавляется к полезному сигналу и ведет к погрешности вычисления, выполняемого с помощью решающего усилителя. Особенно серьезные погрешности получаются тогда, когда напряжение дрейфа интегрируется интегратором. Напряжение дрейфа нельзя скомпенсировать во время работы решающего усилителя, так как величина его неизвестна. Для компенсации этого напряжения усилитель должен быть на какое-то время исключен из работы и на его вход подан нулевой сигнал.

Величина дрейфа нулевого выходного сигнала является основной характеристикой, определяющей качество УПТ, а уменьшение дрейфа является одной из самых важных и в то же время трудных задач проектирования усилителей постоянного тока.

Обычно полупроводниковые УПТ строятся на балансных каскадах и причиной дрейфа нулевого выходного сигнала являются неодинаковые изменения с течением времени или под воздействием окружающей температуры и напряжения питания параметров транзисторов, диодов, резисторов и других элементов, входящих в УПТ.

Существенное уменьшение дрейфа нулевого сигнала достигается в интегральных УПТ, дискретные компоненты которых изготавливаются в одном монокристалле полупроводника, в связи с чем характер временных и температурных изменений параметров отдельных компонентов получается одинаковым.

При выводе выражения (13) для функции передачи решающего усилителя допускали, что входное сопротивление УПТ значительно больше сопротивлений $|Z_1|$ и $|Z_2|$:

$$R_{вх} \gg |Z_1| \approx |Z_2|.$$

Однако в полупроводниках УПТ это соотношение, как правило, не выполняется, в связи с чем необходимо вывести выражение для коэффициента передачи решающего усилителя при $R_{вх}$ УПТ соизмеримым с величинами $|Z_1|$ и $|Z_2|$.

Напряжение на элементе цепи обратной связи Z_1 (см. рис. 10) в этом случае будет равно:

$$u_{Z_1} = (u_{вх} - u_{вых}) \frac{Z_1 R_{вх}}{Z_1 Z_2 + R_{вх} (Z_1 + Z_2)}.$$

Сравнивая это выражение с (11), можно заметить, что напряжение на элементе цепи обратной связи Z_1 в результате наличия $R_{вх}$ уменьшается в

$$\left(1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \frac{1}{R_{вх}}\right) \text{ раз.}$$

Выражение для функции передачи решающего усилителя найдем аналогично тому, как это было сделано для случая $R_{вх} \gg |Z_1| \approx |Z_2|$:

$$K(p) = - \frac{Z_2 A}{Z_1 A + (Z_1 + Z_2) + \frac{Z_1 Z_2}{R_{вх}}}.$$

Из последнего выражения следует, что при достаточно большой величине коэффициента усиления УПТ A , когда выполняется неравенство $Z_1 A \gg (Z_1 + Z_2) + Z_1 Z_2 / R_{вх}$, величина $K(p)$, так же как и при $R_{вх} \gg |Z_1| \approx |Z_2|$, определяется только величинами Z_1 и Z_2 и от величины A не зависит: $K(p) = -Z_2 / Z_1$. Однако для получения одинаковой степени приближения $K(p)$ к значению Z_2 / Z_1 теперь требуется большая величина A , чем при $R_{вх} \gg |Z_1| \approx |Z_2|$. Действительно, при $R_{вх} \gg |Z_1| \approx |Z_2|$ $A \gg (Z_1 + Z_2) / Z_1$, а при $R_{вх} \approx |Z_1| \approx |Z_2|$ $A' \gg (Z_1 + Z_2) / Z_1 + Z_2 / R_{вх}$, т. е.

$$\frac{A'}{A} = 1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_2 + Z_1} \frac{1}{R_{вх}}. \quad (16)$$

Таким образом, в случае низкого входного сопротивления УПТ, соизмеримого с величинами сопротивлений элементов цепи обратной связи $|Z_1|$ и $|Z_2|$, для сохранения качества решающего усилителя требуется увеличение коэффициента УПТ в $\left(1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \frac{1}{R_{вх}}\right)$ раз по сравнению с коэффициентом УПТ, имеющего $R_{вх} \gg |Z_1|$ и $|Z_2|$.

Для того чтобы решающий усилитель выполнял операцию интегрирования входного сигнала, элемент Z_1 должен представлять собой активное сопротивление R , а элемент Z_2 емкость C (рис. 11).

Найдем выражение для функции передачи $K(p)$ интегрирующего усилителя, подставив в выражение (13)

соответствующие значения Z_1 и Z_2 :

$$K(p) = - \frac{A \frac{1}{pC}}{R + \frac{1}{pC} + AR} = - \frac{A}{1 + (1+A)RCp}.$$

Обозначая $RC = \tau$, получаем:

$$K(p) = - \frac{A}{1 + (1+A)\tau p}$$

или

$$u_{\text{вых}}(p) = - \frac{A}{1 + (1+A)\tau p} u_{\text{вх}}(p)$$

и, переходя от изображения к оригиналу,

$$u_{\text{вых}} = -Au_{\text{вх}} \left(1 - e^{-\frac{t}{(1+A)\tau}} \right). \quad (17)$$

Из последнего выражения следует, что напряжение на выходе интегрирующего усилителя после подачи на его вход напряжения $u_{\text{вх}}$ начинает возрастать от нуля по показательному закону с постоянной времени $(1+A)\tau$ и стремится достичь установившегося значения $u_{\text{вх}}A$. Однако рост напряжения на выходе интегратора ограничен зоной линейности УПТ, которая обычно во много раз меньше величины $u_{\text{вх}}A$.

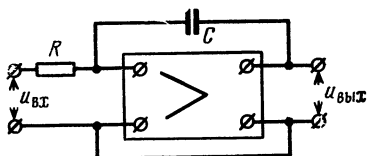


Рис. 11.

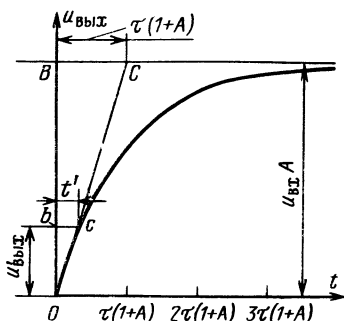


Рис. 12.

Сравнивая выражение (17) с выражением (7) предыдущего параграфа, нетрудно заметить, что действующая постоянная времени интегрирующего усилителя в $(1+A)$ раз больше постоянной времени простой RC -цепи. В то же время величина выходного напряжения интегрирующего усилителя в A раз больше напряжения

на выходе простой RC -цепи. Обычно коэффициент усиления УПТ $A \gg 1$. Поэтому можно сказать, что действие УПТ в данном случае сводится к увеличению в A раз масштаба экспоненты, причем используется лишь очень малая ее начальная часть тем меньшая, чем меньше отношение величины зоны линейности УПТ u_L к произведению $u_{вх} A$. Очевидно, чем меньше величина этого отношения, тем ближе к линейному лежит закон нарастания выходного напряжения интегратора.

Найдем функцию передачи интегрирующего усилителя, считая $u_L / (u_{вх} A)$ бесконечно малой величиной, т. е. пренебрегая всегда имеющейся в действительности нелинейностью или считая $A = \infty$. Для этого обратимся к рис. 12, на котором изображен график выходного напряжения интегрирующего усилителя. Из подобия треугольников OBC и obc следует, что

$$\frac{u'_{вх}}{u_{вх} A} = \frac{t'}{\tau (1 + A)}$$

или

$$u'_{вх} = \frac{u_{вх} t' A}{\tau (1 + A)},$$

где $u'_{вх}$ — значение напряжения на выходе интегратора, соответствующее времени интегрирования t' . В общем случае для любого значения $u_{вх} < u_L$ получим:

$$u_{вх} = u_{вх} \frac{t}{\tau} \frac{A}{1 + A}.$$

Учитывая, что величина $A \gg 1$:

$$u_{вх} = - \frac{u_{вх}}{\tau} t. \quad (18)$$

Из этого выражения следует, что напряжение на выходе интегрирующего усилителя после подачи на его вход напряжения $u_{вх}$ нарастает по линейному закону со скоростью $u_{вх}/\tau$, в/сек.

Так как при $u_{вх} = \text{const}$, $\int_0^t u_{вх} dt = u_{вх} t$, то выходное напряжение в выражении (18), действительно, пропорционально интегралу от входного сигнала.

Ошибку интегрирования, являющуюся следствием конечного значения коэффициента усиления УПТ A , определим следующим образом. Разложим функцию $e^{-\frac{t}{(1+A)\tau}}$

в выражении (17) в ряд, положив $A \gg 1$:

$$e^{-\frac{t}{A\tau}} = 1 - \frac{t}{A\tau} + \frac{t^2}{2(A\tau)^2} - \frac{t^3}{6(A\tau)^3} + \dots$$

Тогда (17) примет вид:

$$u_{\text{вых}} = -\frac{u_{\text{вх}}t}{\tau} + \frac{u_{\text{вх}}t^2}{2A\tau^2} - \frac{u_{\text{вх}}t^3}{6A^2\tau^3} + \dots$$

Сравнивая полученное выражение с (18), можно видеть, что первое слагаемое $-\frac{u_{\text{вх}}t}{\tau}$ аналогично правой части выражения (18) и поэтому пропорционально интегралу от входного сигнала. Следовательно, второе слагаемое и все остальные представляют собой ошибку интегрирования. При $t/A\tau \ll 1$ третьим слагаемым можно пренебречь и ошибка интегрирования будет равна:

$$\delta_{\text{и}} = -\frac{t}{2A\tau}.$$

Знак «минус» физически означает, что действительное выходное напряжение интегратора всегда меньше расчетного. Для простоты знак «минус» можно опустить, и ошибка интегрирования будет равна:

$$\delta_{\text{и}}^0/0 = 50 \frac{t}{A\tau}. \quad (19)$$

Иногда бывает удобнее пользоваться другим выражением для определения ошибки интегрирования. Из (18) следует, что $t/\tau = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}}$. Подставив это значение t/τ в (19), получим:

$$\delta_{\text{и}}^0/0 = 50 \frac{u_{\text{вых}}}{Au_{\text{вх}}}. \quad (20)$$

Схема реле времени с интегрирующим усилителем приведена на рис. 13,а. В исходном состоянии переключатель B находится в положении 1 и решающий усилитель работает в режиме инерционного звена [Л. 3]. Выходное напряжение нарастает по закону

$$u_{\text{вых}}(p) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + R_2 C p)}$$

и в установившемся режиме равно:

$$u_{\text{вых.н}} = -\frac{R_2}{R_1} u_{\text{вх.н.}}$$

Таким образом, конденсатор C перед началом работы принудительно заряжается до напряжения $u_{\text{вых.н}}$. Предположим, что $u_{\text{вх.н}} < 0$ и, следовательно, $u_{\text{вых.н}} > 0$; диод D заперт и электромагнитное реле P обесточено. После переключения переключателя B в положение 2 (t_1 на рис. 13,б) напряжение на выходе интегратора ($u_{\text{вх}} > 0$) начинает изменяться по закону

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых.н}} - \frac{u_{\text{вх}}}{\tau} t, \quad (21)$$

где $\tau = RC$.

Оно сначала уменьшается, проходит через нуль и затем делается отрицательным, возрастая по абсолютной величине. Когда величина отрицательного напряжения на выходе интегратора становится равной величине на-

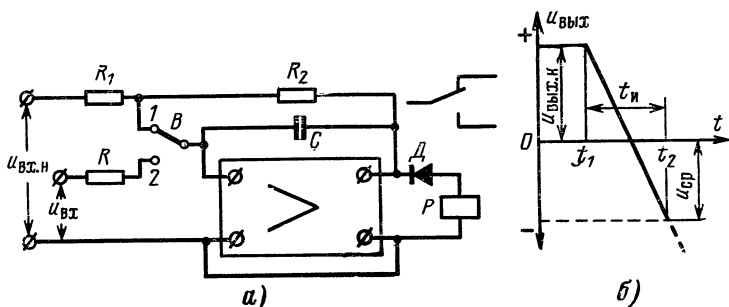


Рис. 13.

пряжения срабатывания электромагнитного реле $u_{\text{ср}}$, последнее срабатывает, фиксируя окончание выдержки времени (t_2 на рис. 13,б). Падением напряжения на открытом диоде D пренебрегаем. Выдержку времени определим, подставив в (21) соответствующие значения τ ; $u_{\text{вх}}$; $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{ср}}$; $u_{\text{вых.н}}$ и решив это выражение относительно t :

$$t_n = \frac{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}} \tau. \quad (22)$$

Из последнего выражения следует, что время выдержки можно регулировать, изменяя величины τ ; $u_{\text{вых.н}}$; $u_{\text{ср}}$ и $u_{\text{вх}}$. Представляет интерес возможность увеличения выдержки времени без увеличения габаритов реле вре-

мени. Рассмотрим эту возможность. Увеличение выдержки времени может быть достигнуто увеличением напряжения интегрирования ($u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}$). Однако это увеличение ограничено зоной линейности УПТ $u_{\text{д}}$ и, кроме того, напряжение интегрирования вообще всегда выгодно брать близким к величине $u_{\text{д}}$ так как в этом случае помимо увеличения выдержки времени уменьшается влияние погрешности напряжения срабатывания УФВ.

Увеличение выдержки времени путем увеличения постоянной времени $\tau = RC$, так же как и в конденсаторном реле времени, без интегрирующего усилителя, вызывает обычно увеличение габаритов реле времени, так как увеличивать τ приходится за счет увеличения емкости C , а максимальная величина R ограничена значением входного тока УПТ (входным сопротивлением УПТ).

Большие возможности увеличения выдержки времени обеспечивает величина $u_{\text{вх}}$. Уменьшение $u_{\text{вх}}$ позволяет увеличить выдержку времени во много раз без увеличения габаритов реле времени. Как видно из выражения (22), при $u_{\text{вх}} \rightarrow 0$ выдержка времени $t \rightarrow \infty$. Фактором, ограничивающим степень уменьшения $u_{\text{вх}}$, является качество УПТ — его коэффициент усиления A и величина дрейфа нулевого сигнала $u_{\text{вх.д}}$. Если $u_{\text{вх}}$ становится соизмеримо с $u_{\text{вх.д}}$ или с величиной $(u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}})/A$, стабильность работы реле времени резко снижается. Минимальные значения реальных входных сигналов для современных серийных интегральных УПТ лежат в пределах 0,25—0,5 в. При этом габариты реле времени с интегрирующим усилителем получаются во много раз меньше габаритов равноценных по характеристикам простых конденсаторных реле времени.

Положительные качества реле времени с интегрирующим усилителем, как будет показано ниже (см. гл. 2), обуславливаются линейностью изменения выходного сигнала интегратора, вследствие чего относительная погрешность выдержки времени не зависит от отношения t/τ . В простом же конденсаторном реле времени при увеличении отношения t/τ относительная погрешность резко возрастает.

Дальнейшее совершенствование интегральных УПТ позволит работать с еще меньшими входными сигналами и, следовательно, еще больше уменьшить габариты реле времени или же увеличить выдержку при тех же габаритах.

4. Получение временных задержек с помощью счетчиков импульсов

Счетчики импульсов служат обычно для подсчета и запоминания числа импульсов, поступивших на их вход. В зависимости от принятой системы счисления различают двоичные, троичные, десятичные и другие счетчики.

Счетчики импульсов по принципу действия делятся на две группы [Л. 62]. К первой группе относятся дискретные счетчики, в которых производится отсчитывание каждого отдельного импульса. Ко второй группе относятся накопительные счетчики, в которых входные импульсы накапливаются в элементе счетчика и изменяют его состояние. Например, счетчики с накопительными конденсаторами, в которых импульсы напряжения, поступая на конденсатор, заряжают его так, что напряжение на нем увеличивается пропорционально числу импульсов. Если измерить напряжение на конденсаторе, то его величина даст представление о количестве поступивших на вход счетчика импульсов. (Реле времени с зарядом конденсатора от источника импульсного напряжения было описано в § 2). Однако точность работы накопительных счетчиков невелика. Напряжение на конденсаторе зависит не только от количества импульсов, но и от их параметров: амплитуды, длительности, формы.

Дискретные счетчики обеспечивают гораздо большую точность счетчика. Они допускают значительные изменения параметров импульсов без ошибок счета. Поэтому в реле времени применяются обычно дискретные счетчики, на рассмотрение которых и остановимся.

Наиболее простыми являются двоичные счетчики, которые состоят из последовательно соединенных элементов, имеющих два устойчивых состояния, причем каждый элемент переходит из одного состояния в другое, когда на его вход поступает электрический импульс. Примером такого элемента с двумя устойчивыми состояниями может служить транзисторный триггер [Л. 13].

Последовательное соединение триггеров осуществляется подключением входа каждого последующего триггера к коллектору одного из транзисторов предыдущего триггера. Если обозначить принятую систему счисления (коэффициент деления триггеров) m , а количество разрядов счетчика (количество триггеров) n ,

то емкость счетчика в общем случае будет равна:

$$E = m^n. \quad (23)$$

Представляет практический интерес построение счетчика с максимальной емкостью и минимальным количеством активных элементов, так как стоимость счетчика, его габариты и масса в основном определяются количеством активных элементов, например в случае транзисторных триггеров — количеством транзисторов. Обозначим количество активных элементов счетчика N . Тогда, очевидно, $N = mn$ или $n = N/m$. Подставив полученное значение n в (23), получим:

$$E = m^{N/m}. \quad (24)$$

Последнее выражение позволяет определить емкость счетчика при постоянном количестве активных элементов N и различных системах счисления m .

Найдем максимум этого выражения, для чего продифференцируем его по m и производную приравняем нулю:

$$\frac{dE}{dm} = \frac{NE}{m^2} (1 - \ln m).$$

Очевидно, что случаи $N=0$ и $E=0$ не имеют физического смысла, поэтому $dE/dm=0$, когда $(1 - \ln m)=0$, откуда $m=e$. Следовательно, самой экономичной системой счисления является система с $m=2,72$.

Однако вследствие того, что построить элемент с коэффициентом деления $m=2,72$ затруднительно, наиболее экономичной системой счисления, которая может быть реализована на практике, является троичная система с $m=3$. Действительно, допустим, что количество активных элементов $N=12$. Тогда в двоичной системе емкость счетчика будет равна: $E=2^{12/2}=2^6=64$, а троичной: $E=3^{12/3}=3^4=81$. Если бы удалось построить триггеры с коэффициентом деления $m=2,72$, то емкость счетчика при $N=12$ была бы равна: $E=2,72^{12/2,72}=e^{4,42}=83,164$. Как видно, троичная система достаточно близка к оптимальной.

Однако самой распространенной системой счисления является двоичная, что объясняется сравнительной простотой построения двоичного триггера. Троичный триггер получается значительно сложнее.

Иногда применяют десятичную систему счисления, при которой количество активных элементов хотя и уве-

личивается, но зато обеспечивается удобство регулировки и отсчета.

Функциональная схема счетного реле времени показана на рис. 14: *ГИ* — генератор импульсов; $T_{г1}$ — $T_{гn}$ — транзисторные триггеры; УФВ — устройство фиксации выдержки времени, срабатывающее при подаче на его вход положительного импульса.

В исходном состоянии переключатель B_1 находится в положении 1, импульсы генератора поступают на клеммы «установка» и все триггеры находятся в состоянии 0,

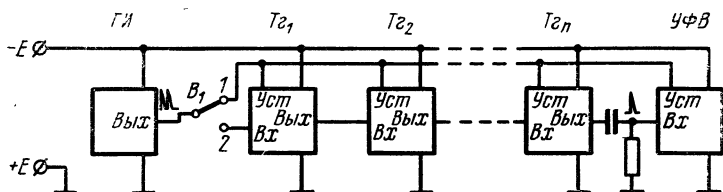


Рис. 14.

на выходе триггера $T_{гn}$ напряжение близко к нулю и УФВ не сработано.

Выдержка времени начинается с момента переключения переключателя B_1 в положение 2 (t_1 на рис. 15). Импульсы от генератора *ГИ* начинают поступать на вход счетчика и состояние триггеров последовательно изменяется. Как видно из рис. 15, на котором построена циклограмма работы счетного реле времени при $n=5$ (циклограмма напряжений на коллекторах транзисторов триггеров счетчика $u_{кт.2}$), пятый триггер, к выходу которого подключено УФВ, перейдет в состояние «1», когда на вход счетчика придет 16-й импульс. Однако УФВ при этом не сработает, так как на входе пятого триггера положительный импульс при этом не появится. Положительный импульс на выходе триггера $T_{г5}$ появится только при переходе этого триггера в состояние «0». А это, как видно из рис. 15, произойдет при приходе на вход счетчика 32-го импульса (момент t_2), и, следовательно, выдержка времени будет равна $T(32-1)=31T$, где T — период следования импульсов генератора. Например, если $T=1$ сек (частота генератора $F=1/T=1$ гц), то время выдержки равно 31 сек.

В общем случае при произвольных значениях m и n выдержку времени можно определить с помощью вы-

ражения

$$t = T(m^n - 1). \quad (25)$$

Однако, как видно из рис. 15, начало выдержки времени или момент переключения переключателя B_1 в положение 2 (t_1) совпадает с моментом начала генерации импульса генератором, что является лишь частным случаем работы реле времени. Вообще, выдержка времени может начаться в любой момент времени, например в середине периода следования импульсов или в его на-

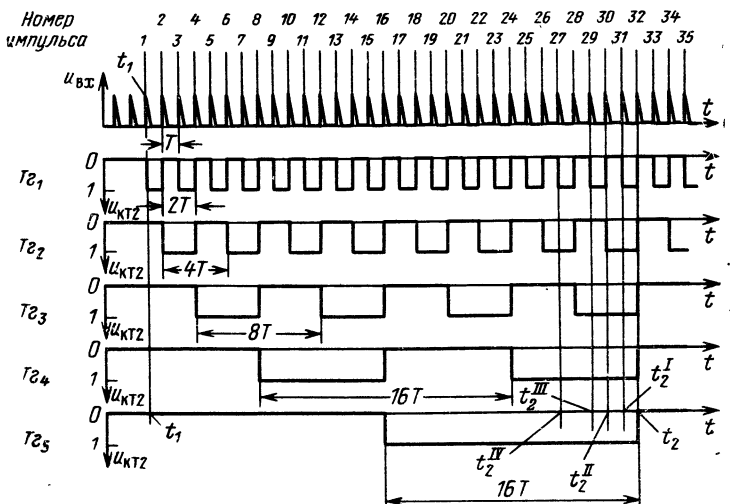


Рис. 15.

чале, и, следовательно, действительная величина выдержки времени может быть больше рассчитанной с помощью (25) на величину периода следования импульсов генератора T . Если наиболее вероятным считать начало выдержки времени в середине периода, то с учетом сказанного выдержка времени будет определяться выражением

$$t = T \left(\frac{2m^n - 1}{2} \right) \pm \frac{1}{2} T, \quad (26)$$

из которого следует, что в зависимости от момента включения выключателя B_1 выдержка времени может изме-

няться на $\pm T/2$ относительно среднего значения $T \left(\frac{2m^n - 1}{2} \right)$.

Регулировку выдержки времени счетного реле времени, собранного по схеме рис. 16, можно производить либо путем изменения частоты генератора импульсов $F=1/T$, либо путем подключения УФВ к триггерам различных разрядов. Первый путь позволяет как уменьшать, так и увеличивать выдержку времени, причем как ступенями, так и плавно, однако требует усложнения схемы генератора импульсов и поэтому применяется редко. Второй путь достаточно удобен, но допускает лишь сту-

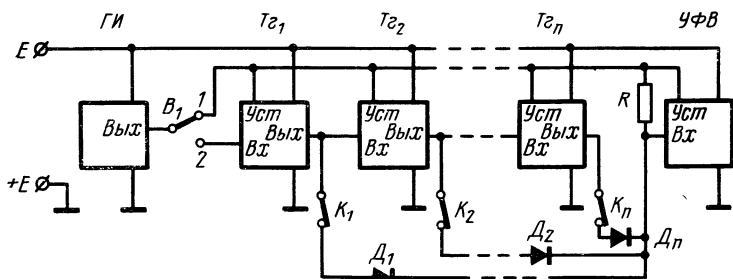


Рис. 16.

пенчатую регулировку выдержки и только в сторону ее уменьшения. Так, например, если в схеме рис. 16 положить $n=5$ и $T=1$ сек, то путем подключения УФВ к триггерам различных разрядов можно будет получить только следующие выдержки:

$31,5 \pm 0,5$; $15,5 \pm 0,5$; $7,5 \pm 0,5$; $3,5 \pm 0,5$; $1,5 \pm 0,5$ сек.

Других значений без изменения частоты генератора получить нельзя и это является существенным недостатком описываемого реле времени.

Большую гибкость регулировки выдержки времени обеспечивает счетное реле времени с каскадом совпадения, включенным между триггерами счетчика и УФВ (рис. 16). Элементы ГИ и Tg_1-Tg_n на схеме рис. 16 аналогичны подобным элементам на схеме рис. 14, а УФВ другое: оно срабатывает при подаче на вход отрицательного напряжения. Диоды D_1-D_n , ключи K_1-K_n и резистор R образуют каскад совпадения.

В исходном состоянии, так же как в схеме рис. 16, выключатель B_1 находится в положении 1, импульсы ге-

нератора поступают на зажимы «установка» и все триггеры находятся в состоянии «0». При этом если ключи $K_1—K_n$ замкнуты, то диоды $D_1—D_n$ открыты и отрицательный потенциал на входе УФВ, определяемый наименьшим значением суммы падений напряжений в открытых транзисторах триггеров и диодах $D_1—D_n$, недостаточен для срабатывания УФВ, которое поэтому находится в несработанном состоянии.

Выдержка времени начинается с момента переключения переключателя B_1 в положение 2 (t_1 на рис. 15), т. е. так же как и в схеме рис. 14. Импульсы от ГИ начинают поступать на вход счетчика и состояние триггеров последовательно изменяется. Когда один из триггеров или сразу несколько переходят в состояние «1», соответствующие диоды ($D_1—D_n$), подключенные к выходам этих триггеров, закрываются. Однако УФВ остается в несработанном состоянии, так как потенциал на его входе изменится при этом мало: он по-прежнему будет определяться наименьшим значением суммы падений напряжений в открытых транзисторах триггеров, находящихся в состоянии 0, и соответствующих отперных диодах $D_1—D_n$, подключенных к выходам этих триггеров. Для того чтобы УФВ сработало, необходимо, чтобы наступил момент, когда все триггеры счетчика окажутся в состоянии 1 (момент совпадения). При этом все диоды $D_1—D_n$ закроются, отрицательный потенциал на входе УФВ возрастет (теперь он будет определяться в основном величиной резистора R) и УФВ сработает.

Из рис. 15 видно, что в случае $n=5$ момент совпадения в схеме рис. 16 наступает после прихода на вход счетчика 31-го импульса (t'_2 на рис. 15) и, следовательно, выдержка времени равна T (31—1)=30 T , т. е. на величину T меньше, чем в реле времени без каскада совпадения (t_2 на рис. 15). Поэтому в общем случае полная выдержка времени счетного реле времени с каскадом совпадения будет определяться выражением

$$t = T \frac{(2m^n - 3)}{2} \pm \frac{T}{2}. \quad (27)$$

Выдержку времени счетного реле времени с каскадом совпадения можно регулировать в сторону уменьшения путем отключения каких-либо триггеров от каскада совпадения, для чего в схеме рис. 16 предусмотрены

ключи $K_1—K_n$. Дискретность регулирования выдержки времени при этом получается равной половине периода следования импульсов на выходе триггера младшего разряда ($T_{г1}$), т. е. в нашем случае при $m=2$ и $T=1$ сек — одной секунде, а в общем случае $mT/2$.

Действительно, допустим, что разомкнут ключ K_1 . Тогда триггер $T_{г1}$ будет отключен от каскада совпадения и, как видно из рис. 16, совпадение наступит раньше, при приходе на вход счетчика 30-го импульса (t''_2 на рис. 15), когда триггер $T_{г2}$ переходит в состояние 1, а время выдержки уменьшится на половину периода следования импульсов на выходе триггера $T_{г1}$, т. е. на 1 сек. При размыкании ключа K_2 совпадение произойдет при переходе 29-го импульса (t'''_2 на рис. 15) и время выдержки уменьшится на 2 сек, при размыкании ключа K_3 — на 4 сек (t^{IV}_2 на рис. 15) и т. д.

В общем случае выдержку времени можно определить с помощью выражения

$$t = \frac{T}{2} \left(2 \sum m^{N-1} - 1 \right) \pm \frac{T}{2}, \quad (28)$$

где N — номера триггеров, подключенных к каскаду совпадения. Например, если подключены 1, 3 и 5 триггеры (ключи K_1 , K_3 и K_5 замкнуты, а K_2 и K_4 разомкнуты), то $2\sum m^{N-1} = 2(2^{1-1} + 2^{3-1} + 2^{5-1}) = 2(1 + 4 + 16) = 42$ и выдержка времени равна:

$$t = \frac{1}{2} (42 - 1) \pm \frac{1}{2} = 20,5 \pm 0,5 \text{ сек.}$$

Номер импульса, при котором наступит совпадение, при синхронном включении счетчика, т. е. когда момент включения совпадает с моментом генерации начала импульса генератором, как это показано на рис. 15, можно определить по формуле

$$\eta = \sum m^{N-1}. \quad (29)$$

Используя данные предыдущего примера, с помощью выражения (29) получаем, что совпадение произойдет при приходе 21-го импульса:

$$\eta = (2^{1-1} + 2^{3-1} + 2^{5-1}) = 1 + 4 + 16 = 21.$$

Синхронное включение счетного реле времени и знание номера импульса совпадения позволяют производить ускоренную проверку реле времени, причем результат проверки в случае исправности реле представляет собой номер импульса совпадения, рассчитанный с помощью выражения (29) без какого-либо допущения. Иногда выдержку времени счетного реле времени с каскадом совпадения удобнее определять по формуле

$$t = \frac{T}{2} [(2m^n - 3) - \Sigma m^{N_1}] \pm \frac{T}{2},$$

где N_1 — номера триггеров, отключенных от каскада совпадения.

Из выражений (26) и (27) следует, что выдержка времени счетного реле времени определяется независимыми параметрами T ; m и n и, следовательно, погрешность выдержки времени определяется погрешностью этих параметров. Однако параметры m и n (система счисления и количество разрядов) следует считать идеально стабильными, так как нестабильность этих параметров, по существу, является отказом реле времени. Следовательно, погрешность выдержки времени счетного реле определяется значением частоты генератора импульсов и ее погрешностью. В соответствии с вышеизложенным относительную погрешность выдержки времени счетного реле времени без каскада совпадения можно определить с помощью выражения

$$\frac{\Delta t}{t} = - \left(\frac{\Delta f}{f} \pm \frac{1}{(2m^n - 1)} \right), \quad (30)$$

а реле времени с каскадом совпадения выражением

$$\frac{\Delta t}{t} = - \left(\frac{\Delta f}{f} \pm \frac{1}{(2 \Sigma m^{N-1} - 1)} \right), \quad (31)$$

где $\Delta f/f$ — погрешность частоты генератора импульсов; N — номера триггеров, подключенных к каскаду совпадения.

В заключение остановимся на преимуществах и недостатках счетных реле времени и определим область их применения.

Единственным недостатком счетных реле времени, на наш взгляд, является их относительная сложность, боль-

шое количество элементов и, следовательно, соответствующие стоимость, габариты и масса. Однако, во-первых, габариты и масса не всегда являются определяющими, а во-вторых, в связи с разработкой и освоением промышленностью в последние годы широкого класса интегральных микросхем габариты и масса счетных реле времени могут быть получены даже меньше габаритов и массы, равноценных по выдержке времени, реле времени других типов. Что же касается стоимости счетных реле времени, она пока остается все же высокой.

Преимущества же счетных реле времени имеют гораздо больше, чем недостатков.

Во-первых, счетные реле времени позволяют получать гораздо более высокие точности выдержек времени, чем реле времени других типов. Точность выдержки времени счетного реле времени в основном определяется точностью частоты генератора импульсов, которая может быть получена достаточно высокой, например, с помощью кварца, камертона и других подобных элементов. Погрешность же от несинхронного включения может быть уменьшена путем соответствующего увеличения частоты генератора импульсов с одновременным увеличением количества разрядов [см. выражения (30), (31)].

Вторым преимуществом счетных реле времени является то, что они могут устойчиво работать в среде с повышенной влажностью, без принятия каких-либо специальных конструктивных мер, например, герметизации. Это объясняется тем, что независимо от величины выдержки времени высокоомные цепи в счетных реле времени принципиально могут отсутствовать.

Третьим преимуществом счетных реле времени (с каскадом совпадения) являются простота и гибкость регулировки выдержки времени.

И, наконец, четвертым преимуществом счетных реле времени является возможность их ускоренной проверки на повышенной частоте, что приобретает особо важное значение при серийном производстве (подробнее об этом см. в гл. 5).

На основании изложенного область применения счетных реле времени можно определить следующими случаями: необходимостью получения значительных выдержек времени с высокими точностями, жесткими климатическими условиями (особенно влажностью); стоимость реле времени не является решающим фактором.

ТОЧНОСТЬ РАБОТЫ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

5. Погрешность выдержки времени конденсаторных реле времени

Рассмотрим инструментальные погрешности конденсаторных реле времени, обусловленные их конструкцией.

Различных вариантов конденсаторных реле времени очень много. Однако все конденсаторные реле времени по принципу действия можно разделить на две группы. К первой группе относятся реле времени, в которых конденсатор заряжается от источника питания через сопротивление, а ко второй группе — реле времени, в которых предварительно заряженный конденсатор разряжается

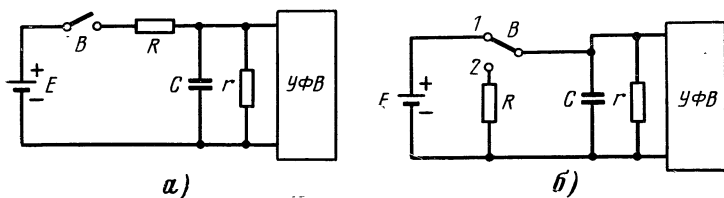


Рис. 17.

через сопротивление. Поэтому схему любого конденсаторного реле времени в конечном счете можно привести к одной из двух эквивалентных схем, показанных на рис. 17. В первой схеме (рис. 17,а) после включения выключателя B конденсатор C заряжается от источника E через резистор R и УФВ срабатывает при возрастании напряжения на конденсаторе до величины $u_{\text{ср}}$. Во второй схеме (рис. 17,б) после переключения переключателя B в положение 2 предварительно заряженный до напряжения E конденсатор C разряжается через резистор R и УФВ срабатывает при уменьшении напряжения на конденсаторе до величины $u_{\text{ср}}$. Резистор r на рис. 17 включает в себя все сопротивления, включенные параллельно обкладкам конденсатора: сопротивление изоляции конденсатора, входное сопротивление УФВ, сопротивление изоляции проводов и т. п.

Выдержка времени конденсаторного реле времени для случая, когда $R \ll r$, была определена в § 2 выражениями (9) и (10). Перепишем еще раз эти выражения, заменив $\tau = RC$ и $u_{отп} = u_{ср}$.

Для случая заряда конденсатора:

$$t_3 = RC \ln \frac{1}{1 - u_{ср}/E}. \quad (32)$$

Для случая разряда конденсатора:

$$t_p = RC \ln \frac{E}{u_{ср}}. \quad (33)$$

Из этих выражений следует, что выдержка времени конденсаторного реле времени является функцией независимых параметров E , $u_{ср}$, R , C и, следовательно, погрешность выдержки времени Δt определяется погрешностями этих параметров ΔE , $\Delta u_{ср}$, ΔR , ΔC . При достаточно малых величинах погрешностей, когда выполняются условия: $\Delta E \ll E$, $\Delta u_{ср} \ll u_{ср}$, $\Delta R \ll R$, $\Delta C \ll C$, абсолютную погрешность выдержки времени Δt можно с достаточной точностью определить как сумму частных дифференциалов по отдельным параметрам:

$$\Delta t = \frac{\partial t}{\partial E} \Delta E + \frac{\partial t}{\partial u_{ср}} \Delta u_{ср} + \frac{\partial t}{\partial R} \Delta R + \frac{\partial t}{\partial C} \Delta C. \quad (34)$$

Обозначим в выражении (32) и (33) отношение $u_{ср}/E = k$ и назовем его коэффициентом использования напряжения питания. Тогда эти выражения примут вид:

$$t_3 = RC \ln \frac{1}{1 - k}; \quad (35)$$

$$t_p = RC \ln \frac{1}{k}. \quad (36)$$

Из этих выражений следует, что выдержка времени конденсаторного реле времени при постоянной величине $\tau = RC$ определяется коэффициентом использования напряжения питания k . На рис. 18 построены графики зависимости $t/\tau = F(k)$ для случаев заряда и разряда конден-

сатора. Из этих графиков видно, что в случае заряда конденсатора отношение t/τ увеличивается с увеличением k , а в случае разряда уменьшается, причем в обоих случаях сначала медленно, а затем очень быстро. В случае заряда конденсатора отношение $t/\tau \rightarrow \infty$ при $k \rightarrow 1$, а в случае разряда при $k \rightarrow 0$. Поэтому с точки зрения увеличения выдержки времени коэффициент использования напряжения питания k следует выбирать (в случае заряда конденсатора) возможно ближе к единице, а в случае разряда — ближе к нулю. Однако, как будет показано ниже, величина k в большой степени определяет относительную погрешность выдержки времени и поэтому выбирается из условия получения необходимой точности работы реле времени.

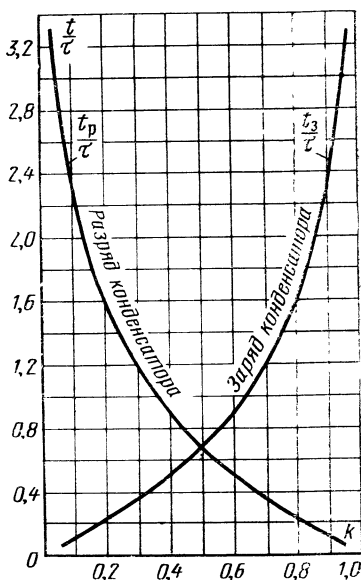


Рис. 18.

Рассмотрим погрешность выдержки времени в отдельности из-за погрешности каждого из параметров: ΔE , $\Delta u_{ср}$, ΔR , ΔC . Первый член выражения (34) представляет собой абсолютную погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания ΔE :

$$\Delta t^I = \frac{\partial t}{\partial E} \Delta E. \quad (37)$$

Продифференцируем выражения (32) и (33) по переменной E и полученные результаты подставим в (37). Тогда в случае заряда конденсатора

$$\Delta t_s^I = - \frac{\Delta E}{E} RC \frac{k}{1-k}, \quad (38)$$

а в случае разряда

$$\Delta t_p^I = \frac{\Delta E}{E} RC. \quad (39)$$

Относительные погрешности выдержки времени получим, разделив выражение (38) на (35), а (39) на (36).

В случае заряда конденсатора

$$\frac{\Delta t_3^I}{t_3} = -\frac{\Delta E}{E} \frac{k}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}, \quad (40)$$

а в случае разряда

$$\frac{\Delta t_p^I}{t_p} = \frac{\Delta E}{E} \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}. \quad (41)$$

Обозначим в последних выражениях отношение $\frac{\Delta t/t}{\Delta E/E} = B_E$ и назовем его коэффициентом погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения питания.

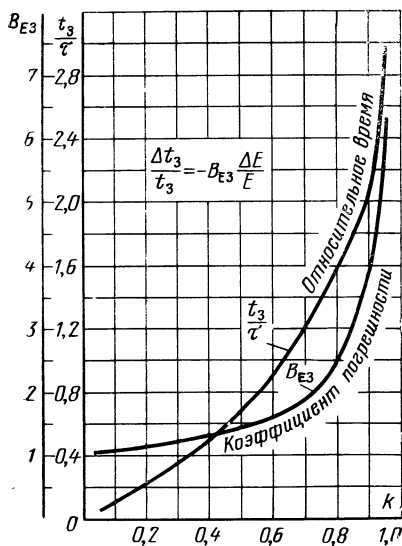


Рис. 19.

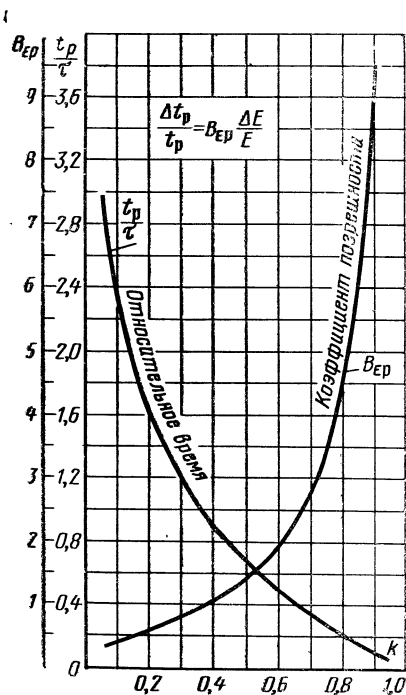


Рис. 20.

Тогда выражения (40) и (41) примут вид:
заряд конденсатора

$$B_{E3} = -\frac{k}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}; \quad (42)$$

разряд конденсатора

$$B_{Ep} = \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}. \quad (43)$$

На рис. 19 и 20 построены графики полученных зависимостей, которые дают возможность рассчитать относительную погрешность выдержки времени конденсаторного реле времени, зная относительную погрешность напряжения питания $\Delta E/E$ и коэффициент использования напряжения питания k . Кроме того, на этих же рисунках построены графики зависимости $t/\tau = F(k)$.

Из рассмотрения рис. 19 и 20, а также из выражений (40)—(43) следует:

При заряде конденсатора:

Относительная погрешность выдержки времени не зависит от постоянной времени $\tau = RC$.

Положительным погрешностям напряжения питания соответствуют отрицательные погрешности выдержки времени.

Относительная погрешность выдержки времени увеличивается с увеличением выдержки времени, причем до значений $k \leq 0,7$ медленно, а затем очень быстро. Так, например, при $k=0,95$ относительная погрешность выдержки времени превышает относительную погрешность напряжения питания примерно в 6 раз, а при $k=0,6$ всего в 1,5 раза.

При разряде конденсатора:

Положительным погрешностям напряжения питания соответствуют положительные погрешности выдержки времени.

Относительная погрешность выдержки времени уменьшается с увеличением выдержки времени, причем до значений $k \geq 0,6$ очень быстро, а затем медленно. Так, например, при $k=0,9$ относительная погрешность выдержки времени превышает относительную погрешность напряжения питания примерно в 9,5 раза, а при $k=0,6$ всего в 2 раза.

На основании изложенного можно сделать вывод, что при реальных значениях $t/\tau \geq 1$ конденсаторные реле времени, использующие разряд конденсатора, имеют преимущество по сравнению с реле времени, использующими заряд конденсатора, в отношении погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения питания.

Расчет погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения питания производится следующим образом. С помощью графиков рис. 19 или 20 по известной величине k определяют коэффициенты погрешности B_{E3} или B_{Ep} . Погрешность выдержки времени вычисляют по формулам

$$\frac{\Delta t_3^I}{t_3} = -B_{E3} \frac{\Delta E}{E} \quad (44)$$

или

$$\frac{\Delta t_p^I}{t_p} = B_{Ep} \frac{\Delta E}{E}. \quad (45)$$

Второй член выражения (34) представляет собой абсолютную погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания УФВ:

$$\Delta t^{II} = \frac{\partial t}{\partial u_{cp}} \Delta u_{cp}. \quad (46)$$

Продифференцируем выражения (32) и (33) по переменной u_{cp} и полученные результаты подставим в (46).

Тогда в случае заряда конденсатора

$$\Delta t_3^{II} = RC \frac{\Delta u_{cp}}{E - u_{cp}}, \quad (47)$$

а в случае разряда

$$\Delta t_p^{II} = -RC \frac{\Delta u_{cp}}{u_{cp}}. \quad (48)$$

Относительные погрешности выдержки времени получим, разделив выражения (47) на (35), (48) на (36).

В случае заряда конденсатора

$$\frac{\Delta t_3^{II}}{t_3} = \frac{\Delta u_{cp}}{u_{cp}} \cdot \frac{k}{1-k} \cdot \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}, \quad (49)$$

а в случае разряда

$$\frac{\Delta t_p^{II}}{t_p} = -\frac{\Delta u_{cp}}{u_{cp}} \cdot \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}. \quad (50)$$

Сравнивая выражения (49) с (40) и (50) с (41), не трудно видеть, что они отличаются только знаком: положительным погрешностям напряжения срабатывания УФВ при заряде конденсатора в данном случае соответствуют положительные погрешности выдержки времени, а при разряде конденсатора — отрицательные. В остальном же эти выражения одинаковы, поэтому все выводы, сделанные относительно погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения питания, а также графики рис. 19 и 20 остаются в силе и в данном случае. При расчете погрешности коэффициенты B_{E3} и B_{Ep} определяются аналогично предыдущему случаю, а погрешность выдержки времени рассчитывается по формулам

$$\frac{\Delta t_3^{\text{II}}}{t_3} = B_{E3} \frac{\Delta u_{cp}}{u_{cp}} \quad (51)$$

или

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = - B_{Ep} \frac{\Delta u_{cp}}{u_{cp}}. \quad (52)$$

В целом ряде случаев, например в мостовых схемах или в реле времени с перезарядом конденсатора, относительная погрешность напряжения срабатывания УФВ $\Delta u_{cp}/u_{cp}$ является величиной переменной, зависящей от выбранного значения u_{cp} . Поэтому при расчете погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания УФВ в этих случаях удобнее пользоваться не отношением $\Delta u_{cp}/u_{cp}$, а отношением $\Delta u_{cp}/E$, не зависящим от величины u_{cp} .

Для получения интересующей зависимости заменим в выражениях (49) и (50) $u_{cp} = kE$. Тогда для случая заряда конденсатора

$$\frac{\Delta t_3^{\text{II}}}{t_3} = \frac{\Delta u_{cp}}{E} \frac{1}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}, \quad (53)$$

а для случая разряда

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = - \frac{\Delta u_{cp}}{E} \frac{1}{k} \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}. \quad (54)$$

Полученные выражения показывают, как изменяется относительная погрешность выдержки времени при из-

менении коэффициента k и постоянных значениях Δu_{cp} и E .

Исследуем эти выражения на максимум и минимум. Обозначим:

$$\frac{1}{1-k} = m; \quad (55)$$

$$\frac{1}{k} = n. \quad (56)$$

Тогда выражения (53) и (54) примут вид:

$$\frac{\Delta t_3^{II}}{t_3} = \frac{\Delta u_{cp}}{E} \frac{m}{\ln m}; \quad (57)$$

$$\frac{\Delta t_p^{II}}{t_p} = - \frac{\Delta u_{cp}}{E} \frac{n}{\ln n}. \quad (58)$$

Так как k изменяется в пределах от 0 до 1, то m и n изменяются в пределах от 1 до ∞ . При этом, очевидно, дроби $m/\ln m$ и $n/\ln n$ при каком-то промежуточном значении m и n (между 1 и ∞) будут иметь минимум, так как при $m \rightarrow 1$ ($n \rightarrow 1$) и при $m \rightarrow \infty$ ($n \rightarrow \infty$) $m/\ln m \rightarrow \infty$ ($n/\ln n \rightarrow \infty$).

Найдем значения m и n , соответствующие минимуму выражений (57) и (58), для чего продифференцируем дробь $m/\ln m$ по переменной m и производную приравняем нулю.

$$\left(\frac{m}{\ln m} \right)' = \frac{\ln m - 1}{(\ln m)^2},$$

откуда $\ln m = 1$ или $m = e$.

Аналогично для n :

$$\ln n = 1 \text{ или } n = e,$$

т. е. выражения (57) и (58) имеют минимум при $m = n = e$. Подставив эти значения m и n в (57) и (58), получим минимальные значения относительных погрешностей:

$$\left| \frac{\Delta t_3^{II}}{t_3} \right|_{\min} = \left| \frac{\Delta t_p^{II}}{t_p} \right|_{\min} = e \frac{\Delta u_{cp}}{E}. \quad (59)$$

Оптимальные значения коэффициентов использования напряжения питания, соответствующие минимальным значениям погрешностей, определим из выражений (55) и (56).

При заряде конденсатора

$$k_{\text{опт}} = \frac{m-1}{m} = \frac{e-1}{e} = 0,63,$$

а при разряде

$$k_{\text{опт}} = \frac{1}{n} = \frac{1}{e} = 0,37.$$

Таким образом, минимальная относительная погрешность выдержки времени при постоянных значениях $\Delta u_{\text{ср}}$ и E имеет место в случае заряда конденсатора при $k=0,63$, а в случае разряда при $k=0,37$. Кроме того, из выражений (35), (36), (55) и (56) следует, что

$$\frac{t_3}{\tau} = \ln \frac{1}{1-k} = \ln m,$$

а

$$\frac{t_p}{\tau} = \ln \frac{1}{k} = \ln n$$

и, следовательно, выдержка времени при $m(n)=e$ равна постоянной времени τ .

Обозначим в выражениях (53) и (54) отношение

$$\frac{\Delta t/t}{\Delta u_{\text{ср}}/E} = B_u$$

и назовем его коэффициентом погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания УФВ. Тогда из выражений (53) и (54) получим:

$$B_{uz} = \frac{1}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}; \quad (60)$$

$$B_{up} = -\frac{1}{k} \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}. \quad (61)$$

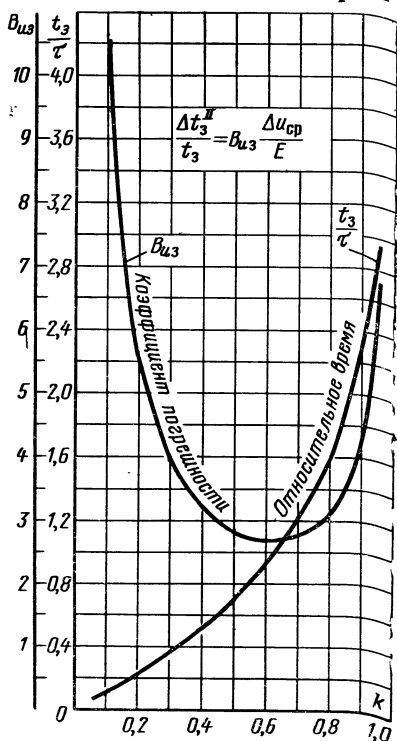


Рис. 21.

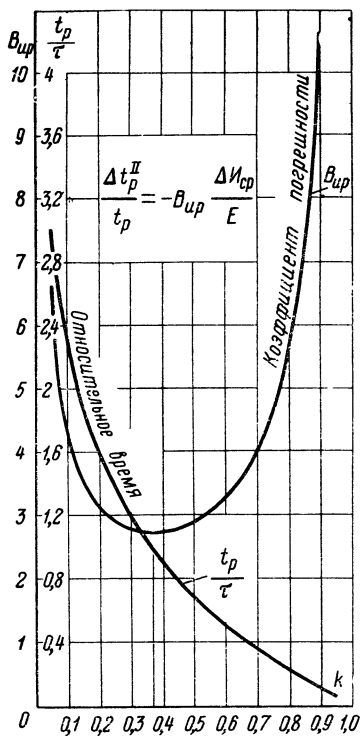


Рис. 22.

На рис. 21 и 22 построены графики полученных зависимостей, которые дают возможность рассчитать относительную погрешность выдержки времени конденсаторного реле времени, зная погрешность напряжения срабатывания УФВ и коэффициент использования напряжения питания. Кроме того, на этих рисунках нанесены графики $t/\tau = F(k)$. Из рассмотрения рис. 21 и 22 видно, что если допустить незначительное увеличение погрешности относительно минимальной, например на 14%, выбрав $k=0,8$ в случае заряда конденсатора или $k=0,2$ в случае разряда, то время выдержки увеличится на 60% ($t/\tau=1,6$). Если же допустить увеличение погрешности на 50%, выбрав k соответственно 0,9 и 0,1, то время выдержки увеличится в 2,3 раза ($t/\tau=2,3$). Кроме того, из

рассмотрения этих рисунков можно сделать вывод о нецелесообразности выбора коэффициента k , соответствующего отношению $t/\tau < 1$, так как в этом случае выдержка времени уменьшается, а погрешность резко возрастает.

Расчет погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания УФВ производится следующим образом. По известной величине k с помощью графиков рис. 21 или 22 определяют коэффициенты погрешности $B_{уз}$ или $B_{ур}$. Погрешность выдержки времени вычисляют по формулам

$$\frac{\Delta t_3^{II}}{t_3} = B_{уз} \frac{\Delta u_{ср}}{E}; \quad (62)$$

$$\frac{\Delta t_p^{II}}{t_p} = -B_{ур} \frac{\Delta u_{ср}}{E}. \quad (63)$$

Напишем теперь выражение для суммарной относительной погрешности выдержки времени из-за погрешностей $\Delta u_{\text{ср}}/E$ и $\Delta E/E$.

В случае заряда конденсатора

$$\frac{\Delta t_{\text{з}}}{t_{\text{з}}} = \frac{1}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}} \frac{1}{E} (\Delta u_{\text{ср}} - \Delta E k),$$

а в случае разряда

$$\frac{\Delta t_{\text{р}}}{t_{\text{р}}} = \frac{1}{k} \frac{1}{\ln \frac{1}{k}} \frac{1}{E} (\Delta E k - \Delta u_{\text{ср}}).$$

Как видно в обоих случаях, при условии

$$\Delta E k = \Delta u_{\text{ср}} \quad (64)$$

суммарная погрешность выдержки времени равна нулю.

Заменим в выражении (64) $k = u_{\text{ср}}/E$, тогда получим следующее условие суммарной нулевой погрешности:

$$\frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{ср}}} = \frac{\Delta E}{E}. \quad (65)$$

Из этого условия следует, что для того чтобы погрешность выдержки времени была равна нулю, относительные погрешности напряжения питания и напряжения срабатывания УФВ должны иметь одинаковые знаки и должны быть равными по абсолютной величине. При этом следует отметить, что в мостовой схеме конденсаторного реле времени (см. рис. 7) и в реле времени, использующем перезаряд конденсатора (см. рис. 8), при $u'_{\text{ср}} = 0$, выполняется именно это условие.

Третий член выражения (34) представляет собой абсолютную погрешность выдержки времени из-за погрешности сопротивления резистора R :

$$\Delta t^{\text{III}} = \frac{\partial t}{\partial R} \Delta R. \quad (66)$$

Продифференцируем выражения (35) и (36) по переменной R и полученные результаты подставим в выражение (66).

В случае заряда конденсатора

$$\Delta t_{\text{з}}^{\text{III}} = C \Delta R \ln \frac{1}{1-k}, \quad (67)$$

а в случае разряда

$$\Delta t_{\text{р}}^{\text{III}} = C \Delta R \ln \frac{1}{k}. \quad (68)$$

Относительную погрешность выдержки времени найдем, разделив (67) на (35), а (68) на (36):

$$\frac{\Delta t_3^{\text{III}}}{t_3} = \frac{\Delta t_p^{\text{III}}}{t_p} = \frac{\Delta R}{R}. \quad (69)$$

Таким образом, как в случае заряда конденсатора, так и в случае разряда относительная погрешность выдержки времени из-за погрешности сопротивления резистора R численно равна относительной погрешности сопротивления этого резистора.

Четвертый член выражения (34) представляет собой абсолютную погрешность выдержки времени из-за погрешности емкости конденсатора C . Так как сопротивление R и емкость C в выражениях (35) и (36) являются сомножителями, то, очевидно, относительная погрешность выдержки времени из-за погрешности емкости конденсатора C будет определяться выражением, аналогичным выражению (69), т. е.

$$\frac{\Delta t_3^{\text{IV}}}{t_3} = \frac{\Delta t_p^{\text{IV}}}{t_p} = \frac{\Delta C}{C}. \quad (70)$$

Сравнивание выражений (69) и (70) показывает, что относительные погрешности выдержки времени из-за погрешности сопротивления резистора R и емкости конденсатора C имеют одинаковые знаки и, следовательно, для того чтобы они компенсировались, следует применять резистор и конденсатор с противоположными по знаку погрешностями (например, температурными).

Рассмотрим инструментальные погрешности конденсаторных реле времени, собранных по мостовой схеме, использующих перезаряд конденсатора, а также с зарядом или разрядом конденсатора через токостабилизирующее устройство.

Выдержка времени конденсаторного реле времени, собранного по мостовой схеме (см. рис. 7), определяется выражением (см. § 2)

$$t_m = RC \ln \frac{1}{1 - \left(\frac{u'_{cp}}{E} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}.$$

Относительную погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания (имеющую место лишь

при $u'_{\text{ср}} \neq 0$) найдем аналогично тому, как это было сделано для случаев заряда и разряда конденсатора, с помощью частотного дифференциала по переменной E :

$$\frac{\Delta t_{\text{м}}^{\text{I}}}{t_{\text{м}}} = \frac{\Delta E}{E} \frac{u'_{\text{ср}}}{E} \frac{1}{1-k} \frac{1}{\ln \frac{1}{1-k}}, \quad (71)$$

где k — коэффициент использования напряжения питания, в данном случае равный

$$k = \left(\frac{u'_{\text{ср}}}{E} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right). \quad (72)$$

Решив совместно выражения (71) и (72), получим:

$$\frac{\Delta t_{\text{м}}^{\text{I}}}{t_{\text{м}}} = B_{\text{Ез}} \frac{u'_{\text{ср}}}{E} \frac{\Delta E}{E}. \quad (73)$$

Сравнивая это выражение с (44), можно заметить, что оно отличается лишь наличием множителя $u'_{\text{ср}}/E$, т. е. погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания в реле времени, собранном по мостовой схеме, в $u'_{\text{ср}}/E$ раз меньше, чем в реле времени, использующем заряд конденсатора (конечно, при одном и том же значении k). Следовательно, расчет указанной погрешности можно производить с помощью графика рис. 19, построенного для случая заряда конденсатора. Исходными для расчета величинами являются $u'_{\text{ср}}$, ΔE , E , R_2 , R_3 .

С помощью выражения (72) вычисляют величину k , затем по известной величине k с помощью графика рис. 19 находят коэффициент погрешности $B_{\text{Ез}}$. Погрешность выдержки времени вычисляют по формуле (73).

Погрешность выдержки времени мостового реле времени из-за погрешности срабатывания УФВ рассчитывается с помощью графика рис. 21. Исходными для расчета величинами являются $u'_{\text{ср}}$, $\Delta u'_{\text{ср}}$, E , R_2 , ΔR_2 , R_3 , ΔR_3 .

Коэффициент использования напряжения питания вычисляют с помощью выражения (72). Затем по известному k с помощью графика на рис. 21 находят коэффициент погрешности $B_{\text{уз}}$. Погрешность выдержки времени вычисляют по формуле (62), причем погрешность $\Delta u_{\text{ср}}$ в данном случае включает в себя как погрешность срабатывания нуля-органа $\Delta u'_{\text{ср}}$ (см. рис. 7), так и погрешности резисторов R_2 и R_3 . Погрешность $\Delta u_{\text{ср}}$ может

быть вычислена по формуле

$$\Delta u_{\text{ср}} = \Delta u'_{\text{ср}} + \frac{R_2}{(R_2 + R_3)^2} \Delta R_3 - \frac{R_3}{(R_2 + R_3)^2} \Delta R_2,$$

полученной с помощью частных дифференциалов по переменным $u'_{\text{ср}}$, R_2 и R_3 .

Выдержка времени конденсаторного реле времени, использующего перезаряд конденсатора, определяется выражением (см. § 2)

$$t_{\text{пз}} = RC \ln \frac{2E}{E + u'_{\text{ср}}}.$$

Относительную погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания (имеющую место лишь при $u'_{\text{ср}} \neq 0$) найдем аналогично предыдущему случаю с помощью частного дифференциала по переменной E :

$$\frac{\Delta t_{\text{пз}}^{\text{I}}}{t_{\text{пз}}} = \frac{\Delta E}{E} \frac{u'_{\text{ср}}}{E + u'_{\text{ср}}} \frac{1}{\ln \frac{1}{k}}, \quad (74)$$

где k — коэффициент использования напряжения питания

$$k = \frac{E + u'_{\text{ср}}}{2E}. \quad (75)$$

Решив совместно выражения (74) и (75), получим:

$$\frac{\Delta t_{\text{пз}}^{\text{I}}}{t_{\text{пз}}} = B_{\text{Ер}} \frac{u'_{\text{ср}}}{E + u'_{\text{ср}}} \frac{\Delta E}{E}. \quad (76)$$

Сравнивая это выражение с (45) для случая разряда конденсатора, можно заметить, что оно отличается лишь наличием множителя $u'_{\text{ср}}/(E + u'_{\text{ср}})$, т. е. погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания в реле времени, использующем перезаряд конденсатора в $u'_{\text{ср}}/(E + u'_{\text{ср}})$ раз меньше, чем в реле времени, использующем разряд конденсатора (конечно, при одном и том же значении k). Следовательно, расчет указанной погрешности можно производить с помощью графика рис. 20, построенного для случая разряда конденсатора.

Исходными для расчета величинами являются $u'_{\text{ср}}$, ΔE , E . С помощью (75) вычисляют величину k , затем по известной величине k с помощью графика рис. 20 находят коэффициент погрешности $B_{\text{Ер}}$. Погрешность выдержки времени вычисляют с помощью (76).

Как было отмечено в § 2 гл. 1, случай перезаряда конденсатора от напряжения $+E$ до напряжения $-E$ можно рассматривать как разряд конденсатора от напряжения $2E$ до нуля, следовательно, погрешность выдержки времени реле времени с перезарядом конденсатора из-за погрешности срабатывания УФВ может быть рассчитана с помощью графика рис. 22, построенного для случая разряда конденсатора. Исходными для расчета величинами являются $u'_{\text{ср}}$, $\Delta u'_{\text{ср}}$, E . С помощью выражения (75) вычисляют коэффициент k , затем по известной величине k с помощью графика рис. 22 находят коэффициент погрешности $B_{\text{ур}}$. Погрешность выдержки времени вычисляют по формуле

$$\frac{\Delta t_{\text{пз}}^{\text{II}}}{t_{\text{пз}}} = - B_{\text{ур}} \frac{\Delta u'_{\text{ср}}}{2E}. \quad (77)$$

Погрешность выдержки времени из-за погрешности времязадающих резистора R и конденсатора C в реле времени, собранном по мостовой схеме, а также в реле времени с перезарядом конденсатора, определяется так же, как и в реле времени с зарядом или разрядом конденсатора, с помощью выражений (69) и (70). Это вытекает из того, что во всех перечисленных случаях функции, связывающие t с R и C , одни и те же.

Выдержка времени конденсаторного реле времени с токостабилизирующим устройством определяется в случае заряда конденсатора (см. § 2 гл. 1) выражением

$$t_3 = \frac{(u_c - u_{c0}) C}{I},$$

в случае разряда

$$t_p = \frac{(u_{c0} - u_c) C}{I}.$$

Положив для простоты рассуждений $|u_c - u_{c0}| = u_{\text{ср}}$, с помощью частных дифференциалов по отдельным параметрам найдем относительную погрешность выдержки времени:

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{ср}}} + \frac{\Delta C}{C} - \frac{\Delta I}{I}.$$

Таким образом, относительная погрешность выдержки времени реле времени с зарядом или разрядом кон-

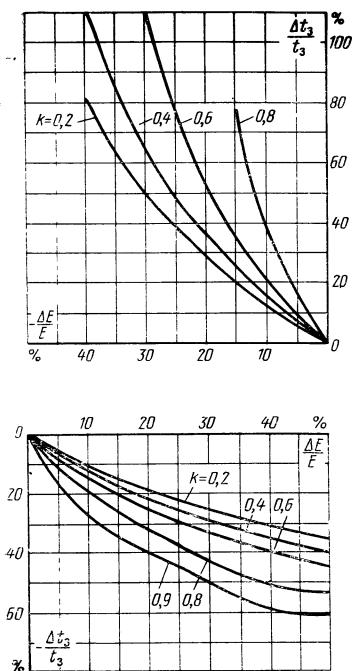


Рис. 23.

« R и $\Delta C \ll C$. В случае же больших значений погрешностей параметров, а также при значениях k , близких к единице, расчет с помощью этих выражений может привести к большим ошибкам, в связи с чем в этих случаях необходимо пользоваться более сложными точными выражениями. Выведем эти выражения.

Сначала выведем точное выражение для погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения питания E .

Выдержку времени при напряжении питания E обозначим t , а выдержку времени при напряжении питания $(E \pm \Delta E)$ через t' . Тогда в соответствии с выражением (35) в случае заряда конденсатора можно написать:

$$t_3 = -\tau \ln(1 - k) \quad (78)$$

и

$$t'_3 = -\tau \ln(1 - k'). \quad (79)$$

денсатора через токостабилизирующее устройство равна алгебраической сумме относительных погрешностей напряжения срабатывания УФВ и емкости конденсатора минус относительная погрешность тока заряда (разряда) конденсатора. Как видно из полученного выражения, относительная погрешность выдержки времени от отношения $u_{\text{ср}}/E$ в данном случае не зависит (см. § 2 гл. 1).

Полученные выше на основе частных дифференциалов выражения для расчета относительных погрешностей выдержки времени достаточно просты и удобны, однако они являются приближенными выражениями и, как было указано выше, ими можно пользоваться лишь при достаточно малых значениях погрешностей параметров, когда выполняются неравенства $\Delta E \ll E$, $\Delta u_{\text{ср}} \ll u_{\text{ср}}$, $\Delta R \ll$

где

$$k = \frac{u_{\text{ср}}}{E}, \text{ а } k' = \frac{u_{\text{ср}}}{E \pm \Delta E}. \quad (80)$$

Разделив числитель и знаменатель последнего выражения на E , получим

$$k' = \frac{k}{1 \pm \Delta E/E} = \frac{k}{\xi}, \quad (81)$$

где $\xi = 1 \pm \Delta E/E$. (82)

Подставим выражение (81) в (79):

$$t'_3 = -\tau \ln(1 - k/\xi). \quad (83)$$

Абсолютная погрешность выдержки времени в общем случае (по определению) равна $\Delta t = t' - t$, а относительная

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{t'}{t} - 1. \quad (84)$$

Подставив в последнее выражение значения t_3 и t'_3 из (78) и (83), получим для случая заряда конденсатора:

$$\frac{\Delta t_3}{t_3} = \frac{\ln(1 - k/\xi)}{\ln(1 - k)} - 1. \quad (85)$$

Рассуждая аналогично для случая разряда конденсатора, получаем:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = -\frac{\ln \xi}{\ln k}. \quad (86)$$

На рис. 23 и 24 построены графики зависимостей (85) и (86) при постоянных значениях k , причем по оси абсцисс для удобства пользования графиками отложены непосредственно значения $\Delta E/E$ в процентах, полученные из выражения (82).

Сравним значения погрешностей, полученных с помощью точных выражений (85) и (86) (или из графиков рис. 23, 24), со значениями, полученными с помощью приближенных выражений (40) и (41) (или из графиков

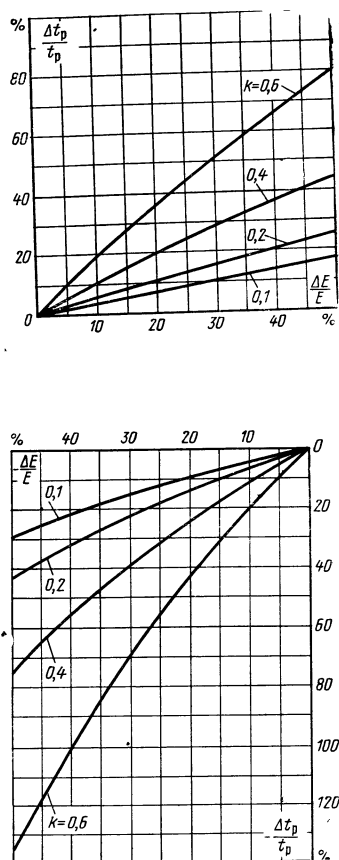


Рис. 24.

Таблица 2

Заряд конденсатора $\Delta E/E = \pm 10\%$

k	Значения погрешности $\Delta t/t$, %		
	Точное при $\Delta E/E = +10\%$	Приближенное при $\Delta E/E = \pm 10\%$	Точное при $\Delta E/E = -10\%$
0,2	—11	± 10	+12
0,4	—12	± 13	+15
0,6	—15	± 16	+19
0,8	—19	± 25	+37
0,9	—26	± 39	$+\infty$

Таблица 3

Заряд конденсатора $\Delta E/E = \pm 5\%$

k	Значения погрешности $\Delta t/t$, %		
	Точное при $\Delta E/E = +5\%$	Приближенное при $\Delta E/E = \pm 5\%$	Точное при $\Delta E/E = -5\%$
0,2	—5,75	$\pm 5,5$	+5,75
0,4	—6,5	$\pm 6,55$	+7,5
0,6	—7,5	$\pm 8,16$	+9,0
0,8	—11	$\pm 12,4$	+15
0,9	—14	$\pm 19,8$	+29

рис. 19, 20). Результаты сравнения представлены в табл. 2—5.

Как видно в случае разряда конденсатора, результаты, полученные с помощью точного и приближенного выражений, весьма близки, особенно в области значений $k = 0,1 \div 0,4$, представляющих наибольший практический интерес (при $t/\tau > 1$).

В случае же заряда конденсатора расчет погрешности выдержки времени с помощью приближенного выражения дает большие ошибки, особенно при значениях $\Delta E/E < 0$ и $k \geq 0,8$. Так, уже при $\Delta E/E = -5\%$ и $k = 0,8$ (табл. 3) разница между приближенным и точным значением погрешности составляет примерно 17% (12,4 и 15%).

На основании изложенного можно сделать вывод о применимости приближенных выражений: в случае заряда конденсатора приближенными выражениями можно пользоваться при $\Delta E/E \leq 10\%$ и $k \leq 0,8$, а в случае разряда — при $\Delta E/E \leq 20\%$ и любых значениях k .

Таблица 4

Разряд конденсатора $\Delta E/E = \pm 10\%$

k	Значения погрешности $\Delta t/t$, %		
	Точное при $\Delta E/E = +10\%$	Приближенное при $\Delta E/E = \pm 10\%$	Точное при $\Delta E/E = -10\%$
0,1	+4,13	$\pm 4,34$	-4,58
0,2	+5,93	$\pm 6,22$	-6,55
0,4	+10,4	$\pm 10,91$	-11,5
0,6	+18,7	$\pm 19,7$	-20,6
0,8	+42,7	$\pm 44,8$	-47,3

Таблица 5

Разряд конденсатора $\Delta E/E = \pm 20\%$

k	Значения погрешности $\Delta t/t$, %		
	Точное при $\Delta E/E = +20\%$	Приближенное при $\Delta E/E = \pm 20\%$	Точное при $\Delta E/E = -20\%$
0,1	+7,92	$\pm 8,68$	-9,7
0,2	+11,3	$\pm 12,44$	-13,9
0,4	+12,9	$\pm 21,82$	-24,3
0,6	+35,7	$\pm 39,4$	-43,6
0,8	+82	$\pm 89,6$	-100

Выведем точные выражения для определения погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания УФВ.

Выдержку времени при напряжении срабатывания УФВ $u_{\text{ср}}$ обозначим t , а выдержку времени при напряжении срабатывания УФВ ($u_{\text{ср}} \pm \Delta u_{\text{ср}}$) через t' . Тогда в соответствии с выражением (35) в случае заряда конденсатора можно написать:

$$t_3 = -\tau \ln(1-k) \quad (87)$$

и

$$t'_3 = -\tau \ln(1-k'), \quad (88)$$

где

$$k' = \frac{u_{\text{ср}} \pm \Delta u_{\text{ср}}}{E}. \quad (89)$$

Деля числитель и знаменатель последнего выражения на E и учитывая, что $E = u_{\text{ср}}/k$, получаем:

$$k' = k \left(1 \pm \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{ср}}} \right) = k\gamma, \quad (90)$$

где

$$\gamma = 1 + \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{ср}}} \quad (91)$$

Подставив выражение (90) в выражение (88), получим:

$$t'_3 = -\tau \ln(1 - k\gamma) \quad (92)$$

Относительную погрешность выдержки времени для случая заряда конденсатора найдем, подставив в выражение (84) значения t_3 и t'_3 из (87) и (92):

$$\frac{\Delta t_3}{t_3} = \frac{\ln(1 - k\gamma)}{\ln(1 - k)} - 1 \quad (93)$$

Рассуждая аналогично для случая разряда конденсатора, получаем:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = \frac{\ln \gamma}{\ln k} \quad (94)$$

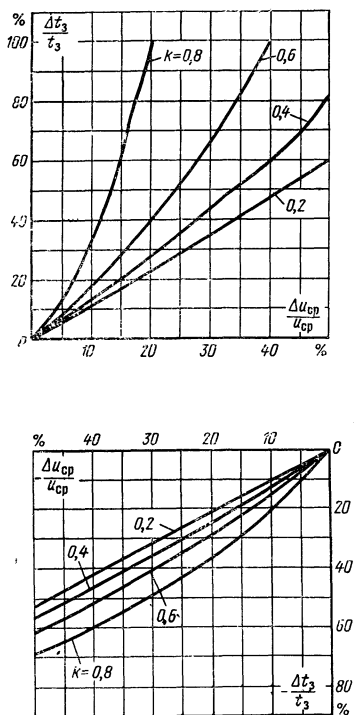


Рис. 25.

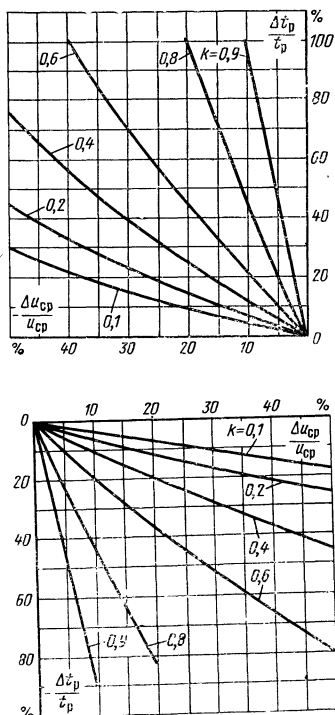


Рис. 26.

Сравнивая выражения (93) с (85) и (94) с (86), нетрудно видеть, что при $\gamma=1/\xi$ наступает равенство этих выражений.

На рис. 25 и 26 построены графики зависимостей (93) и (94) при $k=\text{const}$, которыми можно пользоваться при расчете реле времени, причем по оси абсцисс для удобства пользования графиками отложены непосредственно значения $\Delta u_{\text{ср}}/u_{\text{ср}}$ в процентах, полученные с помощью выражения (91).

Для расчета реле времени могут быть также полезны точные выражения для определения погрешности выдержки времени в функции коэффициента k при постоянном отношении $\Delta u_{\text{ср}}/E$. Выведем эти выражения.

Преобразуем выражение (89) следующим образом:

$$k' = \frac{u_{\text{ср}}}{E} \pm \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E} = k \pm \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E}.$$

К правой части полученного равенства прибавим и отнимем 1:

$$k' = k - 1 + \left(1 \pm \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E}\right) = k - 1 + \sigma,$$

где

$$\sigma = 1 \pm \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E}.$$

Полученное значение k' подставим в выражение (88):

$$t'_3 = -\tau \ln(2 - k - \sigma). \quad (95)$$

Относительную погрешность выдержки времени в случае заряда конденсатора найдем, подставив выражения (87) и (95) в (84):

$$\frac{\Delta t_3}{t_3} = \frac{\ln(2 - k - \sigma)}{\ln(1 - k)} - 1. \quad (96)$$

Рассуждая аналогично для случая разряда конденсатора, получаем:

$$\frac{\Delta t_p}{t_p} = \frac{\ln(k - 1 + \sigma)}{\ln k} - 1. \quad (97)$$

На рис. 27 и 28 построены графики зависимостей (96) и (97) при $\Delta u_{\text{ср}}/E = \text{const}$. Там же нанесены графики, рассчитанные с помощью приближенных выражений (53) и (54) для двух значений $\Delta u_{\text{ср}}/E = 10\%$ и 20% . Как видно из этих графиков, при $\Delta u_{\text{ср}}/E = 10\%$ приближенные и

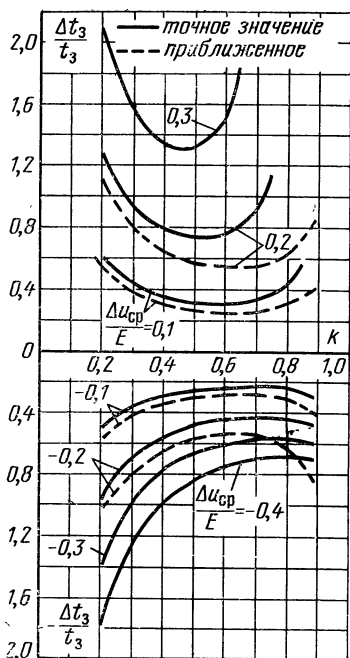


Рис. 27.

точные выражения хорошо совпадают. Однако при $\Delta u_{cp}/E = 20\%$ разница уже большая. Поэтому приближенными выражениями следует пользоваться лишь при $\Delta u_{cp}/E \leq 10\%$.

В заключение данного параграфа выведем точное выражение для относительной погрешности выдержки времени из-за погрешностей сопротивления резистора R и емкости конденсатора C .

Выдержку времени при значении $\tau = RC$ обозначим t , а выдержку времени при значении $\tau' = (R + \Delta R)(C + \Delta C)$ через t' . Тогда на основании выражения (35) и (84) можно написать:

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{(R + \Delta R)(C + \Delta C)}{RC} - 1. \quad (98)$$

Очевидно, что полученное выражение справедливо как в случае заряда, так и в случае разряда конденсатора.

Раскроем скобки и приведем к общему знаменателю правую часть этого выражения:

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{R\Delta C + C\Delta R + \Delta R\Delta C}{RC}.$$

Затем числитель и знаменатель правой части разделим на RC :

$$\frac{\Delta t}{t} = \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \frac{\Delta R}{R}.$$

Величины $\Delta C/C$ и $\Delta R/R$, являющиеся относительными погрешностями соответственно емкости конденсатора C и сопротивления резистора R , обозначим:

$$\frac{\Delta C}{C} = \gamma_C; \quad \frac{\Delta R}{R} = \gamma_R.$$

Тогда

$$\frac{\Delta t}{t} = \gamma_R + \gamma_C + \gamma_R \gamma_C. \quad (99)$$

Сравним это выражение с приближенными (69) и (70). Как видно, суммарная погрешность, рассчитанная с помощью точного выражения, отличается наличием члена $\gamma_R \gamma_C$, равного произведению относительных погрешностей конденсатора и резистора. В случае малых величин погрешностей $\gamma_R \gamma_C$ член $\gamma_R \gamma_C$ мал и для расчета можно пользоваться приближенным выражением. Так, например, при $\gamma_R = \gamma_C = 0,05$ (5%) разница расчета суммарной погрешности с помощью точного и приближенных выражений составляет всего 0,0025 (0,25%). Однако по мере увеличения погрешностей эта разница возрастает: так, при $\gamma_R = \gamma_C = 0,1$ (10%) она равна 0,01 (1%), а при $\gamma_R = \gamma_C = 0,2$ (20%) уже 0,04 (4%), и в этом случае расчет с помощью приближенного выражения может привести к значительным ошибкам.

На практике погрешности γ_R и γ_C могут быть как положительными, так и отрицательными [например, температурные коэффициенты сопротивления (ТКЕ) и емкости (ТКС)]. В случае разного знака погрешностей они, как это следует из выражения (99), компенсируют друг друга. Найдем условие нулевой погрешности (условие полной компенсации), для чего правую часть выражения (99) приравняем нулю:

$$\gamma_R + \gamma_C + \gamma_R \gamma_C = 0,$$

откуда

$$\gamma_C = -\frac{\gamma_R}{1 + \gamma_R}; \quad \gamma_R = -\frac{\gamma_C}{1 + \gamma_C}. \quad (100)$$

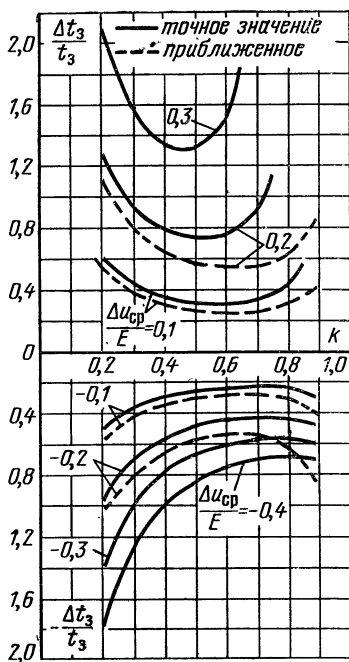


Рис. 28.

Из полученных выражений следует, что равенство $|\gamma_R| = |-\gamma_C|$ не обеспечивает полной компенсации погрешности $\Delta t/t$. Так, например, при $\gamma_R = +0,25$, $\gamma_C = -0,25$ погрешность $\Delta t/t = -0,0625$ ($-6,25\%$), а при $|\gamma_R| = |-\gamma_C| = 0,3$ $\Delta t/t = -0,09$ (-9%).

Для получения полной компенсации γ_R и γ_C должны быть связаны зависимостью (100). Так, например, для получения полной компенсации при $\gamma_R = +0,25$ погрешность γ_C должна быть равна:

$$\gamma_C = -\frac{0,25}{1 + 0,25} = -0,2.$$

Действительно, в этом случае

$$\frac{\Delta t}{t} = 0,25 - 0,2 - 0,05 = 0.$$

Из выражения (99) и приводимых примеров следует, что для получения полной компенсации отрицательная погрешность должна быть всегда меньше положительной, так как при разных знаках погрешностей член $\gamma_R \gamma_C$ всегда отрицателен и, следовательно, суммируется с отрицательной погрешностью. Вышеизложенное следует учитывать при конструировании конденсаторных реле времени, предназначенных для работы в широком диапазоне температур, когда для получения минимальной температурной погрешности выдержки времени резистор R и конденсатор C выбираются с разными по знаку температурными коэффициентами.

6. Погрешность выдержки времени реле с интегрирующим усилителем

Выдержка времени реле с интегрирующим усилителем определяется выражением (см. § 3)

$$t_{\text{и}} = \tau \frac{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}},$$

в которое входят независимые параметры $u_{\text{вых.н}}$, $u_{\text{ср}}$, $u_{\text{вх}}$, τ , и, следовательно, погрешность выдержки времени $\Delta t_{\text{и}}$ будет определяться погрешностями этих параметров $\Delta u_{\text{вых.н}}$, $\Delta u_{\text{ср}}$, $\Delta u_{\text{вх}}$, $\Delta \tau$.

Очевидно, что погрешность постоянной времени $\tau = RC$ вызывает в данном случае погрешность выдержки времени такую же, как и в конденсаторном реле без интегрирующего усилителя, так как функции, связываю-

шие t и τ , в обоих случаях одинаковы. Поэтому все сказанное в § 5 в отношении обычных конденсаторных реле времени в полной мере относится и к рассматриваемому случаю. Влияние же погрешностей остальных параметров необходимо рассмотреть, так как функции, связывающие их с выдержкой времени, другие.

Положим, что величины погрешностей параметров значительно меньше величин самих параметров: $\Delta u_{\text{вых.н}} \ll u_{\text{вых.н}}$, $\Delta u_{\text{вх}} \ll u_{\text{вх}}$, $\Delta u_{\text{ср}} \ll u_{\text{ср}}$. Тогда абсолютную погрешность выдержки времени с достаточной точностью можно будет определить как сумму частных дифференциалов по отдельным параметрам:

$$\Delta t_{\text{н}} = \frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{вых.н}}} \Delta u_{\text{вых.н}} + \frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{ср}}} \Delta u_{\text{ср}} + \frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{вх}}} \Delta u_{\text{вх}}. \quad (101)$$

Найдем частную производную $\partial t_{\text{н}} / \partial u_{\text{вых.н}}$:

$$\frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{вых.н}}} = \tau \left(\frac{u_{\text{вых.н}}}{u_{\text{вх}}} - \frac{u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}} \right)' = \tau \frac{1}{u_{\text{вх}}}.$$

Абсолютная погрешность выдержки времени из-за погрешности $\Delta u_{\text{вых.н}}$ будет равна:

$$\Delta t_{\text{н}}^{\text{I}} = \frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{вых.н}}} \Delta u_{\text{вых.н}} = \tau \frac{\Delta u_{\text{вых.н}}}{u_{\text{вх}}},$$

а относительная

$$\frac{\Delta t_{\text{н}}^{\text{I}}}{t_{\text{н}}} = \frac{\Delta u_{\text{вых.н}}}{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}. \quad (102)$$

Из последнего выражения следует, что относительная погрешность выдержки времени из-за погрешности начального выходного напряжения интегратора $u_{\text{вых.н}}$ обратно пропорциональна величине напряжения интегрирования $(u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}})$. Чем больше напряжение интегрирования, тем меньше погрешность выдержки времени при одной и той же величине погрешности $\Delta u_{\text{вых.н}}$.

Найдем частную производную $\partial t_{\text{н}} / \partial u_{\text{ср}}$:

$$\frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{ср}}} = \tau \left(\frac{u_{\text{вых.н}}}{u_{\text{вх}}} - \frac{u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}} \right)' = -\tau \frac{1}{u_{\text{вх}}}.$$

Как видно, она отличается от производной $\partial t_{\text{н}} / \partial u'_{\text{вых.н}}$ только знаком. Следовательно, по аналогии для относительной погрешности выдержки времени из-за погрешности напряжения срабатывания можно написать:

$$\frac{\Delta t_{\text{н}}''}{t_{\text{н}}} = -\frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}. \quad (103)$$

Из последнего выражения следует, что погрешность напряжения срабатывания $\Delta u_{\text{ср}}$ вызывает погрешность выдержки времени, противоположную по знаку той, которую вызывает погрешность $\Delta u_{\text{вых.н}}$. Кроме того, погрешность выдержки времени в этом случае также обратно пропорциональна величине напряжения интегрирования $(u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}})$.

Найдем относительную погрешность выдержки времени из-за погрешности входного напряжения $\Delta u_{\text{вх}}$. Частная производная $\partial t_{\text{н}} / \partial u_{\text{вх}}$ равна:

$$\frac{\partial t_{\text{н}}}{\partial u_{\text{вх}}} = -\tau \frac{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}^2},$$

абсолютная погрешность выдержки времени

$$\Delta t_{\text{н}}^{\text{III}} = -\tau \frac{(u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}) \Delta u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}^2},$$

а относительная

$$\frac{\Delta t_{\text{н}}^{\text{III}}}{t_{\text{н}}} = -\frac{\Delta u_{\text{вх}}}{u_{\text{вх}}}. \quad (104)$$

Следовательно, относительная погрешность входного напряжения вызывает численно равную ей и противоположную по знаку относительную погрешность выдержки времени.

Как было отмечено в § 3, основной характеристикой любого усилителя постоянного тока является величина дрейфа его нулевого сигнала. Обозначим величину дрейфа нулевого сигнала, приведенную к входу усилителя, через $\Delta u_{\text{вх.д}}$. Тогда входное напряжение интегратора можно представить в виде $u_{\text{вх}} \pm \Delta u_{\text{вх.д}}$. Как видно, напряжение дрейфа в зависимости от своего знака складывается или вычитается с полезным входным сигналом $u_{\text{вх}}$, что вызывает погрешность выдержки времени. В соответствии с выражением (104) эта погрешность будет равна:

$$\frac{\Delta t_{\text{н}}^{\text{III}}}{t_{\text{н}}} = -\frac{\Delta u_{\text{вх.д}}}{u_{\text{вх}}}.$$

Следовательно, именно величина $\Delta u_{\text{вх.д}}$ ограничивает возможность увеличения выдержки времени реле време-

ни с интегрирующим усилителем при заданной точности выдержки времени и заданных габаритах реле времени. Действительно, напряжение интегрирования ($u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}$) для уменьшения погрешности выдержки времени и уменьшения габаритов реле времени в любом случае следует брать максимально возможной величины, которую допускает примененный УПТ. Для того чтобы увеличить выдержку времени реле времени с интегрирующим усилителем без увеличения его габаритов (не увеличивая емкости конденсатора), есть лишь один путь — уменьшать $u_{\text{вх}}$. (Увеличивать сопротивление резистора R нельзя, так как это приводит к увеличению дрейфа УПТ.) Однако отношение $\Delta u_{\text{вх.д}}/u_{\text{вх}}$ при этом увеличивается и, следовательно, погрешность выдержки времени возрастает.

Таким образом, чем меньше дрейф УПТ, тем большая выдержка времени может быть получена от реле времени с интегрирующим усилителем при одних и тех же его габаритах и одной и той же погрешности выдержки [конечно, при достаточной величине A , когда выполняется условие ($u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}$) $\ll A u_{\text{вх}}$].

Преимущество реле времени с интегрирующим усилителем перед обычным конденсаторным реле времени покажем на следующем примере.

Допустим, что в распоряжении конструктора имеются: конденсатор емкостью 15 мкф на напряжение 50 в, резистор с сопротивлением 1,0 Мом, УФВ с регулируемым напряжением срабатывания и погрешностью напряжения срабатывания ± 1 в, интегральный УПТ с коэффициентом усиления не менее 20 000, дрейфом, приведенным ко входу не более 50 мв, и выходным напряжением не менее ± 10 в (при сопротивлении, включенном между входом и нулем, не более 1,0 Мом). Такой усилитель является средним по качеству современным интегральным УПТ.

Выдержку времени реле времени с интегрирующим усилителем, собранного из указанных элементов, при $u_{\text{вх}} = 1$ в определим с помощью выражения (22):

$$t_{\text{и}} = \tau \frac{u_{\text{вых.н}} - u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{10 - (-10)}{1} 15 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = 300 \text{ сек},$$

а погрешность выдержки — с помощью выражений (103) и (104). Погрешностью установки нулевого выходного

напряжения и погрешностью постоянной времени пренебрегаем, так как первую практически всегда можно сделать достаточно малой, а вторая одинакова как в реле времени с интегрирующим усилителем, так и без него:

$$\frac{\Delta t_{\Pi}}{t_{\Pi}} = \frac{\Delta u_{\text{вх.л}}}{u_{\text{вх}}} + \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{u_{\text{вх.н}} - u_{\text{ср}}} = \frac{0,05}{1} + \frac{1}{20} = 0,1, \text{ или } 10\%.$$

Рассчитаем также с помощью выражения (19) погрешность выдержки времени вследствие конечного значения коэффициента усиления УПТ А

$$\delta_{\Pi} = 50 \frac{t_{\Pi}}{A\tau} = \frac{50 \cdot 300}{20\,000 \cdot 15} = 0,05\%.$$

Очевидно, что в данном случае этой погрешностью можно пренебречь. Следовательно, получили реле времени с выдержкой 300 сек и погрешностью $\pm 10\%$.

Посмотрим теперь, какую выдержку времени (с той же погрешностью), можно получить от конденсаторного реле времени без интегрирующего усилителя, используя заряд конденсатора, с теми же самыми элементами R и C и тем же самым УФВ, взяв источник питания с напряжением, равным рабочему напряжению конденсатора 50 в.

Определим отношение

$$\frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E} = \frac{1}{50} \frac{\delta}{\delta} = 0,02, \text{ или } 2\%.$$

Следовательно, отношение

$$\frac{\Delta t_3}{t_3} \bigg/ \frac{\Delta u_{\text{ср}}}{E} = B_{\text{из}} = \frac{10\%}{2\%} = 5.$$

Из графика рис. 21 определяем коэффициент k , соответствующий $B_{\text{из}} = 5$; $k = 0,92$. Затем по кривой $t_3/\tau = F(k)$, нанесенной на том же рис. 21, определим отношение t_3/τ , соответствующее $k = 0,92$; $t_3/\tau = 2,5$. Следовательно, выдержка времени равна $t = 2,5\tau = 2,5 \cdot 15 = 37,5$ сек. Таким образом, получили в случае реле времени с интегрирующим усилителем выдержку 300 сек, а в случае обыкновенного конденсаторного реле времени всего 37,5 сек, т. е. почти в 10 раз меньше. Габариты же обоих реле времени будут примерно одинаковы, так как

они в основном определяются габаритами конденсатора и габаритами УФВ. Габариты же интегрального УПТ по сравнению с габаритами этих элементов пренебрежимо малы (порядка 5×10 мм).

Рассчитаем, кроме того, погрешность выдержки времени обычного конденсаторного реле времени без интегратора с выдержкой времени, равной 300 сек, и тем же конденсатором 15 мкф 50 в, но с времязадающим резистором в 2 раза большей величины: $R = 2,0$ Мом. Увеличение сопротивления резистора, как правило, не связано с увеличением его размеров. Считаем, что сопротивление изоляции конденсатора $r_{из}$ велико и соотношение $R \ll r_{из}$ при $R = 2,0$ Мом выполняется, однако, интегральный УПТ не может нормально работать при сопротивлении на его входе, превышающем 1 Мом, так как при этом его характеристики резко ухудшаются.

В данном случае отношение $t_3/\tau = 10$. Из выражения (35) получим $k = 0,999955$. Из (42) $B_{ЭЗ} = 2222,1$. Погрешность выдержки времени рассчитаем с помощью выражения (44) $\Delta t_3/t_3 = 44,4$ или 4 440 %.

Полученная цифра говорит о нереальности создания конденсаторного реле времени с выдержкой 300 сек из указанных выше элементов. Даже если применить улучшенное УФВ с $\Delta u_{ср} = 0,1$ в, такое реле времени все равно будет нереально, так как его погрешность останется чрезмерно велика (444 %). Кроме того, в приведенном примере не учитывали погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания, которая при $k = 0,999955$ будет также очень большой.

Из последнего примера хорошо видно одно из главных преимуществ реле времени с интегрирующим усилителем, а именно независимость абсолютной погрешности выдержки времени от отношения t/τ , являющегося следствием того, что напряжение на выходе интегратора является линейной функцией времени, в то время как в обычной RC-цепи при увеличении отношения t/τ рост напряжения замедляется и абсолютная погрешность выдержки времени стремится к бесконечности.

В заключение следует отметить, что вопрос целесообразности применения интегрирующего усилителя в реле времени должен решаться в каждом конкретном случае, исходя из требований, предъявляемых к реле времени: выдержки времени, погрешности, габаритов, стоимости и условий эксплуатации.

7. Влияние сопротивления, шунтирующего времязадающий конденсатор, на работу реле времени

До сих пор пренебрегали шунтирующим действием сопротивления изоляции времязадающего конденсатора, входного сопротивления УФВ и других сопротивлений, включенных параллельно обкладкам конденсатора. На рис. 17 эти сопротивления были представлены в виде одного резистора r , подключенного параллельно обкладкам конденсатора C , и все ранее сделанные выводы были в предположении, что $r \gg R$. В большинстве практических случаев это действительно так, и расчет реле времени при этом упрощается. Кроме того, соотношение $r \gg R$ в значительной степени способствует повышению точности работы реле времени, так как устраняется дополнительный источник погрешности Δr . Однако в некоторых случаях эта погрешность может иметь место, когда величины r и R становятся соизмеримы, например при повышенной температуре, когда сопротивление изоляции конденсатора уменьшается, и тогда пренебрегать шунтирующим действием резистора r уже нельзя, так как это может привести к очень большим ошибкам в расчете. Выясним влияние конечной величины резистора r (см. рис. 17) на выдержку времени конденсаторного реле времени.

Сначала рассмотрим случай заряда конденсатора. Во-первых, из рис. 17,а следует, что установившееся значение напряжения на конденсаторе при $R \approx r$ не может быть равно напряжению источника питания E , а всегда меньше его:

$$E' = E \frac{r}{R + r}. \quad (105)$$

Однако максимальное значение тока в цепи в момент включения выключателя B , когда конденсатор C полностью разряжен, не зависит от величины r . Оно равно E/R .

Поэтому эквивалентная рассматриваемой будет такая схема, в которой источник питания имеет напряжение E' , а ток в начальный момент равен E/R . Поэтому величину эквивалентного зарядного сопротивления R_0 можно определить из соотношения $E'/R_0 = E/R$, подставив в это соотношение значение E' из (105) и решив его от-

носителем R_3 :

$$R_3 = \frac{rR}{r+R}. \quad (106)$$

Из последнего выражения следует, что при наличии шунтирования зарядное сопротивление уменьшается и делается равным результирующему сопротивлению параллельно включенных резисторов r и R .

Обозначим отношение

$$\frac{r}{r+R} = \gamma_{ш} \quad (107)$$

и назовем его коэффициентом шунтирования. Тогда выражения (105) и (106) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} E' &= E\gamma_{ш}; \\ R_3 &= R\gamma_{ш}, \end{aligned} \right\} \quad (108)$$

и постоянная времени цепи заряда будет равна:

$$\tau_{ш} = R_3 C = R\gamma_{ш} C = \tau\gamma_{ш}. \quad (109)$$

Подставив в выражение (35) значения $E = E'$ из (108) и $\tau = \tau_{ш}$ из (109), получим выражение для определения выдержки времени при наличии шунтирования:

$$t_{3.ш} = \tau\gamma_{ш} \ln \frac{1}{1 - k/\gamma_{ш}}. \quad (110)$$

Так как по определению $\gamma_{ш} < 1$ и уменьшается по мере увеличения шунтирования, то, как следует из выражения (110), наличие шунтирования уменьшает постоянную времени и увеличивает коэффициент использования напряжения питания в $\gamma_{ш}$ раз. Первый из перечисленных факторов стремится уменьшить выдержку времени, а второй увеличить. Выясним, как же при этом изменяется выдержка времени.

Продифференцируем выражение (110) по переменной $\gamma_{ш}$ и производную приравняем нулю:

$$\frac{dt_{3.ш}}{d\gamma_{ш}} = -\tau \left[\ln \frac{\gamma_{ш} - k}{\gamma_{ш}} + \frac{k}{\gamma_{ш} - k} \right] = 0.$$

Так как $\tau \neq 0$, то

$$\ln \frac{\gamma_{ш} - k}{\gamma_{ш}} = -\frac{k}{\gamma_{ш} - k}. \quad (111)$$

Чтобы решить полученное уравнение, преобразуем его правую часть следующим образом:

$$-\frac{k}{\gamma_m - k} = \frac{k - \gamma_m + \gamma_m}{k - \gamma_m} = 1 - \frac{\gamma_m}{\gamma_m - k}$$

и обозначим:

$$\frac{\gamma_m - k}{\gamma_m} = u. \quad (112)$$

Тогда выражение (111) будет иметь вид $\ln u = 1 - 1/u$.
Затем обозначим:

$$\ln u = x \quad (113)$$

и перепишем выражение (111) в виде

$$x - 1 + e^{-x} = 0. \quad (114)$$

Полученное уравнение является частным случаем уравнения

$$x - 1 + e^{-x} = y \text{ при } y = 0. \quad (115)$$

Исследуем это уравнение на максимум и минимум, для чего продифференцируем его по переменной x и производную приравняем нулю:

$$\frac{dy}{dx} = 1 - e^{-x} = 0; \quad e^{-x} = 1; \quad x = 0.$$

Следовательно, выражение (115) имеет только один экстремум: $x = 0$. Найдем вторую производную (115):

$$\frac{d^2y}{dx^2} = e^{-x}.$$

Так как $e^{-x} > 0$, то найденный экстремум при $x = 0$ является минимумом функции $y(x)$. Значение $x = 0$ подставим в (113):

$$\ln u = 0 \text{ или } u = 1$$

и затем заменим u его значением из выражения (112):

$$\frac{\gamma_m - k}{\gamma_m} = 1.$$

Полученное выражение, очевидно, справедливо только при $k = 0$, причем для любых значений γ_m . Следовательно, и выражение (111) справедливо только при $k = 0$, а при $k \neq 0$ решения не имеет. Иначе говоря, при $k \neq 0$ нет такого значения γ_m , при котором удовлетворялось бы выражение (111). Поскольку $k = 0$ означает $t_{a.m} = 0$, сле-

довательно, функция $t_{3.ш}(\gamma_{ш})$ монотонно изменяется при изменении $\gamma_{ш}$ в пределах от 1 до k .

Характер этого изменения определим, подставив в выражение (110) предельные значения $\gamma_{ш}$. Случай $\gamma_{ш}=1$ означает отсутствие шунтирования:

$$r = \infty, R/r = 0 \text{ и } \gamma_{ш} = \frac{r}{R+r} = 1.$$

Выдержка времени при этом равна:

$$t_3 = \tau \ln \frac{1}{1-k}.$$

При

$$\gamma_{ш} = k \ln \frac{1}{1-k/\gamma_{ш}} = \ln \frac{1}{0} = \ln \infty = +\infty,$$

и выдержка времени равна:

$$t_{3.ш} = \tau k (+\infty) = \infty.$$

Следовательно, выдержка времени конденсаторного реле времени, использующего заряд конденсатора, монотонно увеличивается по мере увеличения шунтирования (по мере уменьшения $\gamma_{ш}$) от значения, которое она имела при отсутствии шунтирования, до бесконечности.

Обозначим в выражении (110) отношение $k/\gamma_{ш} = k_{ш}$, тогда это выражение примет вид:

$$t_{3.ш} = \tau k \frac{1}{k_{ш}} \ln \frac{1}{1-k_{ш}}. \quad (116)$$

Очевидно, что величина $k_{ш}$ есть коэффициент использования напряжения питания при наличии шунтирования.

На рис. 29 построен график зависимости (116) для значений $k_{ш}$ от 0,1 до 0,95, с помощью которого можно рассчитать выдержку времени конденсаторного реле времени, использующего заряд конденсатора при наличии шунтирования.

Исходными для расчета величинами являются k , τ , $\gamma_{ш}$. Порядок расчета следующий.

1. По известным значениям k и $\gamma_{ш}$ определяют коэффициент: $k_{ш} = k/\gamma_{ш}$.

2. Затем по графику рис. 29 находят величину A , соответствующую найденному значению $k_{ш}$.

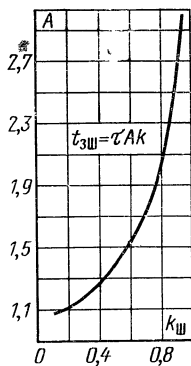


Рис. 29.

3. Выдержку времени вычисляют по формуле $t_{3.ш} = A\tau k$.

Как следует из графика рис. 29, величина A при постоянном значении k увеличивается с увеличением $k_{ш}$, что означает увеличение выдержки времени с увеличением шунтирования. Действительно, с увеличением шунтирования $\gamma_{ш}$ уменьшается, а $k_{ш}$ увеличивается; выдержка же времени пропорциональна коэффициенту $A = 1/k_{ш} \ln 1/(1-k_{ш})$, поэтому тоже увеличивается.

Рассмотрим влияние шунтирования при разряде конденсатора (рис. 30).

Если внутреннее сопротивление источника питания R_i значительно меньше сопротивления резистора r ($R_i \ll r$), первоначальное напряжение заряда конденсатора от величины r не зависит и равно напряжению источника питания E . Постоянная же времени цепи разряда при наличии шунтирования уменьшается так же, как и при заряде конденсатора, в $\gamma_{ш}$ раз. Эквивалентное

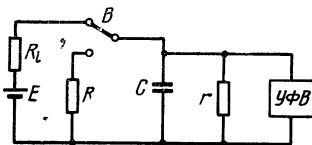


Рис. 30.

разрядное сопротивление, как видно из рис. 30, равно сопротивлению параллельно включенных резисторов r и R , т. е. $R_3 = rR/(r+R) = R\gamma_{ш}$, и постоянная времени равна:

$$\tau_{ш} = \tau\gamma_{ш}.$$

Коэффициент же использования напряжения питания $k = u_{ср}/E$ остается без изменения, так как оба напряжения $u_{ср}$ и E не изменяются. Следовательно, выдержка времени при разряде конденсатора вследствие наличия шунтирования уменьшается в $\gamma_{ш}$ раз:

$$t_{р.ш} = \tau\gamma_{ш} \ln \frac{1}{k}. \quad (117)$$

Если R_i соизмеримо с r , напряжение заряда конденсатора уменьшается в $r(r+R_i)$ раз, что вызовет увеличение коэффициента использования напряжения питания в $(r+R_i)/r$ раз и соответствующее (см. рис. 18) дополнительное уменьшение выдержки времени.

Рассмотрим влияние шунтирования в реле времени с перезарядом конденсатора (см. рис. 8). Положим, что $R_2 \ll r$. Тогда, очевидно, напряжение первоначального заряда конденсатора при наличии шунтирования не изменится и останется равным величине напряжения питания

+ E . Однако конденсатор теперь будет перезаряжаться не до напряжения $-E$, а до напряжения $E\gamma_{ш}$. Следовательно, этот случай можно рассматривать как разряд конденсатора от напряжения $E(1+\gamma_{ш})$ до нуля. Напряжение срабатывания УФВ при этом будет равно $E\gamma_{ш} + u'_{ср}$, а коэффициент использования напряжения питания

$$k_{ш} = \frac{\gamma_{ш} + u'_{ср}/E}{1 + \gamma_{ш}}. \quad (118)$$

Так как постоянная времени цепи разряда при наличии шунтирования уменьшается в $\gamma_{ш}$ раз, то выдержка времени реле времени с перезарядом конденсатора при наличии шунтирования будет определяться выражением

$$t_{н.з.ш} = \tau\gamma_{ш} \ln \frac{1 + \gamma_{ш}}{\gamma_{ш} + u'_{ср}/E}. \quad (119)$$

В частном случае при $u'_{ср}/E \ll \gamma_{ш}$ или при $u'_{ср} = 0$ последнее выражение принимает вид:

$$t_{н.з.ш} = \tau\gamma_{ш} \ln \frac{1 + \gamma_{ш}}{\gamma_{ш}}.$$

Сравним степень влияния шунтирования на выдержку времени в реле времени с зарядом, разрядом и перезарядом конденсатора, для чего обратимся к рис. 31, на котором построены графики зависимостей $t_{ш}/t = F(\gamma_{ш})$ для трех указанных случаев. Графики построены с помощью выражений (110), (117) и (119), причем значения k выбраны часто встречающимися на практике: при заряде конденсатора $k=0,63$, при разряде $k=0,37$ и перезаряде $k=0,5$ ($u'_{ср}=0$) и $k=0,35$ ($u'_{ср}/E=-0,3$).

Из рис. 31 видно, что наибольшее влияние на выдержку времени шунтирование конденсатора оказывает в реле времени, использующем заряд конденсатора; значительно меньше это влияние в реле времени с разрядом конденсатора и наименьшее в схеме с перезарядом конденсатора.

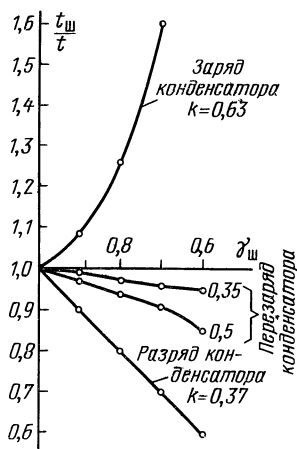


Рис. 31.

Последнее является важным преимуществом реле времени с перезарядом конденсатора, так как позволяет увеличивать выдержку времени за счет увеличения зарядного сопротивления, т. е. без увеличения габаритов реле времени.

Наименьшее изменение выдержки времени при наличии шунтирования в реле времени с перезарядом конденсатора можно объяснить тем, что при уменьшении $\gamma_{ш}$ первый сомножитель в выражении (119) $\tau\gamma_{ш}$ уменьшается, а второй $\ln 1/k_{ш}$ увеличивается, тем самым компенсируя уменьшение первого. (В выражении (110), определяющем выдержку времени реле времени с зарядом конденсатора, первый сомножитель при наличии шунтирования также уменьшается, а второй увеличивается, однако увеличивается во много раз быстрее, чем в данном случае, и выдержка времени поэтому резко возрастает.) Как видно из рис. 31, при $u'_{ср}=0$ полной компенсации не происходит, второй сомножитель (119) увеличивается недостаточно быстро и выдержка времени все же уменьшается.

Рассмотрим влияние величины $u'_{ср}$ на скорость изменения второго сомножителя выражения (119), для чего продифференцируем (118) по переменной $\gamma_{ш}$:

$$\frac{dk_{ш}}{d\gamma_{ш}} = \frac{E - u'_{ср}}{E(1 + \gamma_{ш})^2}.$$

Полученное выражение дает значение скорости изменения коэффициента $k_{ш}$ при изменении коэффициента шунтирования. Очевидно, что при $u'_{ср}>0$ скорость изменения $k_{ш}$ уменьшается, а при $u'_{ср}<0$ увеличивается. Следовательно, влияние шунтирования в реле времени с перезарядом конденсатора можно еще более уменьшить соответствующим выбором величины $u_{ср}<0$. Экспериментальные данные (рис. 31) подтверждают сделанный вывод. При этом, однако, следует иметь в виду, что в реле времени с перезарядом конденсатора при $u_{ср}\neq 0$ появляется погрешность выдержки времени из-за погрешности напряжения питания (74), и, следовательно, может возникнуть необходимость в стабилизации напряжения питания.

Если сопротивление резистора R_2 в схеме реле времени с перезарядом конденсатора (см. рис. 8) будет соизмеримо с сопротивлением, шунтирующим конденсатор, влияние шунтирования на выдержку времени увеличивается

ется. Так, например, если $R_1 = R_2$, то влияние шунтирования на выдержку времени будет таким же, как и в схеме с разрядом конденсатора (так как в этом случае k не будет зависеть от $\gamma_{ш}$). Кроме того, при этом увеличивается время готовности.

Выше было отмечено, что выполнение условия $r \gg R$ в значительной степени способствует повышению точности работы реле времени. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Сравнение выражений, определяющих выдержку времени без шунтирования (35) и (36) и при наличии шунтирования — выражения (110), (117) и (119), показывает, что в случае шунтирования в уравнениях появляется еще один независимый параметр $\gamma_{ш}$ и, следовательно, погрешность этого параметра будет вызывать дополнительную погрешность выдержки времени. Погрешность же коэффициента шунтирования $\gamma_{ш}$ в свою очередь определяется погрешностями независимых параметров r и R , функцией которых он является (107). Относительную погрешность коэффициента шунтирования найдем с помощью частных дифференциалов (107) по переменным r и R :

$$\frac{\Delta \gamma_{ш}}{\gamma_{ш}} = \frac{R/r}{R/r + 1} \left(\frac{\Delta r}{r} - \frac{\Delta R}{R} \right). \quad (120)$$

Последнее выражение (справедливое при заряде, разряде и перезаряде конденсатора) показывает, что наличие шунтирования вызовет дополнительную погрешность выдержки времени из-за погрешности резистора R , кроме той, которая была определена ранее выражением (69). Действительно, даже если $\Delta r = 0$, но $r \neq \infty$ и $\Delta R \neq 0$, то из выражения (120) следует, что

$$\frac{\Delta \gamma_{ш}}{\gamma_{ш}} = - \frac{R/r}{R/r + 1} \frac{\Delta R}{R}.$$

Погрешность же коэффициента шунтирования вызовет дополнительную погрешность выдержки времени.

Для уменьшения погрешности коэффициента шунтирования при постоянных значениях погрешностей $\Delta r/r$ и $\Delta R/R$ необходимо уменьшать отношение R/r , т. е. уменьшать шунтирование. При $r \gg R$ отношение $R/r \rightarrow 0$ и погрешность резко уменьшаются.

Относительную погрешность выдержки времени из-за погрешности коэффициента шунтирования определим с помощью частного дифференциала выражения (110) по переменной $\gamma_{\text{ш}}$:

$$\frac{\Delta t_{\text{з.ш}}}{t_{\text{з.ш}}} = \frac{\Delta \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}}} \left(1 - \frac{k_{\text{ш}}}{1 - k_{\text{ш}}} \frac{1}{\ln \frac{1}{1 - k_{\text{ш}}}} \right). \quad (121)$$

Сравнение этого выражения с (40), определяющим погрешность выдержки времени в функции погрешности напряжения питания, показывает, что второй член (121) по своему виду аналогичен второму сомножителю правой части (40) и отличается от него только величиной коэффициента k , который при наличии шунтирования увеличивается и принимает значение $k_{\text{ш}} = k/\gamma_{\text{ш}}$. Действительно, наличие шунтирования уменьшает напряжение заряда конденсатора в $\gamma_{\text{ш}}$ раз, а напряжение срабатывания УФВ $u_{\text{ср}}$ остается постоянным, следовательно, коэффициент $k = u_{\text{ср}}/E$ увеличивается в $\gamma_{\text{ш}}$ раз.

Таким образом, первый член выражения (121) учитывает погрешность выдержки времени вследствие изменения постоянной времени при изменении коэффициента шунтирования, а второй — вследствие происходящего при этом изменения напряжения заряда конденсатора.

Рассуждая аналогично для случая разряда конденсатора, можно прийти к выводу, что, так как напряжение заряда конденсатора остается в этом случае постоянным (имеется в виду, что $R_i \ll r$), второй член в выражении, определяющем погрешность выдержки времени, должен быть равен нулю и относительная погрешность времени должна быть численно равна относительной погрешности коэффициента шунтирования:

$$\frac{\Delta t_{\text{р.ш}}}{t_{\text{р.ш}}} = \frac{\Delta \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}}}. \quad (122)$$

Математические выкладки показывают, что это действительно так.

В случае перезаряда конденсатора погрешность выдержки времени определяется выражением

$$\frac{\Delta t_{\text{п.з.ш}}}{t_{\text{п.з.ш}}} = \frac{\Delta \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}}} \left(1 - \frac{\gamma_{\text{ш}} (1 + u'_{\text{ср}}/E)}{(1 - \gamma_{\text{ш}}) (\gamma_{\text{ш}} + u'_{\text{ср}}/E) \ln \frac{1 + \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}} + u'_{\text{ср}}/E}} \right), \quad (123)$$

которое при $u'_{\text{ср}} = 0$ принимает вид:

$$\frac{\Delta t_{\text{п.з.ш}}}{t_{\text{п.з.ш}}} = \frac{\Delta \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}}} \left(1 - \frac{1}{(1 - \gamma_{\text{ш}}) \ln \frac{1 + \gamma_{\text{ш}}}{\gamma_{\text{ш}}}} \right). \quad (124)$$

Выражениями (121)—(124) можно пользоваться для расчета погрешности конденсаторных реле времени из-за наличия шунтирования, если известны величины r и Δr и выполняются условия: $\Delta r \ll r$, $\Delta R \ll R$ и $\Delta \gamma_{\text{ш}} \ll \gamma_{\text{ш}}$ [так как выражения (121)—(124) получены с помощью частных дифференциалов].

Однако на практике учесть погрешность выдержки времени из-за наличия шунтирования затруднительно. Дело в том, что обычно неизвестно точное значение сопротивления изоляции конденсатора. В технических условиях на конденсаторы приводится, как правило, только его наименьшая величина (не менее, например, 100 *Мом*). Кроме того, в условиях эксплуатации в зависимости от окружающей температуры, влажности, срока службы и других внешних воздействий сопротивление изоляции одного и того же конденсатора может изменяться во много раз.

Входное сопротивление УФВ также не является точной величиной, оно оговаривается обычно только по нижнему пределу, и характер его изменения в большинстве случаев неизвестен.

Поэтому для получения приемлемой точности работы конденсаторного реле времени с зарядом или разрядом конденсатора, особенно если оно должно работать в диапазоне температур, величину резистора R следует выбирать значительно меньше величины сопротивления, шунтирующего обкладки времязадающего конденсатора. Исключение составляют лишь малоточные реле времени, предназначенные для работы в нормальных климатических условиях, габариты и масса которых жестко лимитированы.

В реле времени с перезарядом конденсатора сопротивление резистора R может быть увеличено до значений, соизмеримых с сопротивлением, шунтирующим конденсатор, при этом влияние шунтирования оказывается незначительным. Поэтому в случаях, когда реле времени предназначено для работы в широком диапазоне температур, а также в условиях повышенной влажности следует применять схему с перезарядом конденсатора.

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

8. Конденсаторы и резисторы

Рассмотрим параметры, а также основные типы современных конденсаторов и резисторов с точки зрения их применения для реле времени.

Основным параметром любого конденсатора являются его номинальная емкость и допускаемое отклонение емкости. Значение номинальной емкости маркируется на конденсаторе или указывается в сопроводительной документации. Истинное значение емкости конденсатора может отличаться от номинального не более чем на допускаемое отклонение, которое также маркируется на конденсаторе или оговаривается технической документацией, причем следует иметь в виду, что допускаемое отклонение не является характеристикой, определяющей качество конденсатора, как, например, стабильность его параметров, надежность и т. п. При выборе конденсатора для реле времени с тем или иным допуском необходимо учитывать только влияние этого допуска на номинальную выдержку времени. Номинальные емкости конденсаторов устанавливаются в соответствии с ГОСТ 2519-67.

Величина емкости конденсатора зависит от температуры вследствие зависимости от температуры диэлектрической проницаемости, линейного расширения металла обкладок и линейного расширения диэлектрика. Для некоторых типов конденсаторов (например, керамических, слюдяных, полистироловых) зависимость емкости от температуры приближается к линейной. В этом случае для оценки изменения емкости от температуры служит температурный коэффициент емкости ТКЕ, показывающий, насколько изменяется емкость при изменении температуры на 1°C :

$$\text{ТКЕ} = \frac{C_2 - C_1}{C_1(t_2 - t_1)}, \text{ град}^{-1},$$

где C_1 — емкость при температуре t_1 (обычно нормальной $25 \pm 10^\circ\text{C}$), C_2 — емкость при температуре t_2 (предельной — верхней или нижней).

Температурный коэффициент емкости обычно выражается в миллионных долях изменения емкости, отнесенных к градусу Цельсия ($10^{-6} \text{ град}^{-1}$). Температурный коэффициент емкости может быть положительным, отрицательным, а также закононеопределенным.

Для конденсаторов с явно выраженной нелинейной зависимостью емкости от температуры, а также для конденсаторов, точные сведения об изменении емкости которых не представляют практического интереса (например, электролитических, бумажных и металлобумажных), обычно приводится допускаемое относительное изменение емкости в интервале температур. В табл. 6 приведены значения допускаемых изменений емкости или ТКЕ для некоторых типов конденсаторов. Как видно, изменение емкости от температуры для отдельных типов конденсаторов может достигать значительной величины (10—15%).

Если обкладки конденсатора на малое время замкнуть накоротко, то напряжение на его обкладках после размыкания может опять увеличиться до некоторого значения. Это явление, свойственное конденсаторам с замедленной поляризацией (многослойным, с неоднородностями диэлектрика), называется абсорбцией электрических зарядов. Явление абсорбции можно объяснить следующим образом. При замыкании накоротко на малое время выводов обкладок конденсатора успевает полностью разрядиться только основная емкость, обусловленная быстрой поляризацией. Однако в диэлектрике, особенно в неоднородном на поверхностях раздела, на неоднородностях и в некоторых других случаях [Л. 11] накапливаются объемные заряды, на образование которых затрачивается значительное время, измеряемое иногда десятками минут. За короткое время закорачивания обкладок конденсатора объемные заряды не успевают исчезнуть полностью и после размыкания создают на выводах конденсатора некоторое напряжение.

Величину абсорбции количественно характеризуют коэффициентом абсорбции (%):

$$K_a = \frac{u_2}{u_1} 100,$$

где u_1 — напряжение на обкладках конденсатора до закорачивания; u_2 — напряжение, восстановившееся на конденсаторе через 3 мин после того, как он был закорочен в течение 5 сек.

Таким образом, коэффициент абсорбции показывает, какая часть общего заряда, запасенная диэлектриком при его поляризации, участвует в процессе восстановления напряжения. Коэффициент абсорбции мало зависит от изменения напряжения заряда конденсатора и сильно зависит от температуры. По данным [Л. 55] для металlobумажных конденсаторов он увеличивается в 6—8 раз при повышении температуры до 50—55 °С.

В реле времени многократного действия, использующих заряд конденсатора, явление абсорбции приводит к тому, что первая после включения выдержка значительно превышает последующие. Для устранения этого недостатка приходится закорачивать конденсатор после каждой выдержки на более длительное время.

В реле времени, использующих разряд конденсатора, явление абсорбции приводит к тому, что первая после включения выдержка времени оказывается меньше последующих. Для устранения этого явления приходится увеличивать время предварительного заряда конденсаторов.

Однако оба указанных пути приводят к увеличению времени готовности к следующей выдержке и поэтому не всегда приемлемы.

Необходимая степень увеличения времени разряда или заряда конденсатора зависит от коэффициента абсорбции конденсатора и требований к точности выдержки времени.

В реле времени однократного действия, использующих заряд конденсатора, явление абсорбции обычно не вызывает нежелательных результатов, так как всегда имеется возможность конденсатор перед началом работы реле времени длительное время держать в закороченном состоянии.

В реле времени однократного действия, использующих разряд конденсатора, возможности достаточно длительного предварительного заряда конденсатора обычно нет, и отрицательное влияние абсорб-

Таблица 6

Допускаемое изменение емкости в интервале температур

Тип конденсатора	Тип диэлектрика	Допускаемые изменения емкости, %, или ТКЕ	
		При крайних значениях температуры, °С	К концу срока службы или хранения
КБГ	Бумага, пропитанная вазелином	± 5 ± 10 $+70$ -60	± 10
МБГ МБГО	Бумага, пропитанная церезином	± 5 -15 $+60$ -60	± 10
МБГН	То же	$+2$; -10 -10 $+70$ -50	± 5
М	То же	± 10 -15 $+70$ -60	$+25$ -10
МПГО	Полистирольная пленка	ТКЕ, $-150 \cdot 10^{-6}$ ± 60	± 2
К71-3	То же	ТКЕ, $-120 \cdot 10^{-6}$ $+100 \div -60$	± 5
ПМГП	Полиэтилен-терефталатная пленка	$+3$; -2 -10 $+85$ -60	± 10
К72П-6	Пленка фторопласт 4	ТКЕ, $(+50 \div -200) \times$ $\times 10^{-6}$ $+200 \div -60$	± 10
К76П-1	Полярная лакопленка	$+6$ -10 $+70$ -60	± 10
К77-1	Поликарбонатная пленка	ТКЕ, $+ (50 \pm 50) \times$ $\times 10^{-6}$ $-2,5$ $+20 \div +125$ $+20 \div -60$	± 5

ции остается: выдержка времени зависит от времени предварительного заряда конденсатора.

В [Л. 53] описывается метод, позволяющий в значительной степени уменьшить погрешность реле времени, вызванную токами абсорбции конденсатора. Сущность метода состоит в том, что время-задающий конденсатор заряжается в течение определенного, фиксированного отрезка времени. Это достигается применением вспомогательного реле времени с малой выдержкой: длительность заряда основного конденсатора не превышает 150—160 м·сек, и токи абсорбции не успевают существенно измениться. Реле времени, использующее указанный метод [Л. 53], отличается высокой температурной стабильностью.

После окончания процесса заряда конденсатора проходящий через него ток принимает некоторое конечное значение, называемое током утечки. Величина тока утечки обусловлена наличием в диэлектрике свободных ионов, различных полупроводящих включений, а также проводимостью участка поверхности конденсатора между выводами.

Отношение величины приложенного к конденсатору постоянного напряжения E к величине тока утечки $i_{ут}$, измеренного через 1 мин (для электролитических конденсаторов через 10 мин) после установления на конденсаторе напряжения E , определяет сопротивление изоляции конденсатора $r_{из} = E/i_{ут}$.

Минимальные значения сопротивлений изоляции ($Mом$) при нормальной температуре для различных типов конденсаторов следующие:

Для пленочных и металлопленочных	10^8
Для бумажных	$10^3—10^5$
Для металлобумажных	$10^3—10^4$
Для слюдяных	$0,7 \cdot 10^4—2 \cdot 10^4$
Для керамических	$10^2—10^3$

Наиболее удобной характеристикой конденсатора с точки зрения его использования в реле времени является постоянная времени конденсатора τ_c , равная произведению сопротивления изоляции в мегаомах на емкость в микрофарадах. Постоянная времени позволяет решить вопрос о возможности применения конденсатора в реле времени. Для конденсаторов емкостью более 0,2 мкф (кроме электролитических) в справочниках, ТУ, ГОСТ обычно указывается именно постоянная времени, однако для электролитических конденсаторов обычно указывается величина тока утечки при определенном напряжении. В этом случае постоянная времени может быть вычислена по формуле

$$\tau_c = \frac{EC}{i_{ут}},$$

где $i_{ут}$ — ток утечки, мка; E — напряжение, в; C — емкость, мкф.

При повышении температуры конденсатора в диэлектрике увеличивается число носителей зарядов и их скорость, что приводит к снижению сопротивления изоляции, увеличению тока утечки и уменьшению постоянной времени. При повышении температуры емкость большинства конденсаторов увеличивается, однако сопротивление изоляции уменьшается в большей степени.

Соппротивление изоляции конденсатора может также снижаться к концу срока службы или хранения, а также при воздействии на конденсатор повышенной влажности. Поэтому обычно указываются значения постоянной времени конденсатора при нормальной температуре, предельно повышенной, к концу срока службы или хранения, а иногда и в условиях повышенной влажности (например, для конденсатора МБГТ).

Минимальные значения постоянных времени ($Mom \cdot мкф$) в нормальных условиях для различных типов конденсаторов следующие:

Металлобумажные	200—1 000
Бумажные	2 000—4 000
Металлопленочные	4 000—10 000
Лакопленочные	100—500
Электролитические танталовые объемно-пористые	200—500
Оксиднополупроводниковые	70—120

В отличие от конденсаторов других типов ток утечки, а значит и сопротивление изоляции и постоянная времени электролитических конденсаторов, сильно зависят от времени, в течение которого конденсатор находился в обесточенном состоянии. При включении электролитического конденсатора под номинальное рабочее напряжение ток утечки быстро убывает в течение первых десятков секунд, затем скорость убывания тока утечки замедляется, однако медленное убывание его может продолжаться в течение нескольких часов.

Возрастание тока утечки после длительного хранения электролитических конденсаторов в обесточенном состоянии вызывается тем, что рабочие электролиты в зависимости от их состава и консистенции в большей или меньшей степени взаимодействуют с оксидным слоем, частично разрушая его и заполняя имеющиеся и возникающие в нем поры.

Процессы ослабления оксидного слоя на аноде, вызывающие увеличение тока утечки после длительного хранения, принято называть «расформовкой». В связи с электрохимическим характером процесса «расформовки» повышение температуры при хранении резко ускоряет этот процесс. В алюминиевых электролитических конденсаторах вследствие высокой химической активности алюминия процессы расформовки выражены гораздо сильнее, чем у танталовых электролитических конденсаторов. Высокая химическая стойкость тантала и окиси тантала делает возможным продолжительное хранение электролитических конденсаторов с танталовыми анодами даже при повышенных температурах.

Явление расформовки электролитических конденсаторов ограничивает их применение лишь для реле времени низкой точности. Дело в том, что вследствие резкой зависимости тока утечки от времени для определенности принято характеризовать эти конденсаторы теми значениями тока утечки, которые устанавливаются через 10 мин после включения конденсатора под номинальное напряжение. Эти значения тока утечки обычно и приводятся в технических условиях на электролитические конденсаторы. Первоначальная же величина тока утечки, а также характер его изменения в течение первых 10 мин после включения не нормируются и, следовательно, не могут быть учтены при конструировании реле времени, например, путем соответствующего уменьшения зарядного сопротивления. Поэтому первая после включения выдержка времени реле с электролитиче-

ским конденсатором может значительно отличаться от последующих (в случае заряда конденсатора быть больше, а в случае разряда меньше) и реле времени фактически может оказаться неработоспособным. Дело усугубляется еще и тем, что начальные величины токов утечек у однотипных электролитических конденсаторов, изготовленных на разных заводах или на одном заводе, но различных партий, могут значительно отличаться друг от друга в зависимости от чистоты исходных материалов, технологии производства и т. п. Следовательно, даже такой возможный путь, как измерение начального значения тока утечки у большого количества конденсаторов и затем учет полученных статистических данных при разработке реле времени, не может дать желаемых результатов, особенно если реле времени предназначается для серийного производства.

Отсутствие в оксиднополупроводниковых конденсаторах электролита и герметизация корпуса делают эти конденсаторы гораздо более стабильными, нежели электролитические с точки зрения сохранения параметров при длительном хранении. Процессы расформовки и сопутствующее им возрастание тока утечки при длительном хранении, по-видимому, совершенно не имеют места в этих конденсаторах [Л. 12].

Важным параметром конденсатора является его удельная емкость, т. е. емкость, отнесенная к единице объема конденсатора (мкф/см^3). Так как габариты реле времени в большой степени определяются габаритами примененного в нем конденсатора, то можно утверждать, что чем больше удельная емкость конденсатора, тем большую выдержку можно получить от реле времени при меньших его габаритах. Максимальные значения удельных емкостей (мкф/см^3) для различных типов конденсаторов следующие:

Бумажные	0,01—0,06
Металлобумажные	0,08—0,318
Металлопленочные	0,003—0,116
Лакопленочные	0,29—1,01
Электролитические алюминиевые	6—126
Электролитические танталовые объемно-пористые	46—158
Оксиднополупроводниковые	130—160

Важным параметром конденсатора является также его номинальное напряжение. Под номинальным напряжением конденсатора понимается предельно допустимое напряжение постоянного тока, при котором конденсатор может работать в течение гарантируемого срока службы при максимально допустимой температуре.

Номинальное напряжение устанавливается с необходимым запасом по отношению к длительной электрической прочности диэлектрика, исключаяющим возникновение в течение гарантируемого срока службы сильного старения конденсатора, вызывающего существенное ухудшение его электрических характеристик. Конденсаторы одного типа с одинаковыми емкостями, но с большими номинальными напряжениями имеют большие габариты и меньшую удельную емкость.

Рабочее напряжение конденсатора не должно превышать номинального, причем чем меньше рабочее напряжение по отношению к номинальному, тем выше сопротивление изоляции, больше срок службы и стабильнее параметры конденсатора.

В настоящее время промышленностью выпускаются конденсаторы со следующими типами диэлектрика: газообразным, твердым неорганическим (керамические, стеклянные, стеклоэмалевые, стеклокерамические и слюдяные конденсаторы), твердым органическим (бумажные, металлобумажные, пленочные и лакопленочные конденсаторы) и оксидным.

Ввиду малых значений номинальных и удельных емкостей газообразные, стеклянные, стеклоэмалевые и стеклокерамические конденсаторы в электронных реле времени в качестве времязадающих элементов не применяются (за исключением случаев применения их в генераторах счетных реле времени).

Низковольтные керамические конденсаторы имеют номинальную емкость до 2,2 мкф, изготавливаются на номинальные напряжения от 25 до 750 в и могут эксплуатироваться при температурах от -60 до $+155$, $+200$ и $+300^{\circ}\text{C}$. За счет применения керамики с высокой диэлектрической проницаемостью они обладают значительной удельной емкостью (для конденсатора КМ-6 емкостью 2,2 мкф на напряжение 25 в удельная емкость равна $1,16 \text{ мкф/см}^3$) и могут быть применены в реле времени. Однако следует иметь в виду, что емкость керамических конденсаторов резко зависит от температуры. Так, например, у конденсатора КМ-6 емкостью 2,2 мкф допустимое температурное изменение емкости в диапазоне температур от -60 до $+20^{\circ}\text{C}$ составляет $+50 \div -90\%$. Кроме того, емкость керамических конденсаторов значительно изменяется в течение срока службы (до -40%). Недостатком керамических конденсаторов является также относительно низкое сопротивление изоляции ($\tau_c = 55 \div 125 \text{ Мом} \cdot \text{мкф}$), которое, кроме того, значительно снижается при повышении температуры и увеличении срока службы (до $3-8 \text{ Мом} \cdot \text{мкф}$). Перечисленные недостатки ограничивают применение керамических конденсаторов в реле времени.

Слюдяные конденсаторы имеют малые потери, высокое пробивное напряжение и высокое сопротивление изоляции. Они предназначены для эксплуатации при температурах от -60 до $+70$, $+155$ и $+200^{\circ}\text{C}$. Жаростойкие слюдяные конденсаторы (КЗ1П-1), выполненные из слюды флогонит, могут работать до температуры $+500^{\circ}\text{C}$. Однако номинальные емкости слюдяных конденсаторов не превышают 0,4 мкф (СГО), а удельная емкость $0,0042 \text{ мкф/см}^3$ (ССГ), что ограничивает возможность применения слюдяных конденсаторов в реле времени.

Бумажные конденсаторы характеризуются относительно хорошей изоляцией, приемлемой удельной емкостью, значительным отклонением емкости от номинальной, повышенным значением коэффициента абсорбции. Бумажные конденсаторы выпускаются на напряжение от 150 в с емкостями до 25 мкф и могут эксплуатироваться при температурах от -60 до $+70$, $+85$, $+100$ и $+125^{\circ}\text{C}$. Допускаемые изменения емкости при крайних значениях температуры не превышают $\pm(10-15)\%$, а к концу срока службы $\pm 10\%$. Бумажные конденсаторы находят довольно широкое применение в электронных реле времени.

Металлобумажные конденсаторы имеют большую удельную емкость по сравнению с бумажными, однако сопротивление изоляции и постоянная времени у металлобумажных конденсаторов ниже, чем у бумажных, что объясняется наличием лишь одного слоя бумаги между обкладками.

Металлобумажные конденсаторы выпускаются на номинальные напряжения от 100 в с номинальными емкостями до 33 мкф. Они предназначены для работы при температурах от -60 до $+60$, $+70$, $+100$ °С. Температурные изменения емкости не превышают $\pm 15\%$, а к концу срока службы $\pm 10\%$. В электронных реле времени металлобумажные конденсаторы находят широкое применение.

Конденсаторы с диэлектриком из синтетических пленок делятся на конденсаторы из неполярных пленок (полистирол, фторопласт), из полярных пленок (полиэтилентерефталат), комбинированные (пленка и бумага) и лакопленочные конденсаторы.

По конструкции и технологии изготовления пленочные конденсаторы не отличаются существенно от бумажных и металлобумажных, однако обладают существенными преимуществами по сравнению с ними, а именно имеют очень малые потери, очень высокие значения сопротивления изоляции и низкую абсорбцию. Постоянная времени при комнатной температуре для этих конденсаторов превышает 10^4 Мом·мкф и мало зависит от температуры. Коэффициент абсорбции полистироловых и фторопластовых конденсаторов обычно находится в пределах от 0,01 до 0,1%. Перечисленные преимущества делают пленочные конденсаторы особенно ценными для высокоточных реле времени с большими выдержками.

Конденсаторы из неполярных пленок выпускаются на напряжения от 160 в с номинальными емкостями до 10 мкф и предназначены для эксплуатации при температурах от -60 до $+60$, $+70$, $+125$ °С (полистирольные) и от -60 до $+155$ и $+200$ °С (фторопластовые).

Для повышения удельной емкости пленочных конденсаторов применяется полярная пленка — полиэтилентерефталат, имеющая большее значение диэлектрической проницаемости ($\epsilon=3,3$), чем фторопласт и полистирол ($\epsilon=2$). Полиэтилентерефталатные конденсаторы имеют меньшее, чем у фторопластовых и полистирольных конденсаторов, сопротивление изоляции и большую абсорбцию, однако превосходят по этим параметрам бумажные и металлобумажные конденсаторы.

Полиэтилентерефталатные конденсаторы выпускаются на номинальные напряжения от 250 в с номинальными емкостями до 15 мкф и предназначены для работы при температурах от -60 до $+70$, $+85$, $+100$ и $+125$ °С.

Наибольшей удельной емкостью среди конденсаторов с органическим диэлектриком обладают лакопленочные конденсаторы с очень тонкими металлизированными полярными пленками (К76П-1). Эти конденсаторы по удельной емкости приближаются к алюминиевым электролитическим, но имеют значительно лучшие характеристики и, кроме того, допускают эксплуатацию при знакопеременном напряжении.

Лакопленочные конденсаторы выпускаются на номинальные напряжения 25, 50 и 250 в, имеют диапазон номинальных емкостей от 0,47 до 22 мкф и предназначены для эксплуатации при температурах от -60 до $+70$ и $+85$ °С. Допускаемое температурное изменение емкости не превышает $+8 \div -10\%$. Недостатком лакопленочных конденсаторов являются сравнительно низкое сопротивление изоляции и сильная зависимость его от температуры. Так, например, у конденсатора К76П-1 емкостью 22 мкф постоянная времени при нормальной температуре равна 200 Мом·мкф, а при температуре $+70$ °С всего 20 Мом·мкф.

Диэлектриком в электролитических конденсаторах является тонкая оксидная пленка, нанесенная на одну из обкладок конденсатора (анод) электролитическим путем. Электрическая прочность оксидной пленки во много раз превосходит электрическую прочность всех других диэлектриков, что позволяет в электролитических конденсаторах применять очень тонкую оксидную пленку и получать самую высокую для конденсаторов удельную емкость.

В настоящее время промышленностью выпускаются жидкостные танталовые и ниобиевые конденсаторы с объемно-пористыми анодами, сухие алюминиевые и танталовые конденсаторы, а также оксиднополупроводниковые с танталовыми и алюминиевыми анодами. Наибольшей удельной емкостью среди конденсаторов обладают оксиднополупроводниковые и жидкостные танталовые объемно-пористые конденсаторы.

Существенными недостатками электролитических конденсаторов с точки зрения их использования в электронных реле времени являются значительный ток утечки и особенно его зависимость от времени, в течение которого конденсатор находился в обесточенном состоянии (явление «расформовки»), а также относительно большая величина коэффициента абсорбции (0,6—2%). Кроме того, емкость электролитических конденсаторов сильно зависит от температуры (до —60%), срока службы и срока хранения (до $\pm 50\%$).

Лучшими электрическими характеристиками среди электролитических конденсаторов обладают жидкостные танталовые объемно-пористые конденсаторы. Эти конденсаторы имеют более высокие сопротивления изоляции и приближаются по этой характеристике к металlobумажным конденсаторам. Так, постоянная времени у жидкостных танталовых объемно-пористых электролитических конденсаторов имеет значение 200—500 *Мом* · *мкф* (у металlobумажных 200—1 000 *Мом* · *мкф*).

Оксиднополупроводниковые конденсаторы могут работать в диапазоне температур от —80 до +125 °С. При этом допускаемое температурное изменение емкости у некоторых типов конденсаторов (К53-1а) не превышает $\pm 15\%$.

Оксиднополупроводниковые конденсаторы изготавливаются на напряжения от 1,5 до 50 *в* с емкостями от 0,033 до 100 *мкф*.

Жидкостные танталовые объемно-пористые конденсаторы (ЭТО) могут эксплуатироваться при температурах от —60 до +100, +155 и +200 °С и изготавливаются на напряжения от 6 до 600 *в* с емкостями от 2 до 1 000 *мкф*.

Перечисленные преимущества и недостатки электролитических конденсаторов по сравнению с конденсаторами других типов определяют область их применения в миниатюрных реле времени низкой точности.

Основными параметрами любого резистора являются величина его номинального сопротивления, допускаемое отклонение действительной величины сопротивления от номинального, а также номинальная мощность рассеяния.

Отношение номинальной мощности рассеяния к величине теплоотводящей поверхности называется удельной нагрузкой резистора. Прецизионные резисторы, для которых является обязательным незначительное изменение сопротивления при эксплуатации, имеют, как правило, удельную нагрузку меньше, чем резисторы общего назначения. Соответственно габариты прецизионных резисторов больше габаритов одинаковых по мощности резисторов общего назначения.

С целью увеличения срока службы, повышения надежности, а также уменьшения изменения сопротивления в течение срока службы применяют режим работы резистора с запасом по мощности, который характеризуется коэффициентом нагрузки, представляющим собой отношение фактической мощности, рассеиваемой резистором, к его номинальной мощности. Чем меньше коэффициент нагрузки, тем стабильнее и надежнее работа резистора.

Важным параметром резистора является температурный коэффициент сопротивления (ТКС), характеризующий относительное изменение величины сопротивления резистора при изменении температуры на 1°C . Обычно приводится среднее значение ТКС в достаточно широком диапазоне температур, определяемое по формуле

$$\text{ТКС} = \frac{R_2 - R_1}{R_1 (t_2 - t_1)} \cdot 10^{-1},$$

где R_1 — сопротивление резистора при температуре t_1 , а R_2 — при температуре t_2 .

Промышленностью выпускаются резисторы с отрицательными и закононеопределенными значениями ТКС. Так как у большинства конденсаторов ТКЕ положителен, особое значение приобретают резисторы с отрицательными значениями ТКС, применение которых в реле времени позволяет в той или иной степени скомпенсировать температурные изменения емкости времязадающего конденсатора.

Немаловажным параметром резисторов с точки зрения их применения в реле времени является также временная стабильность сопротивления, характеризуемая допускаемым отклонением сопротивления от номинального к концу срока службы, хранения или после определенных часов эксплуатации. В зависимости от материалов, примененных в проводящих элементах, резисторы могут быть разделены на углеродистые, металлопленочные и металлоокисные, композиционные и проволоочные.

По назначению резисторы могут быть разделены на резисторы общего и специального назначения. К углеродистым резисторам общего назначения относятся резисторы типа ВС, ОВС и ОВЕ. Резисторы типа ВС предназначены для работы в интервале температур от -60 до $+100^{\circ}\text{C}$ и в условиях относительной влажности окружающего воздуха до 98% при температуре $+40^{\circ}\text{C}$. Пределы номинальных сопротивлений от 10 ом до 10 Мом . Резисторы выпускаются с номинальными мощностями рассеяния 0,25; 0,5; 1,0; 2,0; 5,0 и 10 вт и допускаемыми отклонениями от номинальных значений сопротивлений ± 5 , ± 10 , $\pm 20\%$. Температурный коэффициент резисторов типа ВС всегда отрицателен и мало зависит от температуры. У высокоомных резисторов ТКС равен в среднем $-(8 \div 13) \cdot 10^{-2} \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ в интервале температур от $+20$ до $+100^{\circ}\text{C}$ и $-(16 \div 20) \cdot 10^{-2} \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ в интервале температур от $+20$ до -60°C . Недостатком резисторов ВС является относительно плохая временная стабильность сопротивления: допускаемое изменение сопротивления после 5 000 ч эксплуатации достигает $\pm 15\%$.

Резисторы ОВС имеют габариты и электрические параметры, аналогичные резисторам ВС. Однако тщательный контроль основных технологических операций и использование высококачественных исходных материалов обеспечивают резисторам ОВС повышенную надежность.

Резисторы ВСЕ предназначены для работы в интервале температур от -60 до $+155^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности до 98% при температуре $+40^{\circ}\text{C}$. Номинальные мощности рассеяния резисторов составляют 0,25; 0,5 и 1 *вт*. Пределы номинальных сопротивлений от 27 *ом* до 240 *ком*. Допускаемые отклонения ± 5 и $\pm 10\%$. Резисторы ВСЕ имеют на порядок меньший, чем резисторы ВС, ТКС, и обладают лучшей временной стабильностью: $\pm 6\%$ после 10 000 ч эксплуатации. К недостаткам резисторов ВСЕ следует отнести сравнительно небольшое значение максимального сопротивления 240 *ком*, что в ряде случаев ограничивает возможность применения этих резисторов в реле времени.

К углеродистым резисторам специального назначения относятся полупрецизионные резисторы УЛИ, прецизионные БЛП и малогабаритные УЛМ, предназначенные для аппаратуры с высокой плотностью монтажа.

Резисторы УЛИ (углеродистые лакированные измерительные) предназначены для эксплуатации при температурах от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности до 98% при температуре $+20 \pm 2^{\circ}\text{C}$. Габариты резисторов УЛИ примерно в 1,5—2 раза больше одинаковых по мощности резисторов ВС. Снижение удельной нагрузки позволило повысить стабильность параметров резисторов. Пределы номинальных сопротивлений от 0,75 *ом* до 1 *Мом*, номинальные мощности рассеяния 0,1; 0,25; 0,5 и 1 *вт*. Допускаемые отклонения сопротивлений от номинальных ± 1 , ± 2 и $\pm 3\%$. Временная стабильность резисторов УЛИ характеризуется допускаемым изменением сопротивления не более $\pm 5\%$ после 5 000 ч эксплуатации. В интервале рабочих температур ТКС резисторов УЛИ с сопротивлением свыше 10 *ом* не более 0,1 *%/град*.

Резисторы БЛП (бороуглеродистые лакированные прецизионные) могут эксплуатироваться при температурах от -60 до $+100^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности до 98% при температуре $+25^{\circ}\text{C}$. Наличие в проводящем элементе этих резисторов небольшого количества бора (2—5%) позволяет значительно снизить температурный коэффициент сопротивления и повысить временную стабильность.

По ТКС резисторы БЛП делятся на две группы: группа А имеет ТКС не более $-0,02 \text{ \%}/\text{град}$ и группа Б не более $-0,025 \text{ \%}/\text{град}$.

Резисторы БЛП выпускаются с номинальными мощностями рассеяния 0,1; 0,25; 0,5 и 1 *вт*. Пределы номинальных сопротивлений от 1 *ом* до 100 *ком*. Допускаемые отклонения $\pm 0,5$ и $\pm 1\%$. После 5 000 ч эксплуатации допускаемое изменение сопротивления не более $\pm 1,5\%$. К недостаткам резисторов БЛП следует отнести недостаточную влагоустойчивость и небольшое значение максимального сопротивления.

Резисторы УЛМ предназначены для работы в интервале температур от -60 до $+100^{\circ}\text{C}$ и влажности до 98% при температуре $+40^{\circ}\text{C}$. Номинальная мощность рассеяния резисторов УЛМ 0,12 *вт*, пределы номинальных сопротивлений от 10 *ом* до 1 *Мом*. Резисторы с сопротивлениями до 250 *ком* имеют ТКС не более $-0,12 \text{ \%}/\text{град}$, а резисторы с сопротивлением свыше 250 *ком* — не более $-0,2 \text{ \%}/\text{град}$.

Металлопленочные резисторы обладают повышенной термостойкостью и выпускаются с широким диапазоном номинальных значений сопротивлений и мощностей рассеяния. Характерной особенностью металлопленочных резисторов является то, что они могут иметь как положительный, так и отрицательный температурный

коэффициент сопротивления (знакоопределенный ТКС), что необходимо учитывать при применении этих резисторов в реле времени.

Резисторы типа МТ отличаются повышенной теплостойкостью и механической прочностью. Они предназначены для эксплуатации в интервале температур от -60 до $+200^{\circ}\text{C}$.

Резисторы ОМЛТ имеют электрические параметры, аналогичные резисторам МЛТ, однако отличаются повышенной надежностью, которая достигается путем использования высококачественных исходных материалов и дополнительного контроля в процессе производства. Резисторы ОМЛТ и МЛТ предназначены для эксплуатации в интервале температур от -60 до $+125^{\circ}\text{C}$.

Пределы номинальных значений сопротивлений резисторов МТ, ОМЛТ и МЛТ от 24 ом до 10 Мом . Допускаемые отклонения от номинальных значений ± 5 , ± 10 и $\pm 20\%$; номинальные мощности рассеяния $0,125$, $0,25$, $0,5$, 1 и 2 вт . Резисторы могут работать в условиях относительной влажности до 98% при температуре $+40^{\circ}\text{C}$, временная нестабильность сопротивления после эксплуатации в течение 2000 ч не превышает $\pm 4\%$. Значения ТКС резисторов МТ не более $\pm 0,16\text{ \%/град}$, а ОМЛТ и МЛТ — не более $\pm 0,12\text{ \%/град}$.

Резисторы типа МГП (металлопленочные герметизированные прецизионные) отличаются малым температурным коэффициентом сопротивления, а также хорошей стабильностью электрических параметров. Номинальная мощность рассеяния резисторов МГП $0,5\text{ вт}$. В качестве оснований резисторов МГП используются керамические трубки, применяемые для изготовления резисторов МЛТ-2, что обеспечивает малую удельную нагрузку ($0,1\text{ вт/см}^3$) и, следовательно, хорошую стабильность параметров резисторов. Низкий ТКС обеспечивается подбором соответствующих сплавов и режимов обработки заготовок в процессе производства.

Резисторы МГП изготавливаются с номинальными значениями сопротивлений от 10 ком до $5,1\text{ Мом}$ и допускаемыми отклонениями $\pm 0,5$; ± 1 ; $\pm 2\%$. Температурный коэффициент сопротивления в интервале температур от -40 до $+25^{\circ}\text{C}$ не более $\pm 0,03\text{ \%/град}$, а в интервале температур от $+25$ до $+55^{\circ}\text{C}$ не более $\pm 0,02\text{ \%/град}$. Недостатком резисторов МГП является малый температурный диапазон ($-40 \div +55^{\circ}\text{C}$), который в ряде случаев ограничивает возможность применения этих резисторов в реле времени.

Современные композиционные резисторы выпускаются с величинами сопротивлений от нескольких ом до нескольких тераом.

С точки зрения применения в электронных реле времени композиционные резисторы представляют интерес, поскольку промышленностью не выпускаются резисторы других типов с сопротивлениями, превышающими 10 Мом . По своим же электрическим характеристикам композиционные резисторы уступают резисторам других типов. К недостаткам композиционных резисторов относятся заметное старение при длительной нагрузке и значительное изменение сопротивления при воздействии влаги и повышенной температуры. Перечисленные недостатки не позволяют использовать композиционные резисторы в точных реле времени.

Промышленностью выпускаются композиционные пленочные резисторы следующих типов: КЛМ — композиционные лакированные; КВМ — композиционные вакуумированные; КИМ — композиционные изолированные малогабаритные. Конструкция резисторов КЛМ, КВМ и КИМ позволяет им надежно работать при относительной влажности

сти до 98% при температуре +40 °С. Резисторы КВМ могут эксплуатироваться в интервале температур от —60 до +85 °С; резисторы КЛМ — от —60 до +70 и +100 °С и резисторы КИМ — от —60 до +100 и +125 °С. Для высокоомных резисторов типа КЛМ и КВМ номинальная мощность рассеяния не указывается. Высокоомные резисторы типа КИМ изготавливаются с номинальной мощностью 0,125 Вт (КИМ 0,125).

Температурный коэффициент сопротивления резисторов КВМ не превышает $\pm 0,2$ %/град, а резисторов КЛМ и КИМ $\pm 0,25$ %/град. Допускаемое изменение сопротивления к концу срока службы или хранения (15 000 ч) не более ± 20 %. После воздействия трех температурных циклов изменение сопротивления может достигать +5 и —10%.

Наиболее распространенными объемными резисторами являются резисторы ТВО — теплостойкие влагостойкие объемные. Они предназначены для эксплуатации в интервале температур от —60 до +155 °С и имеют сравнительно небольшой ТКС (0,18—0,12) %/град. Однако величины номинальных сопротивлений резисторов ТВО не превышают 1 Мом, а временная нестабильность составляет ± 30 % после 5 000 ч эксплуатации.

Для микромодульной аппаратуры выпускаются композиционные резисторы типов СКПМ и СКНМ. Они предназначены для эксплуатации в интервале температур от —60 до +125 °С, а также в условиях относительной влажности до 98% при температуре 40 °С. Температурный коэффициент резисторов СКПМ не превышает $\pm 0,16$ %/град, а резисторов СКНП $\pm 0,1$ %/град. Величины номинальных сопротивлений резисторов СКПМ и СКНП ограничены 3,3 Мом.

Современные проволочные резисторы отличаются высокой стабильностью электрических параметров, малым температурным коэффициентом и повышенной точностью. К недостаткам проволочных резисторов относятся значительная индуктивность и емкость, несколько большие габариты, чем у непроволочных резисторов, а также сравнительно высокая стоимость. Однако перечисленные недостатки (кроме стоимости) не имеют значения для применения проволочных резисторов в электронных реле времени. Что же касается стоимости, то она окупается улучшением качества реле времени.

В электронных реле времени с успехом могут применяться проволочные точные резисторы следующих типов: МВС, МВСГ, С5-5, С5-716, С5-717, С5-726, С5-727, ПТМН, ПТМК, ПТММ, С5-6.

Особенностью резисторов МВС, МВСГ, С5-5, С5-716, С5-717, С5-726, С5-727 является то, что проводящий элемент выполняется в виде однослойной обмотки и имеет повышенную стабильность параметров и хорошие эксплуатационные характеристики.

Резисторы МВС и МВСГ выпускаются на номинальные мощности 0,25, 0,5 и 1 Вт со значениями номинальных сопротивлений до 2 и 10 Мом. Резисторы МВС предназначены для эксплуатации в интервале температур 10—100 °С и в условиях относительной влажности до 50%, а резисторы МВСГ в интервале температур от —40 до +100 °С и относительной влажности до 98%. По величине ТКС эти резисторы делятся на три класса: класс А — ТКС не более $\pm 0,0015$ %/град; класс Б — не более $\pm 0,003$ %/град и класс В — не более $\pm 0,006$ %/град.

Точные проволочные резисторы С5-5 предназначены для работы в интервале температур от —60 до +155 °С и относительной влажно-

сти до 98% при температуре +40°C. Они выпускаются на номинальные мощности от 1 до 10 *вт* и номинальные сопротивления до 180 *ком*. Допускаемые отклонения от номинальных сопротивлений составляют 0,05—5%. Температурный коэффициент не превышает $\pm 0,015\%$ /град. Допускаемое изменение сопротивления после четырех лет хранения не более $\pm 2\%$.

Резисторы типов С5-716, С5-717 (негерметизированные), С5-726, С5-727 (герметизированные) имеют интервал рабочих температур от —60 до +155°C. Герметизированные резисторы допускают эксплуатацию в условиях относительной влажности до 98% при температуре +40°C. Номинальные мощности рассеяния 0,25 и 0,5 *вт*, максимальные значения номинальных сопротивлений 1,6 и 5 *Мом*. Допускаемые отклонения от номинальных сопротивлений $\pm 0,5$ и $\pm 0,1\%$. Температурный коэффициент сопротивления не превышает $\pm 0,004\%$ /град.

К многослойным проволочным резисторам относятся резисторы типа ПТМН — проволочные точные малогабаритные никромовые, а также ПТМК (константановые) и ПТММ (манганиновые). Эти резисторы предназначены для эксплуатации в интервале температур от —60 до +125°C, а также в условиях относительной влажности до 98% при температуре +40°C. Резисторы выпускаются с допускаемыми отклонениями от номинальных сопротивлений $\pm 0,25$, $\pm 0,5$ и $\pm 1\%$ на номинальные мощности 0,5 и 1 *вт*. Максимальная величина сопротивления 1 *Мом*. Температурный коэффициент сопротивления не более $\pm 0,015\%$ /град. Допускаемое изменение сопротивления после 5 000 ч эксплуатации не более $\pm 2\%$.

Для аппаратуры миниатюрного исполнения выпускаются микро-модульные проволочные резисторы типа С5-6. Интервал рабочих температур резистора С5-6 от —60 до +85°C. Номинальная мощность рассеяния 0,05 *вт*. Резисторы выпускаются с номинальными сопротивлениями до 510 *ком* и допускаемыми отклонениями от номинальных сопротивлений ± 1 и $\pm 5\%$. Температурный коэффициент не превышает $\pm 0,025\%$ /град.

В заключение рассмотрим некоторые соображения по выбору конденсаторов и резисторов для времязадающих цепей реле времени.

Основным параметром, позволяющим решить вопрос о возможности применения конденсатора в проектируемом реле времени, является его постоянная времени τ_c . Минимальное значение постоянной времени с учетом температуры, влажности, срока службы и срока хранения конденсатора в случае применения его в реле времени с зарядом или разрядом конденсатора должно быть значительно больше заданной выдержки времени t . В этом случае неравенство $\tau_{из.мин} \gg R$ будет выполнено и требуемая точность выдержки времени принципиально может быть достигнута. Действительно, так как выдержка времени конденсаторного реле времени обычно не превышает 2τ , а минимальное значение постоянной времени конденсатора $\tau_{с мин} = \tau_{из.мин} C$, то сформулированное выше требование можно написать в виде $\tau_{из.мин} C \gg 2RC$, откуда $\tau_{из.мин} \gg 2R$.

Если реле времени работает с перезарядом конденсатора, то постоянная времени последнего может быть одного порядка с заданной выдержкой времени. Наибольшей постоянной времени обладают металлопленочные конденсаторы (МПГО, К71П-1), у которых минимальное значение постоянной времени равно 4 000 *Мом · мкф*.

Номинальное напряжение конденсатора должно выбираться в зависимости от схемы реле времени. Если после окончания выдержки времени предусмотрено автоматическое замыкание обкладок конденсатора с целью его разряда и подготовки к следующей выдержке, то номинальное напряжение конденсатора должно быть не меньше напряжения срабатывания УФВ.

Если замыкание конденсатора не предусмотрено и он продолжает заряжаться после окончания выдержки времени, то его номинальное напряжение должно быть не меньше напряжения источника питания. При этом следует иметь в виду, что в любом случае снижение рабочего напряжения по отношению к номинальному положительно сказывается на сроке службы и стабильности параметров конденсатора.

Допускаемые отклонения сопротивления и емкости выбранных резистора и конденсатора, вообще говоря, на работу реле времени влияния не оказывают, поскольку они полностью выбираются при первоначальной (технологической) регулировке реле времени. Однако чем меньше допускаемые отклонения сопротивления и емкости, примененных в реле времени резистора и конденсатора, тем проще схема реле времени, так как в этом случае требуется меньше переменных или подборных элементов, и процесс первоначальной регулировки упрощается. Кроме того, величины регулировочных элементов составляют в этом случае меньший процент от номинальных величин R и C , что повышает стабильность работы реле времени. Так, например, если в качестве регулировочного элемента применен переменный резистор, то некоторое изменение его сопротивления, возможное в условиях эксплуатации в результате воздействия вибрации, ударов, транспортирования и т. п., будет меньше сказываться на выдержке времени. Резистор и конденсатор для реле времени следует выбирать с температурными коэффициентами ТКС и ТКЕ, минимальными по абсолютной величине и разными по знаку.

У металlobумажных и бумажных конденсаторов, а также у электролитических ТКЕ, как правило, положителен. Пленочные конденсаторы могут иметь положительный (ПМГП, К76П-1), отрицательный (МПГО, К71-3) и закононеопределенный (К72-П6) ТКЕ. Минимальные значения ТКЕ имеют слюдяные ($+50 \cdot 10^{-6}$) и металлопленочные конденсаторы ($-120 \cdot 10^{-6}$).

Однако выпускаемые в настоящее время промышленностью резисторы имеют только закононеопределенный или отрицательный ТКС, и, следовательно, термостабилизация времязадающей RC -цепи за счет разных по знаку ТКЕ и ТКС конденсатора и резистора может быть достигнута только в случае применения конденсатора с положительным ТКЕ.

Минимальные значения ТКС имеют резисторы С5-716, С5-717, С5-726, С5-727 ($\pm 4 \cdot 10^{-3} \text{ \%}/^\circ\text{C}$) и ПТМН ($\pm 15 \cdot 10^{-3} \text{ \%}/^\circ\text{C}$).

При выборе типов резистора и конденсатора необходимо также учитывать допускаемые отклонения сопротивления и емкости к концу срока службы или хранения, значения которых обычно приводятся в соответствующих ТУ на конденсаторы и резисторы. Изменения величины сопротивления резистора или емкости конденсатора, происходящие в течение их срока службы, могут значительно изменить выдержку времени, так что реле времени не будет удовлетворять предъявляемым к нему требованиям. Для устранения указанного недостатка в документацию на реле времени необходимо вводить так называемые регламентные работы, заключающиеся в периодиче-

ской проверке и в случае необходимости дополнительной регулировке реле времени в течение срока службы. Следует иметь также в виду, что уменьшение временных изменений сопротивления резистора можно достичь путем соответствующего уменьшения его коэффициента нагрузки.

9. Устройства фиксации выдержки времени (УФВ)

В качестве УФВ может быть применено какое-либо спусковое устройство, имеющее не менее двух устойчивых состояний. Логика работы УФВ следующая. После включения питания УФВ устанавливается в первое устойчивое состояние, характеризуемое определенным сигналом на его выходе. При изменении входного сигнала УФВ на определенную величину или при подаче на его вход электрического импульса (в счетных реле времени) УФВ переключается во второе устойчивое состояние, характеризуемое другим значением сигнала на его выходе. Примером УФВ может служить тиристор (тиратрон), в анодную цепь которого включено сопротивление нагрузки. Если напряжение питания выбрано меньше напряжения переключения тиристора и начальное напряжение на управляющем электроде тиристора близко к нулю, то после включения питания напряжение на нагрузке также близко к нулю. При плавном увеличении напряжения на управляющем электроде тиристора до величины напряжения спрямления или при подаче на управляющий электрод тиристора положительного импульса с напряжением, превышающим напряжение спрямления, тиристор переключается и на нагрузке скачком появляется почти полное напряжение питания.

Основными параметрами любого УФВ являются напряжение срабатывания $u_{ср}$, погрешность напряжения срабатывания $\Delta u_{ср}$ (температурная, временная, из-за колебаний напряжения питания и т. п.), входное сопротивление $r_{вх}$ или входной ток срабатывания $i_{ср}$, время срабатывания $t_{ср}$. Кроме того, представляет интерес возможность регулирования напряжения срабатывания и параметры выходного сигнала до и после срабатывания.

Наиболее важной характеристикой УФВ с точки зрения его применения в конденсаторных реле времени является погрешность напряжения срабатывания $\Delta u_{ср}$, которая вызывает погрешность выдержки времени. В счетных реле времени эта погрешность не вызывает погрешности выдержки времени, однако может привести

к отказу реле времени. Остальные параметры УФВ в той или иной степени могут быть учтены при конструировании реле времени и на погрешность выдержки времени не влияют.

Вторым по значимости параметром УФВ является входное сопротивление или входной ток срабатывания. Чем выше входное сопротивление УФВ, тем большую величину может иметь зарядный или разрядный резистор и тем большая выдержка времени может быть получена. В счетных реле времени большая величина входного сопротивления УФВ позволяет упростить схему реле времени и уменьшить его габариты за счет исключения буферных каскадов или применения более маломощных элементов в счетчике.

Возможность регулирования напряжения срабатывания повышает универсальность УФВ и упрощает процесс проектирования реле времени.

Параметры выходного сигнала УФВ определяют схемное решение оконечного каскада реле времени. Дело в том, что заданный выходной сигнал реле времени может быть самым различным как по своему характеру, так и по параметрам. Это может быть сигнал постоянного или переменного тока, импульсный или просто переключение контактов электромагнитного реле после окончания выдержки времени. Поэтому обычно между УФВ и выходом реле времени включают выходное устройство, обеспечивающее получение заданного выходного сигнала. На точность работы реле времени выходное устройство, как правило, не влияет, так как оно является лишь преобразователем выходного сигнала УФВ в требуемый выходной сигнал реле времени. Однако в любом случае УФВ с более мощным выходом предпочтительнее.

Время срабатывания УФВ характеризуется временем между моментом достижения входным напряжением величины $U_{ср}$ и появлением на выходе УФВ соответствующего выходного сигнала. Время срабатывания бесконтактных электронных УФВ исчисляется микросекундами, а в случае наличия в УФВ электромагнитного реле не превышает 10 мсек. Поэтому, если выдержка времени превышает 0,5 сек, время срабатывания УФВ можно не учитывать.

Различных вариантов УФВ может быть очень много. В качестве УФВ могут быть применены, например, полупроводниковые или ионные переключающие приборы:

тиристоры, динисторы, туннельные диоды, однопереходные транзисторы, тиратроны, неоновые лампы и т. п. Однако представляют интерес лишь те из них, у которых напряжение переключения является стабильной величиной, малозависящей от напряжения питания, срока службы, температуры и других внешних воздействий, а входное сопротивление достаточно велико. Так, например, у тиристоров напряжение спрямления, а у динисторов напряжение переключения при изменении температуры изменяются в широких пределах, а входное сопротивление имеет величину около 1—20 *ком*. Поэтому эти приборы мало подходят для применения в качестве УФВ в конденсаторных реле времени. В то же время они с успехом могут применяться в счетных реле времени.

Наоборот, тиратроны и однопереходные транзисторы имеют высокое входное сопротивление и стабильное напряжение переключения, в связи с чем они могут применяться в конденсаторных реле времени.

Полевые транзисторы не являются переключающими приборами, однако они могут быть применены для увеличения входного сопротивления какого-либо стабильного переключающего устройства, имеющего низкое входное сопротивление, например транзисторного триггера Шмитта.

Рассмотрим некоторые практические схемы УФВ, обладающие высокой стабильностью и высоким входным сопротивлением.

Устройство выдержки времени с балансным диодно-регенеративным компаратором. Основной частью этого УФВ является балансный диодно-регенеративный компаратор, элементы которого на схеме рис. 32 обведены пунктиром [Л. 13].

Компаратор представляет собой транзисторный блокинг-генератор [Л. 14] с двумя обмотками обратной связи ω_2 и ω_3 , причем с помощью обмотки ω_2 осуществляется положительная обратная связь, а с помощью ω_3 отрицательная. С минусом источника питания обмотки обратной связи соединяются через диоды D_1 и D_2 и источники входного $u_{вх}$ и опорного $u_{оп}$ напряжений.

Работает описываемое УФВ следующим образом. Допустим, что в момент включения питания опорное напряжение больше входного $u_{оп} > u_{вх}$. Тогда диод D_2 открыт, а диод D_1 закрыт, обмотка ω_3 включена в схему блокинг-генератора, а обмотка ω_2 отключена; обратная связь от-

рицательна; блокинг-генератор не работает; тиристор D_5 выключен и реле P_1 обесточено.

Когда входное напряжение, увеличиваясь, достигает величины опорного напряжения, диод D_2 закрывается, а диод D_1 открывается. Обмотка ω_3 выключается из схемы блокинг-генератора, а обмотка ω_2 включается. Обратная связь становится положительной, и блокинг-генератор начинает работать. Первый же импульс, появившийся на выходной обмотке ω_4 трансформатора блокинг-генератора, включенной таким образом, что импульсы, поступающие к управляющему электроду тиристора D_5 , положительны, пройдя через резистор R_5 и диод D_4 , переключает тиристор D_5 , который включает реле P_1 . Контакты реле переключаются, выдавая сигнал об окончании выдержки времени.

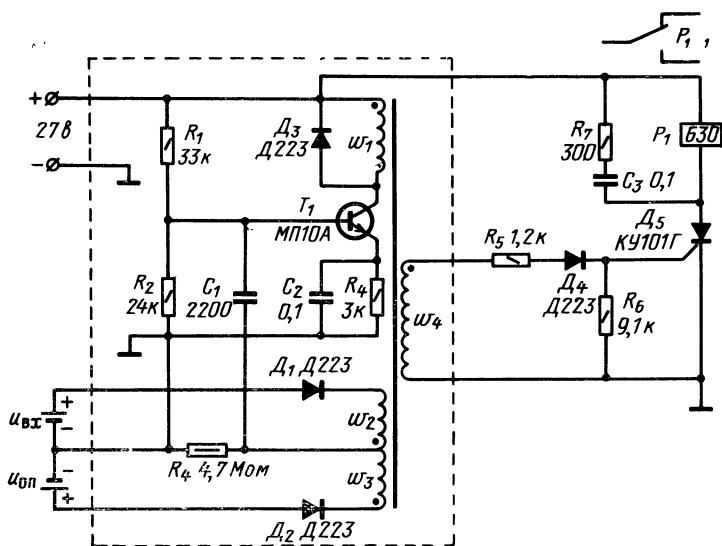


Рис. 32.

Остановимся на назначении отдельных элементов описываемого УФВ. Диоды D_1 , D_2 и резистор R_3 образуют схему сравнения. Наличие этих элементов, а также обмотки ω_3 является основным отличием схемы балансного диодно-регенеративного компаратора от схемы обычного транзисторного блокинг-генератора. Резисторы R_1 , R_2 , R_4

стабилизируют рабочую точку транзистора T_1 , обеспечивая нормальную работу компаратора в широком диапазоне температур. Резистор R_5 и диод D_4 уменьшают нагрузку блокинг-генератора, облегчая условия его самовозбуждения, и, следовательно, увеличивают чувствительность УФВ. Резистор R_6 стабилизирует работу тиристора D_5 . Резистор R_7 и конденсатор C_3 обеспечивают надежное включение тиристора D_5 от короткого (длительностью 5—10 мксек) импульса блокинг-генератора, за время действия которого без R_7 и C_3 ток через тиристор из-за наличия в его анодной цепи индуктивности (обмотки реле P_1) не мог бы нарасти до необходимой величины. Диод D_3 устраняет выбросы напряжения в обмотке трансформатора w_1 (на коллекторе T_1) в момент запираания транзистора T_1 .

Номиналы резисторов и конденсаторов, а также типы диодов, транзистора и тиристора, примененных в описываемом УФВ, указаны на схеме рис. 32. Данные трансформатора Tr_1 следующие: сердечник — феррит М2000НМ1-15К $10 \times 6 \times 4,5$. Обмотки намотаны проводом ПЭВ-2 диаметром 0,06 мм. Обмотки w_1 , w_2 , w_3 имеют по 100 витков, а обмотка w_4 120 витков. Реле P_1 типа РЭС-10.РСЧ.524.302. Конденсаторы: C_1 — БМ-2-300- $2200 \pm 10\%$; C_2 и C_3 — К-73П-3-0,1 $\pm 20\%$.

При достаточно большом коэффициенте усиления по току транзистора T_1 чувствительность и стабильность описываемого УФВ в основном определяются идентич-

ностью и стабильностью прямых ветвей характеристик диодов схемы сравнения. На рис. 33, а приведена прямая ветвь вольт-амперной характеристики кремниевого диода, а на рис. 33, б — ее линейная аппроксимация, согласно которой диод может быть заменен эквивалентной схемой, состоящей из последовательно включенных источни-

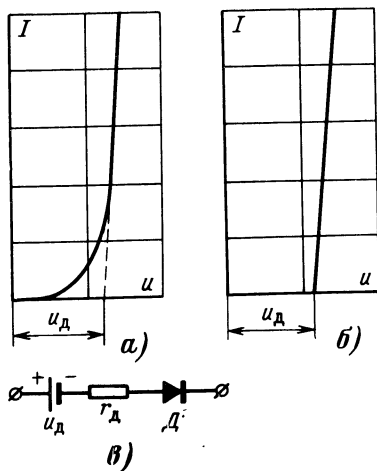


Рис. 33.

ка постоянного напряжения u_d , резистора r_d и идеального диода D (рис. 33,в), прямое сопротивление которого равно нулю, а обратное равно бесконечности.

С учетом сказанного схему сравнения балансного одно-регенеративного компаратора (рис. 34,а) можно заменить эквивалентной схемой, показанной на рис. 34,б, из которой следует, что до тех пор, пока $(u_{оп}-u_{д2}) > (u_{вх}-u_{д1})$, диод D_2 открыт, а диод D_1 закрыт напряжением $(u_{оп}-u_{д2})$, имеющимся в это время на резисто-

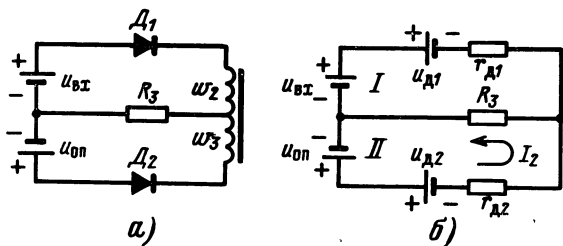


Рис. 34.

ре R_3 (падением напряжения на резисторе $r_{д2}$ пренебрегаем, так как обычно $R_3 \gg r_{д2}$). В контуре II протекает ток:

$$I_2 = \frac{u_{оп} - u_{д2}}{R_3},$$

а в контуре I ток равен нулю.

Граничным условием отпираания диода D_1 будет являться условие $u_{вх} - u_{д1} = u_{оп} - u_{д2}$, откуда $u_{вх} = u_{оп} + (u_{д1} - u_{д2}) = u_{оп} + \Delta u_d$.

Однако входное напряжение, при котором происходит отпираание диода D_1 , является напряжением срабатывания УФВ, так как при этом включается обмотка положительной обратной связи и блокинг-генератор начинает работать. Поэтому можно написать, что $u_{ср} = u_{оп} + \Delta u_d$.

Из последнего выражения следует, что степень приближения напряжения срабатывания УФВ к опорному напряжению, а также стабильность напряжения срабатывания определяются величиной и стабильностью параметра $\Delta u_d = u_{д1} - u_{д2}$, представляющего собой разность падений напряжений в диодах D_1 и D_2 .

Величина Δu_d может быть как положительная ($u_{д1} > u_{д2}$), так и отрицательная ($u_{д1} < u_{д2}$), и, следовательно, $u_{ср}$ может быть больше или меньше $u_{оп}$. В случае иден-

тичности прямых ветвей характеристик диодов схемы сравнения ($u_{д1}=u_{д2}$) $\Delta u_{д}=0$ и $u_{ср}=u_{оп}$.

При применении диодов типа Д223 без специального подбора величина $\Delta u_{д}$ обычно не превышает ± 70 мв, а ее температурная погрешность в диапазоне температур от -60 до $+60$ °С не превышает ± 20 мв. Специальный подбор пар диодов позволяет существенно уменьшить как саму величину $\Delta u_{д}$, так и ее температурную погрешность.

Входное сопротивление описываемого УФВ имеет разное значение до и после срабатывания. Однако с точки зрения применения УФВ в реле времени интерес представляет лишь значение входного сопротивления до срабатывания и в момент срабатывания. После срабатывания, когда выдержка времени окончилась, входное сопротивление не имеет значения и может быть равно нулю.

До срабатывания УФВ, когда диод D_1 заперт, входное сопротивление определяется обратным током диода D_1 . Например, если применен диод Д223, у которого обратный ток при нормальной температуре и обратном напряжении 10 в не превышает $0,1 \cdot 10^{-6}$ а, то входное сопротивление до срабатывания УФВ при $u_{вх}=10$ в. равно $10 \text{ в}/10^{-7} \text{ а}=100 \text{ Мом}$.

В момент срабатывания, когда диод D_1 отпирается, входное сопротивление УФВ определяется величиной сопротивления резистора R_3 . Однако величину резистора R_3 нельзя брать больше вполне определенной в каждом конкретном случае величины, зависящей от требуемого напряжения срабатывания УФВ, и чувствительности компаратора, определяемой параметрами диодов схемы сравнения, параметрами транзистора, добротностью трансформатора, соотношением витков обмоток трансформатора, величиной внешней нагрузки блокинг-генератора и т. п. В противном случае блокинг-генератор вообще не будет работать. Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее.

Из рис. 34,б следует, что ток через открытый диод D_1 в момент срабатывания УФВ, являющийся током срабатывания УФВ, равен:

$$i_{ср} = \frac{u_{вх} - u_{д1}}{R_3 + r_{д1}},$$

или, пренебрегая $u_{д1}$ по сравнению с $u_{вх}$, а $r_{д1}$ по сравнению с R_3 , $i_{ср}=u_{вх}/R_3$. Однако полупроводниковый диод не является идеальным переключателем, сопротивление

которого в запертом состоянии бесконечно велико, а в открытом равно нулю. Диод отпирается не скачком, а плавно (см. рис. 33,а). Внутреннее сопротивление диода зависит от величины протекающего через него тока. По мере увеличения тока через диод его сопротивление уменьшается от десятка мегом до десятков ом. Как видно из рис. 32, диод D_1 включен в цепь обмотки ω_2 положительной обратной связи и, следовательно, его внутреннее сопротивление существенно влияет на условие самовозбуждения блокинг-генератора. Поэтому, если ток через диод D_1 при напряжении $u_{вх}=u_{ср}$ будет мал и, следовательно, внутреннее сопротивление диода велико, блокинг-генератор вообще не возбудится и УФВ работать не будет.

Для каждой конкретной схемы балансного диодно-регенеративного компаратора существует свое критическое значение тока через диод $i'_{ср}$, при котором условие самовозбуждения выполняется. Исходя из этого значения тока, а также величины $u_{ср}$, должна выбираться величина сопротивления резистора R_3 : $R_3 \leq u_{ср}/i'_{ср}$. Чем чувствительнее компаратор, тем при большем значении внутреннего сопротивления диода D_1 возникает генерация и, следовательно, тем меньше величина тока срабатывания, больше величина R_3 и больше входное сопротивление УФВ. Кроме того, величина R_3 зависит от напряжения срабатывания $u_{ср}$. Чем больше $u_{ср}$, тем больше при одном и том же значении $i'_{ср}$ может быть взята величина сопротивления R_3 и, следовательно, тем больше входное сопротивление УФВ. Однако при увеличении $u_{ср}$ без соответствующего увеличения сопротивления резистора R_3 (с одновременным увеличением $u_{оп}$) входное сопротивление УФВ остается без изменения, а ток срабатывания $i_{ср}$ (через диод D_1) увеличивается пропорционально $u_{ср}$. Для УФВ, схема которого приведена на рис. 32, $i'_{ср} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ а}$, и, следовательно, входное сопротивление в момент срабатывания может быть определено по формуле $r_{вх}(Мом) = u_{ср}(в)/2$. Так, например, при $u_{ср} = 20 \text{ в}$ $r_{вх} = R_3 = 10 \text{ Мом}$, а при $u_{ср} = 50 \text{ в}$ $r_{вх} = R_3 = 25 \text{ Мом}$.

Существенным моментом в построении схемы балансного диодного регенеративного компаратора является обеспечение условия полной или частичной компенсации постоянного подмагничивания сердечника трансформатора в момент отпираания диода D_1 и начала генерации импульса. Компенсация постоянного подмагничивания

в значительной степени повышает чувствительность компаратора, уменьшая величину тока срабатывания.

В компараторе УФВ, схема которого изображена на рис. 32, условие частичной компенсации постоянного подмагничивания выполняется. Действительно, в обмотке ω_1 ток направлен от начала к концу обмотки, а в обмотке ω_2 в момент отпираания диода D_1 от конца к началу, следовательно, магнитные потоки этих обмоток вычитаются.

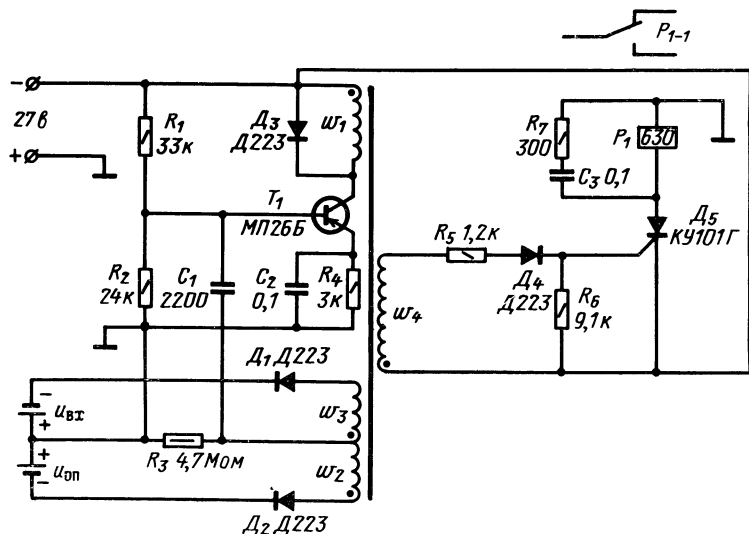


Рис. 35.

Однако, если с целью того, чтобы компаратор работал от отрицательного входного напряжения, поменять полярность включения диодов D_1 и D_2 (а также полярность опорного напряжения), условие компенсации подмагничивания сердечника нарушится, магнитные потоки обмоток ω_1 и ω_2 будут складываться и чувствительность компаратора резко упадет.

Для того чтобы компаратор работал от отрицательного входного напряжения и условие компенсации подмагничивания сердечника при этом выполнялось, необходимо применить транзистор типа $p-n-p$. Схема УФВ с таким компаратором, срабатывающая от отрицательного входного напряжения, приведена на рис. 35. Все элемен-

ты, кроме транзистора T_1 , в этой схеме применены те же, что и в схеме рис. 32.

К преимуществам УФВ с балансным диодно-регенеративным компаратором следует отнести, во-первых, высокую стабильность напряжения срабатывания. Как было указано выше, температурная нестабильность напряжения срабатывания даже без специального подбора диодов схемы сравнения не превышает ± 20 мв. Так как обычно питание реле времени осуществляется от того же источника, что и питание УФВ, то относительная погрешность $\Delta u_{ср}/E$ (см. § 6) при применении описываемого УФВ составляет 0,08% и ее влиянием на выдержку времени в большинстве случаев можно пренебречь.

Вторым преимуществом описанного УФВ является возможность регулирования напряжения срабатывания в широких пределах путем изменения величины опорного напряжения, причем возможность увеличения напряжения срабатывания ограничена лишь максимальным обратным напряжением диодов схемы сравнения.

Третьим преимуществом является сравнительно высокое входное сопротивление, а также возможность его увеличения одновременно с увеличением напряжения срабатывания. И, наконец, четвертое преимущество заключается в независимости напряжения срабатывания от величины напряжения питания, что повышает универсальность УФВ и в ряде случаев позволяет упростить схему реле времени.

К недостаткам УФВ с балансным диодно-регенеративным компаратором следует отнести его относительную сложность, а также низкую помехоустойчивость. Последний недостаток необходимо учитывать при конструировании реле времени, так как неправильный монтаж, длинные провода, недостаточная развязка от источников импульсных помех могут вызвать ложные срабатывания УФВ, особенно при входных напряжениях, близких по величине к напряжению срабатывания.

Устройство фиксации выдержки времени с однопереходным транзистором (ОПТ). Однопереходный транзистор устроен следующим образом. К концам монокристаллической кремниевой пластинки 1 с очень высоким удельным сопротивлением (рис. 36,а) подключены с помощью нанесенного на поверхность кремниевой пластины низкоомного слоя 2 внешние выводы B_1 и B_2 , называемые соответственно первой и второй базами. Кроме

того, в кремниевую пластину n -типа ближе к базе B_2 вплавлен полупроводник p (3), который является эмиттером. Таким образом, ОПТ имеет всего p - n переход и три вывода: эмиттер Э, база B_1 и база B_2 .

Схема включения ОПТ показана на рис. 36,б. Участок между базами B_1 и B_2 имеет линейную вольт-амперную характеристику как обычное омическое сопротивление. Это сопротивление называется междубазовым и при температуре $+25^\circ\text{C}$ имеет величину в пределах от 4,7 до 9,1 ком [Л. 15].

Под действием напряжения $u_{б.б}$ (рис. 36,б) в кремниевой пластинке течет ток от базы B_2 к базе B_1 , и поскольку вольт-амперная характеристика пластинки линейна,

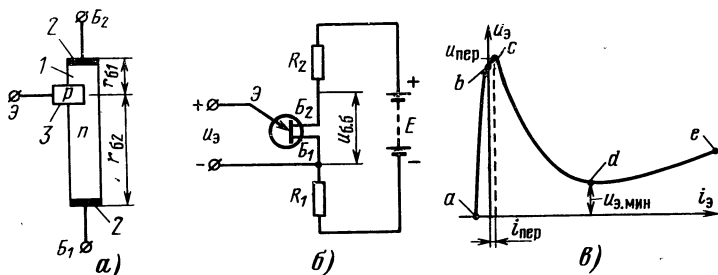


Рис. 36.

она становится линейным делителем напряжения. Поэтому в точке, где находится эмиттер, будет не все напряжение $u_{б.б}$, а только часть его, равная $\eta u_{б.б}$, где η — коэффициент переноса:

$$\eta = \frac{r_{б1}}{r_{б1} + r_{б2}},$$

где $r_{б1}$ — сопротивление участка пластинки между p - n переходом и контактом первой базы, а $r_{б2}$ — между p - n переходом и контактом второй базы (рис. 36,а).

Если между выводом эмиттера и выводом базы B_1 приложить напряжение $u_э$ (рис. 36,б) меньшее, чем напряжение $\eta u_{б.б}$, то эмиттерный p - n переход будет смещен в обратном направлении и через него будет протекать лишь очень малый обратный ток. Если же напряжение $u_э$ превысит напряжение $\eta u_{б.б}$ на величину, достаточную для отпираания эмиттерного p - n перехода, то в кремниевую пластинку n типа из эмиттера будут инжектироваться дырки, которые начнут двигаться по направлению

к базе B_1 , образуя эмиттерный ток, что приведет к резкому уменьшению сопротивления на участке $\mathcal{E}-B_1$, так что ток эмиттера будет ограничиваться лишь внешним сопротивлением цепи эмиттер — база B_1 .

На рис. 36,6 приведена вольт-амперная характеристика эмиттерной цепи ОПТ. Ее можно разделить на пять характерных участков. Участок ab соответствует случаю, когда $u_0 < \eta u_{0.6}$, при этом $p-n$ переход смещен в обратном направлении и протекающий ток имеет величину порядка долей микроампера. В точке b напряжение u_0 достигает величины $\eta u_{0.6}$.

Однако необходимо еще некоторое увеличение напряжения эмиттера, чтобы эмиттерный $p-n$ переход перешел в открытое состояние. Это происходит в точке c , соответствующей пику вольт-амперной характеристики, когда напряжение эмиттера достигает величины напряжения переключения $u_{\text{пер}}$ и ОПТ переключается. Ток, при котором происходит переключение ОПТ, называется током переключения и является важным параметром ОПТ. Участок cd соответствует отрицательному сопротивлению на характеристике, когда напряжение падает, а ток растет. В точке d имеется минимум напряжения $u_{0.\text{мин}}$ после чего напряжение при увеличении тока начинает опять расти (участок de). С точки зрения применения ОПТ в УФВ наибольший интерес представляют его три параметра. Это напряжение переключения, стабильность напряжения переключения и ток переключения. Напряжение переключения ОПТ определяется следующим выражением [Л. 15]:

$$u_{\text{пер}} = \eta u_{0.6} + u_d.$$

Коэффициент переноса η не зависит от внешних факторов и определяется внутренней структурой прибора, а его значение находится в пределах от 0,51 до 0,82.

Напряжение u_d представляет собой падение напряжения на переходе эмиттер — база I и при температуре 25°C составляет примерно 0,5 в. Как и падение напряжения у обычного диода, напряжение u_d снижается с повышением температуры, причем температурный коэффициент составляет 2—3 мВ/град. Зависимость $u_{\text{пер}}$ от температуры может быть отнесена в первую очередь за счет температурных изменений u_d . Напряжение переключения ОПТ можно изменять в широких пределах, изменяя напряжение $u_{0.6}$ путем изменения напряжения питания E или изменяя величины сопротивлений R_1 и R_2 .

Определим относительную температурную нестабильность напряжения переключения ОПТ в диапазоне температур от $+25$ до -60°C . Для этого зададимся каким-либо определенным значением напряжения переключения, например 15 в , и примем температурный коэффициент μ_d равным 2 мв/град . Тогда изменение (увеличение) напряжения μ_d в указанном диапазоне температур составит $2\text{ мв/град} \times 85\text{ град} = 170\text{ мв}$ и относительная нестабильность напряжения переключения ОПТ будет $0,17 \times 100 / 15 = +1,14\%$. Однако и это небольшое изменение напряжения переключения может быть уменьшено, если последовательно с базой B_2 ОПТ включить резистор R_2 (рис. 36,б) с отрицательным температурным коэффициентом. В этом случае при понижении температуры, когда за счет увеличения μ_d напряжение переключения увеличивается, сопротивление R_2 будет также увеличиваться, что вызовет уменьшение напряжения $u_{6,6}$ и уменьшение напряжения переключения. Если величина R_2 будет подобрана правильно, то уменьшение $u_{6,6}$ скомпенсирует увеличение μ_d и напряжение переключения останется без изменения.

До момента переключения входное сопротивление ОПТ велико. Оно определяется обратным током p - n перехода. Так, например, у ОПТ типа 2N494С оно превышает 1500 Мом [Л. 15]. В момент переключения входное сопротивление уменьшается и делается равным отношению напряжения переключения к току переключения. Например, у ОПТ типа 2N2647 ток переключения равен $0,4\text{—}2\text{ мка}$ и, следовательно, при напряжении переключения 15 в его входное сопротивление будет не менее $15\text{ в} / 2 \cdot 10^{-6}\text{ а} = 7,5\text{ Мом}$.

Высокое входное сопротивление и высокая стабильность напряжения переключения, возможность регулирования напряжения переключения и значительная величина выходного сигнала наряду с простотой устройства и применения делают ОПТ очень удобным прибором при применении в качестве УФВ в конденсаторных реле времени.

Схема реле времени с ОПТ приведена на рис. 37. Выдержка времени начинается с момента замыкания выключателя B_1 . При этом напряжение на выходе реле времени отсутствует. Времязадающий конденсатор C_1 заряжается через резистор R_2 до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет напряжения переключения ОПТ.

В этот момент ОПТ переключается и подает управляющий импульс, переключая тиристор D_3 . При этом на выходе реле времени появляется полное напряжение питания за вычетом падения напряжения на тиристоре D_3 . Удерживающий ток для тиристора D_3 обеспечивается цепью R_1 и D_2 , так что внешняя нагрузка может быть снята или подключена в любое время. Когда тиристор D_3 переключается, напряжение на ОПТ снижается меньше чем до 2 в. При этом также снижается и в дальнейшем поддерживается низким напряжение на конденсаторе C_1 , что позволяет в ряде случаев использовать описываемое реле времени для повторной выдержки без

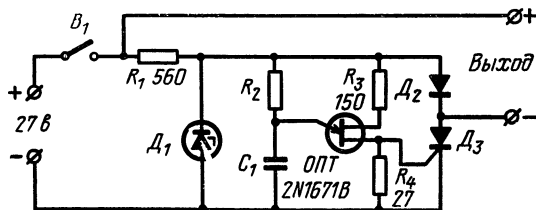


Рис. 37.

применения дополнительных средств разряда конденсатора C_1 . Однако первая и последующие выдержки при этом будут отличаться друг от друга. Кроме того, выдержка времени в этом случае будет зависеть от времени, в течение которого схема находилась в обесточенном состоянии при разомкнутом выключателе B_1 . Для получения максимальной точности необходимо предусмотреть дополнительное средство, например электромагнитное реле, контакты которого разряжали бы конденсатор C_1 после каждой выдержки.

В заключение отметим, что характеристика ОПТ, показанная на рис. 36, очень похожа на характеристику обычного динистора [Л. 16]. Однако ОПТ обладает существенно лучшими с точки зрения применения в реле времени параметрами, а именно: имеет на несколько порядков меньший ток переключения; несравнимо более высокую температурную стабильность напряжения переключения и, кроме того, допускает регулирование напряжения переключения, которое у динистора отсутствует. Однако при невысоких требованиях к стабильности выдержки времени, а также в тех случаях, когда реле времени предназначено для работы лишь при нормаль-

ной температуре, диносторы могут с успехом применяться (см. § 16).

Полевые транзисторы и ионные приборы в УФВ реле времени. Хорошие результаты можно получить при применении на входе УФВ полевого транзистора.

В настоящее время промышленностью выпускаются два принципиально различных типа полевых транзисторов: полевые транзисторы с p - n переходом, или канальные полевые транзисторы, и полевые транзисторы с изолированным затвором, или МОП-транзисторы (транзисторы со структурой металл — окисел — полупроводник) [Л. 17—19]*.

Полевые транзисторы с p - n переходом устроены следующим образом (рис. 38,а). К концам монокристаллической кремниевой пластины, например p -типа 1, подсоединены с помощью нанесенного на поверхность пластины низкоомного слоя 2 внешние выводы, называемые стоком и истоком. Кроме того, с обеих сторон кремниевой пластины p -типа образованы две области n -типа, электрически соединенные между собой и имеющие внешний вывод, называемый затвором.

Если $u_{з.и}=0$ а $u_{с.и} \neq 0$, то в цепи исток — сток потечет ток I_c , который будет состоять из потока дырок полупроводниковой пластины p -типа. Часть полупроводниковой пластины, лежащая между p - n переходами, является активной областью полевого транзистора и называется каналом. Поэтому полевые транзисторы с p - n переходом иногда называются канальными. Кроме того, полевые транзисторы с p - n переходом называются еще униполярными. Последнее название связано с тем, что в отличие от обычных биполярных транзисторов в переносе тока в полевом канальном транзисторе участвуют заряды одного знака (например, дырки в канале p -типа). Условное обозначение на схемах полевого транзистора с p - n переходом и каналом p -типа показано на рис. 38,б.

Обозначение полевого транзистора с каналом n -типа отличается от указанного лишь направлением стрелки затвора, которая в этом случае должна быть направлена внутрь транзистора. При этом полярности напряжений $u_{з.и}$ и $u_{с.и}$ должны быть изменены на обратные.

* Иногда МОП-транзисторы называют МДП-транзисторами (МДП — металл — диэлектрик — полупроводник)

В полевых транзисторах с p - n переходом концентрация примесей в области затвора берется значительно более высокой, чем в области канала, и, следовательно, область затвора является низкоомной, а область канала высокоомной. Поэтому обедненный слой, возникающий в результате действия напряжения $u_{з.и}$, смещающего p - n переходы в обратном направлении, будет почти целиком находиться на участке пластины p -типа, расположенной

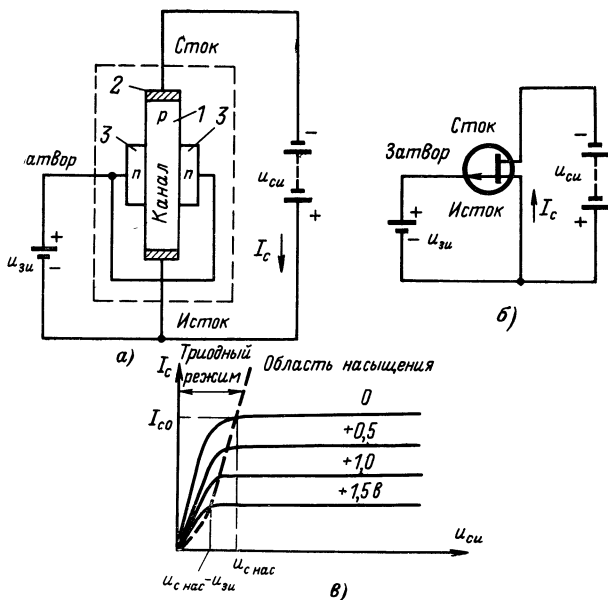


Рис. 38.

между двумя p - n переходами. Поскольку в обедненном слое практически отсутствуют свободные заряды, то проводимость пластины p -типа между выводами стока и истока будет почти полностью определяться проводимостью той части канала между p - n переходами, из которой под действием напряжения $u_{з.и}$ не исчезли все свободные носители заряда. Чем больше обратное напряжение, прикладываемое к p - n переходам ($u_{з.и}$), тем уже становится проводящая часть канала и меньше ток стока I_c при одном и том же напряжении стока $u_{с.и}$.

Таким образом, управление током в полевом транзисторе с p - n переходом происходит полем, обусловленным

напряжением $u_{з.н.}$ приложенным между затвором и истоком.

На рис. 38,в показано семейство стоковых характеристик полевого транзистора с каналом p -типа. При увеличении напряжения $u_{с.н.}$ ток стока возрастает сначала почти линейно (триодный режим). Однако с увеличением тока увеличивается падение напряжения на участке пластины между истоком и затвором. Это падение напряжения оказывается приложенным к p - n переходу в обратном направлении («плюс» к области n , и «минус» к области p), что приводит к расширению слоя, обедненного основными носителями, и сужению токопроводящего канала. При достижении определенного значения напряжения стока $u_{с.нас}$ области, обедненные основными носителями зарядов, находящиеся на противоположных сторонах полупроводниковой пластины, смыкаются друг с другом и дальнейшее повышение напряжения стока уже не приводит к росту тока, т. е. наступает насыщение тока стока. Чем больше обратное напряжение $u_{з.н.}$, тем насыщение наступает быстрее (при меньших значениях напряжения и тока стока), так как теперь требуется меньшее падение напряжения в канале, создаваемое протекающим током.

Стоковые характеристики полевого транзистора похожи на коллекторные характеристики биполярного транзистора, а также на анодные характеристики обычного пентода. Однако входные характеристики полевого транзистора коренным образом отличаются от характеристик биполярного транзистора. Входные характеристики последнего подобны характеристикам открытого диода, в то время как у полевого транзистора они подобны характеристикам закрытого диода и входной ток затвора поэтому очень мал. При нормальной температуре его величина равна нескольким наноамперам и входное сопротивление может иметь величину порядка десятков и сотен мегом.

Еще более высоким входным сопротивлением обладают полевые транзисторы с изолированным затвором или МОП-транзисторы, у которых затвор отделен от канала тонким изолирующим слоем, образованным над каналом перед изготовлением электрода затвора. При очень тонком изолирующем слое проникновение поля в канал не ухудшается, но, если для изолятора выбран материал с высоким удельным сопротивлением, ток затвора может

быть чрезвычайно низким и независимым от полярности приложенного к затвору напряжения. Поэтому возможны два типа МОП-транзисторов, работающих в двух различных режимах: в режиме обеднения и в режиме обогащения. Приборы обедненного типа, или нормально открытые, напоминают полевые транзисторы с p - n переходом (см. рис. 38). С обоих концов канала, например p -типа, подсоединены с помощью нанесенного на поверхность пластины низкоомного слоя выводы стока и истока. Когда к затвору приложено положительное напряжение, часть канала, примыкающая к затвору, обедняется дырками и поэтому ток стока уменьшается. Таким образом, ток стока максимален при нулевом напряжении на затворе и уменьшается по мере увеличения положительного напряжения на затворе. Стоковые характеристики МОП-транзистора, работающего на обеднение, аналогичны стоковым характеристикам канального полевого транзистора (см. рис. 38,в).

МОП-транзисторы обогащенного типа устроены следующим образом (см. рис. 39,а).

Основу прибора составляет монокристаллическая кремниевая пластина, например p -типа 1 (подложка), области истока 2 и стока 3 представляют собой участки кремния, сильно легированные примесью n -типа, т. е. имеют проводимость, противоположную проводимости кремниевой подложки.

Область полупроводника, расположенную между истоком и стоком, способную при определенных условиях проводить ток, здесь также называют каналом.

Затвор 4 представляет собой металлическую пластину, которая перекрывает зоны стока и истока. Затвор изолируется от монокристалла кремния слоем диэлектрика 5, пленкой двуокиси кремния толщиной примерно 0,1 мкм.

При отсутствии напряжения на затворе ($u_{з.и} = 0$) ток в цепи стока практически равен нулю, так как p - n переход стока включен в обратном направлении. Такое положение сохраняется до тех пор, пока положительное напряжение на затворе по абсолютной величине меньше некоторого порогового напряжения $u_{з.п.}$

При подаче положительного напряжения $u_{з.и}$ появляется электрическое поле, которое вызывает перемещение дырок в глубь полупроводника (от канала), а электронов из объема полупроводника к его поверхности (в канал). По мере увеличения $u_{з.и}$ все больше и больше элек-

тронов из глубины полупроводника проникает в канал, и, наконец, когда напряжение $u_{з.и}$ достигает порогового напряжения $u_{з.п}$, часть полупроводника, лежащая под затвором (канал), меняет свою проводимость из p -типа на n -тип, образуя структуру n - p - n , и в цепи стока начинает протекать ток I_c , увеличивающийся по мере увеличения напряжения на затворе.

При увеличении напряжения $u_{с.и}$ повышается толщина запирающего слоя p - n перехода стока, и при определенном напряжении на затворе ток стока при дальнейшем увеличении напряжения стока больше не будет увели-

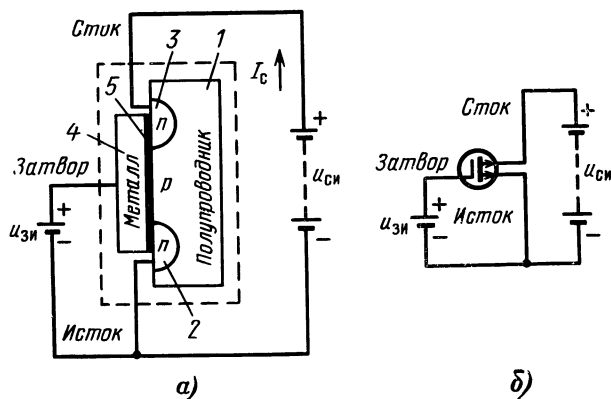


Рис. 39.

чиваться, т. е. будет происходить насыщение тока стока, аналогично тому, как это происходит в канальном полевом транзисторе.

Стоковые характеристики МОП-транзисторов, работающих на обогащение, отличаются от стоковых характеристик МОП-транзисторов, работающих на обеднение, а также от стоковых характеристик полевых транзисторов с p - n переходом (рис. 38, в) полярностью напряжения $u_{з.и}$, а также тем, что характеристики, снятые при больших абсолютных значениях напряжения $u_{з.и}$, идут выше характеристик, снятых при меньших значениях этого напряжения.

Условное обозначение на схеме МОП-транзистора с каналом n -типа (подложка p -типа), работающего на обогащение, показана на рис. 39, б). В случае канала

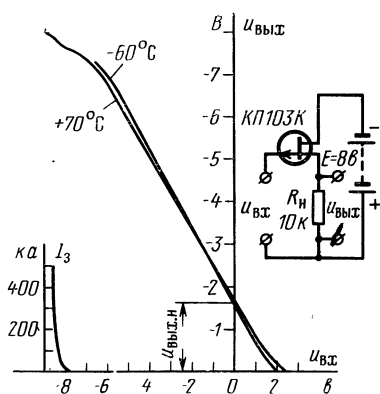


Рис. 40.

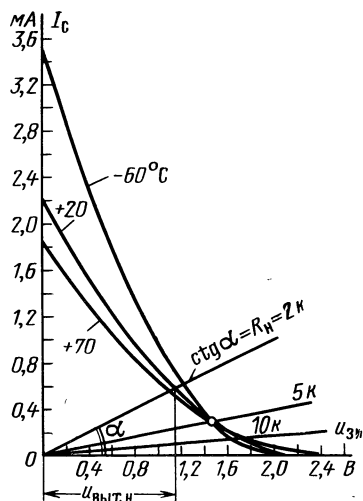


Рис. 41.

p -типа (подложка n -типа) стрелки выводов стока и истока должны быть направлены внутрь транзистора.

Полевые транзисторы с изолированным затвором имеют входное сопротивление значительно большее, чем полевые транзисторы с p - n переходом: входное сопротивление МОП-транзисторов, установленных в обычных корпусах, составляет обычно 10^{12} — 10^{14} ом, а при специальной конструкции корпуса достигает 10^{15} ом.

Высокое входное сопротивление полевых транзисторов делает их очень удобными для применения в УФВ конденсаторных реле времени. Особенно, как будет показано ниже, для этой цели подходят МОП-транзисторы, работающие на обогащение, так как у этих транзисторов при $u_{зх}=0$ ток стока I_c практически равен нулю.

Полевой транзистор устанавливается на входе УФВ и обычно включается по схеме истокового повторителя (аналогично катодному или

эмиттерному повторителям), так как в этом случае, хотя коэффициент передачи и меньше единицы, стабильность его максимальна и, кроме того, увеличивается входное сопротивление, что имеет значение в случае применения полевых транзисторов с p - n переходом.

На рис. 40 показана схема истокового повторителя на транзисторе с $p-n$ переходом и p -каналом и ее переходные характеристики, снятые при двух различных температурах.

Как следует из этих характеристик, при входном сигнале, равном нулю, на выходе повторителя имеется начальный выходной сигнал $u_{\text{вых.н}}$. Точную величину этого сигнала можно определить с помощью графического построения на стокзатворной характеристике транзистора, как это сделано на рис. 41, или же, считая крутизну стокзатворной характеристики S постоянной, не зависящей от величины тока, вычислить с помощью выражения

$$u_{\text{вых}} = \frac{I_{c0} R_H}{1 + SR_H} + \frac{SR_H}{1 + SR_H} u_{\text{вх}}, \quad (125)$$

положив в нем $u_{\text{вх}} = 0$.

В случае большой величины R_H , когда выполняется неравенство $SR_H \gg 1$, начальное выходное напряжение, очевидно, будет равно:

$$u_{\text{вых.н}} = I_{c0}/S,$$

где I_{c0} — величина тока стока при $u_{з.и} = 0$ выражение (125) принимает вид (см. рис. 38,б). При $SR_H \gg 1$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых.н}} + u_{\text{вх}}$$

и коэффициент передачи повторителя равен:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{u_{\text{вых.н}}}{u_{\text{вх}}} + 1.$$

Следовательно, при достаточно большой величине R_H стабильность коэффициента передачи истокового повторителя определяется только стабильностью начального выходного напряжения $u_{\text{вых.н}} = I_{c0}/S$.

Естественно, что у различных экземпляров транзисторов параметры I_{c0} и S могут иметь различные значения, и поэтому начальное выходное напряжение истокового повторителя может изменяться при замене экземпляров транзисторов. Но это не представляет опасности для работы реле времени, так как разброс величины $u_{\text{вых.н}}$ может быть всегда выбран при первоначальной регулировке реле времени. Кроме того, однотипные транзисторы с большим I_{c0} имеют, как правило, и большую крутизну S и, следовательно, $u_{\text{вых.н}}$ изменяется при замере транзисторов незначительно.

Опасность для работы реле времени представляют изменения величины $u_{\text{вых.н}}$ в процессе эксплуатации, например при изменении окружающей температуры, так как такие изменения приводят к погрешности выдержки времени. Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее.

На рис. 41 приведены стокозатворные характеристики полевого транзистора КП103К, снятые при трех различных температурах. Как видно, эти характеристики пересекаются в одной общей точке (так называемой термостабильной точке) [Л. 20, 21], и, следовательно, температурная нестабильность начального выходного напряжения зависит от величины сопротивления нагрузки.

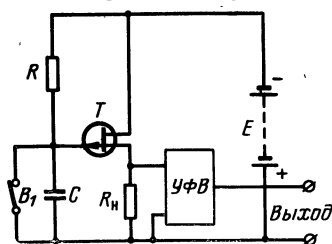


Рис. 42.

(Строго говоря, в одной точке пересекаются только две характеристики, однако, все точки пересечения расположены близко друг от друга, что дает возможность говорить об одной общей точке пересечения.)

Если сопротивление нагрузки выбрать такой величины, чтобы нагрузочная линия проходила через термостабильную точку (оптимальное сопротивление нагрузки), то температурная нестабильность начального выходного напряжения будет равна нулю.

Так, например, у транзистора КП103К, характеристики которого приведены на рис. 41, координаты термостабильной точки 1,46 в и 0,3 ма и величина оптимального сопротивления нагрузки $1,46 \text{ в} / 0,3 \text{ ма} = 5 \text{ ком}$. Соответственно при $R_{\text{н}} = 2 \text{ ком}$, температурная нестабильность $u_{\text{вых.н}}$ равна примерно 12%, при $R_{\text{н}} = 10 \text{ ком}$ — 4%, а при $R_{\text{н}} = 5 \text{ ком}$ — около 1%.

Таким образом, температурная погрешность коэффициента передачи истокового повторителя с полевым канальным транзистором всегда может быть сведена к минимуму соответствующим выбором сопротивления нагрузки.

Схема конденсаторного реле времени с канальным полевым транзистором показана на рис. 42.

В исходном состоянии выключатель B_1 замкнут; конденсатор C разряжен; на входе УФВ (на выходе истокового повторителя) имеется напряжение $u_{\text{вых.н}}$, величина которого меньше напряжения срабатывания УФВ.

После размыкания выключателя \bar{B}_1 конденсатор C начинает заряжаться через резистор R и напряжение на нем увеличивается по показательному закону. Напряжение на конденсаторе является входным напряжением истокового повторителя, и в соответствии с выражением (125) напряжение на входе УФВ (на выходе повторителя) будет изменяться по закону

$$u_{\text{вых}} = \frac{I_{\text{сб}} R_{\text{н}}}{1 + SR_{\text{н}}} + \frac{SR_{\text{н}}}{1 + SR_{\text{н}}} E \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right).$$

Когда напряжение $u_{\text{вых}}$ достигнет величины напряжения срабатывания УФВ, последнее сработает и выдаст соответствующий сигнал об окончании выдержки времени.

Недостатком рассмотренной схемы является наличие на входе УФВ напряжения при полностью разряженном конденсаторе C (при $t=0$). Это уменьшает выдержку времени, так как коэффициент использования напряжения питания $k = u_{\text{ср}}/E$ из-за наличия этого напряжения не может быть взят больше чем

$$k \leq \frac{E - I_{\text{сб}} R_{\text{н}} / (1 + SR_{\text{н}}) - (1,0 \div 1,5)}{E}.$$

Величину начального напряжения можно уменьшить путем уменьшения сопротивления резистора $R_{\text{н}}$. Однако стабильность истокового повторителя при этом снижается. Поэтому сопротивление резистора $R_{\text{н}}$ нужно выбирать в каждом конкретном случае, исходя из технических требований к реле времени, типа полевого транзистора и величины напряжения питания E . Очевидно, что чем больше напряжение питания, тем меньше влияние начального напряжения на величину k или, что то же самое, на величину выдержки времени.

Максимальная величина сопротивления резистора R (рис. 42) выбирается исходя из наибольшего значения тока затвора примененного полевого транзистора (с учетом температуры). Необходимо, чтобы соблюдалось следующее неравенство:

$$R \ll \frac{E}{I_{\text{з. макс}}},$$

где $I_{\text{з. макс}}$ — максимальная величина тока затвора.

Например, у транзистора группы КП103 $I_{\text{з. макс}}$ при нормальной температуре равен $20 \cdot 10^{-9}$ а и, следова-

тельно, при $E=10$ в величина R может быть взята около 10—15 *Мом*.

Реле времени с МОП-транзистором может быть собрано также по схеме рис. 42. В случае применения МОП-транзистора, работающего на обеднение, работа схемы ничем не будет отличаться от выше описанной. Однако сопротивление резистора R может быть взято значительно большей величины, так как ток затвора у МОП-транзисторов значительно меньше. Обычно он равен $(0,1 \div 0,5) \cdot 10^{-9}$ а, и, следовательно, при том же напряжении $E=10$ в сопротивление резистора R может иметь величину около 60—80 *Мом*.

В случае применения МОП-транзистора, работающего на обогащение, начальное выходное напряжение истокового повторителя равно нулю и величина k может выбираться без каких-либо дополнительных ограничений.

На рис. 43 показаны переходные характеристики истокового повторителя с МОП-транзистором, работающим на обогащение. Входное и выходное напряжения связаны между собой зависимостью

$$u_{\text{вых}} = \frac{SR_{\text{н}}}{1 + SR_{\text{н}}} u_{\text{вх}} - u_{\text{з.п.}}$$

где S — средняя крутизна стокзатворной характеристики, а $u_{\text{з.п.}}$ — величина напряжения порога. При $SR_{\text{н}} \gg 1$ это выражение принимает вид:

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} - u_{\text{з.п.}}$$

Следовательно, при $SR_{\text{н}} \gg 1$ стабильность коэффициента передачи истокового повторителя с МОП-транзистором, работающим на обогащение, определяется стабильностью порогового напряжения, являющегося параметром транзистора.

Пороговое напряжение $u_{\text{з.п.}}$ имеет различное значение у различных экземпляров однотипных транзисторов (у КП 103 не более 6,5 в), однако оно мало зависит от температуры. Так, например, у транзисторов КП103 при изменении температуры на $\pm 55^\circ\text{C}$ оно изменяется всего на $\pm 8\%$. Кроме того, как видно из рис. 43, переходные характеристики истокового повторителя, снятые при различных температурах, имеют одну общую точку пересечения. Это происходит из-за того, что у МОП-транзисторов при повышении температуры одновременно с уменьшением напряжения порога уменьшается и средняя крутизна стокзатворной характеристики.

Таким образом, влияние температуры может быть сведено к минимуму путем соответствующего выбора величины напряжения срабатывания УФВ. Например, если напряжение срабатывания УФВ выбрать в пределах от 4,9 до 5,3 в, то температурная погрешность выдержки времени из-за погрешности коэффициента передачи истокового повторителя практически будет равна нулю.

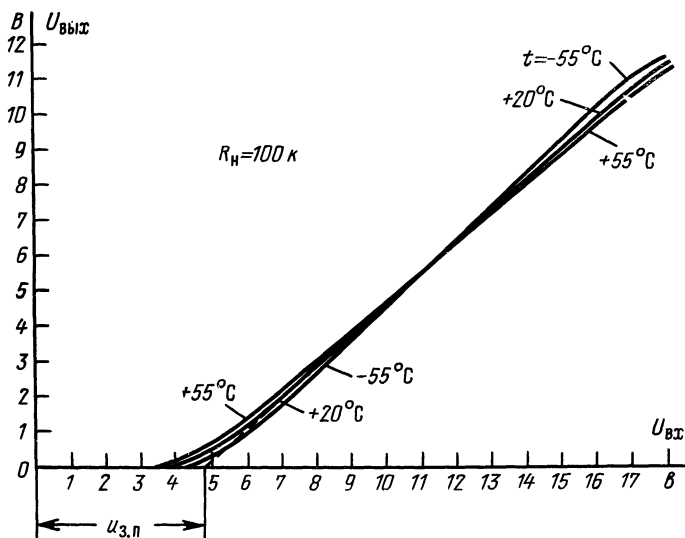


Рис. 43.

Вышеизложенное говорит о возможности создания высокостабильных УФВ с МОП-транзисторами на входе.

В УФВ могут быть также применены ионные приборы тлеющего разряда: стабилитроны, тиратроны, неоновые лампы. Приборы тлеющего разряда не требуют напряжения накала, отличаются высокой экономичностью и надежностью, имеют большой срок службы (тысячи и десятки тысяч часов), обладают высокой устойчивостью к воздействию высоких температур и механических перегрузок.

Все приборы тлеющего разряда можно разделить на управляемые и неуправляемые. К неуправляемым приборам относятся неоновые лампы и стабилитроны,

а к управляемым — тиратроны, которые кроме анода и катода имеют одну или несколько сеток для управления моментом зажигания.

Тиратроны тлеющего разряда (ТТР) по способу управления делятся на две группы — с токовым и электростатическим управлением. При токовом управлении обеспечивается более высокая чувствительность, а при электростатическом очень малый ток зажигания и высокая стабильность напряжения зажигания, что особенно важно при применении этих приборов УФВ в конденсаторных реле времени.

В УФВ могут быть применены как неуправляемые приборы тлеющего разряда, так и управляемые. Например, может быть применена неоновая лампа МН-3, нестабильность напряжения зажигания которой в диапазоне температур от -40 до $+60^{\circ}\text{C}$ не превышает $\pm 8\%$. Фактором, сдерживающим применение неуправляемых приборов тлеющего разряда в УФВ, является отсутствие в технических условиях на эти приборы данных о токе зажигания, а также недостаточная стабильность напряжения зажигания у некоторых приборов. Так, например, у стабилизатора СГ15П2 температурные изменения напряжения стабилизации в диапазоне температур от -60 до $+155^{\circ}\text{C}$ составляют всего $\pm 0,8\%$, однако напряжение зажигания в течение срока службы может изменяться от 160 до 180 в, т. е. на $\pm 12\%$. Поэтому в большинстве случаев в УФВ применяют управляемые приборы тлеющего разряда — тиратроны более стабильные, технические условия на которые содержат более полные данные.

В качестве примера рассмотрим две схемы конденсаторных реле времени с тиратронами тлеющего разряда: схему реле времени невысокой точности с тиратроном МТХ-90 (рис. 44,а) и схему высокоточного реле с тиратроном ТХ11Г (рис. 44,б).

В исходном состоянии выключатель B_1 разомкнут, тиратрон L_1 (рис. 44,а) не горит, реле P_1 обесточено и конденсатор C_1 разряжен. После замыкания выключателя B_1 конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_2 (обычно $R_1 \ll R_2$, и поэтому его влияние на процесс заряда C_1 можно не учитывать) от источника с напряжением u . Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает напряжения зажигания промежутка сетка — катод тиратрона L_1 , последний переходит в проводящее

состояние (зажигается) и включает выходное реле P_1 . Контакты реле P_{1-1} подают сигнал окончания выдержки во внешнюю цепь, а контакты P_{1-2} через резистор R_3 разряжают конденсатор, подготавливая реле к следующей выдержке. Резистор R_3 ограничивает ток разряда конденсатора C_1 и тем самым предотвращает выход контактов реле из строя.

Напряжение зажигания промежутка сетка — катод у различных экземпляров тиратронов МТХ-90 имеет значительный разброс: от 65 до 90 в. Этот разброс выбирается при первоначальной регулировке реле времени с помощью потенциометра R_1 .

Ток зажигания (ток сетки) тиратрона МТХ-90 зависит от напряжения на его аноде E . При $E=200$ в ток зажигания не превышает 2 мка. Следовательно, макси-

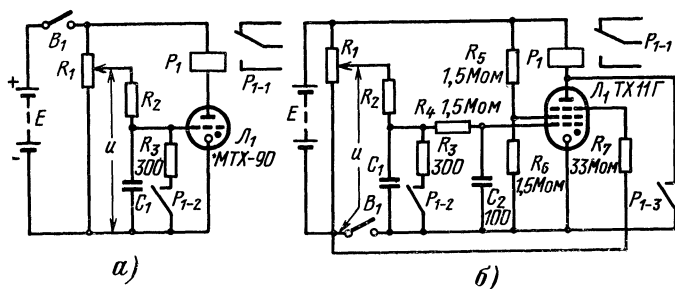


рис. 44.

мальная величина зарядного сопротивления R_2 должна выбираться из условия $R_2 \ll 65 \text{ в} / 2 \cdot 10^{-6} \text{ а} = 32,5 \text{ Мом}$, например, не должна превышать 5 Мом.

Отечественная промышленность серийно выпускает реле времени типов ВЛ-1, ВЛ-10 и др. [Л. 2] с тиратроном МТХ-90. Погрешность выдержки времени этих реле составляет 15—20%. Относительно большая погрешность обусловлена в первую очередь применением в этих реле тиратрона МТХ-90, имеющего сравнительно низкую стабильность сеточного напряжения зажигания, что вообще свойственно ТТР с активированными катодами [Л. 22].

Реле времени значительно более высокой точности можно получить, используя ТТР с молибденовым катодом. Схема такого реле времени с тиратроном ТХ11Г показана на рис. 44,б.

Для исключения запаздывания зажигания тиратрона его свободная сетка использована для поддержания слаботочного вспомогательного разряда. Этот разряд протекает по цепи: анод тиратрона — свободная сетка — резистор R_7 . На экранную сетку с помощью делителя R_5 — R_6 подается напряжение около 110 в. Цепочка R_4 C_2 включена для облегчения зажигания тиратрона.

В исходном состоянии выключатель B_1 разомкнут, конденсатор C_1 разряжен, в тиратроне протекает слаботочный вспомогательный разряд и реле P_1 обесточено.

После замыкания выключателя B_1 конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_2 от источника с напряжением u . Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает напряжения зажигания промежутка управляющая сетка — катод тиратрона L_1 , последний переходит в проводящее состояние и включает выходное реле P_1 . Контакты реле P_{1-1} подают сигнал во внешнюю цепь, контакты P_{1-2} разряжают конденсатор C_1 , подготавливая реле к следующей выдержке, а контакты P_{1-3} выключают тиратрон и осуществляют самоблокировку реле P_1 . Необходимость в быстром выключении тиратрона ТХ11Г вызвана тем, что его срок службы в проводящем состоянии по техническим условиям равен всего 100 ч. В описываемой же схеме время нахождения тиратрона в проводящем состоянии составляет всего около 10 мсек (время срабатывания реле P_1), в течение каждого цикла работы реле времени и, следовательно, ресурс работы равен:

$$\frac{100 \cdot 60 \text{ сек}}{10 \cdot 10^{-3} \text{ сек}} = 600\,000 \text{ циклов,}$$

что более чем достаточно в большинстве практических случаев.

Тиратрон ТХ11Г помимо высокой стабильности сетевого напряжения зажигания имеет наиболее высокое из отечественных ТТР входное сопротивление (10^{12} ом), что делает его особенно ценным для применения в реле времени с большими выдержками. При применении тиратрона ТХ11Г максимальная величина зарядного сопротивления R_2 , как правило, ограничивается не током срабатывания тиратрона (10^{-10} а), а сопротивлением изоляции времязадающего конденсатора и различными сопротивлениями утечки (в том числе и по стеклу тиратрона).

10. Счетчики импульсов

Счетчики импульсов могут быть выполнены на различных элементах: транзисторах, диодах, тиристорах, тиратронах, декатронах, магнитных элементах и т. п. Общие вопросы, связанные с разработкой счетчиков импульсов, достаточно полно рассмотрены в многочисленной специальной литературе [Л. 22—26, 62], в связи с чем здесь на них останавливаться не будем, а рассмотрим лишь две конкретные схемы счетчиков: на тиристорах и на интегральных логических схемах.

Счетчики на тиристорах позволяют производить отсчет непосредственно в десятичной системе счисления без каких-либо дешифраторов. Кроме того, счетчики на тиристорах способны непосредственно коммутировать газоразрядные цифровые лампы ИН-1, ИН-2 и т. д. Перечисленные преимущества делают счетчики на тиристорах очень удобными для применения в реле времени.

Интегральные логические схемы позволяют создавать миниатюрные счетчики большой емкости, в связи с чем габариты реле времени резко сокращаются.

Оба типа перечисленных счетчиков обладают высокой надежностью, имеют большой срок службы (10 000 ч и более), способны работать в широком диапазоне температур (от -60 до $+125^{\circ}\text{C}$) и выдерживают значительные механические нагрузки.

Кольцевой тиристорный счетчик. На рис. 45 приведена электрическая схема десятичного кольцевого тиристорного счетчика (декады счетчика).

Декада счетчика имеет следующие технические характеристики: напряжение питания $E=120\pm 20$ в; потребляемый ток — не более 20 ма, максимальная скорость счета 800 гц.

Параметры входного сигнала: амплитуда u_m не менее 7 в и не более напряжения питания E ; ток, потребляемый от источника входного сигнала, не менее 5 и не более 15 ма; длительность импульса не менее 2 мксек на уровне 7 в; длительность переднего фронта импульса не более 5 мксек.

Декада счетчика, по существу, представляет собой триггер с десятью устойчивыми состояниями, составленный из десяти идентичных ячеек, построенных на тири-

сторах, резисторах, конденсаторах и диодах и соединенных по кольцевой схеме, причем следует отметить, что описываемый счетчик не обязательно должен быть десятичным. Вопрос о количестве ячеек не принципиален и счетчик может состоять из любого количества ячеек, начиная с двух. Кроме того, в случае необходимости ячейки в кольцо могут не замыкаться.

Осциллограмма напряжения на аноде любого тиристора счетчика показана на рис. 46.

Работа счетчика происходит следующим образом.

- При включении питания (имеется в виду, что напряжение питания меньше напряжения переключения тири-

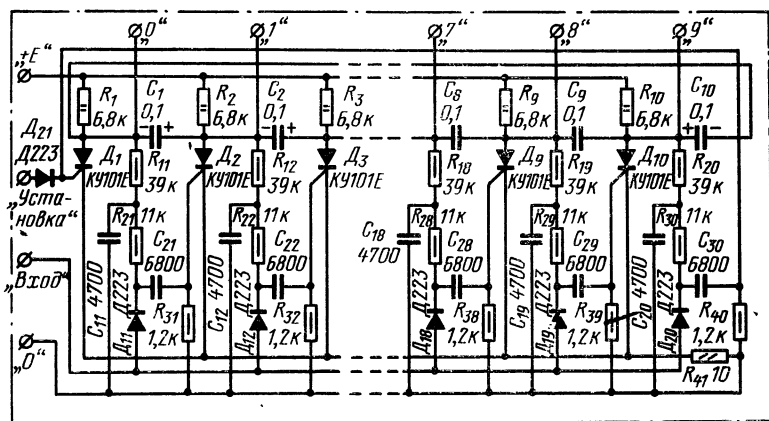


Рис. 45.

сторов) все тиристоры ($D_1—D_{10}$) выключены (заперты) и на их анодах имеются полные напряжения питания. Конденсаторы $C_1—C_{10}$ разряжены, так как их обкладки подключены к эквипотенциальным точкам — анодам выключенных тиристоров.

Конденсаторы $C_{11}—C_{20}$ начинают заряжаться через резисторы $R_1—R_{10}$ и $R_{11}—R_{20}$, а конденсаторы $C_{21}—C_{30}$ через резисторы $R_1—R_{10}$, $R_{11}—R_{20}$, $R_{21}—R_{30}$ и $R_{31}—R_{40}$ до полного напряжения питания. В течение времени заряда конденсаторов $C_{21}—C_{30}$ на резисторах $R_{31}—R_{40}$, а значит, и на управляющих электродах тиристоров, к которым эти резисторы подключены, имеются положительные на-

пряжения, пропорциональные току заряда конденсаторов $C_{21}—C_{30}$, убывающие по показательному закону.

Соответствующий выбор величин $R_{11}—R_{20}$, $R_{21}—R_{30}$, $R_{31}—R_{40}$, $C_{21}—C_{30}$, $C_{11}—C_{20}$ обеспечивает незначительность этих напряжений, и тиристоры в момент включения питания не переключаются. Диоды $D_{11}—D_{20}$ заперты положительными напряжениями на конденсаторах $C_{21}—C_{30}$, вследствие чего при подаче на вход счетчика положительных импульсов с амплитудой меньшей, чем напряжение питания, эти импульсы к управляющим электродам тиристоров (через диоды $D_{11}—D_{20}$) не попадут и все тиристоры счетчика останутся выключенными.

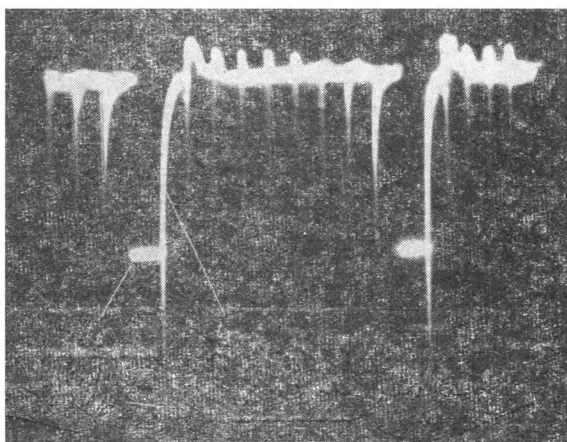


Рис. 46.

Для того чтобы счетчик начал работать, необходимо переключить (отперсть) один из тиристоров. Это делается путем подачи положительного импульса на зажим «Установка» счетчика, соединенный через диод D_{21} с управляющим электродом тиристора D_1 . При этом тиристор D_1 переключается и потенциал его анода делается близким к нулю (t_1 на рис. 46). Ток переключившегося тиристора создает падение напряжения на резисторе R_{41} (примерно 0,1 в), минус которого через резисторы $R_{31}—R_{40}$ прикладывается к управляющим электродам тиристоров, стабилизируя их работу.

Конденсаторы C_1 и C_{10} начинают заряжаться через переключившийся тиристор D_1 и резисторы R_2 и R_{10} до напряжения источника питания (если пренебречь остаточным напряжением на переключившемся тиристоре D_1 и токами утечки выключенных тиристоров D_2 и D_{10}). Полярность заряда конденсаторов C_1 и C_{10} показана на схеме рис. 45. Конденсатор C_{11} разряжается через резистор R_{11} и переключившийся тиристор D_1 , а конденсатор C_{21} —через резисторы R_{21} , R_{11} , R_{31} , R_{41} и переключившийся тиристор D_1 . Вследствие разряда конденсатора C_{21} диод D_{11} отпирается. Остальные диоды D_{12} — D_{20} остаются по-прежнему закрытыми. Теперь при подаче положительного импульса на вход счетчика он может пройти только к управляющему электроду тиристора D_2 через отпертый диод D_{11} и разряженный конденсатор C_{21} . Таким образом, при подаче на зажим «Вход» счетчика первого импульса переключится тиристор D_2 . После переключения тиристора D_2 заряженный до напряжения питания конденсатор C_1 окажется подключенным через переключившийся тиристор D_2 параллельно промежутку анод—катод тиристора D_1 плюсом к его катоду и минусом к аноду, напряжение на тиристоре D_1 делается отрицательным (t_2 на рис. 46), вследствие чего ток через тиристор D_1 прекратится и тиристор выключится. Конденсатор C_1 начнет перезаряжаться через резистор R_1 и переключившийся тиристор D_2 до напряжения источника питания, и полярность напряжения на конденсаторе C_1 станет противоположной указанной на схеме рис. 45. Напряжение на аноде тиристора D_1 будет возрастать по показательному закону по мере перезаряда конденсатора C_1 (t_3 на рис. 45). Конденсаторы C_{11} и C_{21} начнут заряжаться: первый через резисторы R_1 и R_{11} , а второй через резисторы R_1 , R_{11} , R_{21} . Диод D_{11} закроется.

Конденсатор C_2 зарядится до напряжения питания через резистор R_3 и переключившийся тиристор D_2 . Полярность напряжения на C_2 показана на схеме рис. 45. Конденсатор C_{10} разрядится через резисторы R_1 , R_{10} , и напряжение на нем станет равным нулю. Конденсатор C_{12} разрядится через резистор R_{12} и переключившийся тиристор D_2 , а конденсатор C_{22} через резисторы R_{22} , R_{12} , R_{32} , R_{41} и переключившийся тиристор D_2 . После разряда конденсатора C_{22} диод D_{12} открывается и открывает путь следующему входному импульсу к управляющему электроду тиристора D_3 . Поэтому при подаче на вход счетчи-

ка второго импульса переключится тиристор D_3 . Процессы, происходящие в схеме, после ее переключения аналогичны вышеописанным. Тиристор D_2 выключится, и диод D_{12} закроется. Конденсатор C_{23} разрядится и отопрет диод D_{13} , вследствие чего третий по счету импульс попадет на управляющий электрод тиристора D_4 , который переключится, а тиристор D_3 выключится.

Девятый по счету импульс переключит тиристор D_{10} , диод D_{20} отопрется и десятый импульс попадет на управляющий электрод тиристора D_1 . Тиристор D_1 переключится и счетчик возвратится в исходное положение, когда включен тиристор D_1 , а остальные тиристоры выключены.

Таким образом, после подачи импульса установки на зажим счетчика «Установка» каждый входной импульс, поданный на зажим «Вход», переводит схему счетчика в следующее устойчивое состояние, или, иначе говоря, сдвигает открытое состояние тириستоров на одну ячейку вправо (на один разряд).

Следовательно, состояние тиристоров счетчика несет вполне определенную информацию о количестве импульсов (в пределах десяти), поступивших на вход счетчика после подачи импульса установки, установившего счетчик в исходное, нулевое состояние. Поэтому клеммы счетчика, соединенные с анодами тиристоров, обозначены на схеме рис. 45 цифрами от 0 до 9, причем каждая цифра соответствует порядковому номеру входного импульса, переключающего тиристор, анод которого соединен с данной клеммой.

Остановимся подробнее на назначении отдельных элементов счетчика, а также рассмотрим некоторые соображения по их расчету. Величины анодных резисторов $R_1—R_{10}$ выбираются из двух условий. Первое, чтобы ток через включенный тиристор не превышал максимально допустимого для данного типа тиристора, а второе, чтобы ток через включенный тиристор всегда был больше тока выключения тиристора, т. е.

$$R_{a.мин} \geq E_{макс}/I_{макс};$$

$$R_{a.макс} \leq E_{мин}/I_{выкл},$$

где $E_{макс}$ и $E_{мин}$ — максимальное и минимальное значения напряжения питания; $R_{a.макс}$ и $R_{a.мин}$ — максимальное и минимальное значения сопротивления анодного резистора с учетом допускаемого отклонения и темпе-

ратуры; $I_{\text{макс}}$ — максимально допустимый ток через тиристор и $I_{\text{выкл}}$ — ток выключения тиристора.

В конденсаторах C_1 — C_{10} , обычно называемых коммутационными, накапливается энергия, необходимая для выключения тириستоров. Если емкость коммутационного конденсатора будет недостаточной, при подаче входных импульсов произойдет отказ счетчика вследствие последовательного переключения всех тиристоров. Выключаться тиристоры не будут. С другой стороны, увеличение емкости коммутационных конденсаторов ухудшает частотные свойства счетчика, снижая максимальную

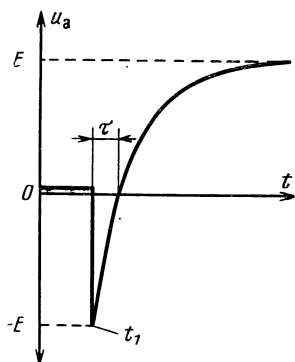


Рис. 47.

скорость счета. Поэтому величина емкости коммутационных конденсаторов должна находиться в определенных пределах, которые можно найти следующим образом.

На рис. 47 показана в укрупненном масштабе интересующая нас в этом случае часть осциллограммы напряжения на аноде тиристора счетчика.

В момент переключения любого последующего тиристора (t_1 на рис. 47 или t_2 на рис. 46) напряжение на аноде предыдущего тиристора делается отрицательным, а затем возрастает по показательному закону по мере перезаряда коммутационного конденсатора через переключившийся тиристор и анодный резистор предыдущего тиристора. Во время перезаряда коммутационного конденсатора напряжение на аноде тиристора повторяет форму напряжения на коммутационном конденсаторе. Из рис. 47 видно, что в течение времени τ напряжение на аноде тиристора отрицательно. Для того чтобы тиристор выключился, необходимо, чтобы время τ было не меньше времени выключения тиристора $t_{\text{выкл}}$, являющегося параметром тиристора, т. е. необходимо, чтобы соблюдалось неравенство $\tau \geq t_{\text{выкл}}$.

Определим время τ , для чего на рис. 47 перенесем ось времени на величину $+E$. Тогда коммутационный конденсатор будет не перезаряжаться от $-E$ до $+E$, а разряжаться от $-2E$ до нуля. Как видно из рис. 47,

время τ соответствует времени, в течение которого напряжение на коммутирующем конденсаторе уменьшается наполовину от $-2E$ до $-E$. Поэтому можно написать, что $\tau = R_a C_k \ln 2$, где R_a — сопротивление анодного резистора; C_k — емкость коммутирующего конденсатора. Подставив в последнее выражение $t_{\text{выкл}} \leq \tau$ и решив его относительно $R_a C_k$, получим $R_a C_k \geq 1,44 t_{\text{выкл}}$, т. е. постоянная времени заряда коммутирующего конденсатора должна быть в 1,44 раза больше времени выключения тиристоров. Учитывая, что $R_a = E/I$, где I — ток, протекающий через включенный тиристор, последнее неравенство можно привести к виду

$$C_k \geq \frac{1,44 t_{\text{выкл}}}{E}.$$

Из этого неравенства следует, чем больше ток, коммутируемый тиристорами, тем при прочих равных условиях должны быть больше емкости коммутирующих конденсаторов.

Максимальная величина емкости коммутирующего конденсатора выбирается из условия, чтобы он успел перезарядиться до прихода к управляющему электроду тиристора следующего импульса, т. е. постоянная времени $R_a C_k$ должна быть меньше величины

$$R_a C_k \leq \frac{T_{\text{мин}}}{3} (n - 1)$$

(считая время полного заряда конденсатора равным трем постоянным времени), где $T_{\text{мин}}$ — минимальный период следования входных импульсов; n — количество разрядов кольцевого счетчика.

Резисторы $R_{31} - R_{40} (R_y)$, включенные между управляющими электродами тиристоров и минусом источника питания стабилизируют работу тиристоров, обеспечивая потенциалы их управляющих электродов, близкими к потенциалам катодов, а в случае наличия резистора в общей катодной цепи (резистор R_{41}) даже более отрицательными, чем катоды.

С точки зрения стабилизации работы тиристоров величины этих резисторов должны быть как можно меньше (особенно в случае отсутствия резистора в общей катодной цепи), однако при этом следует учитывать, что эти резисторы шунтируют входной сигнал и поэтому их величина выбирается в каждом конкретном случае с учетом мощности источника входного сигнала, темпе-

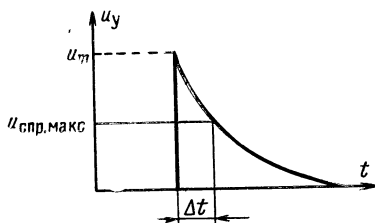


Рис. 48.

ратурных условий работы счетчика и типов примененных тиристоров. Обычно величина R_y выбирается в пределах от 100 до 10 000 ом, причем для более мощных тиристоров берутся меньшие величины R_y .

Разделительные конденсаторы $C_{21}—C_{30}$ (C_p) пропускают входные им-

пульсы к управляющим электродам тиристоров и не пропускают постоянные напряжения, которые через резисторы $R_{11}—R_{20}$, $R_{21}—R_{30}$ поступают с анодов тиристоров к катодам диодов $D_{11}—D_{20}$ и служат для их запираания. Величина емкости разделительного конденсатора определяется требованием к длительности управляющего импульса, необходимого для переключения тиристора. Если принять, что входные импульсы прямоугольны и имеют амплитуду u_m , а сопротивление R_y значительно меньше входного сопротивления тиристора, то на управляющем электроде тиристора будет импульс, задний фронт которого убывает по показательному закону с постоянной времени $\tau = R_y C_p$.

На рис. 48 проведена горизонтальная линия, соответствующая максимальному напряжению спрямления тиристора $u_{спр.макс}$. Пересечение этой линии с фронтами импульса дает отрезок времени Δt , который должен быть не меньше времени включения тиристора $t_{вкл}$, являющегося его параметром. На основании изложенного величину C_p можно определить по формуле

$$C_p \geq \frac{t_{вкл}}{R_y \ln u_m / u_{спр.макс}}.$$

Если величины R_y и C_p заданы, амплитуда входных импульсов u_m должна находиться в следующих пределах:

$$E \geq u_m \geq u_{спр.макс} e^{-\frac{t_{вкл}}{R_y C_p}}.$$

Максимальная величина емкости C_p определяется также, как и максимальная величина емкости комму-

тирующего конденсатора, частотными требованиями, предъявляемыми к счетчику. Например, после переключения тиристора D_2 (и выключения тиристора D_1) конденсатор C_{22} должен успеть разрядиться через резисторы R_{12} , R_{22} , R_{32} , R_{41} до прихода следующего (второго) входного импульса к управляющему электроду тиристора D_3 .

Конденсатор же C_{21} должен успеть зарядиться через резисторы R_1 , R_{11} , R_{21} , R_{31} до прихода третьего по счету входного импульса (считая первым импульс, переключивший тиристор D_2), чтобы запереть к этому времени диод D_{11} и не пропустить третий импульс на управляющий электрод тиристора D_2 . Если конденсатор C_{21} не успеет полностью зарядиться до прихода второго входного импульса и часть этого импульса попадет через открытый диод D_{11} на управляющий электрод тиристора D_2 , нормальная работа счетчика не нарушится, так как в это время тиристор D_2 все равно выключен.

Считая время полного заряда конденсатора равным трем постоянным времени и пренебрегая влиянием емкости C_{12} , можно написать:

$$(R_{12} + R_{22} + R_{32}) C_{22} \leq T_{\text{мин}}/3$$

или

$$C_p \leq T_{\text{мин}}/3\Sigma R,$$

где ΣR — суммарное сопротивление зарядной цепи конденсатора C_p ; $T_{\text{мин}}$ — минимальный период следования входных импульсов.

Конденсаторы C_{11} — C_{20} вместе с резисторами R_{11} — R_{20} делают счетчик малочувствительным к разбросу параметров тиристоров. Как видно из осциллограммы рис. 46, на анодах выключенных тиристоров счетчика имеются довольно значительные положительные импульсы (порядка 10 в), являющиеся следствием происходящего в это время включения и выключения других тиристоров и связанных с этим перезарядов коммутирующих конденсаторов. Если бы не было конденсаторов C_{11} — C_{20} , то эти импульсы с анодов одних тиристоров через резисторы R_{11} — R_{20} , R_{21} — R_{30} и конденсаторы C_{21} — C_{30} попадали бы на управляющие электроды других тиристоров, вследствие чего наиболее чувствительные из тиристоров могли бы переключиться в произвольные моменты времени, нарушая нормальную работу счетчика. Фильтры низких частот, образованные цепочки $R_{11}C_{11}$, $R_{12}C_{12}$, ..., $R_{20}C_{20}$ не пропускают эти импульсы к управляющим электро-

дам тиристоров и делают возможным работу счетчика с любыми серийными тиристорами [Л. 27].

С точки зрения повышения стабильности работы счетчика постоянные времени цепочек $R_{11}C_{11}, \dots, R_{20}C_{20}$ должны быть возможно больше. Однако частотные свойства счетчика при этом ухудшаются. Поэтому постоянные времени этих цепочек выбираются такими, чтобы конденсаторы $C_{11}—C_{20}$ успевали разряжаться через резисторы $R_{11}—R_{20}$ в промежутках между двумя входными импульсами при максимальной частоте счета.

Конструкция и детали. Счетчик собран на печатной плате, фотография которой приведена на рис. 49. Типы тиристоров и диодов, а также номиналы резисторов и

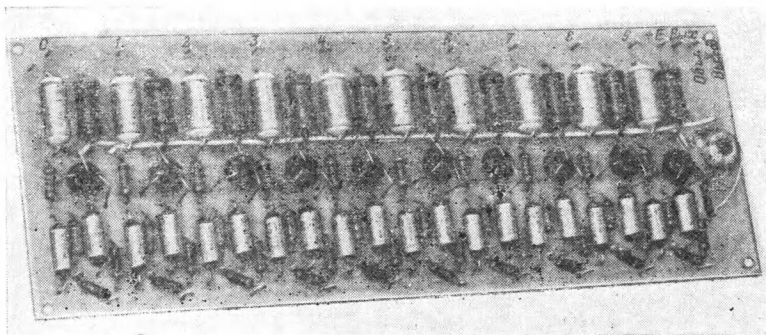


Рис. 49.

конденсаторов указаны на принципиальной схеме (рис. 45).

Конденсаторы $C_1—C_{10}$ типа МБМ-160-0,1-II; конденсаторы $C_{11}—C_{20}$ — БМ-1-200-4700 $\pm 10\%$; а $C_{21}—C_{30}$ — БМ-1-200-6800 $\pm 10\%$. Резистор R_{41} типа МОН или УЛИ, остальные резисторы МЛТ. Мощности резисторов указаны по схеме.

Правильно собранный из заведомо исправных деталей счетчик работает сразу и наладки не требует. Следует только принять меры, чтобы ток через управляющие электроды тиристоров не превышал 15 мА. С этой целью в случае достаточно мощного источника входных импульсов его следует подключать к зажиму «Вход» счетчика через резистор, величина которого рассчитыва-

ется по формуле $R \text{ (ком)} = u_m(v)/15$, где u_m — амплитуда входных импульсов.

Описанный тиристорный счетчик позволяет создавать реле времени с цифровой индикацией выдержки с помощью цифровых индикаторных ламп ИН-1, ИН-2 и т. п. Цифровая лампа подключается к счетчику по схеме рис. 50. Для питания лампы используется отдельный источник питания E_2 с напряжением 100 в. Когда все

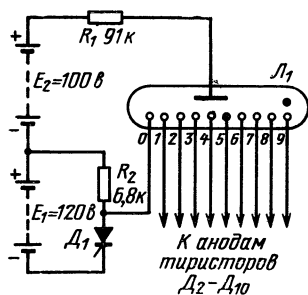


Рис. 50.

тиристоры выключены, напряжение между анодом и катодом цифровой лампы $Л_1$ равно $E_2=100$ в и цифровая лампа не горит. При этом напряжение на аноде выключенных тиристоров $E_1=120$ в. Когда же какой-либо тиристор включен, допустим D_1 , к соответствующему аноду лампы $Л_1$ через резистор R_1 прикладывается сумма напряжений источников E_1 и E_2 , равная 220 в, и лампа $Л_1$ зажигается. Такая схема включения цифровых индикаторных ламп позволяет применить в счетчике тиристоры с напряжением переключения меньшим, чем напряжение зажигания индикаторных ламп. При этом величины напряжений E_1 и E_2 должны выбираться из условий

$$E_{2\text{макс}} < u_{з.\text{мин}};$$

$$E_{1\text{макс}} + E_{2\text{макс}} > u_{з.\text{макс}},$$

где $u_{з.\text{мин}}$ и $u_{з.\text{макс}}$ — соответственно минимальное и максимальное значения напряжений зажигания цифровой индикаторной лампы.

Счетчики импульсов на интегральных микросхемах транзисторно-транзисторной логики. Среди полупроводниковых интегральных микросхем, выпускаемых в настоящее время промышленностью, наибольшую популярность приобрели схемы типа транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) [Л. 28]. Эти схемы обычно применяются для построения электронных вычислительных машин и по сравнению с другими типами микросхем, например диодно-транзисторной логики (ДТЛ), обеспечивают при той же потребляемой мощности выполнение функций И—ИЛИ—НЕ [Л. 29] с сохранением более высоких эксплуатационных параметров.

На рис. 51,а показана функциональная схема безэмкостного счетного триггера на элементах И—НЕ транзисторно-транзисторной логики. Триггер состоит из четырех трехходовых и двух двухходовых элементов И—НЕ, соединенных между собою определенным образом.

Электрическая схема трехходового элемента И—НЕ показана на рис. 51,б. Если хотя бы один из эмиттеров многоэмиттерного транзистора T_1 соединен с минусом источника питания или, иначе говоря, если хотя бы на один из входов элемента подан логический «0», транзи-

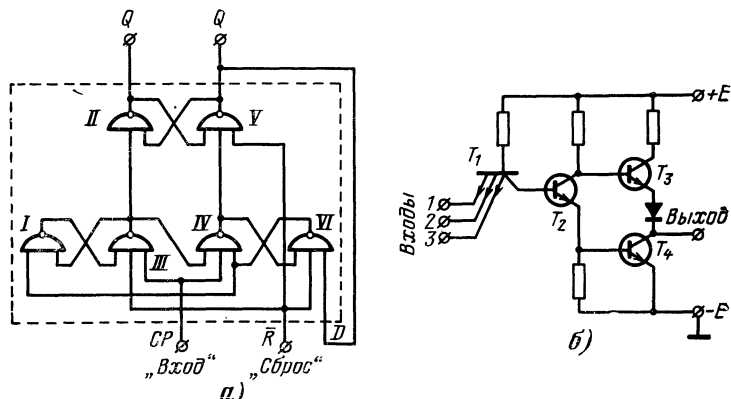


Рис. 51.

сторы T_2 и T_4 будут закрыты, транзистор T_3 открыт и на выходе элемента будет почти полное напряжение питания $+E$ — логическая «1».

Если же все эмиттеры многоэмиттерного транзистора соединить с плюсом источника питания, или, иначе говоря, подать логические «1» на все входы элемента, транзисторы T_2 и T_4 откроются, транзистор T_3 закроется и на выходе элемента напряжение будет близко к нулю — логический «0». Таким образом, рассматриваемый элемент осуществляет две логические операции: логическое умножение И и логическое отрицание НЕ [Л. 29]. Логические свойства элемента сведены в табл. 7, из которой следует, что если хотя бы на одном из входов элемента имеется «0», на выходе элемента всегда «1», и только когда на всех входах «1», на выходе элемента «0».

Установка исходного состояния триггера производится путем подачи на зажим «Сброс» логического «0»

Логика элемента

Вход 1	Вход 2	Вход 3	Выход
0	0	0	1
1	0	0	1
0	1	0	1
0	0	1	1
1	1	0	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	1	0

(путем замыкания зажима «Сброс» с минусом источника питания). Допустим, что на зажиме «Вход» в это время тоже логический «0». Тогда, как видно из рис. 51,а, логические «0» будут на входах элементов *III*, *IV*, *V* и *VI* и, следовательно, на их выходах будут «1». Эти «1» поступят на входы элементов *I* и *II* и, следовательно, на их выходах будут «0». Выходными клеммами триггера являются выходы элементов *II* и *V* и, следовательно, на выходе *Q* триггера будет «0», а на выходе \bar{Q} — «1» (t_0 на рис. 52).

Изменение логического состояния на зажиме «Вход» триггера (например, подача на «Вход» последовательности импульсов) при «0» на зажиме «Сброс» изменит лишь состояние *IV* элемента триггера, состояние же остальных элементов останется без изменения (t_1 — t_2 на рис. 52). Таким образом, при «0» на зажим «Сброс» входные импульсы на выход триггера не проходят.

Для того чтобы триггер начал работать (делить частоту входных импульсов), на зажим «Сброс» должна быть подана логическая «1». Допустим, что на зажиме «Вход» в это время логический «0». Тогда при подаче «1» на зажим «Сброс» изменится состояние элементов *VI* и *I*. На всех входах элемента *VI* теперь станут «1», на его выходе «0». Этот «0» поступит на один из входов элемента *I*, и на его выходе станет «1» (t_3 на рис. 52). Такое состояние триггера является исходным. Теперь при подаче на его вход последовательности импульсов триггер будет осуществлять деление частоты этих импульсов.

Чтобы понять, как это происходит, рассмотрим состояние элементов триггера при подаче на его вход логической последовательности «1»—«0»—«1»—«0».

Логическая «1» со входа триггера (t_4 на рис. 52) поступит на входы элементов *III* и *IV*. При этом состояние элемента *IV* не изменится, так как на другом его входе в это время «0» (с выхода элемента *VI*). Состояние же элемента *III* изменится, так как теперь «1» станут на всех его входах и, следовательно, на его выходе

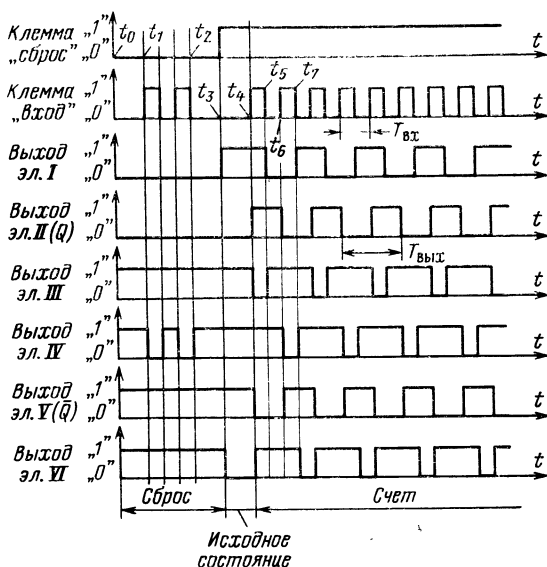


Рис. 52.

станет «0». Этот «0» поступит на входы элементов *I*, *II* и *IV*. Так как на входах элементов *I* и *IV* уже есть «0», состояние этих элементов не изменится. На входе же элемента *II* до этого были все «1» и его состояние изменится: на его выходе станет «1». Эта «1» поступает на вход элемента *V*, на всех его входах становятся «1» и, следовательно, на выходе «0», который в свою очередь поступает на входы элементов *II* и *VI*. До этого на всех входах элемента *VI* были «1», и его состояние изменится: на его выходе станет «1». Состояние же элемента *II* не изменится, так как на его входе уже есть «0» с выхода элемента *III*. Логическая «1» с выхода элемента *VI* поступит на вход элемента *IV*, однако состояние его не изменится, так как на одном из его входов в это время «0» (с выхода элемента *III*). На этом заканчивается

действие первого входного импульса (действие первой логической «1»).

Логический «0» со входа триггера (t_5 на рис. 52) поступает на входы элементов *III* и *IV*. На входе элемента *IV* уже есть «0» (с выхода элемента *III*) и его состояние поэтому не изменится. Состояние же элемента *III* изменится: на всех его входах до этого были «1», а на выходе «0», теперь же на его выходе станет «1». Эта «1» поступает к элементам *I*, *II* и *IV*. Состояние элементов *II* и *IV* не изменится, так как на их входах есть «0», а состояние элемента *I* изменяется: на его обоих входах становятся «1» и, следовательно, на выходе «0». Этот «0» поступает на вход элемента *III*, но не меняет его состояние, так как на одном из его входов уже есть «0». На этом заканчивается действие первого логического «0».

Вторая логическая «1», поступая с зажима «Вход» триггера на входы элементов *III* и *IV* (t_6 на рис. 52), изменяет лишь состояние элемента *IV*: на всех его входах становятся «1», а на выходе «0», состояние же элемента *III* не изменяется, так как на одном из его входов есть «0». Логический «0» с выхода элемента *IV* поступает на входы элементов *V* и *VI*. Состояние элемента *VI* не изменяется, так как на его входе уже есть «0». Состояние же элемента *V* изменяется: на всех его входах до этого были «1», а на выходе «0»; теперь же на его выходе становится «1». Эта «1» поступает к элементам *II* и *VI*. На обоих входах элемента *II* становятся «1», и он изменяет свое состояние: на его выходе становится «0». Этот «0» поступает на вход элемента *V*, но не изменяет его состояния, так как на входе элемента *V* уже есть «0» с выхода элемента *IV*. На этом заканчивается действие второй логической «1».

Второй логический «0» (t_7 на рис. 52), поступая на входы элементов *III* и *IV*, изменяет состояние элемента *IV*: на выходе его становится «1». Состояние же элемента *III* не изменяется, так как на одном из его входов уже есть «0». Логическая «1» с выхода элемента *IV* поступает на входы элементов *V* и *VI*. Состояние элемента *V* при этом не изменяется, так как на одном из его входов уже есть «0», а состояние элемента *VI* изменяется — на выходе его становится «0». Этот «0» поступает на входы элементов *IV* и *I*. Состояние элемента *IV* не изменяется, так как на его входе, соединенном с зажимом «Вход»

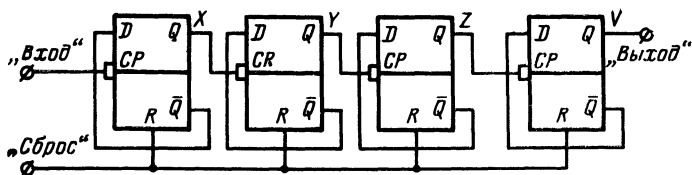
триггера, уже есть «0», а состояние элемента *I* изменяется: на его выходе становится «1». Эта «1» поступает на вход элемента *III*, но не изменяет его состояния, так как на его входе, соединенном с зажимом «Вход» триггера, «0». На этом заканчивается действие второго логического «0», и триггер возвращается в исходное состояние. При подаче следующих импульсов вышеописанные процессы будут повторяться.

Как видно из циклограммы, период следования импульсов на выходах элементов триггера $T_{\text{вых}}$ в 2 раза больше периода следования входных импульсов $T_{\text{вх}}$, т. е. триггер осуществляет деление частоты входных импульсов на два. Из циклограммы видно также, что импульсы на выходных клеммах триггера Q и \bar{Q} сдвинуты относительно друг друга на 180° и на $\pm 90^\circ$ относительно импульсов на выходе элемента *I*. Кроме того, на выходах элементов *III*, *IV*, *VI* имеются импульсы со скажностью 4, причем импульсы на выходах элементов *III* и *IV* сдвинуты на 180° относительно друг друга и на $\pm 90^\circ$ относительно импульсов на выходе элемента *VI*.

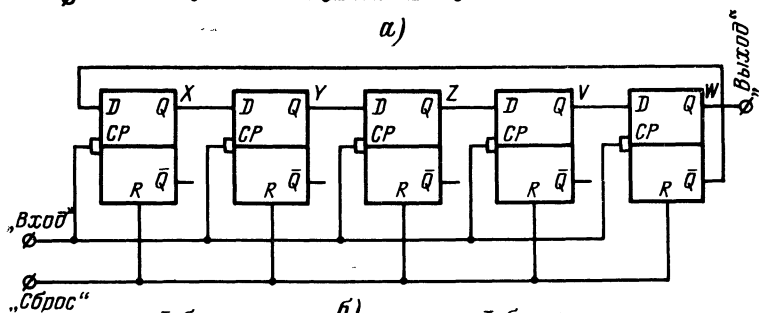
Наличие импульсов с различной скажностью и различной фазой создает дополнительные удобства применения триггера в счетном реле времени. Если в рассмотренном счетном триггере разомкнуть цепь от \bar{Q} к *D* (рис. 51,а), то он превратится в элемент, задерживающий выходной импульс в течение одного периода входных импульсов. Такой элемент в соответствии с принятой классификацией [Л. 30] носит название динамического триггера или Д-триггера.

На рис. 53 показаны две схемы счетчиков, выполненных на Д-триггерах, и их таблицы истинности [Л. 30]. Первый счетчик (рис. 53,а) представляет собой обычное последовательное соединение четырех двоичных счетных триггеров. Емкость такого счетчика равна 2^n , а период следования импульсов на выходе любого триггера $T_{\text{вых}} = T_{\text{вх}} \cdot 2^n$, где n — номер рассматриваемого триггера, а $T_{\text{вх}}$ — период следования входных импульсов. В данном случае при $n=4$ емкость счетчика (число счета) равна 16, а период следования импульсов на выходе счетчика в 16 раз больше, чем на входе.

Второй счетчик (рис. 53,б) собран по так называемой кольцевой синхронной схеме Джонсона [Л. 30]. Емкость такого счетчика равна $2 \cdot n$, а период следования



а)



б)

Таблица
истинности

№	V	Z	Y	X
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

а)

Таблица
истинности

№	W	V	Z	Y	X
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	1
4	0	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1
6	1	1	1	1	0
7	1	1	1	0	0
8	1	1	0	0	0
9	1	0	0	0	0

б)

Рис. 53.

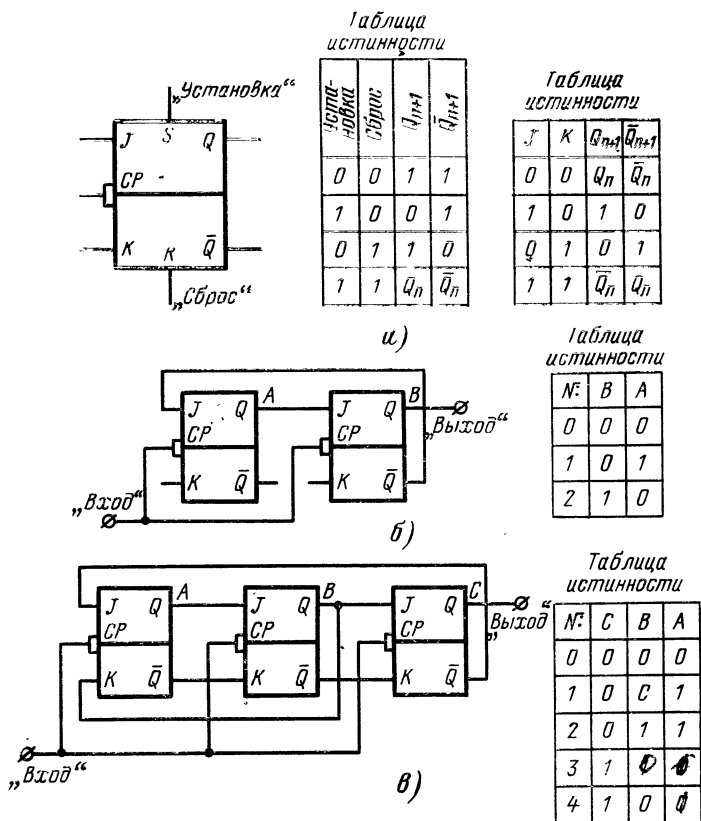


Рис. 54.

импульсов на выходе любого триггера счетчика $T_{\text{вых}} = T_{\text{вх}} \cdot 2n$, где n — количество триггеров в счетчике, а $T_{\text{вх}}$ — период следования входных импульсов. Как видно из таблицы истинности этого счетчика, импульсы на выходе каждого последующего триггера отстают по фазе относительно импульсов на выходе предыдущего триггера на величину $T_{\text{вых}}/2n = T_{\text{вх}}$ или в данном случае при $n=5$ на $1/10 T_{\text{вых}}$.

Недостатком Д-триггеров является невозможность создания с их помощью счетчиков с любым заданным числом счета. Так, например, счетчик, собранный по схеме рис. 53,а, обеспечивает лишь числа счета: $2^n = 2, 4, 8, 16$ и т. д., а счетчик, собранный по схеме рис. 53,б, — лишь любые четные числа $2n$. Вместе с тем при конст-

руировании реле времени может возникнуть необходимость в получении и любых нечетных чисел, например 3, 5 и т. д.; в этом случае Д-триггеры уже не подходят. Здесь приходится применить более сложные и дорогие логические J—К триггеры, которые отличаются от Д-триггеров наличием нескольких дополнительных входов,

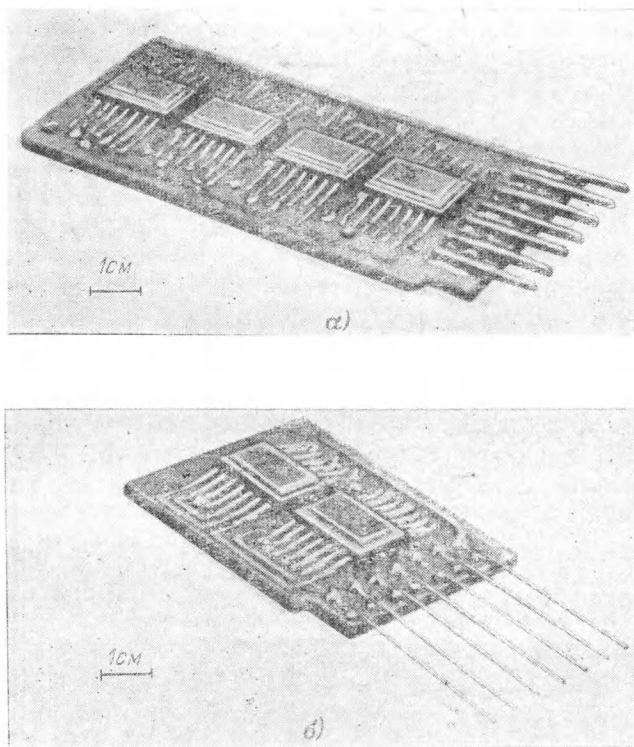


Рис. 55.

обозначаемых буквами J и K [1. 30]. Условное обозначение J—К триггера и его таблицы истинности приведены на рис. 54,а. В таблицах истинности Q_{n+1} и \bar{Q}_{n+1} — состояния соответственно на выходах триггера Q и \bar{Q} после воздействия входного импульса, причем сигналы на выходах триггера «Установка» и «Сброс» устанавливают соответствующие состояния на выходах Q и \bar{Q} не-

зависимо от сигналов на других входах триггера. Подача сигнала на вход J производит установку триггера в «1» (считая по выходу Q), а подача сигнала на вход K—в «0». При подаче последовательности импульсов на вход CP (Clock Pulse) триггер осуществляет деление частоты.

На рис. 54,б, в показаны два модуля счетчиков на J—K триггерах с числом счета 3 и 5. Там же приведены таблицы истинности этих модулей (выводы «установка» и «сброс» J—K триггеров на рис. 59,б, в условно не показаны). Используя эти и им подобные модули на J—K триггерах, а также комбинируя их с более дешевыми D-триггерами, можно создавать миниатюрные счетчики практически с любым заданным числом счета.

Перспективность счетчиков на элементах ТТЛ можно показать на примере того, что уже сейчас во многих странах мира выпускается большое количество различных триггеров ТТЛ. Так, например, английская фирма Mullard серийно выпускает следующие типы «двустабильных ТТЛ элементов» (в корпусе размером $12 \times 7 \times 0,8$ мм): сдвоенный J—K триггер (FJJ-121); сдвоенный D-триггер (FJJ-131); J—K триггер с тремя J и тремя K входами FJJ-111); счетверенный J—K триггер, обеспечивающий путем соответствующих внешних соединений емкости счета 5 или 10 (FJJ-141).

Чтобы можно было судить о размерах счетчиков на элементах ТТЛ, на рис. 55 показаны фотографии десятичного счетчика на четырех одинарных J—K триггерах (рис. 55,а) и D-триггера на двух строенных трехвходовых элементах И—НЕ (рис. 55,б), смонтированных на двусторонних печатных платах.

Глава четвертая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

11. Счетное реле времени на тиристорах

Реле времени имеет следующие технические данные: диапазон выдержек времени от 0,1 до 999,9 сек с дискретностью 0,1 сек; погрешность выдержки времени не более $-0,02 \text{ сек} \pm \Delta f/f$, где $\Delta f/f$ — погрешность частоты питающей сети; выходной сигнал окончания выдержки времени — переключение контактов электромагнитного реле с коммутирующей способностью 2 а, 30 в (реле РЭС-9); время готовности и время возврата не более 1 сек; источник питания — сеть $220 \text{ в} \pm 10\%$, 50 гц.

Условия эксплуатации: температура $\pm 50^\circ\text{C}$, влажность до 98% при температуре $+40^\circ\text{C}$.

Электрическая принципиальная схема реле времени приведена на рис. 56. Реле времени состоит из узла управления, формирователя времязадающих импульсов, генератора импульсов первоначальной установки, счетчика импульсов, устройства фиксации выдержки времени (УФВ) и трех выпрямителей, от которых питаются различные узлы реле времени.

Узел управления состоит из электромагнитных реле P_1 — P_3 , конденсатора C_2 и резистора R_1 и предназначен для повышения удобства работы с реле времени. Управление реле времени осуществляется нормально разомкнутой кнопкой (K_{H1}), причем время, в течение которого кнопка находилась в замкнутом состоянии (при пуске), а также повторное нажатие кнопки до окончания выдержки времени, на выдержку времени не влияют. Кроме того, узел управления обеспечивает автоматическую подготовку реле времени к следующей выдержке.

Формирователь времязадающих импульсов состоит из транзисторов T_1 , T_2 ; диода D_{13} ; резисторов R_3 , R_4 , R_{12} — R_{15} и представляет собой триггер Шмитта. Он формирует из синусоидального напряжения обмотки ω_2 трансформатора Tr_1 экспоненциальные импульсы, необходимые для нормальной работы счетчика импульсов. Когда на конце обмотки ω_2 , соединенном с анодом диода D_{13} , минус, диод D_{13} и транзистор T_1 закрыты, а транзистор T_2 открыт. Когда же напряжение на обмотке ω_2 меняет свой знак и увеличивается по абсолютной величине, диод D_{13} и транзистор T_1 открываются, вследствие чего транзистор T_2 закрывается и на его коллекторе появляется положительный скачок напряжения. Этот скачок проходит через дифференцирующую цепочку C_9 , R_{15} и на резисторе R_{15} образуется экспоненциальный импульс с крутым передним фронтом. Частота следования импульсов равна частоте питающей сети 50 гц. Положительная обратная связь, осуществляемая за счет резистора R_{14} , включенного в общую эмиттерную цепь транзисторов T_1 и T_2 , обеспечивает необходимую крутизну переднего фронта времязадающих импульсов.

Генератор импульсов первоначальной установки собран на диодисторе D_{14} , конденсаторах C_7 , C_8 и резисторах R_8 — R_{11} . Он вырабатывает экспоненциальный импульс с крутым передним фронтом каждый раз после включения питания и после окончания выдержки времени.

Счетчик импульсов собран на тиристорах и состоит из четырех десятичных ($ПБ_1$ — $ПБ_4$) и одного пятеричного (тиристоры D_{20} — D_{24}) счетных элементов. Десятичные элементы счетчика (декады) собраны по схеме рис. 45 и отличаются от нее лишь номиналами резисторов R_1 — R_{10} (в связи с другой величиной напряжения питания) и наличием в анодной цепи тиристора D_1 импульсного трансформатора, включенного аналогично тому, как включен трансформатор Tr_2 в анодную цепь тиристора D_{20} (рис. 56). Трансформатор предназначен для согласования выходных и входных цепей тиристорных счетных элементов при их последовательном соединении. Емкость счетчика равна $5 \cdot 10^4$ импульсов.

Устройство фиксации выдержки времени (УФВ) представляет собой каскад совпадения, собранный на транзисторе T_3 ; диодах D_{15} — D_{18} ; конденсаторе C_6 и резисторах R_5 — R_7 (R_5 56 ом). Устройство фиксирует момент окончания выдержки времени.

Выпрямитель на диодах D_1 — D_4 предназначен для питания схемы управления и генератора импульсов первоначальной установки,

выпрямитель на диодах D_5 — D_8 для питания счетчика импульсов и формирователя времязадающих импульсов, а выпрямитель на диодах D_9 — D_{12} для питания УФВ (каскада совпадения).

Применение отдельных выпрямителей для питания различных узлов реле времени позволило повысить стабильность его работы и обойтись без дросселей в фильтрах выпрямителей. Кроме того, это дало возможность упростить схему каскада совпадения.

Работает реле времени следующим образом. После подачи питания 220 в, 50 гц начинается работа формирователь времязадающих импульсов. Реле P_1 — P_4 обесточены, и динистор D_{14} выключен. Питание к счетчику импульсов и генератору импульсов первоначальной установки поступает через контакты реле P_{4-1} . Конденсатор C_7 начинает заряжаться через резистор R_9 от выпрямителя на диодах D_5 — D_8 . Когда напряжение на конденсаторе C_7 достигает напряжения переключения динистора D_{14} (это происходит через 0,5—0,8 сек после включения питания), последний переключается и на резисторе R_{10} появляется экспоненциальный импульс с крутым передним фронтом. Этот импульс через дифференцирующую цепочку C_8R_{11} , диод D_{19} и соответствующие диоды, установленные в декадах счетчика $ПБ_1$ — $ПБ_4$ (D_{21} на рис. 45), поступает на управляющие электроды тиристоров нулевого разряда элементов счетчика, после чего реле времени готово к работе.

Выдержка времени начинается с момента нажатия кнопки $Кн_1$. Строго говоря, выдержка времени начинается не с момента нажатия кнопки $Кн_1$, а несколько позже — с момента переключения контактов реле P_{3-1} . Однако разница составляет всего 10—15 мсек (время срабатывания реле P_1 и P_3), и поэтому за начало выдержки времени можно принять момент нажатия кнопки $Кн_1$.

При этом ток, убывающий по показательному закону заряда конденсатора C_2 , вызывает кратковременное срабатывание реле P_1 . Контакты реле P_{1-1} включают реле P_2 и P_3 . Контакты реле P_{2-1} осуществляют блокировку контактов реле P_{1-1} так, что, когда P_1 отпускает, реле P_2 и P_3 остаются включенными. Контакты реле P_{2-2} подключают питание к каскаду совпадения. Контакты реле P_{3-1} подключают выход генератора времязадающих импульсов ко входу пятиричного элемента счетчика, и тиристоры D_{20} — D_{24} начинают последовательно переключаться (см. § 10). Контакты реле P_{3-2} выдают сигнал начала выдержки времени.

Каждый раз, когда включается тиристор D_{20} , что происходит при приходе каждого пятого импульса на вход счетчика, на вторичной обмотке ω_2 трансформатора Tr_2 , первичная обмотка которого ω_1 включена в анодную цепь тиристора D_{20} , появляется положительный экспоненциальный импульс, который поступает на вход декады $ПБ_1$ и вызывает последовательное переключение тиристоров этой декады. Каждый раз, когда включается тиристор D_1 декады $ПБ_1$ (см. рис. 45), на выходе его (на вторичной обмотке трансформатора, первичная обмотка которого включена в анодную цепь тиристора D_1)¹ появляется положительный экспоненциальный импульс, который поступает на вход декады $ПБ_2$, вследствие чего ее тиристоры также начинают последовательно переключаться, и т. д. Таким образом, тиристоры декад $ПБ_1$ — $ПБ_4$ последовательно переключаются, причем период следования импульсов на выходе каждой последующей де-

¹ На рис. 45 этот трансформатор не показан.

кады в 10 раз больше периода следования импульсов на выходе предыдущей.

Транзистор T_3 каскада совпадения закрыт и реле P_4 обесточено до тех пор, пока хотя бы один из тиристоров декад счетчика, к анодам которых через переключатели $B_1—B_4$ подключены диоды $D_{15}—D_{18}$, выключен и на его аноде имеется напряжение плюс 27 в (от выпрямителя на диодах $D_5—D_8$). Это напряжение через соответствующие диоды $D_{15}—D_{18}$ (или один из них), замкнутые контакты кнопки K_{H_2} «Сброс» и резистор R_7 поступит на базу транзистора T_3 и закрывает его. Правда, на базу транзистора T_3 , кроме того, поступает через резистор R_6 еще напряжение минус 27 в от выпрямителя на диодах $D_9—D_{12}$, однако ввиду того, что сопротивление резистора R_6 больше сопротивления резистора R_7 , результирующее напряжение на базе транзистора T_3 положительно и транзистор T_3 закрыт. Когда все тиристоры, к анодам которых подключены диоды $D_{15}—D_{18}$, переключаются (момент совпадения), транзистор T_3 отпирается током через резистор R_6 и реле P_4 срабатывает. Контакт реле P_{4-1} разрывает питание счетчика импульсов и генератора импульсов первоначальной установки, вследствие чего все тиристоры счетчика и диностор генератора выключаются. Контакты реле P_{4-2} разрывают питание обмоток реле P_2 и P_3 , и они выключаются. Одновременно контакты реле P_{4-2} через резистор R_8 разряжают конденсатор C_7 генератора импульсов первоначальной установки. Контакты реле P_{2-1} размыкаются и снимают блокировку реле P_1 и P_3 . Контакты реле P_{3-2} возвращаются в исходное состояние, выдавая сигнал об окончании выдержки времени, а контакты реле P_{3-1} отключают вход счетчика от генератора времязадающих импульсов. Контакты реле P_{2-2} разрывают цепь питания каскада совпадения, вследствие чего реле P_4 отпускает и его контакты P_{4-1} подключают питание к счетчику импульсов и генератору импульсов первоначальной установки. Аналогично тому, как это имело место после включения питания, конденсатор C_7 начинает заряжаться через резистор R_9 . Диностор D_{14} переключается. Импульс от генератора первоначальной установки поступает на управляющие электроды тиристоров нулевого разряда счетных элементов, которые переключаются, и реле времени готово к следующей выдержке.

Цепочка C_6R_5 , включенная параллельно обмотке реле P_4 , обеспечивает некоторую задержку отключения реле P_4 , необходимую для того, чтобы успел разрядиться конденсатор C_7 и успели отпустить реле P_2 и P_3 . Резистор R_8 служит для ограничения тока через контакты реле P_{4-2} .

Кнопка K_{H_2} «Сброс» предназначена для прекращения в случае необходимости уже начавшейся выдержки времени. Нажатие на кнопку «Сброс» вызывает разрыв общей цепи диодов каскада совпадения, вследствие чего транзистор T_3 отпирается, реле P_4 срабатывает и выдержка времени оканчивается.

Конструкция и детали. Фотография реле времени, установленно-го на шасси репродукционной фотокамеры ЭМ503, показана на рис. 57.

Счетные элементы: декады $PB_1—PB_4$, а также пятиричный элемент на тиристорах $D_{20}—D_{24}$ собраны на идентичных печатных платах (см. рис. 49). Силовой трансформатор Tr_1 и электролитические конденсаторы $C_1—C_5$ установлены непосредственно на шасси фотокамеры. Остальные элементы — на монтажной плате 1. Печатные платы и плата 1 собраны в виде этажерки.

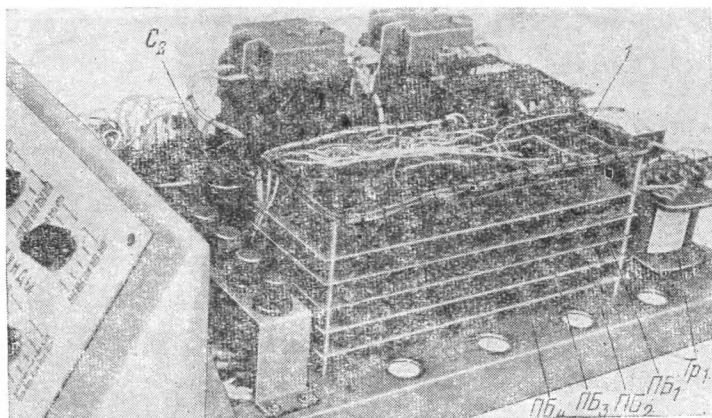


Рис. 57.

Типы транзисторов и диодов, сопротивления и мощности рассеяния резисторов и емкости конденсаторов указаны на рис. 45 и на рис. 56, за исключением того, что в декадах $ПБ_1—ПБ_4$ все тиристоры применены типа КУ201Г, а резисторы $R_1—R_{10}$ имеют сопротивление 2 ком. Кроме того, в анодные цепи тиристоров D_1 декад $ПБ_1—ПБ_4$ (см. рис. 45) включены трансформаторы, аналогичные трансформатору Tr_2 на рис. 56, включенному в анодную цепь тиристора D_{20} . Конденсаторы и резисторы могут быть применены любых типов с указанными на схеме номиналами и допускаемыми отклонениями 5, 10 и 20%. Мощности рассеяния резисторов должны быть не менее указанных на схемах. Конденсаторы должны быть на напряжение не менее 50 в.

Трансформатор Tr_1 имеет следующие данные: сердечник Ш-образный, Ш20×40. Обмотка $w_1—2400$ витков провода ПЭВ-2 0,25 мм, обмотка $w_2—100$ витков ПЭВ-2 0,1 мм; $w_3—240$ витков ПЭВ-2 0,35 мм; $w_4—240$ витков ПЭВ-2 0,25 мм и $w_5—320$ витков ПЭВ-2 0,35 мм.

Трансформатор Tr_2 (5 шт.) намотан на ферритовом О-образном сердечнике М2000НМ1-15К 10×6×4,5 II кл. проводом ПЭВ-2 0,06 мм. Обмотка w_1 имеет 200 витков, а обмотка $w_2—220$ витков.

Правильно собранное из заведомо исправных деталей реле времени обычно работает сразу и налаживания не требует. Иногда может понадобиться лишь подбор величины резистора R_9 . Дело в том, что из-за большого разброса параметров динисторов (D_{14}) величина резистора R_9 47 ком может оказаться чрезмерно большой и генератор импульсов первоначальной установки будет работать в режиме непрерывной генерации, что нарушит нормальную работу реле времени. В этом случае следует несколько уменьшить величину резистора R_9 , чтобы генерировался лишь один импульс после включения питания.

Длительная эксплуатация описанного счетного реле времени (4 г) показала надежность его работы, причем погрешность выдержки времени практически не превышала $\pm 0,5\%$.

12. Счетное реле времени на интегральных логических микросхемах

Реле времени имеет следующие технические данные: диапазон выдержек времени от 0,25 до 63,75 сек; погрешность выдержки времени не более $-0,0025 \text{ сек} \pm \Delta f/f$, где $\Delta f/f$ — погрешность частоты питающей сети; выходной сигнал окончания выдержки времени — прямоугольный импульс длительностью не менее 0,25 сек с напряжением $4 \pm 0,5 \text{ в}$; источники питания — переменного тока $36 \pm 2 \text{ в}$, 400 гц; постоянного тока $5 \pm 0,5 \text{ в}$; мощность, потребляемая от источника питания постоянного тока, — не более 2 вт.

Условия эксплуатации: температура от -60 до $+125^\circ\text{C}$, влажность до 98% при температуре $+40^\circ\text{C}$.

Электрическая принципиальная схема реле времени приведена на рис. 58.

Реле времени состоит из формирователей времязадающих импульсов, счетчика импульсов и каскада совпадения.

Формирователь времязадающих импульсов состоит из трансформатора Tr_1 , диодов D_1 — D_4 , резисторов R_1 — R_6 и интегральной логической микросхемы $ИС_1$, представляющей собой строенный трех-входовый логический элемент И—НЕ транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) [Л. 63]. Резисторы R_1 — R_6 и диоды D_1 — D_2 образуют ограничитель по максимуму и минимуму, ограничивающий синусоидальное напряжение обмотки ω_2 на уровнях приблизительно: 0 и $+4 \text{ в}$. Напряжение с ограничителя поступает на входы логического триггера, собранного на двух логических элементах И—НЕ интегральной микросхемы $ИС_1$. Некоторая сложность построения схемы формирователя вызвана жесткими требованиями к качеству фронтов импульсов, необходимых для нормальной работы счетчика на интегральных логических элементах.

Формирователь работает следующим образом. После подачи напряжения питания $E = 5 \pm 0,5 \text{ в}$ логический триггер устанавливается в одно из устойчивых состояний. Допустим, что на выходе 8 триггера логический «0», а на выходе 12 логическая «1». При подаче синусоидального напряжения 36 в, 400 гц на обмотку ω_1 трансформатора Tr_1 синусоидальное напряжение той же частоты появляется на обеих половинах обмотки ω_2 . Для правильной работы формирователя необходимо, чтобы амплитуда напряжения на половине обмотки ω_2 была больше величины $ER_3/(R_5+R_3)$ или $ER_4/(R_6+R_4)$. В этом случае в течение половины периода синусоидального напряжения, когда плюс подводится к резистору R_1 , а минус к резистору R_2 , диоды D_1 и D_2 закрыты, а диоды D_3 и D_4 открыты. В результате на вход 1 логического триггера поступает напряжение, равное $ER_3/(R_5+R_3) \approx +4 \text{ в}$, а на вход 11 напряжение, равное разности падений напряжений на встречно включенных открытых диодах D_3 , D_4 , величина которого близка к нулю. Иначе говоря, на входе 1 триггера в это время логическая «1», а на входе 11 логический «0». Вследствие этого триггер переключается в другое устойчивое состояние, когда на выходе 8 логическая «1», а на выходе 12 логический «0».

Через полпериода полярность напряжения на обмотке ω_2 меняется, плюс подводится к резистору R_2 , а минус к резистору R_1 . Диоды D_3 и D_4 закрываются, а D_1 и D_2 открываются. На входе 1 триггера становится «0», а на входе 11 — «1», и триггер переключается опять в первое устойчивое состояние.

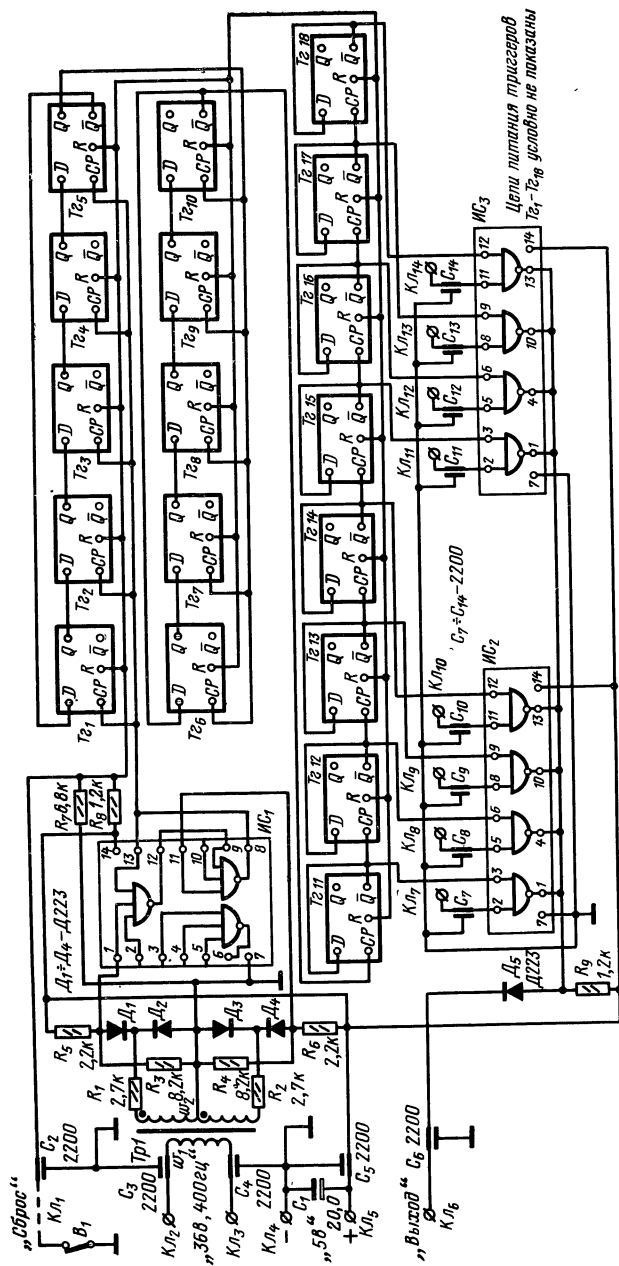


Рис. 58.

В результате при подаче на вход формирователя синусоидального напряжения 36 в, 400 гц на его выходах 8 и 12 появляются два прямоугольных напряжения той же частоты с амплитудой около 4 в, сдвинутые по фазе на 180° относительно друг друга.

Длительность фронтов этих напряжений в основном определяется быстройдействием логических элементов И—НЕ, из которых составлен логический триггер. Например, при применении интегральной микросхемы К1ЛБ334 длительность фронтов прямоугольного напряжения равна примерно 50 нсек.

Счетчик импульсов собран на Д-триггерах. Он состоит из двух десятичных (T_{21} — T_{210}) и восьми двоичных (T_{211} — T_{218}) счетных элементов. Десятичные элементы (декады) собраны по схеме рис. 53,б, а двоичные (триггеры) — по схеме рис. 51,а.

Каскад совпадения собран на двух интегральных микросхемах ИС₂ и ИС₃, каждая из которых представляет собой счетверенный двухвходовый элемент И—НЕ с открытым коллекторным выходом. Резистор R_9 является общей нагрузкой для всех элементов И—НЕ каскада совпадения.

Работает реле времени следующим образом. Допустим, что в момент включения питания клемма «Сброс» замкнута с минусом источника питания (выключатель B_1 включен), а клеммы K_{17} — K_{14} разомкнуты. Тогда при подаче питания, несмотря на то что формирователь времязадающих импульсов начнет сразу же работать и на вход счетчика будут подаваться импульсы, все триггеры счетчика установятся в первое устойчивое состояние, когда на выходах Q логические «0», а на выходах \bar{Q} логические «1» (t_1 — t_2 на рис. 52). Как видно из рис. 58, выходы \bar{Q} триггеров T_{211} — T_{218} соединены со входами элементов И—НЕ каскада совпадения и, следовательно, на выходах этих элементов (выводы 1, 4, 10, 13 интегральных микросхем ИС₂ и ИС₃) будут логические «0» и на зажиме «Выход» реле времени напряжения не будет.

Выдержка времени начинается с момента размыкания выключателя B_1 . При этом на выводы \bar{R} всех триггеров с делителя R_7 — R_8 подается напряжение, равное примерно 4 в (логическая «1»), и счетчик начинает работать. Триггеры T_{211} — T_{218} последовательно переключаются. Однако до тех пор пока хотя бы на одном из выходов триггеров T_{211} — T_{218} есть логическая «1», на выходе реле времени напряжения не будет.

Выдержка времени оканчивается, когда наступает момент совпадения логических «0» на всех выходах \bar{Q} триггеров T_{211} — T_{218} . При этом на всех выходах интегральных микросхем ИС₂ и ИС₃ каскада совпадения становятся логические «1» и на зажиме «Выход» реле времени появляется прямоугольный импульс с амплитудой около +5 в, длительность которого равна периоду следования импульсов на выходе триггера младшего разряда, участвующего в работе каскада совпадения (в данном случае T_{211}).

Регулировка выдержки времени производится путем замыкания с минусом источника питания (с клеммой K_{11}) какой-либо из клемм K_{15} — K_{14} (или сразу нескольких), соединенных с входами элементов И—НЕ каскада совпадения. При этом на выходе соответствующего элемента И—НЕ становится логическая «1» независимо от состояния триггера, с выходом которого соединен другой вход этого элемента, и этот элемент исключается из работы каскада совпадения.

Выдержку времени описываемого реле времени можно определить с помощью следующего выражения:

$$t = 0,25 \sum 2^{N-1}, \text{ сек.},$$

где N — номера триггеров (считая триггер T_{211} первым), участвующих в работе каскада совпадения. Например, если ни одна из клемм $K_{17}—K_{141}$ не замкнута с минусом источника питания и все восемь триггеров $T_{211}—T_{218}$ участвуют в работе каскада совпадения, выдержка времени будет равна:

$$\begin{aligned} &0,25 (2^{1-1} + 2^{2-1} + 2^{3-1} + 2^{4-1} + 2^{5-1} + 2^{6-1} + \\ &+ 2^{7-1} + 2^{8-1}) = 0,25 (1 + 2 + 4 + 8 + 16 + 32 + 64 + 128) = \\ &= 0,25 \cdot 255 = 63,75 \text{ сек.} \end{aligned}$$

Если же замкнуты, например, клеммы $K_{18}—K_{14}$ и участвует в работе каскада совпадения только первый триггер (T_{211}), выдержка времени равна:

$$0,25 \cdot 2^{1-1} = 0,25 \text{ сек.}$$

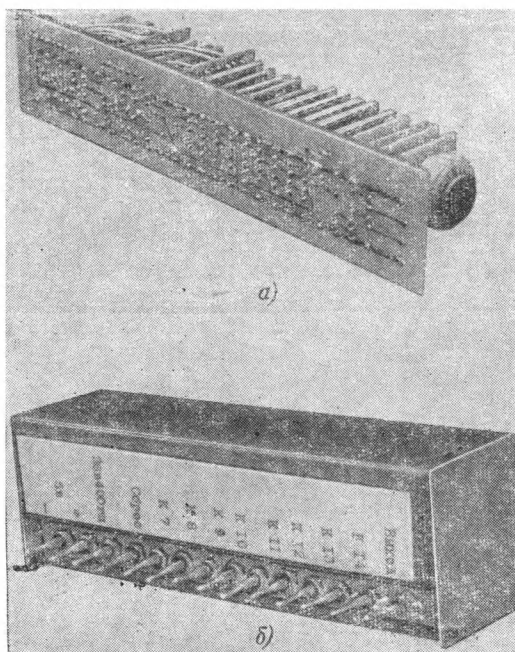


Рис. 59.

Чтобы вернуть реле времени в исходное состояние, после окончания выдержки времени необходимо замкнуть клемму «Сброс» с минусом источника питания (включить выключатель B_1). При этом все триггеры счетчика возвратятся в исходное состояние и реле времени будет готово к следующей выдержке.

Конструкция и детали. Фотография реле времени показана на рис. 59. Реле времени собрано на печатных платах (рис. 59,а), одна из которых является установочной для других плат, на которых размещены элементы реле времени. Сборка печатных плат помещена в металлический корпус (рис. 59,б) с установленными в нем проходными конденсаторами $C_2—C_{14}$ (см. рис. 58), через которые осуществляются соединения с внешними цепями. Металлический корпус и проходные конденсаторы обеспечивают высокую помехоустойчивость реле времени.

Типы диодов, сопротивления и мощности резисторов, а также емкости конденсаторов указаны на схеме рис. 58. Конденсаторы и резисторы могут быть любых типов с указанными номиналами и допускаемыми отклонениями 5, 10 и 20%. Мощности рассеяния резисторов должны быть не меньше указанных на схеме. Конденсаторы должны быть на напряжение не менее 10 в.

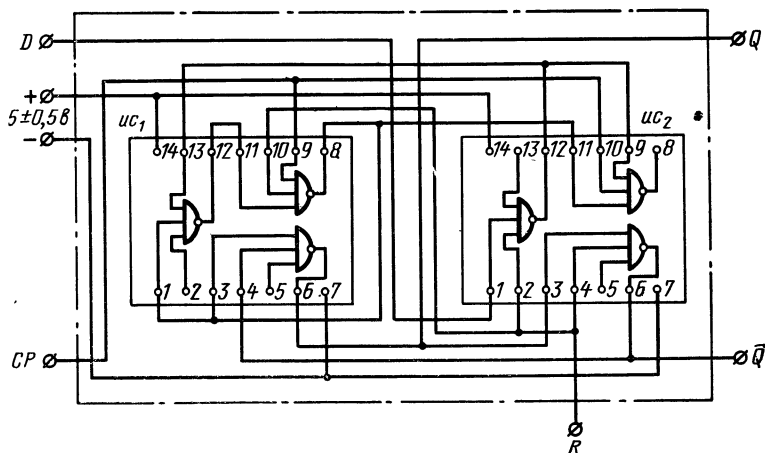


Рис. 60.

Интегральные микросхемы применены следующих типов: $ИС_1—К1ЛБ334$, $ИС_2$ и $ИС_3—К1ЛБ338$.

Каждый триггер $T_{21}—T_{218}$ состоит из двух интегральных микросхем типа К1ЛБ334, соединенных по схеме рис. 60. Триггер собран на двусторонней печатной плате. Фотография триггера показана на рис. 55,б.

Трансформатор Tr_1 намотан на О-образном сердечнике из стали Э-330 проводом ПЭВ-2 0,06 мм. Обмотка ω_1 содержит 1500 витков, а обмотка $\omega_2—390+390$ витков.

13. Многопредельное конденсаторное реле времени с балансным диодно-регенеративным компаратором

Реле времени имеет следующие технические данные: диапазон выдержек времени от 0,2 до 63,7 сек с дискретностью 0,5 сек; погрешность выдержки времени не более $\pm 10\%$; выходной сигнал окончания выдержки времени — переключение контактов электромагнитного реле с коммутирующей способностью 2 а, 30 в (реле РЭС-9); источник питания — сеть 220 в $\pm 10\%$, 50 гц. Условия эксплуатации: температура от -20 до $+40^\circ\text{C}$; влажность до 85% при температуре $+30^\circ\text{C}$.

Электрическая принципиальная схема реле времени приведена на рис. 61. Реле времени собрано по мостовой схеме (см. § 2) и со-

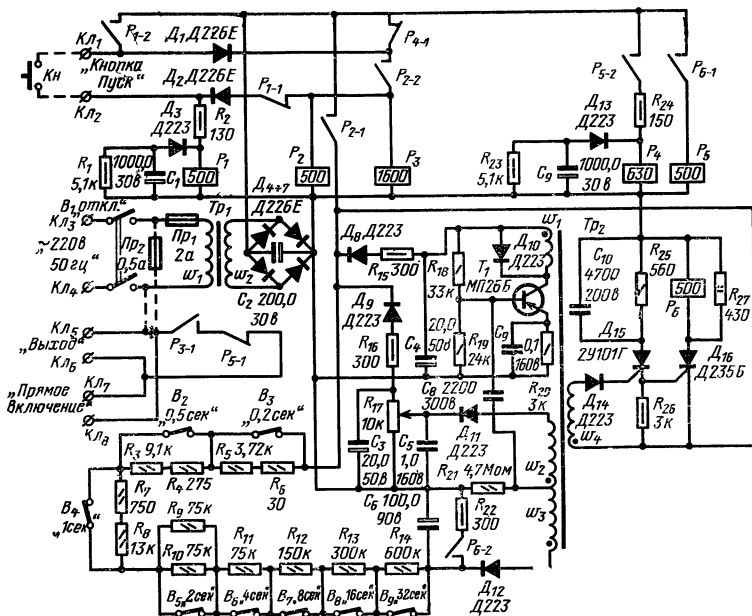


Рис. 61.

стоит из выпрямителя, узла управления, времязадающей RC -цепи и УФВ с балансным диодно-регенеративным компаратором. Применение мостовой схемы позволило питание узлов реле времени производить от нестабилизированного выпрямителя, который состоит из трансформатора Tr_1 , диодов D_4 — D_7 и конденсатора C_2 . Напряжение, получаемое от выпрямителя $24 \div 28$ в.

Элементами мостовой схемы в данном случае являются резисторы R_3 — R_{14} (соответствует R_1 на рис. 7), конденсатор C_6 (C на рис. 7) и обе половины переменного резистора R_{17} (R_2 и R_3 на рис. 7).

Узел управления обеспечивает удобство работы с реле времени. Выдержка времени начинается с момента нажатия кнопки *Кн*, после чего до окончания выдержки положение кнопки на работу реле времени не влияет. Новая выдержка может начаться лишь при новом нажатии кнопки, после окончания предыдущей выдержки и полного разряда времязадающего конденсатора (C_6). Если по каким-либо причинам, например вследствие малой выдержки времени, кнопка *Кн* не будет отпущена до окончания выдержки, новая выдержка не начнется, пока кнопка не будет отпущена и нажата снова. Узел управления состоит из электромагнитных реле P_1 — P_5 , диодов D_1 — D_3 , D_{13} , резисторов R_1 , R_2 , R_{23} , R_{24} и конденсаторов C_1 и C_9 . Времязадающая RC -цепь состоит из конденсатора C_6 , резисторов R_3 — R_{14} и выключателей B_2 — B_9 , с помощью которых производится набор нужной выдержки времени. Устройство фиксации выдержки времени применено с балансным диодно-регенеративным компаратором, которое было подробно описано в § 9.

Реле времени работает следующим образом. При нажатии кнопки *Кн* срабатывают реле P_2 и P_3 . Ток через обмотки этих реле течет по цепи: плюс выпрямителя — обмотки реле — нормально замкнутые контакты реле P_{1-1} — диод D_2 — замкнутые контакты кнопки *Кн* — диод D_1 — нормально замкнутые контакты реле P_{4-1} — минус выпрямителя.

Контакты реле P_{3-1} замыкают выходную цепь реле времени, давая сигнал о начале выдержки времени. (Реле P_5 в это время обесточено и его контакты P_{5-1} замкнуты.) Контакты реле P_{2-1} подключают питание к времязадающей RC -цепи и к УФВ, а контакты P_{2-2} блокируют кнопку *Кн* и нормально замкнутые контакты реле P_{1-1} . Теперь кнопка *Кн* может быть отпущена, а контакты реле P_{1-1} разомкнуты, реле P_2 и P_3 останутся включенными и выдержка времени будет продолжаться.

В течение времени пока нажата кнопка *Кн*, конденсатор C_1 заряжается через резистор R_2 и диод D_3 . Если кнопка нажата на короткое время, конденсатор не успевает зарядиться до напряжения срабатывания реле P_1 , и оно остается выключенным. В противном случае реле P_1 срабатывает и остается в сработанном состоянии, пока нажата кнопка *Кн*. При этом контакты реле P_{1-1} размыкаются, а контакты P_{1-2} замыкаются и через них производится питание обмотки реле P_1 . Задержка срабатывания реле P_1 , получаемая с помощью цепочки R_2C_1 , необходима для того, чтобы реле P_2 успело сработать и контакты P_{2-2} замкнулись до размыкания контактов реле P_{1-1} . (О назначении диода D_3 будет сказано далее.)

Когда напряжение на конденсаторе C_6 , увеличиваясь, достигает величины опорного напряжения (напряжения, подводимого к диоду D_{11} от потенциометра R_{17}), блокинг-генератор на транзисторе T_1 начинает работать. Первый же импульс, появившийся на выходной обмотке ω_4 трансформатора Tr_2 блокинг-генератора, пройдя через диод D_{14} , переключает тиристор D_{15} , который в свою очередь переключает тиристор D_{16} . Реле P_6 , включенное в анодную цепь тиристора D_{16} , срабатывает и выдержка времени оканчивается: контакты реле P_{6-1} подают питание на обмотку реле P_5 , реле P_5 срабатывает и его нормально замкнутые контакты P_{5-1} разрываю выходную цепь реле времени. Одновременно контакты реле P_{6-2} замыкают цепь разряда времязадающего конденсатора C_6 , и он начинает разряжаться через резистор R_{22} , а контакты реле P_{5-2} подают питание на цепочку $R_{24}C_9$. Конденсатор C_{24} начинает заряжаться через резистор

R_{24} и диод D_{13} (о назначении диода D_{13} будет сказано ниже). Когда напряжение на C_9 достигает напряжения срабатывания реле P_4 , последнее срабатывает и его нормально замкнутые контакты P_{4-1} разрывают цепь питания реле P_2 и P_3 . Реле P_2 и P_3 обесточиваются; контакты P_{2-2} снимают блокировку кнопки K_n и контактов реле P_{1-1} , а контакты P_{2-1} снимают питание с времязадающей RC -цепи и УФВ, вследствие чего тиристоры D_{15} и D_{16} выключаются и реле P_6 обесточивается. Контакты реле P_{6-1} выключают реле P_5 , а контакты реле P_{5-2} выключают реле P_4 , контакты которого P_{4-1} замыкаются, и схема возвращается в исходное состояние, т. е. реле времени готово к следующей выдержке.

Задержка срабатывания реле P_4 , получаемая с помощью цепочки $R_{24}C_9$, сделана для того, чтобы времязадающий конденсатор C_6 полностью разрядился после окончания выдержки времени. В противном случае каждая последующая выдержка будет меньше предыдущей и нормальная работа реле времени нарушится.

Диод D_{13} устраняет задержку отпущения реле P_4 после замыкания контактов реле P_{5-2} , что уменьшает время возврата реле времени. Резистор R_{23} служит для разряда конденсатора C_9 после замыкания контактов реле P_{5-2} . Аналогичное назначение имеют диод D_3 и резистор R_1 в отношении реле P_1 и конденсатора C_1 .

Если кнопка K_n не будет отпущена до окончания выдержки времени, новая выдержка может начаться лишь после отпущения и нового нажатия кнопки. Действительно, при нажатой кнопке K_n питание реле P_1 осуществляется через его же контакты P_{1-2} , контакты P_{1-1} разомкнуты и питание на обмотки реле P_2 и P_3 через цепь кнопки не поступает. Отпускание кнопки K_n (после окончания выдержки времени) обесточивает реле P_1 , его контакты P_{1-1} замыкаются, и, следовательно, при новом нажатии кнопки реле P_2 и P_3 сработают и начнется новая выдержка времени.

Диод D_1 предотвращает попадание питания к обмоткам реле P_2 и P_3 при нажатой кнопке K_n , минуя контакты реле P_{4-1} , когда реле P_1 сработало и его контакты P_{1-2} замкнуты. Без диода D_1 питание на реле P_2 и P_3 подавалось бы до тех пор, пока нажата кнопка K_n (через контакты P_{1-2} и P_{2-2}), хотя выдержка времени окончилась и реле P_4 — P_6 сработали. Это приводило бы к увеличению времени возврата и, кроме того, вызвало бы бесполезное потребление тока.

Диод D_2 предотвращает релаксацию реле P_1 при отпущенной кнопке K_n после начала выдержки времени. Без диода D_2 в течение выдержки времени, когда контакты реле P_{2-2} замкнуты, реле P_1 при отпущенной кнопке K_n получало бы питание через свои же нормально замкнутые контакты P_{1-1} , вследствие чего оно бы сработало, его контакты P_{1-1} разомкнулись, питание прервалось, контакты P_{1-1} снова замкнулись и т. д. до окончания выдержки времени.

Конструкция, детали, регулировка. Конструкция реле времени может быть произвольной. Необходимо лишь обеспечить удобный доступ к выключателям B_2 — B_9 , с помощью которых производится набор выдержек времени, а также к оси потенциометра R_{17} , с помощью которого производится первоначальная регулировка реле времени. Кнопка K_n в зависимости от назначения реле времени может быть установлена или в корпусе реле времени, или снаружи на отдельном пульте управления. В последнем случае на пульте управления устанавливается еще тумблер, соединенный с клеммами K_{17} , K_{18} , с помощью которого нагрузка реле времени может быть

включена в произвольный момент времени, например лампа фотозувелчителя при его настройке.

Типы полупроводниковых приборов (диоды, транзисторы, тиристоры), сопротивления и мощности резисторов, а также емкости и напряжения конденсаторов указаны на схеме рис. 61.

Резисторы времязадающей цепи R_3 — R_{14} применены типа УЛИ с допускаемым отклонением сопротивления от номинального $\pm 1\%$. Переменный резистор R_{17} может быть взят любого типа, однако обязательно должен иметь стопорение оси. Кроме того, желательно, чтобы зависимость сопротивления от угла поворота оси была линейной.

Электролитические конденсаторы C_1 — C_4 , C_9 могут быть применены любых типов с любыми допускаемыми отклонениями емкости от номинальной, например типа ЭГЦ, К50-3 и т. д.

Времязадающий конденсатор C_6 может быть взят также любого типа, однако его ток утечки не должен превышать 1—2 мка, допускаемое отклонение емкости от номинальной должно быть не более $\pm 10\%$, а ТКЕ минимальным. От качества этого конденсатора в большей степени зависит точность работы реле времени. Конденсаторы C_5 , C_7 могут быть применены типа МБМ, а конденсаторы C_8 , C_{10} — БМ-2. Электромагнитные реле применены следующих типов: P_1 , P_2 , P_5 и P_6 — РЭС-9 РС4.524.201; P_3 — РЭС-10 РС4.524.305; P_4 — РЭС-10 РС4.524.302. Вместо двух реле с двумя группами контактов P_5 и P_6 и двух реле P_2 и P_3 можно применить два реле с тремя группами контактов, одно из которых ставится вместо P_6 , а другое вместо P_2 . Однако такая замена не должна приводить к увеличению потребляемого от выпрямителя тока.

Трансформатор Tr_1 имеет следующие данные. Магнитопровод Ш12×18 из стали Э330. Обмотка ω_1 — 4 000 витков провода ПЭВ-2 0,12 мм, а обмотка ω_2 — 500 витков провода ПЭВ-2 0,31 мм.

Данные трансформатора Tr_2 приведены в § 9. Выключатели B_2 — B_9 могут быть применены любого типа.

Если реле времени предназначено только для фотопечати, то в нем следует предусмотреть две дополнительные цепи, которые на рис. 61 отмечены пунктиром (с предохранителем Pr_2). При этом цепь от K_{15} к контактам реле P_{3-1} разрывается в месте, отмеченном двумя волнистыми линиями.

Регулировка реле времени заключается в подгонке с помощью потенциометра R_{17} значения выдержки времени на каком-либо из пределов к номинальному. При этом на остальных пределах заданные выдержки времени обеспечиваются точностью сопротивлений резисторов R_2 — R_{14} . Регулировку реле времени можно считать законченной, если среднее время за 10 отсчетов отличается от номинального не более чем на $\pm 3\%$.

14. Многопредельное конденсаторное реле времени с тиратроном тлеющего разряда типа ТХ11Г

Реле времени имеет следующие технические данные: диапазон выдержек времени от 0,2 до 62,3 сек с дискретностью 0,5 сек; погрешность выдержки времени не более $\pm 10\%$; выходной сигнал окончания выдержки времени — переключение контактов электромагнитного реле с коммутирующей способностью 2 а, 30 в (РЭС-9); источники питания (постоянного тока): нестабилизированный 27 ± 3 в, стабилизированный 212 ± 8 в. Условия эксплуатации: температура от -50 до $+50$ °С; влажность до 98% при температуре $+40$ °С.

Электрическая принципиальная схема реле времени приведена на рис. 62. Реле времени состоит из узла управления, времязадающей RC -цепи УФВ и выходного устройства.

Узел управления состоит из электромагнитных реле P_3 — P_{10} , с помощью которых производится пуск реле времени и набор нужных выдержек времени. Времязадающая RC -цепь состоит из резисторов R_1 , R_2 , R_5 — R_{23} и конденсатора C_1 . Устройство фиксации выдержки времени применено с тиратроном типа ТХ11Г, описано в § 9.

Выходное устройство состоит из транзистора T_1 , электромагнитных реле P_1 , P_2 и диода D_1 . Его назначение—выдача сигнала окончания выдержки времени и отключение тиратрона после окончания выдержки времени.

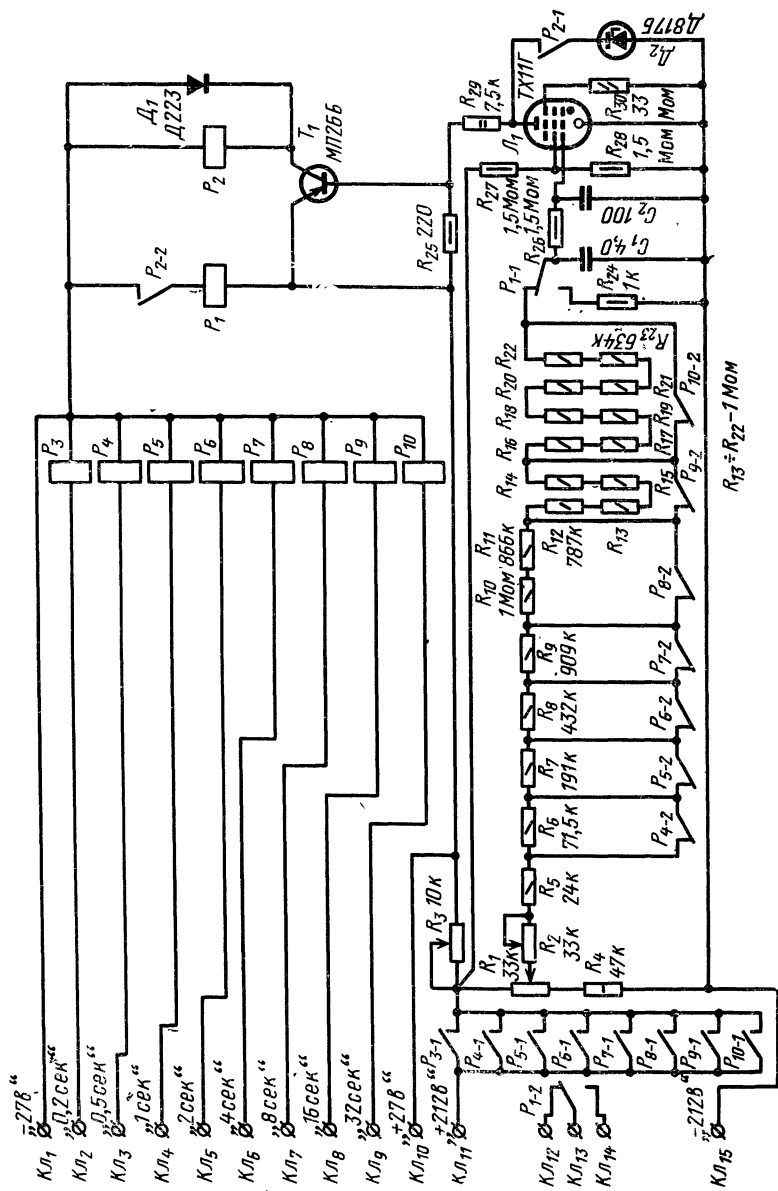
Реле времени работает следующим образом. При подаче питания 27 и 212 в на соответствующие клеммы $K_{л1}$, $K_{л10}$, $K_{л11}$, $K_{л15}$ реле P_3 — P_{10} обесточены, источник питания 212 в отключен от тиратрона J_1 и времязадающей RC -цепи, конденсатор C_1 разряжен.

Выдержка времени начинается с момента подачи напряжения +27 в на одну или сразу на несколько клемм $K_{л2}$ — $K_{л9}$. При этом срабатывает одно или несколько реле P_3 — P_{10} . Нормально замкнутые контакты этих реле P_{4-2} — P_{10-2} размыкаются и включают в зарядную цепь соответствующие резисторы R_6 — R_{23} , а нормально разомкнутые контакты P_{3-1} — P_{10-1} замыкаются и подключают зарядную RC -цепь и тиратрон J_1 к источнику питания 212 в. Конденсатор C_1 начинает заряжаться через резисторы R_1 , R_2 , R_5 — R_{23} ; в тиратроне J_1 зажигается слаботочный вспомогательный разряд, который протекает по цепи: плюс источника питания 212 в — резисторы R_3 , R_{25} , R_{29} — анод тиратрона — свободная сетка тиратрона — резистор R_{30} — минус источника питания 212 в. Падение напряжения на резисторе R_{25} при этом мало, вследствие чего транзистор T_1 заперт и реле P_1 , P_2 обесточены.

Когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает напряжения зажигания тиратрона J_1 (95—123 в), последний зажигается и по цепи +212 в, R_3 , R_{25} , R_{29} начинает протекать ток около 8 ма. При этом напряжение на резисторе R_{25} , приложенное плюсом к эмиттеру T_1 , а минусом к его базе, открывает транзистор T_1 , что вызывает срабатывание реле P_2 . Контакты реле P_{2-1} замыкаются и подключают параллельно промежутку анод—катод тиратрона J_1 , стабилитрон D_2 , напряжение стабилизации которого меньше напряжения горения тиратрона. Вследствие этого тиратрон J_1 гаснет, а ток, открывающий транзистор T_1 , протекает через стабилитрон D_2 . Контакты реле P_{2-2} включают реле P_1 . Его контакты P_{1-2} переключаются и выдают сигнал окончания выдержки времени, а контакты P_{1-1} подключают цепь разряда времязадающего конденсатора, который разряжается через резистор R_{24} .

Для того чтобы реле времени возвратилось в исходное состояние, необходимо снять напряжение +27 в со всех клемм управления $K_{л2}$ — $K_{л9}$. При этом реле P_3 — P_{10} обесточиваются; источник питания 212 в отключается; ток в цепи R_3 , R_{25} , R_{29} , D_2 прекращается; транзистор T_1 запирается; реле P_1 , P_2 обесточиваются и реле времени готово к следующей выдержке времени.

При подаче сигнала управления +27 в только на одну из клемм $K_{л2}$ — $K_{л9}$ номинальная выдержка времени равна цифре, нанесенной около соответствующего зажима на схеме рис. 62 (0,2; 0,5; 1; 2; 4; 8; 16; 31 сек). Однако при подаче сигнала управления сразу на



несколько зажимов номинальная выдержка времени оказывается меньше суммы цифр, нанесенных около соответствующих зажимов, на величину $\Delta t = 0,2(n-1)$, сек, где n — количество набранных номиналов или число клемм, на которые поданы сигналы управления. Это происходит из-за того, что резисторы R_1, R_2, R_5 остаются все время включенными во времязадающую RC -цепь независимо от того, на какую из клемм $K_{12}—K_{19}$ подан сигнал управления. Выдержка же времени, получаемая с помощью этих резисторов, равна 0,2 сек.

Конструкция, детали, регулировка. Конструктивно реле времени представляет собой герметичную металлическую коробку (рис. 63), заполненную после откачки из нее воздуха чистым азотом под небольшим избыточным давлением. Герметизация осуществляется запайкой. Внутри коробки находятся времязадающий конденсатор, кронштейн с укрепленными на нем электромагнитными реле и две

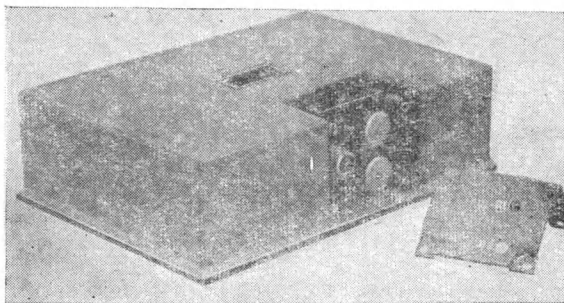


Рис. 63.

печатные платы с элементами схемы. Снаружи коробки в углублении, прикрытом кожухом, находятся переменные резисторы $R_1—R_3$, с помощью которых осуществляется регулировка реле времени. Внешние цепи подключаются с помощью пайки к контактам стеклянного гермоввода. Герметизация конструкции реле времени обеспечивает его устойчивую работу в условиях повышенной влажности.

Резисторы $R_5—R_{23}$ времязадающей цепи применены типа УЛИ с допускаемым отклонением действительной величины сопротивления от номинальной $\pm 1\%$. Резистор R_{30} композиционный типа КИМ. Остальные постоянные резисторы типа МЛТ с допускаемым отклонением $\pm 10\%$. Переменные резисторы применены следующих типов: R_1 и R_2 типа СП5; R_3 типа ППЗ-43. Времязадающий конденсатор C_1 — пленочный, МПГО-160 в, 4 мкф, $\pm 5\%$. Конденсатор C_2 — трубчатый керамический, КТ-1-М700-100, $\pm 10\%$.

Регулировка реле времени производится в следующей последовательности. Сначала с помощью переменного резистора R_3 регулируют величину тока через тиратрон. Для этого параллельно резистору R_{29} подключают вольтметр постоянного тока с пределом измерения 0—100 в, а цепь от контактов реле P_{2-1} к стабилитрону D_2 разрывают. Подключают источники питания 27 и 212 в и по-

дают управляющий сигнал (+27 в) на одну из клемм K_{12} — K_{19} . После окончания выдержки времени, вращая ось переменного резистора R_3 , добиваются, чтобы вольтметр, подключенный параллельно резистору R_{29} , показывал 60 в, что будет соответствовать току через тиратрон примерно 8 ма.

Затем с помощью потенциометра R_1 добиваются, чтобы время выдержки на пределе 32 сек (при подаче управляющего напряжения +27 в на K_{19}) было равно $32 \pm 0,2$ сек, после чего с помощью переменного резистора R_2 добиваются, чтобы время выдержки на пределе 0,2 сек (при подаче управляющего напряжения +27 в на клемму K_{12}) было равно $0,2 \pm 0,01$ сек.

Перемещение движка потенциометра R_1 вниз по схеме, а движка переменного резистора R_2 вправо вызывает увеличение выдержки времени.

Глава пятая

ПРОВЕРКА И ИСПЫТАНИЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

15. Общие положения

Проверка реле времени заключается в измерении выдержки времени с помощью какого-либо измерителя времени, имеющего погрешность измерения меньшую, чем погрешность выдержки времени проверяемого реле.

Наиболее распространенным прибором, применяемым в настоящее время для проверки реле времени, является электросекундомер ПВ53Л или ПВ53Щ: Л — лабораторный, Щ — щитовой.

Схема проверки реле времени, имеющего на выходе нормально замкнутые контакты, показана на рис. 64,а. В исходном состоянии выходные контакты реле времени 1—2 замкнуты и электросекундомер не работает. В момент нажатия кнопки K_n «Пуск» контакты 1—2 размыкаются и секундомер начинает отсчет времени. После окончания выдержки времени контакты 1—2 замыкаются и секундомер останавливается.

В случае наличия на выходе реле времени только нормально разомкнутых контактов проверка реле времени производится по схеме рис. 64,б. В этом случае при нажатии на кнопку K_n выходные контакты реле времени 1—2 замыкаются и секундомер начинает отсчет времени. После окончания выдержки времени контакты 1—2 размыкаются и секундомер останавливается. При этом выходные контакты реле времени коммутируют полное напряжение сети 220 в, 50 гц (или 110 в).

Секундомер ПВ53Л (Щ) представляет собой прибор вибрационного типа с поляризованным реле в качестве движущего элемента. При прохождении по обмотке возбуждения переменного тока якорь электромагнита, жестко соединенный с осью вилки, колеблется между полюсами постоянного магнита с частотой 50 гц. Колебательное движение вилки приводит во вращение косозубое колесо с 50 зубьями. При каждом ударе вилки о колесо последнее поворачивается на

ползуба или на $1/100$ оборота. Следовательно, при частоте сети 50 гц полный оборот колеса и укрепленной на его оси большой стрелки секундомера происходит за 1 сек. Вращение оси большой стрелки через зубчатую передачу с передаточным числом 10 : 1 передается на ось малой стрелки, полный оборот которой совершается за 10 сек. Шкала большой стрелки имеет деления, соответствующие десятым и сотым долям секунды. Шкала малой стрелки разбита на 10 делений по 1 сек каждое.

Секундомер ПВ53Л (Щ) имеет достаточно высокую точность измерения времени. При частоте сети 50 гц погрешность при измере-

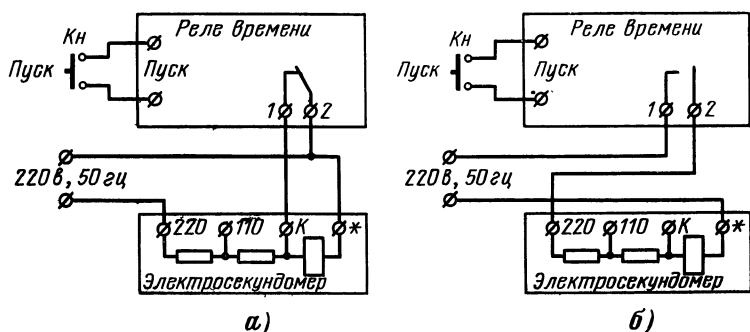


Рис. 64.

нии времени до 3 сек составляет $\pm 0,03$ сек, а при измерении времени до 10 сек $\pm 0,05$ сек.

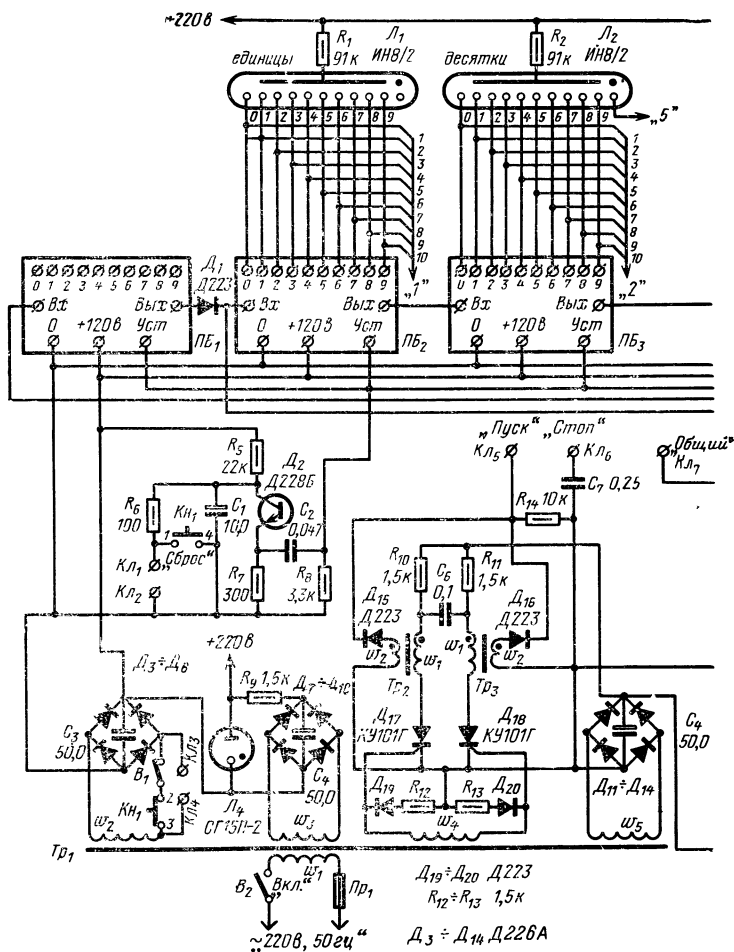
Существенным недостатком электросекундомера ПВ53Л является его малая емкость — всего 10 сек, в связи с чем с его помощью можно проверять лишь реле времени с малыми выдержками. Можно, конечно, записывать количество оборотов малой стрелки и таким образом «увеличить» емкость секундомера. Однако при этом возможны ошибки и вследствие отсутствия непосредственно отсчета результатов измерения достоверность измерений снижается. Поэтому такой способ не всегда приемлем.

Хорошие результаты дает применение для проверки реле времени электронных цифровых частотомеров, таких, например, как ЧЗ—30 или ЧЗ—31, обеспечивающих точность измерения 10^{-6} . Однако эти приборы являются весьма дорогостоящими, что сдерживает их широкое применение для проверки реле времени.

Ниже описывается электронный цифровой тиристорный секундомер-счетчик импульсов, специально сконструированный для проверки электронных реле (как счетных, так и конденсаторных). Схема секундомера достаточно проста, не требует каких-либо дефицитных деталей, не требует регулировки. Секундомер может быть легко изготовлен в лабораторных условиях.

16. Цифровой тиристорный секундомер-счетчик импульсов

Прибор имеет следующие технические данные: диапазоны измерения интервалов времени 0,01—99,99 сек и 0,1—999,9 сек; диапазоны счета количества импульсов 1—9999 и 10—99990; погрешность измерения интервалов времени — не более $\pm 0,01$ сек $\pm \Delta f/f$, где $\Delta f/f$ — погрешность частоты питающей сети; максимальная скорость (частота) счета импульсов 800 гц; параметры импульса: амплитуда от 2 до 200 в, длительность — не менее 5 мсек, крутизна переднего фронта не нормируется; индикация результатов измерения производится четырьмя цифровыми индикаторными лампами типа ИН-8; источник питания — сеть 220 в $\pm 10\%$ 50 гц.



Электрическая принципиальная схема прибора приведена на рис. 65. Прибор состоит из следующих узлов: формирователя время-задающих импульсов, формирователя счетных импульсов, генератора импульсов первоначальной установки, счетчика импульсов, индикаторного устройства, схемы управления цифropечатающим устройством и трех выпрямителей.

Формирователь времязадающих импульсов состоит из тириستоров $D_{17}D_{18}$, диодов D_{15} , D_{16} , D_{19} , D_{20} , резисторов $R_{10}-R_{13}$ и трансформаторов Tr_2 и Tr_3 . Формирователь представляет собой тиристорный триггер, управляемый переменным напряжением частоты 50 гц, получаемым с обмотки w_4 трансформатора Tr_1 .

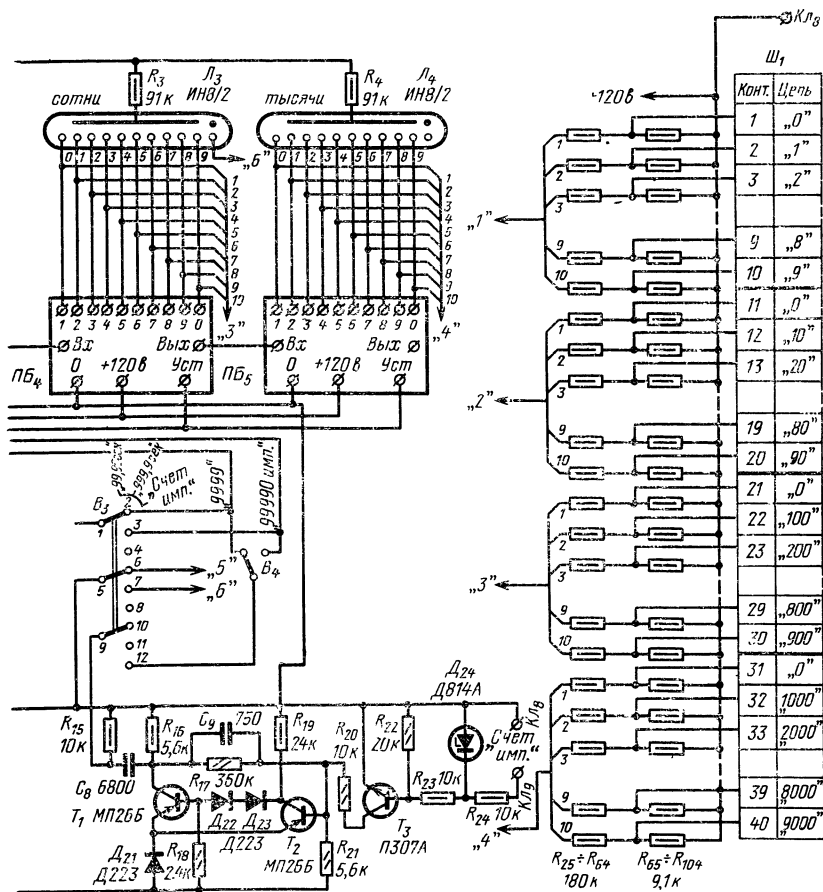


Рис. 65.

Формирователь работает следующим образом. В один из полупериодов переменного напряжения переключается тиристор D_{17} . Ток через его управляющий электрод протекает по цепи: левый по схеме конец обмотки ω_4 , управляющий электрод—катод тиристора D_{17} , резистор R_{13} , диод D_{20} , правый по схеме конец обмотки ω_4 . При этом тиристор D_{18} выключен и конденсатор C_6 заряжается через резистор R_{11} и переключившийся тиристор D_{17} почти до полного напряжения питания $+40$ в. Когда через полпериода переменное напряжение меняет свой знак и плюс становится на другом конце обмотки ω_4 , переключается тиристор D_{18} . При этом тиристор D_{17} выключается, так как заряженный до 40 в конденсатор C_6 подключается параллельно промежутку анод—катод этого тиристора, плюсом к катоду и минусом к аноду. Таким образом, через каждые полпериода переменного синусоидального напряжения 50 гц один из тириستоров переключается и на вторичных обмотках ω_2 трансформаторов Tr_2 и Tr_3 , первичные обмотки которых ω_1 включены в анодные цепи тириستоров, формируются экспоненциальные импульсы, сдвинутые по фазе на 180° , период следования которых равен 0,02 сек.

Формирователь счетных импульсов собран на транзисторах T_1 — T_3 и представляет собой усилитель постоянного тока с положительной обратной связью, вследствие чего напряжение на его выходе изменяется скачком, независимо от скорости нарастания напряжения на входе. Положительная обратная связь осуществляется с помощью параллельно включенных резистора R_{17} и конденсатора C_9 , с коллектора транзистора T_1 на базу транзистора T_2 .

Генератор импульсов первоначальной установки собран на диносторе D_2 . Схема генератора аналогична схеме генератора, примененного в счетном реле времени на тиристорах, которое описано в § 12.

Счетчик импульсов состоит из пяти идентичных тиристорных счетных декад $ПБ_1$ — $ПБ_5$, собранных по схеме рис. 45, причем в анодные цепи тириستоров D_1 всех декад включены импульсные трансформаторы, аналогичные трансформатору Tr_2 , включенному в анодную цепь тиристора D_{20} на рис. 56. Эти трансформаторы служат для согласования входных и выходных цепей тиристорных счетных декад при их последовательном соединении.

Индикаторное устройство состоит из цифровых индикаторных ламп $Л_1$ — $Л_4$ и резисторов R_1 — R_4 . К декадам счетчика цифровые индикаторные лампы подключены по схеме рис. 50.

Схема управления цифropечатающим устройством состоит из 40 идентичных делителей напряжения (резисторы R_{25} — R_{104}), подключенных параллельно анодным нагрузкам тиристоров счетных декад (резисторы R_1 — R_{10} на рис. 45), с помощью которых напряжения $+120$ в, имеющиеся на включенных тиристорах, уменьшается примерно до 5,8 в. Выходы делителей напряжений выведены на сорокаконтактный штепсельный разъем $Ш_1$.

Питание различных узлов прибора производится от трех выпрямителей, имеющих один общий трансформатор Tr_1 . Выпрямитель на диодах D_3 — D_6 обеспечивает постоянное напряжение 120 в для питания счетчика импульсов и генератора импульсов первоначальной установки; выпрямитель на диодах D_7 — D_{10} — постоянное напряжение 100 в для питания цифровых индикаторных ламп, а выпрямитель на диодах D_{11} — D_{14} — постоянное напряжение 40 в для питания формирователей времязадающих и счетных импульсов.

Прибор работает следующим образом. Допустим, что переключатель B_3 находится в положении «999,9 сек», выключатель B_1 вклю-

чен, а зажимы «Пуск», «Стоп» и «Общий» разомкнуты. После включения питания выключателем B_2 все тиристоры счетных декад включены, напряжение на анодах тиристоров равно $+120$ в и, следовательно, напряжение, анод—катод цифровых индикаторных ламп равно $+100$ в, и лампы не горят (кроме «Запятой» лампы L_3 , катод — запятая которой через контакты 7—5 переключателя B_3 соединен с нулевым проводом схемы).

Конденсатор C_1 генератора импульсов первоначальной установки начинает заряжаться через резистор R_5 от выпрямителя на диодах D_3 — D_6 , и когда напряжение на нем достигает напряжения переключения динистора D_2 , последний переключается и экспоненциальный импульс через дифференцирующую цепочку C_2R_8 поступает на клемму «Установка» счетных декад $ПБ_1$ — $ПБ_5$, вследствие чего тиристоры D_1 всех декад переключаются и на цифровых индикаторных лампах (на цифровом табло секундомера) индицируются нули. Генератор времязадающих импульсов начинает работать сразу же после включения питания и на клемме «Пуск» секундомера имеются импульсы с периодом следования $0,01$ сек.

Отсчет времени начинается с момента замыкания зажимов «Пуск» и «Общий». При этом времязадающие импульсы через контакты 1—3 переключателя B_3 начинают поступать на вход декады $ПБ_1$ и тиристоры декады $ПБ_1$ начинают последовательно переключаться. Через каждые 10 входных импульсов на выходе декады $ПБ_1$ появляется импульс, который через диод D_1 поступает на вход декады $ПБ_2$, вследствие чего ее тиристоры также начинают последовательно переключаться, и т. д. Цифровые индикаторные лампы L_1 — L_4 , подключенные к декадам $ПБ_2$ — $ПБ_5$, индицируют при этом состояние тиристоров этих декад.

Отсчет времени заканчивается при размыкании клемм «Пуск» и «Общий» или при замыкании этих клемм с клеммами «Стоп». При этом времязадающие импульсы перестают поступать на вход декады $ПБ_1$ и тиристоры счетчика остаются в тех состояниях, в которых они были в момент размыкания или замыкания клемм. Цифровые индикаторные лампы индицируют при этом время, прошедшее между замыканием и размыканием (или замыканием и замыканием) клемм с точностью, равной периоду следования времязадающих импульсов ($\pm 0,01$ сек при частоте питающей сети 50 гц).

При положении переключателя B_3 «99,99 сек» запятая лампы L_3 гаснет и индицируется запятая лампы L_2 ; времязадающие импульсы при замыкании зажимов «Пуск» и «Общий» поступают непосредственно на вход декады $ПБ_2$, минуя декаду $ПБ_1$, вследствие чего цифровая индикаторная лампа L_1 индицирует сотые доли секунд, а полная емкость секундомера уменьшается в 10 раз (до 99,99 сек). Диод D_1 при этом устраняет шунтирующее действие неработающей в данном случае декады $ПБ_1$.

При положении переключателя B_3 — «Счет импульсов» на вход декады $ПБ_1$ (при положении B_4 — «99990») или на вход декады $ПБ_2$ (при положении B_4 — «9999») поступают импульсы от формирователя счетных импульсов и прибор осуществляет счет количества импульсов, поступивших на клеммы $К_{л8}$, $К_{л9}$. При этом работа счетных декад и цифровых индикаторов ничем не отличается от вышеописанной.

Для сброса показаний прибора (для его обнуления) служит кнопка $К_{н1}$ «Сброс», имеющая нормально замкнутые (2—3) и нормально разомкнутые (1—4) контакты. При нажатии на эту кнопку

снимается питание со счетных декад и генератора импульсов первоначальной установки, вследствие чего все тиристоры декад и динистор генератора выключаются, одновременно конденсатор C_1 разряжается через резистор R_6 .

После отпущения кнопки $K_{н1}$ конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_5 аналогично тому, как это имело место после включения питания, и все декады счетчика после переключения динистора D_2 устанавливаются в исходные нулевые состояния.

Принудительный разряд конденсатора C_1 обеспечивает более быстрое и четкое обнуление прибора.

Выключатель B_1 и клеммы $K_{л1}—K_{л4}$ предназначены для работы прибора с установкой для автоматической проверки реле времени (см. § 17).

Конструкция и детали. Типы транзисторов, диодов и газоразрядных приборов, сопротивления и мощности рассеяния резисторов, а также емкости конденсаторов указаны на схемах рис. 65 и 45 (на рис. 45 приведена схема декад $ПБ_1—ПБ_2$).

Конденсаторы и резисторы могут быть применены любых типов, причем конденсаторы C_1, C_7 должны быть на напряжения не менее 30 в; $C_3—C_5$ не менее 160 в; C_6 не менее 100 в; C_8, C_9 не менее 50 в.

Кнопка $K_{н1}$ любого типа, имеющая нормально замкнутые и нормально разомкнутые контакты. Предохранитель $Пр_1$ на 1 а.

Трансформатор $Тр_1$ мотается на сердечнике Ш20×40 из стали 3-330 проводом ПЭВ-2. Обмотка ω_1 имеет 2 400 витков провода диаметром 0,25 мм, обмотка ω_2 — 1 300 витков диаметром 0,23 мм; ω_3 — 1 270 витков диаметром 0,1 мм; ω_4 — 140 витков диаметром 0,1 мм; ω_5 — 320 витков диаметром 0,23 мм. Данные трансформаторов декад $ПБ_1—ПБ_5$ приведены в § 11.

Правильно собранный прибор налаживания не требует, за исключением того, что иногда может потребоваться подбор величины резистора R_5 , генератора импульсов первоначальной установки. Причина этого была рассмотрена в § 11 и здесь на ней останавливаться не будем.

17. Автоматизация проверки и испытания реле времени

При испытании вновь разрабатываемых реле времени единичный отсчет выдержки времени еще ничего не говорит о качестве реле времени. Особенно это относится к счетным реле времени, на выдержку времени которых могут влиять различного рода помехи, вызывающие сбои в работе счетчика. Поэтому лабораторные испытания реле времени должны состоять из многократно повторяющихся проверок выдержки времени, проводимых как в одинаковых, так и неодинаковых климатических условиях. При этом качество реле времени должно оцениваться по отклонению средней выдержки от номинальной и максимальному отклонению выдержки времени от средней, причем следует различать как положительные, так и отрицательные максимальные отклонения.

Однако ручная многократно повторяющаяся проверка реле времени является утомительным процессом, притупляющим внимание своей однообразностью. Как следствие, появляются пропуски и неверные отсчеты, достоверность испытаний снижается. Кроме того, время, потребное для испытания одного реле времени (зависящее от номинальной выдержки времени этого реле), может состав-

лять значительную величину, и производительность труда находится на низком уровне.

На рис. 66 приведена схема установки для автоматической многократно повторяющейся проверки реле времени. Установка работает совместно с цифровым тиристорным секундомером, описанным в § 16, и каким-либо цифрорпечатающим устройством (например, ЦПМ-1), имеющим не менее четырех разрядов.

С помощью установки можно проверять как счетные, так и конденсаторные реле времени, имеющие на выходе контакты электромагнитных реле и не имеющие, причем счетные реле времени можно проверять как по выдержке времени, так и по количеству импульсов. Последнее позволяет производить ускоренную проверку счетных реле времени.

Для питания установки требуется источник постоянного тока с напряжением 27 ± 3 в и источник переменного тока с напряжением 36 ± 2 в и частотой 400 гц, причем источник переменного тока необходим только при проверке счетных реле времени по количеству импульсов.

Установка состоит из устройства пуска, устройства фиксации выдержки времени (УФВ), пяти конденсаторных реле времени, формирователя времязадающих импульсов, бесконтактного быстродействующего коммутатора, стабилизатора напряжения, мультивибратора и элементов коммутации.

Устройство пуска состоит из электромагнитных реле P_1 , P_2 и выключателя B_2 . С помощью этого устройства осуществляется начало проверки реле времени.

Устройство фиксации и выдержки времени состоит из транзистора T_1 , диодов D_1 , D_2 , электромагнитных реле P_3 , P_4 и резистора R_2 . Оно представляет собой триггерную схему с двумя устойчивыми состояниями, в один из которых реле P_3 , P_4 обесточены (до окончания выдержки времени), а в другом включены.

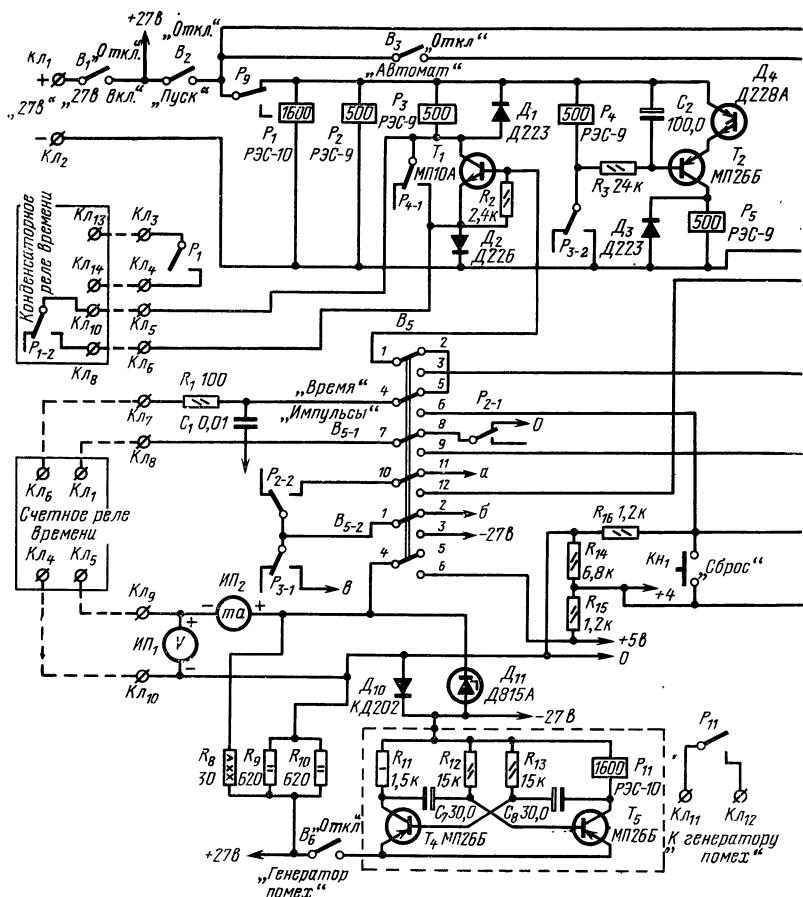
Реле времени, состоящее из транзистора T_2 , конденсатора C_2 , диодистора D_4 и резистора R_3 , создает задержку включения электромагнитного реле P_5 , обеспечивающую некоторую выдержку показаний секундомера после окончания выдержки времени, что позволяет в случае необходимости производить визуальный контроль результатов проверки.

Реле времени, состоящее из транзистора T_3 , конденсатора C_5 , диодистора D_8 и резистора R_6 , создает задержку включения электромагнитного реле P_9 , обеспечивающую некоторую выдержку нулевых показаний секундомера, позволяющую визуально контролировать правильность работы установки.

Оба реле времени собраны по одинаковым схемам с УФВ на диодисторах Д228А.

Реле времени, состоящие из конденсаторов C_3 , C_4 , C_6 и электромагнитных реле P_6 , P_7 , P_{10} , обеспечивают кратковременные включения электромагнитных реле, необходимые для обнуления секундомера (реле P_7), выдачи сигнала на печать (реле P_{10}) и выдачи сигнала пуска при проверке счетных реле времени по количеству импульсов (реле P_6).

Формирователь времязадающих импульсов (Tr_1 , D_{12} — D_{15} ; R_{23} — R_{28} , ИС₃) аналогичен формирователю, примененному в счетном реле времени, описанному в § 12, причем формирователь используется только при проверке счетных реле времени по количеству импульсов. Наличие формирователя позволяет проверить счетные реле времени,



не затрагивая их схемы (нет необходимости подключаться к формирователю времязадающих импульсов проверяемого реле времени).

Бесконтактный быстродействующий коммутатор собран на двух интегральных микросхемах $ИС_1$, $ИС_2$, каждая из которых представляет собой счетверенный двухходовый элемент И—НЕ, резисторах R_{17} — R_{22} и конденсаторах C_9 — C_{11} . В работе коммутатора участвует также один логический элемент И—НЕ интегральной микросхемы $ИС_3$ (выводы 8, 9, 10).

Коммутатор используется только при проверке счетных реле времени по количеству импульсов. Он служит для синхронного включения проверяемого реле времени и счетчика импульсов и для остановки счетчика импульсов в момент окончания выдержки времени.

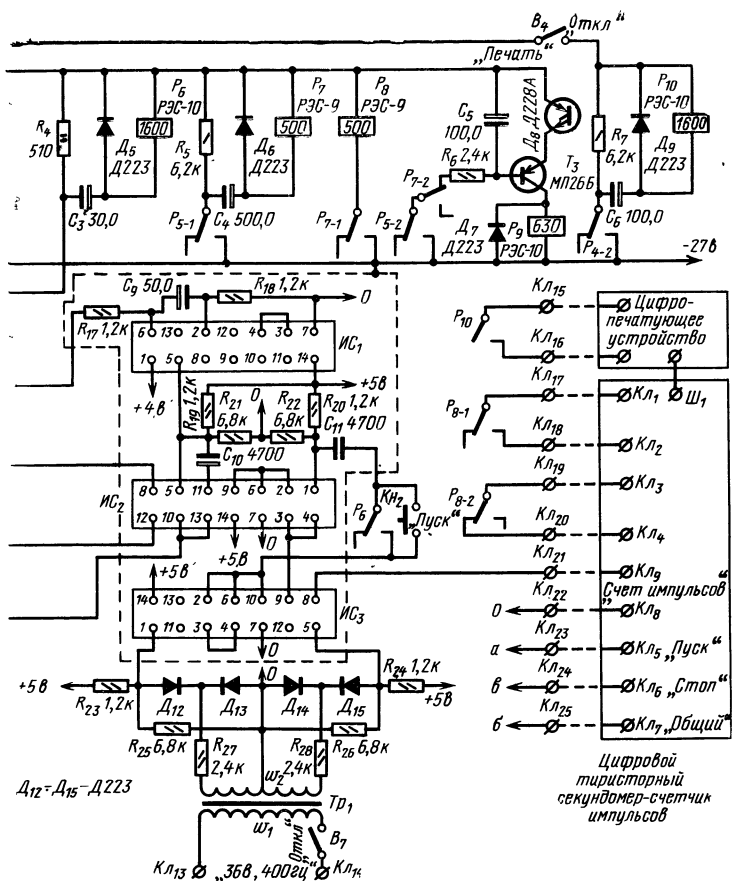


Рис. 66.

Кроме того, коммутатор выдает сигнал сброса проверяемого реле времени и сигнал управления УФВ.

Функциональная схема коммутатора показана на рис. 67. Коммутатор состоит из двух логических ключей (элементы I и IV), логического триггера на элементах II, III и V и логического ждущего мультивибратора на элементах VI и VII.

В исходное состояние схема коммутатора приводится нажатием кнопки K_{H1} . При этом на обоих входах элемента V становятся «1» и, следовательно, на его выходе «0». Этот «0» через конденсатор C_{10} на короткое время поступает на вход элемента III, вследствие чего на его выходе становится «1», а на выходе элемента II «0», т. е. триггер устанавливается в первое устойчивое состояние.

Логический «0» с выхода элемента II поступает на вход элемента I, вследствие чего на его выходе делается «1», и времязадаю-

щие импульсы от формирователя через этот элемент к счетчику импульсов не проходят (ключ I разомкнут).

Логическая «1» с выхода элемента III поступает на вход элемента IV , на другой вход которого постоянно подана «1» с делителя R_{14} , R_{15} , вследствие чего на выходе элемента IV становится «0» (ключ IV замкнут). Этот «0» существует «Сброс» проверяемого реле времени. Ждущий мультивибратор в это время находится в устойчивом состоянии, когда на выходе элемента VII «1», а на выходе элемента VI «0».

Сигнал начала проверки подается замыканием контактов реле P_6 или кнопки K_{H2} . После замыкания этих контактов первый же логический «0» от формирователя времязадающих импульсов переводит триггер во второе устойчивое состояние, когда на выходе элемента II «1», а на выходе элемента III «0». При этом на клемме K_{L6} (на выходе элемента IV), соединенной с клеммой «Сброс» проверяемого реле времени, становится «1» (ключ IV размыкается), и проверяемое реле времени начинает работать. Одновременно ключ I замыкается и времязадающие импульсы начинают поступать через элемент I на вход счетчика импульсов.

Сигнал окончания выдержки времени (положительный импульс с амплитудой около 4,5 в и длительностью не менее 0,25 сек) поступает на зажим K_{L6} , при этом на обоих входах элемента V становятся «1» и триггер переходит в первое устойчивое состояние. Аналогично тому, как и при нажатии кнопки K_{H1} , происходит «Сброс» проверяемого реле времени и остановка счетчика импульсов (ключ IV замыкается, а ключ I размыкается). Одновременно логический «0» с выхода элемента V через конденсатор C_{10} поступает на вход элемента VI ждущего мультивибратора, вследствие чего на его выходе делается логическая «1» (мультивибратор переходит во второе состояние). Конденсатор C_9 начинает заряжаться через резистор R_{18} и напряжение на входе элемента VII убывает по показательному закону. Когда величина напряжения на входе элемента VII становится равной примерно +0,2 в, ждущий мультивибратор возвращается в первое устойчивое состояние. Таким образом, к УФВ с выхода мультивибратора поступает импульс, длительность которого определяется постоянной времени цепи $R_{18}C_9$ и не зависит от длительности выходного импульса проверяемого реле времени. Необходимость в ждущем мультивибраторе вызвана тем, что длительность выходного импульса при проверке реле времени с помощью описываемой схемы получается чрезвычайно малой вследствие быстрого действия интегральных логических элементов коммутатора: сброс реле времени происходит примерно через 0,3—0,5 мксек после прихода переднего фронта выходного импульса, что недостаточно для срабатывания УФВ, имеющего электромагнитное реле.

Стабилизатор напряжения (см. рис. 66) состоит из стабилизатора D_{11} , диода D_{10} и резисторов R_8 — R_{10} и служит для питания бесконтактного коммутатора. Выходное напряжение стабилизатора равно разности напряжений на стабилизаторе D_{11} и диоде D_{10} . Необходимость в диоде D_{10} вызвана тем, что номинальное напряжение стабилизации самого низковольтного из мощных стабилизаторов Д815А равно 5,6 в, а напряжение для питания коммутатора должно быть равно $5 \pm 0,5$ в. Выходное напряжение стабилизатора контролируется с помощью вольтметра $ИП_1$. Внешние выводы стабилизатора (клеммы K_{L9} , K_{L10}) позволяют в случае необходимости питать от него проверяемое реле времени (с потребляемым током не более 0,6 а).

При этом с помощью амперметра $ИП_2$ осуществляется контроль потребляемого тока.

Мультивибратор на транзисторах T_4, T_5 служит для коммутации тока в цепи какого-либо внешнего источника помех (например, дросселя, трансформатора и т. п.), подключаемого к клеммам установки $Кл_{11}, Кл_{12}$, последовательно с источником питания при испытании работоспособности счетных реле времени в условиях воздействия помех.

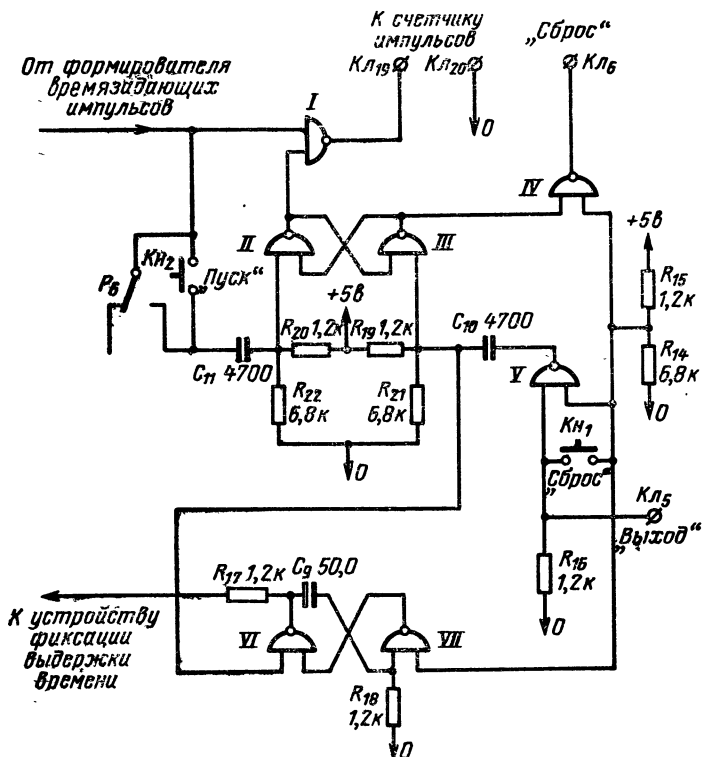


Рис. 67.

К элементам коммутации относятся переключатель B_5 и выключатели $B_1—B_4, B_6, B_7$. С помощью переключателя B_5 осуществляется коммутация цепей установки для проверки реле времени по количеству импульсов или по выдержке времени. Выключатели B_1 и B_7 служат для включения источников питания. С помощью выключателя B_2 осуществляется начало проверки, а с помощью выключателя B_3 выбирается режим проверки: единичный или многократно повторяющийся (при положении B_3 «автомат»). Выключатель B_4 включает питание реле времени выдачи сигнала на печать, а выключатель B_6 включает питание мультивибратора.

Работу установки при многократно повторяющейся проверке конденсаторных реле времени или счетных реле времени (по выдержке времени), имеющих на выходе контакты электромагнитного реле, рассмотрим на примере проверки многопредельного реле времени с тиратроном ТХ11Г, описанного в § 14 (схема рис. 62).

Цифровой тиристорный секундомер-счетчик импульсов, цифрорепечатающее устройство и проверяемое реле времени подключаются к установке, как показано на рис. 66 пунктиром, причем клеммы секундомера K_8 , K_9 «Счет импульсов» в этом случае к установке могут не подключаться. Переключателем B_3 (рис. 65) выбирается емкость секундомера: 99,99 или 999,9 сек. Выключатель секундомера B_1 ставится в положение «отключено». Переключатели и выключатели установки устанавливаются в положения: B_1 «включено»; B_2 , B_6 , B_7 «отключено»; B_3 «автомат»; B_4 «печать»; B_5 «время».

Проверка начинается с момента замыкания выключателя B_2 . При этом срабатывают реле P_1 и P_2 . Контакты реле P_1 осуществляют пуск проверяемого реле времени, а контакты реле P_{2-2} запускают секундомер (замыкают зажимы «Пуск» и «Общий» секундомера). По окончании выдержки времени выходные контакты проверяемого реле времени (P_{1-2} на рис. 62) замыкаются и включают реле P_3 . Контакты реле P_{3-1} останавливают секундомер, а контакты P_{3-2} включают реле P_4 и подают питание на реле времени выдержки показаний секундомера (C_2 , T_2 , D_4 , R_3).

Контакты реле P_{4-1} осуществляют блокировку выходных контактов проверяемого реле времени, а контакты P_{4-2} включают реле времени, выдающее сигнал на печать (C_6 , P_{10}). Цифрорепечатающее устройство печатает полученную выдержку времени (показания секундомера).

После замыкания контактов реле P_{3-2} начинается заряд конденсатора C_2 через резистор R_3 . Когда напряжение на конденсаторе C_2 достигает напряжения переключения диода D_4 , последний переключается, транзистор T_2 отпирается и включает реле P_5 . Контакты реле P_{5-1} включают реле времени обнуления секундомера (C_4 , P_7). Реле P_7 срабатывает и своими контактами P_{7-1} включает реле P_8 , контакты которого производят сброс показаний секундомера (цифровое табло секундомера гаснет). Примерно через 0,3—0,5 сек ток заряда конденсатора C_4 уменьшается настолько, что реле P_7 отпускает. Следом за ним отпускает реле P_8 . Контакты реле P_{8-1} замыкаются, а контакты P_{8-2} замыкаются, и на цифровом табло секундомера индицируются нули.

Как видно из рис. 66, в цепь заряда конденсатора C_5 реле времени выдержки нулевых показаний секундомера включены нормально замкнутые контакты реле P_{7-2} . Это сделано с целью предотвращения заряда конденсатора C_5 в течение времени, когда цифровое табло секундомера не горит (реле P_7 и P_8 сработаны), и позволило получить необходимую выдержку нулевых показаний секундомера с помощью меньшей емкости конденсатора C_5 .

После отпускания реле P_7 начинается заряд конденсатора C_5 через замкнутые контакты реле P_{5-2} , P_{7-2} и резистор R_6 . На цифровом табло секундомера в это время индицируются нули.

Когда напряжение на конденсаторе C_5 достигает напряжения переключения диода D_8 , последний переключается, транзистор T_3 отпирается и включает реле P_9 . Контакты реле P_9 разрывают цепь питания реле P_1 — P_5 , которые возвращаются в исходные обесточенные состояния. При этом контакты реле P_1 разрывают пусковую

цепь проверяемого реле времени, его выходные контакты P_{1-2} замыкаются, и реле времени возвращается в исходное состояние, т. е. готово к следующему циклу проверки. Контакты реле P_{2-2} и P_{3-1} размыкают пусковые клеммы секундомера ($K_{15}-K_{17}$).

Конденсатор C_5 разряжается через диодистор D_8 и промежуток база—эмиттер транзистора T_3 . Когда напряжение на нем уменьшается до 2,5—1,5 в, диодистор выключается, транзистор запирается и реле P_9 обесточивается. Контакты реле P_9 замыкаются и подключают питание к обмоткам реле P_1 и P_2 аналогично тому, как это было при включении выключателя B_2 в начале проверки. Начинается новый цикл проверки реле времени, причем дальнейшая работа схемы протекает аналогично вышеописанному.

Циклы проверки реле времени будут продолжаться до тех пор, пока не будет выключен один из выключателей B_1-B_3 , причем выключатели B_1 и B_2 позволяют остановить проверку в любой момент времени, а выключатель B_3 только после завершения уже начавшегося цикла проверки.

При размыкании выключателя B_3 снимается питание с реле времени обнуления секундомера (C_4 , P_7 , P_8) и реле времени выдержки нулевых показаний секундомера (C_5 , T_3 , D_8 , P_9), вследствие чего реле P_7 , P_8 и P_9 после окончания выдержки времени не срабатывают, реле P_{1-4} не возвращаются в исходные, обесточенные состояние, и секундомер не обнуляется. После замыкания выключателя B_3 проверка автоматически продолжается.

Если проверяемое реле времени не имеет на выходе контактов электромагнитного реле, как, например, счетное реле времени, описанное в § 12 (рис. 58), его выход (клемма K_{16}) подключается к клемме K_{17} установки, а клемма «Сброс» (K_{11}) к клемме K_{18} (рис. 66). При этом выдержка времени начинается с момента размыкания контактов реле P_{2-1} .

После окончания выдержки времени положительный импульс с выхода реле времени отпирает транзистор T_1 , реле P_3 срабатывает и затем схема работает так же, как при проверке реле времени с контактными выходами.

Для проверки счетного реле времени по количеству импульсов переключатель установки B_5 устанавливается в положение «Импульсы». К клеммам установки K_{13} и K_{14} подключается источник переменного тока 36 в, 400 гц, тот же самый, от которого питается проверяемое реле времени (на рис. 66 цепи питания переменным током проверяемого реле времени условно не показаны). Включается выключатель B_7 . Клеммы секундомера K_{18} , K_{19} «Счет импульсов» подключаются к клеммам K_{21} , K_{22} установки, а затимы $K_{15}-K_{17}$ могут быть отключены. Переключатель секундомера B_3 (см. рис. 65) переводится в положение «Счет импульсов», переключателем B_4 устанавливается нужная емкость счетчика импульсов 9999 или 99990. Перед включением выключателя B_2 необходимо нажать и опустить кнопку K_{11} «Сброс». При этом триггер бесконтактного быстродействующего коммутатора устанавливается в первое устойчивое состояние (см. описание коммутатора). Затем включают выключатель B_2 .

Проверка начинается с момента нажатия кнопки K_{12} «Пуск». После замыкания контактов кнопки K_{12} первый же логический «0» от формирователя времязадающих импульсов одновременно запускает проверяемое реле времени и счетчик импульсов. По окончании выдержки времени, или, точнее говоря, по приходу на вход счетчика

проверяемого реле времени определенного количества импульсов, на выходе реле времени появляется положительный импульс, который через интегрирующую цепочку R_1C_1 и контакты 4—6 переключателя B_5 поступает на бесконтактный коммутатор, который останавливает счетчик импульсов и осуществляет сброс проверяемого реле времени.

Положительный импульс с выхода ждущего мультивибратора коммутатора через резистор R_{17} поступает на базу транзистора T_1 и открывает его. Срабатывает реле P_3 . Дальнейшая работа схемы происходит так же, как и при проверке реле времени по выдержке времени, за исключением того, что начало каждого нового цикла проверки осуществляется теперь с помощью реле времени C_3P_6 . После обнуления счетчика импульсов и замыкания контактов реле P_9 срабатывает реле P_2 . Его контакты P_{2-2} подключают реле P_6 через конденсатор C_3 к минусу источника питания 27 в, вследствие чего реле P_6 срабатывает и его контакты выдают команду начала нового цикла проверки. Через некоторое время убывающий по показательному закону ток заряда конденсатора C_3 делается меньше тока отпущения реле P_6 и последнее отпускает.

Интегрирующая цепочка R_1C_1 устраняет помехи, возникающие на выходе счетного реле времени с каскадом совпадения, вследствие конечной длительности фронтов импульсов [Л. 30].

Число импульсов, индицируемое на световом табло секундомера, при исправном реле времени должно точно соответствовать рассчитанному с помощью выражения (29) без какого-либо допуска (см. § 4). Однако при неправильном соотношении фаз переменных напряжений, подаваемых к проверяемому реле времени и к установке, показания счетчика импульсов иногда могут быть меньше рассчитанных с помощью выражения (29) на один импульс (например, 99 вместо 100). Количество импульсов, индицируемое счетчиком, в этом случае зависит от чисто случайного фактора — момента включения контактов реле P_6 или кнопки Kn_2 ; от того, что было в момент включения на выходе формирователя импульсов — «0» или «1».

Для устранения указанного нежелательного явления достаточно поменять местами провода, подводящие переменное напряжение к соответствующим зажимам установки или к реле времени.

Проверка счетного реле времени по количеству импульсов не обязательно должна проводиться на рабочей частоте проверяемого реле времени. Очевидно, что номер импульса, вызывающего совпадение, не зависит от частоты следования импульсов (конечно, при условии, что элементы реле времени работоспособны на этой частоте). Вместе с тем повышение частоты следования импульсов (частоты переменного напряжения, подводимого к реле времени и к установке) позволяет существенно сократить время проверки реле времени, так как время одного цикла проверки уменьшается обратно пропорционально увеличению частоты. Это позволяет производить ускоренную проверку реле времени. Например, если счетное реле времени, описанное в § 12, имеющее номинальную рабочую частоту 400 гц, проверять на частоте 800 гц, то время одного цикла проверки уменьшается в 2 раза — с 63,75 до 31,875 сек (при максимальной выдержке времени).

Фактором, ограничивающим возможность повышения частоты при этом, является быстродействие элементов проверяемого реле времени, элементов бесконтактного коммутатора установки и элементов контрольного счетчика импульсов. Примененный в установке

бесконтактный коммутатор на интегральных логических микросхемах нормально работает до частот порядка сотен кГц. Однако скорость счетчика импульсов цифрового тиристорного секундомера ограничена 800 Гц, и, следовательно, выше этой цифры частоту переменного напряжения в данном случае повышать нельзя. Однако в случае применения вместо цифрового тиристорного секундомера какого-либо более быстродействующего счетчика импульсов частота проверки реле времени может быть значительно увеличена. Возможность ускорения проверки счетных реле времени особенно важна при их серийном производстве.

Конструкция и детали установки. Типы транзисторов и диодов сопротивления и мощности рассеяния резисторов, а также емкости конденсаторов указаны на схеме рис. 66.

Конденсаторы и резисторы могут быть применены любых типов, причем конденсаторы C_1 , C_9 должны быть на напряжение не менее 6 В; C_2 , C_5 не менее 20 В, а C_3 , C_4 , C_6 — C_8 не менее 30 В. Переключатель B_5 — 2П8Н, выключатели могут быть любых типов. Интегральные микросхемы $ИС_1$ — $ИС_3$ типа К1ЛБ553.

Электромагнитные реле применены следующих типов: P_1 , P_6 , P_{10} , P_{11} РЭС-10 РС4524305; P_9 РЭС-10 РС45243025 P_2 — P_5 , P_7 , P_8 РЭС-9 РС4524201.

Трансформатор Tr_1 , аналогичен трансформатору Tr_1 , примененному в счетном реле времени, описанном в § 12.

Конструкция установки может быть произвольной, однако необходимо, чтобы элементы мультивибратора, бесконтактного коммутатора и формирователя времязадающих импульсов были заключены в два отдельных металлических экрана, соединенных с клеммой «—27 В», как это показано на рис. 66 пунктиром.

Список литературы

1. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники, ч. II. М., Госэнергоиздат, 1954.
2. Дружинин Г. В. Реле времени. М., «Энергия», 1966.
3. Чесноков А. А. Решающие усилители. М., «Энергия», 1969.
4. Конторович М. И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. М., Гостехиздат, 1963.
5. Кризе С. Н. Усилители низкой частоты. М., Связьиздат, 1948.
6. Николаенко Н. С. Проектирование транзисторных усилителей. М., «Энергия», 1968.
7. Дружинин А. Я. Об использовании нестационарных тепловых процессов в транзисторе для получения временной задержки. — В кн.: «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 20. М., «Советское радио», 1968.
8. Важенина З. П., Волкова Н. Н., Чадович И. И. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. М., «Советское радио», 1971.
9. Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов. М., «Связь», 1965.
10. Николаевский И. Ф. Эксплуатационные параметры и особенности применения транзисторов. М., Связьиздат, 1963.
11. Гусев В. Н., Смирнов В. Ф. Электрические конденсаторы постоянной емкости. М., «Советское радио», 1968.
12. Закгейм Л. Н. Электролитические конденсаторы. М., Госэнергоиздат, 1963.

13. Тищенко А. М. и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. М., «Советское радио», 1964.

14. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах, под ред. Е. И. Гальперина, И. П. Степаненко. М., «Советское радио», 1970.

15. Тиристоры, технический справочник (перевод с английского) под ред. В. А. Лабунцова, С. Г. Обухова, А. Ф. Свиридова. М., «Энергия», 1971.

16. Тациян В. В. Полупроводниковые переключающие приборы, М., «Энергия», 1967.

17. Гозлинг В., Применение полевых транзисторов (перевод с английского). М., «Энергия», 1970.

18. Фомин Н. Н., Королев Ю. Н., Современные полупроводниковые приборы. М., «Знание», 1969.

19. Ричман П., Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором (перевод с английского). М., «Советское радио», 1971.

20. Вальков А., Колосовский А., Топчилин Н., Полевые транзисторы КП103. — «Радио», 1971, № 4, с. 57—58.

21. Вальков А., Колосовский А., Топчилин Н., Полевые транзисторы КП102. — «Радио», 1970, № 6, с. 51—53.

22. Бакулинский В. П., Бугаенко В. В., Цимбал В. П., Схемы на приборах тлеющего разряда. М., «Энергия», 1968.

23. Билик Р. В., Крутенко В. С., Машлыкин В. Г., Силаев В. Н., Импульсные схемы на динисторах и тиристорах. М., «Наука», 1968.

24. Элементы автоматических систем контроля, под ред П. И. Кузнецова. М., «Энергия», 1967.

25. Коротков А. М., Мочалов В. Д. Счетчики импульсов на динисторах. М., «Энергия», 1966.

26. Санин А. А., Электронные приборы ядерной физики. М., «Наука», 1964.

27. Синельников А. Х., Швуим И. З., Кольцевое счетное устройство. А. С. № 291330 (СССР). Оpubл. в бюлл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 3, с. 18.

28. Валиев К. А. и др. Комплекс логических полупроводниковых интегральных микросхем типа ТТЛ. — В кн.: «Электронная техника. Серия VI. Микроэлектроника». вып. 3(18) Изд. института «Электроника», 1969, с. 4—9.

29. Стопский С. Б., Логические схемы на полупроводниках. М., «Энергия», 1969.

30. Ричард Б. Харли., Логические схемы на транзисторах (перевод с английского), под ред. Д. Ю. Панова. М., «Мир», 1965.

31. Большов В. М., Электронные реле времени. М., Госэнергоиздат, 1958.

32. Сонин Е. К. Электронные приборы для фотопечати. М., Госэнергоиздат, 1959.

33. Аронов Р. Л. Магнитное реле времени. М., Госэнергоиздат, 1948.

34. Аронов И. А., Новак Г. Х., Реле времени с безнакальным тиратроном. — «Приборостроение», 1959, № 3, с. 21—24.

35. Гельштейн М. И., Семененко И. Г., Чернышов В. А., Реле времени высокой точности на тиратронах тлеющего разряда. — «Приборостроение», 1967, № 10, с. 38—40.

36. Розенфельд В. И., Крашениников И. П., Тиратронные реле времени. — «Вестник электропромышленности», 1958, № 7, с. 48—50.

37. Цимбал В. П., Дистанционное электронное реле времени типа ВЛ-10. — «Электротехническая промышленность», 1961, № 1, с. 42—50.

38. Шарапов А. В., Реле времени на транзисторе с косвенным подогревом. — «Приборы и системы управления», 1970, № 9, с. 49—50.

39. Симонов В. П., Транзисторное реле времени с большой задержкой. — «Приборы и системы управления», 1970, № 9, с. 50—51.

40. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. М., Госэнергоиздат, 1952.

41. Ильин В. А. Импульсные устройства с мостовыми элементами. М., «Энергия», 1965.

42. «Электроника». Перспективы производства и сбыта электронной промышленности США на 1968 г. 1968, № 1, с. 22.

43. «Электроника». Электронные наручные часы на ИС. 1968, № 3, с. 46.

44. «Электроника». Секундомер на кварцевом генераторе. 1969, № 12, с. 42.

45. «Электроника». Интегральная схема кварцевого генератора МСО-1, 1970, № 14, с. 50.

46. «Электроника». Операционный усилитель А125, 1970, № 10, с. 55.

47. «Электроника». Новые интегральные схемы фирмы Fairchild, 1970, № 6, с. 91.

48. «Электроника». Новые ИС транзисторно-транзисторной логики со средней степенью интеграции, 1970, № 13, с. 66.

49. «Электроника». Реле времени типа 333-35001, 1969, № 21, с. 55.

50. Овласюк В. Я., Быков В. А. Электронные реле времени для схем автоматики и защиты. — «Труды Всесоюзного научно-исслед. ин-та ж.-д. транспорта», вып. 276. М., «Транспорт», 1964, с. 135—148.

51. Малаховский Е. И. Вопросы теории и расчета реле времени на полупроводниках с контуром RC . — В кн.: Автоматизация энергетики. Изд. ин-та техн. информации. Киев, 1964, с. 196—213.

52. Малаховский Е. И. Исследование стабильности реле времени с электрическим контуром RC . — «Электричество», 1965, № 8, с. 75—77.

53. Овласюк В. Я., Баранова И. А. Повышение температурной стабильности реле времени. — «Труды Всесоюзного научно-исслед. ин-та ж.-д. транспорта», вып. 336. М., «Транспорт», 1967, с. 71—75.

54. Быков В. А., Овласюк В. Я. Некоторые вопросы теории и исследования конденсаторных реле времени. — Труды Центр. научно-исслед. ин-та Мин. путей сообщ., вып. 422. М., «Транспорт», 1970, с. 84—97.

55. Быков В. А., Овласюк В. Я. Исследование влияния абсорбционных процессов конденсаторов на стабильность реле времени. — «Труды Центр. научно-исслед. ин-та Мин. путей сообщ.», вып. 422. М., «Транспорт», 1970, с. 98—106.

56. Фигурнов Е. П. Условия обеспечения стабильности полупроводниковых реле времени с RC -контуром. Известия высш. уч. завед. — «Электромеханика», 1967, № 12, с. 1318—1321.

57. Фигурнов Е. П. Теория полупроводниковых реле времени с накопительной емкостью. — «Труды Ростовского-на-Дону ин-та физ. ж.-д. транспорта», вып. 71. М., «Транспорт», 1967, с. 4—25.

58. **Виленкин А. Г.** Импульсные транзисторные стабилизаторы напряжения. М., «Энергия», 1971.

59. **Зайцев Ю. В., Марченко А. Н.** Полупроводниковые стабилизаторы. М., «Энергия», 1969.

60. **Иванчук Б. Н., Рувиннов Б. Я.** Параметрические стабилизаторы напряжения на полупроводниковых приборах и магнитных усилителях. М., «Энергия», 1971.

61. **Дмитриенко Л. П., Дудкин Р. И.** Тиратронное реле времени, Известия высш. уч. завед. — «Электромеханика», 1967, № 12, с. 1360—1362.

62. **Коротков А. М., Мочалов В. Д.** Электронные счетчики импульсов. М., «Энергия», 1971.

63. **Синельников А. Х.** Устройство формирования прямоугольного напряжения из синусоидального. А. С. № 318157 (СССР). Оpubл. в бюлл. «Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 31.

64. **Синельников А. Х.** Реле времени на тиристорах. — «Радио», 1972, № 7, с. 38—40.

65. **Лужецкий В. Г.** Реле времени на мультивибраторах. — «Приборы и системы управления», 1968, № 12, с. 52—53.

66. **Лужецкий В. Г.** Принципы построения схем реле времени на импульсных генераторах. — «Автоматика и вычислительная техника», 1970, № 4, с. 54—56.

67. **Кузнецов Г. Г. и др.** Регулируемая задержка с малым разрешающим временем. — «Приборы и стенды», 1972, № 2, с. 51—52.

68. **Глазов М. Н. и др.** Формирование длительных временных интервалов с использованием пуассоновского импульсного потока. — «Известия высш. уч. завед. Приборостроение», 1971, № 12, с. 32—33.

69. **Левенфельд Г. И., Никонов М. П.** Расширение диапазона выдержек моторного реле времени. — «Приборы и системы управления», 1968, № 12, с. 52.

70. Унифицированная система логических элементов. «Логика», Краткая тех. инф. Изд. Калининского з-да электроаппаратуры. Калинин, 1967.

71. **Ренне В. Т., Оганесян А. Г.** Исследование схемы эквивалентной конденсатору с абсорбцией. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. 3, вып. 7, 1964.

72. **Честнова М. К.** Диэлектрическая абсорбция конденсаторов различных типов. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. 3, вып. 4, 1962.

73. **Синельников В. Я., Славинский А. К.** Увеличение выдержки времени полупроводниковых реле времени. — «Приборостроение», 1965, № 5.

74. **Борноволоков Э. П., Светлаков Л. И.** Электроника для фотолюбителей. М., «Знание», 1963.

Опечатки

На стр. 62 рис. 23 приведен ошибочно. Должно быть

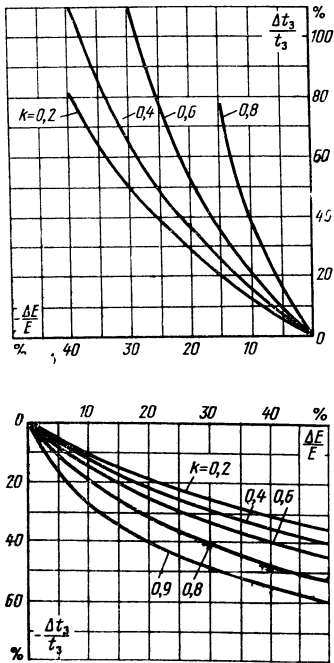


Рис. 23.

На стр. 69 рис. 28 приведен ошибочно. Должно быть

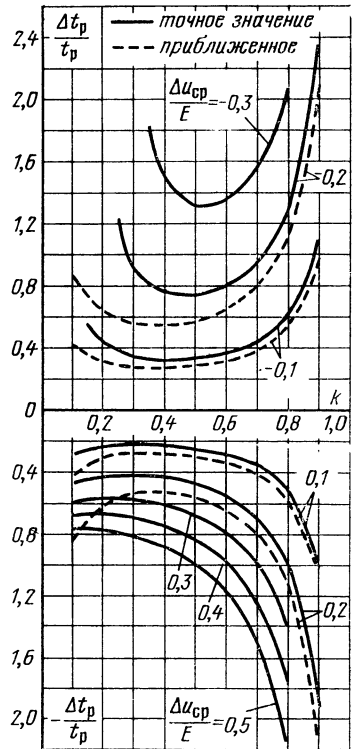


Рис. 28.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	5
Глава первая. Методы получения временных задержек в электрических цепях	10
1. Получение временных задержек с помощью индуктивности	16
2. Получение временных задержек с помощью конденсатора	16
3. Получение временных задержек с помощью интегрирующего решающего усилителя	28
4. Получение временных задержек с помощью счетчиков импульсов	38
Глава вторая. Точность работы реле времени	47
5. Погрешность выдержки времени конденсаторных реле времени	47
6. Погрешность выдержки времени реле с интегрирующим усилителем	70
7. Влияние сопротивления, шунтирующего времязадающий конденсатор, на работу реле времени	76
Глава третья. Элементы электронных реле времени	86
8. Конденсаторы и резисторы	86
9. Устройства фиксации выдержки времени (УФВ)	101
10. Счетчики импульсов	129
Глава четвертая. Практические схемы реле времени	148
11. Счетное реле времени на тиристорах	148
12. Счетное реле времени на интегральных логических микросхемах	154
13. Многопредельное конденсаторное реле времени с балансным диодно-регенеративным компаратором	159
14. Многопредельное конденсаторное реле времени с тиратроном тлеющего разряда типа ТХ11Г	162
Глава пятая. Проверка и испытание реле времени	166
15. Общие положения	166
16. Цифровой тиристорный секундомер-счетчик импульсов	168
17. Автоматизация проверки и испытания реле времени	172
Список литературы	181

Цена 55 коп.