

ПОЛЕЗНЫЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ШТУЧКИ

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ



РАДИО
библиотека



РАДИО 
библиотека

ВЫПУСК 12

ПОЛЕЗНЫЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ШТУЧКИ

Часть I

ИЗДАТЕЛЬСКОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ
РадиоСофт
ЗАО «Журнал «РАДИО»
МОСКВА
2002

УДК 621.3
ББК 32.965
П50

Составитель
Артур Арамович ХАЛОЯН

П50 Полезные радиолобительские штучки. Ч. 1. Сост. А. А. Халоян — М.: ИП РадиоСофт, ЗАО «Журнал «Радио», 2002 — 192 с.: ил. — (Радиобиблиотечка. Вып. 12)

ISBN 5-93037-079-6

В настоящем издании представлены схемы различных несложных устройств, которые могут быть полезны при разработке профессиональной аппаратуры, а также в радиолобительской практике. Многообразие подходов к решению проблем построения принципиальных схем, разработки печатных плат и конструкций может вызвать живой интерес читателя. Большинство схем и устройств, описанных в книге, собрано на доступной элементной базе.

Книга представляет собой сборник статей, опубликованных в разные годы в журнале «Радио» и заново отредактированных для данного издания.

УДК 621.3
ББК 32.965

ISBN 5-93037-079-6

© ЗАО «Журнал «Радио», 2002
© Оформление. ИП РадиоСофт, 2002
© Составление. Халоян А.А., 2002

СОДЕРЖАНИЕ

РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

<i>Б. Пионтак.</i> Электронное реле с малым «гистерезисом»	8
<i>А. Евсеев.</i> Электронное реле с малым гистерезисом	8
<i>В. Граур.</i> Реле времени на полевом транзисторе и тринисторе	11
<i>Ю. Прокошев.</i> Реле времени на одновибраторе с полевым транзистором ..	12
<i>Н. Дробница.</i> Реле времени на полевом транзисторе	13
<i>Г. Нунупаров.</i> Реле времени на триггере и мультивибраторе	13
<i>К. Конов.</i> Цифровое реле времени	15
<i>Г. Серебряков, С. Скулаченко.</i> Реле времени со стабилизатором тока на полевом транзисторе	18
<i>А. Золотарев, А. Пацкан.</i> Релейное защитное устройство	19
<i>Б. Конягин.</i> Реле времени на операционных усилителях	19
<i>В. Асеев.</i> Экономичное реле времени	21
<i>Л. Медицинский.</i> Простое экономичное реле времени	23
<i>В. Слезко.</i> Экономичное реле	28
<i>А. Иващенко, Н. Котеленец.</i> Фотореле на симисторе ..	29
<i>А. Белоусов.</i> Усовершенствование электронного реле	31
<i>Б. Зенин.</i> Усовершенствование электронного реле	31

РАЗДЕЛ ВТОРОЙ

СХЕМЫ ЗАЩИТЫ И УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

<i>Н. Верман, А. Цверкун, Б. Эттинген.</i> Реверсивный привод	33
<i>Б. Пионтак, Е. Скляр.</i> Устройство управления электродвигателем	34
<i>А. Орлов.</i> Тиристорный регулятор напряжения	36
<i>Г. Денисов.</i> Тринисторный регулятор для коллекторного электродвигателя ..	38
<i>А. Титов.</i> Стабилизированный регулятор частоты вращения	41
<i>А. Скрыник.</i> Стабилизированный регулятор частоты вращения	43
<i>В. Жгулев.</i> Регулятор электропривода	45
<i>А. Кобылянский, Л. Рубаненко, А. Шумский.</i> Устройство тепловой защиты электродвигателей	49
<i>В. Калашник.</i> Устройство защиты электродвигателя	50

РАЗДЕЛ ТРЕТИЙ

РЕГУЛЯТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ

<i>Л. Кузнецов.</i> Симисторный регулятор мощности с низким уровнем помех ..	53
<i>Ю. Нигматулин.</i> Регулятор мощности широкого применения	56
<i>С. Миленков, С. Узунов.</i> Тринисторные регуляторы напряжения, тока, температуры	59
<i>В. Тихонов.</i> Регулятор мощности на симисторе	62
<i>Н. Дробница.</i> Регулятор мощности для электронагревательных приборов ..	64
<i>Л. Леонтьев.</i> Простой регулятор мощности	65
<i>В. Фомин.</i> Симисторный регулятор мощности	67

<i>С. Бирюков.</i> Симисторные регуляторы мощности	68
<i>С. Карелин.</i> Модификация тринисторного регулятора мощности	73
<i>А. Домнин.</i> Тринисторный светорегулятор	73
<i>И. Нечаев.</i> Регулятор яркости фонаря	74
<i>И. Нечаев.</i> Регулятор яркости карманного фонаря	76

РАЗДЕЛ ЧЕТВЕРТЫЙ

УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ

<i>В. Пионтак, Е. Скляр.</i> Датчик частоты вращения	80
<i>А. Чурбаков.</i> Устройство контроля напряжения	82
<i>В. Бутев.</i> Индикатор отклонений сетевого напряжения	83
<i>И. Нечаев.</i> Об индикаторе разрядки аккумуляторной батареи	84
<i>В. Полович.</i> Индикатор перегорания предохранителя	85
<i>Ю. Прокopcев.</i> Индикатор перегорания предохранителя	86
<i>А. Борисов.</i> Прибор контроля дистиллированной воды	89
<i>С. Бирюков.</i> Простой цифровой термометр	84
Цифровой термометр	94
<i>А. Кривоносов, Ю. Кузнецов, В. Кауфман.</i> Термометр на операционном усилителе	97
<i>П. Коноплев, А. Мартынюк.</i> Термометр с линейной шкалой	98
Электронный термометр	100
<i>Ю. Власов.</i> Электронный термометр	100
<i>Н. Хоменков, А. Зверев.</i> Цифровой термометр	102
<i>В. Цибин.</i> Цифровой термометр	105
<i>А. Мариевич.</i> Таймер-часы	107
<i>А. Ануфриев.</i> Программатор интервалов времени	111

РАЗДЕЛ ПЯТЫЙ

ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Индикатор радиоактивного излучения	121
<i>Ю. Виноградов.</i> Радиационный индикатор «сторожар»	122
<i>Е. Климчук.</i> Дозиметр-радиометр	127
<i>В. Бабин.</i> Индикатор радиационного излучения	138
<i>Ю. Виноградов.</i> О любительских дозиметрах	141

РАЗДЕЛ ШЕСТОЙ

УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ И СИГНАЛИЗАЦИИ

<i>В. Солоненко, Е. Алешин.</i> Устройство защиты от превышения напряжения	148
<i>В. Колосов, А. Муратов.</i> Защита радиоэлектронной аппаратуры от высоковольтных импульсов в сети	149
<i>А. Зеленин.</i> Полуавтомат защиты радиоаппаратуры от «перепадов» напряжения сети	153
Двухтональная сирена	156
Двухтональная электронная сирена	157
<i>В. Бирюлин, Н. Никитин, А. Иванов.</i> Сигнализатор повреждений	157
<i>А. Апанович.</i> Сигнализатор шума	159
<i>А. Леонтьев.</i> Сигнальное устройство на двухпороговом компараторе	159

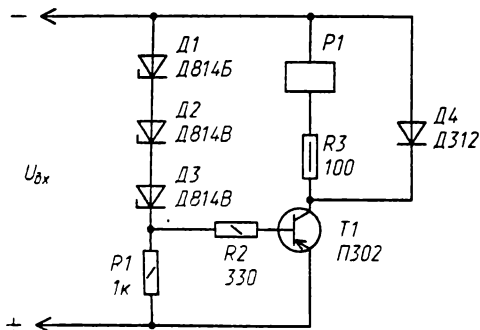
Звуковая сирена с управлением одной кнопкой	163
Ю. Виноградов. Сигнальная двутональная «сирена»	164
В. Банников. Доработка двутональной «сирены»	166
В. Банников. Двутональная сирена повышенной мощности	167
А. Трифонов. Блок помехозащиты	172
Ю. Виноградов. Электронный пароль	175
В. Банников. «Сторож»-автомат для электронагревателей	184
Е. Ангарский. Звуковой сигнализатор влажности	187

ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

Б. ПИОНТАК

ЭЛЕКТРОННОЕ РЕЛЕ С МАЛЫМ «ГИСТЕРЕЗИСОМ»

Электронное реле, схема которого показана на рисунке, может найти применение там, где требуется релейное устройство с минимальной разностью между напряжениями срабатывания и отпускания, а также в тех случаях, когда отсутствует электромагнитическое реле с соответствующими параметрами. Реле *P1* срабатывает, когда входное напряжение превысит суммарное напряжение стабилизации последовательно включенных стабилитронов *D1–D3* и открывается транзистор *T1*. При уменьшении входного напряжения до величины, меньшей напряжения стабилизации, транзистор закрывается и реле отпускает якорь. Таким образом, транзистор *T1* работает в ключевом режиме. Поскольку разность между напряжениями открывания и закрывания транзистора равна нулю, «гистерезис» описываемого электронного реле оказывается значительно меньшим, чем у электромагнитного реле *P1*.



Электронное реле можно настроить на любое фиксированное напряжение срабатывания, более напряжения срабатывания реле *P1*. Для этого нужно подобрать цепочку стабилитронов на другое напряжение стабилизации. Реле, схема которого показана на рисунке, имеет напряжение срабатывания 29,4 В, а напряжение отпускания — 29,2 В. В устройстве применено реле РЭС-9, паспорт РС4.524.200.

Журнал «Радио», 1976, № 6, с. 48

А. ЕВСЕЕВ

ЭЛЕКТРОННОЕ РЕЛЕ С МАЛЫМ ГИСТЕРЕЗИСОМ

Обычное электромагнитное реле срабатывает при токе, в несколько раз превышающем ток отпускания. Про такое реле иногда говорят, что оно обладает большим гистерезисом, т. е. плохой чувствительностью к изменению питающего напряжения (или тока). Использовать такое реле в некоторых устройствах оказывается невозможно. Вот тогда приходит на помощь электронная приставка, позволяющая существенно уменьшить гистерезис и добиться срабатывания реле при изменении, скажем, питающего напряжения 10 В всего на 0,05...0,1 В! Схема подобного электронного реле приведена на рис. 1.

На транзисторах $V2$, $V3$ собран усилитель постоянного тока, вход которого подключен к резистору $R1$ — он является элементом параметрического стабилизатора напряжения (детали $V1$, $R1$). При определенном значении питающего напряжения падение напряжения на резисторе достигает величины, достаточной для открывания транзистора $V2$, а значит, и $V3$. В этот момент срабатывает электромагнитное реле $K1$, контакты которого могут включать световые или звуковые индикаторы или подавать напряжение на исполнительные устройства. Но стоит уменьшиться питающему напряжению даже на небольшую величину, как напряжение на резисторе $R1$ существенно уменьшится и реле отпустит.

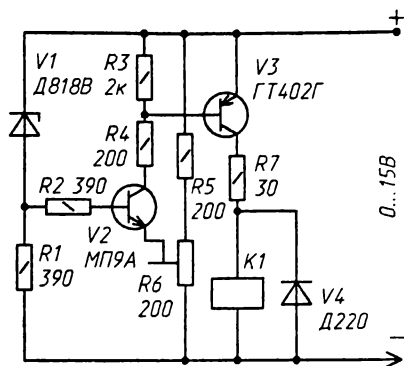


Рис. 1

Изменением напряжения на эмиттере транзистора $V2$ подстроенным резистором $R6$ можно регулировать порог срабатывания электронного реле от 9 до 15 В. Диод $V4$ защищает транзистор $V3$ от напряжения самоиндукции, возникающего

из-за наличия в цепи коллектора индуктивной нагрузки в виде обмотки реле.

Транзистор МП9А можно заменить на МП37, МП38, КТ312, КТ315 с любым буквенным индексом; ГТ402Г — любым другим из серий ГТ402, ГТ403, П213. Вместо диода Д220 подойдет любой диод из серий Д101–Д106, Д7, Д226, а вместо стабилитрона Д818В — другие стабилитроны серии Д818, а также КС168А, Д814А. Подстроечный резистор — СПО-0,25, постоянные — МЛТ-0,25. Реле — РЭС-9, паспорт РС4.524.202.

Детали электронного реле нетрудно разместить на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...2 мм (рис. 2).

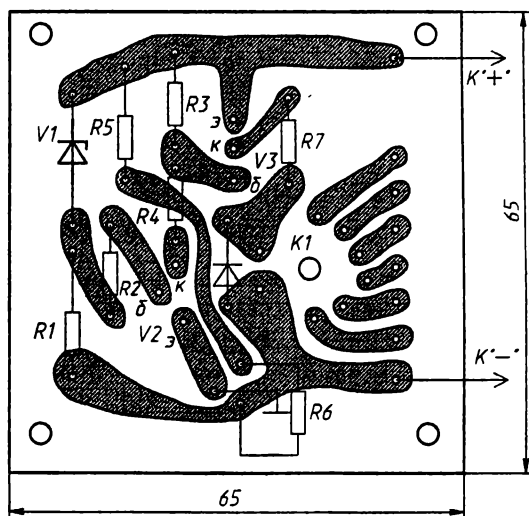


Рис. 2

Одним из примеров использования электронного реле с малым гистерезисом может быть автоматическое поддержание температуры в аквариуме. Резистор $R5$ в этом случае нужно заменить терморезистором ММТ-13 сопротивлением 360 Ом и опустить его в воду вертикально так, чтобы вода не касалась выводов терморезистора (например, поместив терморезистор в пакет из полиэтиленовой пленки). Нормально разомкнутые контакты реле соединяют параллельно и включают в цепь питания электронагревателя: При понижении температуры воды сопротивление терморезистора увеличится, что приведет

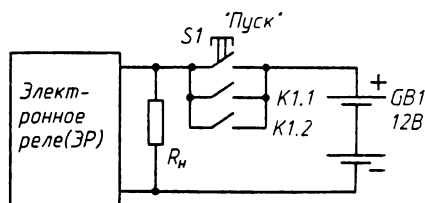


Рис. 3

к уменьшению напряжения на эмиттере транзистора $V2$. Транзисторы $V2$, $V3$ открываются, реле срабатывает и включает своими контактами электронагреватель.

Регулируют нужную температуру воды подстроечным резистором $R6$. Точность поддержания температуры будет зависеть от массы воды, мощности электронагревателя и его инерционности и может составлять доли градуса. Электронагревателем может служить, например, электрическая плитка, осветительная лампа или набор резисторов типа ПЭВ (проволочные остеклованные резисторы). Но в любом варианте общая мощность его не должна превышать 300 Вт во избежание обгорания контактов реле.

Другой пример применения нашего устройства — для разрядки автомобильной аккумуляторной батареи до напряжения 10,5 В. Это нужно при определении емкости батареи или для циклической разрядки и зарядки во время восстановления сульфатированного аккумулятора. Реле в этом случае подключают к аккумулятору через кнопку $S1$ (рис. 3), шунтируемую контактами $K1.1$ и $K1.2$ реле. При нажатии кнопки $S1$ «Пуск» реле $K1$ срабатывает, начинается разрядка аккумулятора $GB1$ на нагрузку R_n . Когда напряжение на зажимах аккумулятора уменьшится до 10,5 В, реле отпустит и устройство полностью отключится от аккумулятора. Кнопка может быть, например, типов КМ-1-1, П2К.

Электронное реле с малым гистерезисом может найти применение в устройстве стабилизации напряжения питания (рис. 4). Регулирующим устройством здесь является лабораторный автотрансформатор типа ЛАТР ($T1$), а исполнительным элементом — реверсивный электродвигатель ($M1$) с редуктором, выходная ось которого жестко соединена с ручкой автотрансформатора. Еще понадобятся два электронных реле ($ЭР1$ и $ЭР2$) с различными напряжениями срабатывания. Они питаются от вторичной обмотки трансформатора $T2$ через выпрямитель на диодах $V1-V4$. Реле $ЭР1$ срабатывает при понижении сетевого напряжения на нагрузке (а значит, и на первичной обмотке трансформатора $T1$) до 209 В, а $ЭР2$ — при повышении напряжения до 231 В. Иначе говоря, электронные реле позволяют следить за изменением сетевого напряжения на $\pm 5\%$.

Допустим, напряжение на нагрузке стало меньше минимального значения, т. е. меньше 209 В. В этом случае реле $K1$ и $K2$ обесточены, и на обмотки электродвигателя $M1$ поступает такое напряжение, при котором ось его редуктора поворачивает

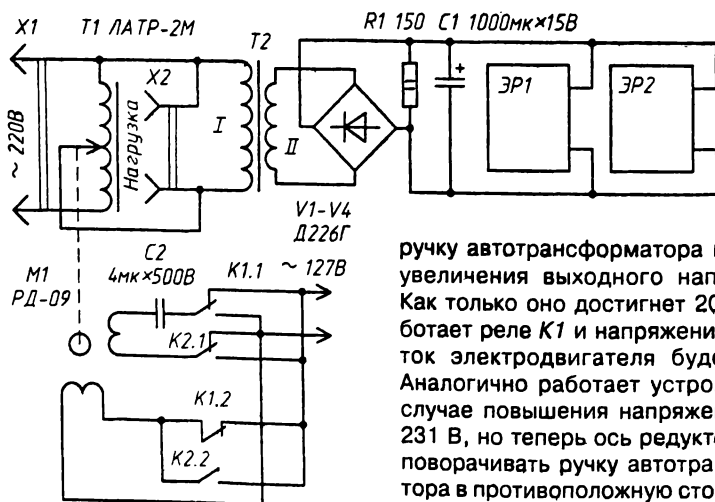


Рис. 3

ручку автотрансформатора в сторону увеличения выходного напряжения. Как только оно достигнет 209 В, срабатывает реле $K1$ и напряжение с обмоток электродвигателя будет снято. Аналогично работает устройство и в случае повышения напряжения выше 231 В, но теперь ось редуктора будет поворачивать ручку автотрансформатора в противоположную сторону.

Конденсатор $C1$ в этом устройстве может быть типов К50-3, К50-6, ЭГЦ;

С2 — МБГО, МБГЧ, КБГ-МН. В качестве электродвигателя подойдет реверсивный двигатель с редуктором РД-09 мощностью 10 Вт, номинальный числом оборотов в минуту 1200 и передаточным числом редуктора 137. Трансформатор Т2 — любой понижающий, с напряжением на вторичной обмотке 10...12 В и током нагрузки не менее 300 мА (подойдет, например, выходной трансформатор кадровой развертки телевизоров — ТВК-70).

Налаживание такого стабилизатора начинают с установки порогов срабатывания электронных реле в соответствии с допустимыми колебаниями сетевого напряжения (электродвигатель должен быть временно отключен). Затем при подключенном электродвигателе убеждаются в правильном направлении поворота ручки автотрансформатора при понижении или повышении напряжения на нагрузке. Если направление не соответствует, следует поменять местами выводы одной из обмоток электродвигателя.

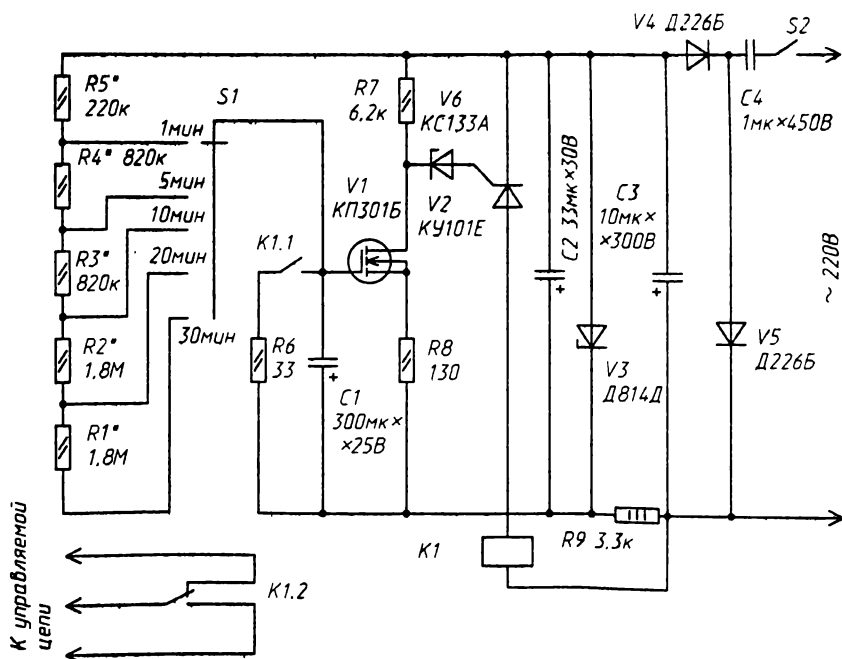
Разумеется, примеры применения электронного реле с малым гистерезисом этим не ограничиваются. Возможно, читатели сообщат о других вариантах использования предложенного устройства в своей радиолюбительской практике.

Журнал «Радио», 1981, № 12, с. 50

В. ГРАУР

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ И ТРИНISTОРЕ

Получение длительных (до 30 мин) выдержек времени вызывает определенные трудности. Принципиальная схема реле времени, обеспечивающего такие выдержки при нестабильности не более 10%, приведена на рисунке. Ток, потребляемый этим устройством, — не более 50 мА.



Времязадающая цепочка реле состоит из конденсатора $C1$ и резисторов $R1-R5$. После замыкания контактов выключателя $S2$ конденсатор $C1$ постепенно заряжается через выбранные переключателем $S1$ резисторы. При этом открывается транзистор $V1$ и напряжение на резисторе $R7$ растет до тех пор, пока не наступит пробой стабилитрона $V6$.

Тринистор $V2$ открывается, срабатывает реле $K1$. Kontakтами $K1.2$ реле управляет нагрузкой, а kontakтами $K1.1$ шунтирует через резистор $R6$ конденсатор $C1$, подготавливая устройство к следующему циклу работы.

Конденсатор $C4$, диоды $V4$ и $V5$, стабилитрон $V3$, резистор $R9$ и конденсаторы $C2, C3$ образуют выпрямитель-стабилизатор, обеспечивающий напряжение 11...14 В, необходимое для питания реле времени.

В устройстве применено реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131П2). Вместо тринистора КУ101Е можно применить КУ103А и КУ103Г.

От редакции. Следует иметь в виду, что реле времени нужно подключать к сети через трансформатор для обеспечения безопасности пользования им.

Журнал «Радио», 1978, № 12, с. 44

Ю. ПРОКОШЕВ

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА ОДНОВИБРАТОРЕ С ПОЛЕВЫМ ТРАНЗИСТОРОМ

На рисунке изображена принципиальная схема реле времени на полевом и биполярных транзисторах. При общем сопротивлении резисторов $R2$ и $R3$ равном 1 МОм, максимальное время выдержки составляет 50 с. Нестабильность выдержки времени — не хуже 5%.

На транзисторах $V2-V4$ собран одновибратор. В исходном состоянии транзисторы $V2$ и $V3$ открыты, а транзистор $V4$ закрыт из-за падения напряжения на диоде $V6$.

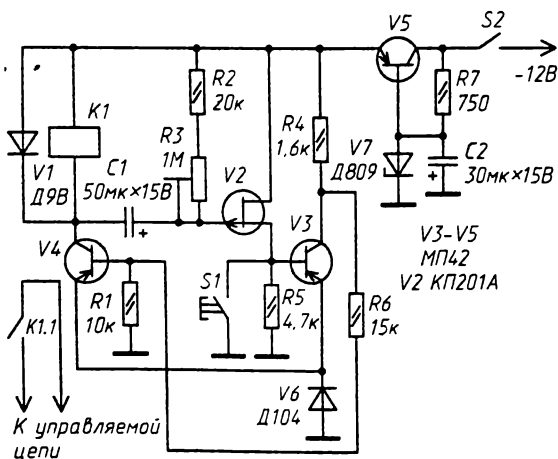
Если нажать кратковременно на кнопку $S1$, то транзистор $V3$ закроется, а $V4$ откроется. К затвору полевого транзистора $V2$ будет приложено напряжение, имеющееся на конденсаторе $C1$, и транзистор закроется.

В таком состоянии транзисторы будут находиться до

тех пор, пока конденсатор $C1$ не разрядится настолько, что транзистор $V2$ откроется и одновибратор возвратится в исходное состояние. При открывании транзистора $V4$ срабатывает реле $K1$ и замыкает свои контакты $K1.1$.

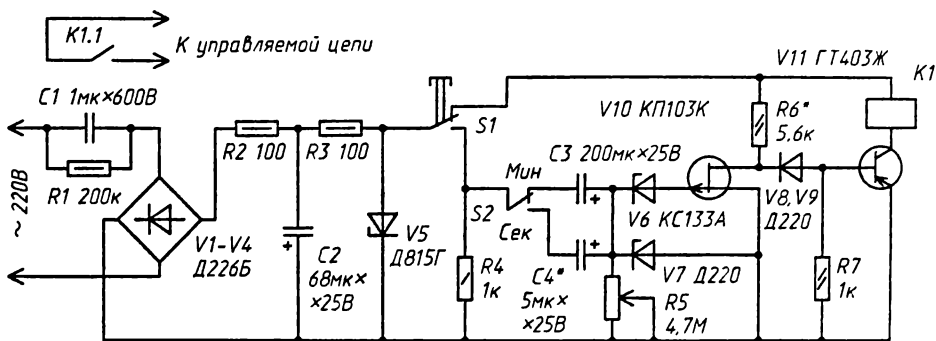
Вместо транзистора КП201А можно использовать КП103 с любым буквенным индексом. В устройстве применено реле $K1$ — РЭС-42 (паспорт РС4.569.151П2).

Журнал «Радио», 1978, № 12, с. 44



РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Реле времени, принципиальная схема которого показана на рисунке, позволяет устанавливать выдержки времени в диапазоне 1...60 с или 1...60 мин. Нестабильность выдержки времени составляет около 5%.



Устройство содержит блок питания, времязадающий узел и двухкаскадный усилитель на транзисторах $V10$ и $V11$.

Блок питания выполнен по бестрансформаторной схеме на диодах $V1-V4$ и стабилитроне $V5$. Времязадающий узел включает в себя конденсаторы $C3$ и $C4$, переключатель $S2$, резисторы $R4$ и $R5$, диод $V7$ и стабилитрон $V6$. В исходном состоянии конденсаторы разряжены, транзистор $V10$ открыт, а $V11$ закрыт, реле $K1$ обесточено.

При нажатии на кнопку $S1$ быстро заряжается конденсатор $C3$ (или $C4$, в зависимости от положения переключателя $S2$) через диод $V7$ до напряжения источника питания. После отпускания кнопки конденсатор начинает разряжаться через резисторы $R4$, $R5$ и обратное сопротивление диода $V7$.

Положительное напряжение с конденсатора через стабилитрон $V6$ прикладывается к затвору транзистора $V10$ и закрывает его. Транзистор $V11$ открывается, срабатывает реле $K1$. Когда конденсатор $C3$ (или $C4$) разрядится до напряжения стабилизации стабилитрона $V6$, транзистор $V10$ откроется, а $V11$ закроется и реле $K1$ возвратится в исходное состояние.

В реле времени могут быть использованы транзисторы КП102 и КП103 ($V10$) и ГТ403 ($V11$) с любым буквенным индексом. Диод $V7$ должен быть подобран с максимальным обратным сопротивлением. Реле $K1$ — РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2) или РЭС-22 (паспорт РФ4.500.129П2). Диоды $V8$ и $V9$ включены последовательно (на схеме показан один).

От редакции. Следует иметь в виду, что реле времени нужно подключать к сети через трансформатор для обеспечения безопасности пользования им.

Журнал «Радио», 1978, № 12, с. 45

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА ТРИГГЕРЕ И МУЛЬТИВИБРАТОРЕ

Реле (принципиальная схема на рисунке) обеспечивает выдержки времени от 1 до 99 с с нестабильностью не хуже 5%. Оно состоит из бестрансформаторного

блока питания, мультивибратора на транзисторах *V6* и *V7*, триггера на транзисторах *V10*, *V11* и время-задающей цепи.

При подаче питания триггер устанавливается в исходное состояние (транзистор *V10* закрыт, а *V11* — открыт) импульсом, сформированным на резисторе *R15* цепочкой *C7R17*. Реле *K1* обесточено.

После нажатия на кнопку *S1* триггер переключается, транзистор *V11* закрывается, а *V10* открывается. Срабатывает реле *K1*. Контакты *K1.1* замыкают цепь заряда времязадающего конденсатора *C4*. Он заряжается через резистор *R7* и цепочку резисторов *R18–R35*.

К аноду диода *V8* будет приложено убывающее по экспоненциальному закону напряжение, и диод будет закрыт до тех пор, пока напряжение на его аноде (по абсолютной величине) не станет меньше напряжения на катоде (определяется положением движка подстроечного резистора *R8*).

Когда диод открывается, импульсы, вырабатываемые мультивибратором на транзисторах *V6*, *V7* и проинтегрированные цепочкой *C3R7*, через диод и конденсатор *C6* поступают на базу транзистора *V10*. Он закрывается, а транзистор *V11* открывается.

Реле *K1* выключается. Контакты *K1.1* разряжают времязадающий конденсатор *C4* через резистор *R5*.

Требуемую выдержку времени устанавливают переключателями *S2* и *S3*, причем единицы секунд устанавливают переключателем *S2*, а десятки секунд — *S3*. Переменным резистором *R8* калибруют шкалу реле времени. Светодиод *V9* служит для индикации работы устройства.

В качестве конденсатора *C4* применен конденсатор ЭТО-1, но возможно применение конденсаторов *K53-1*.

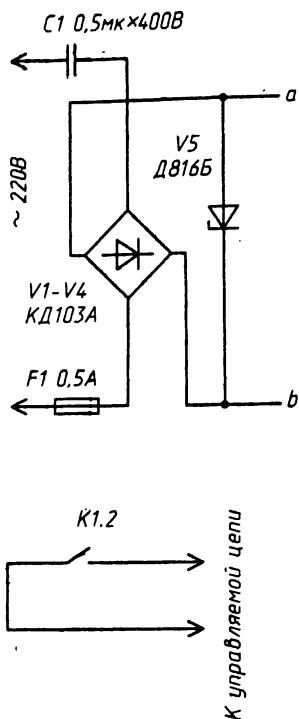
Реле *K1* — РЭС-9 (паспорт РС4.524.201П2) или любое другое с сопротивлением обмотки не менее 600 Ом и рабочим напряжением 27 В.

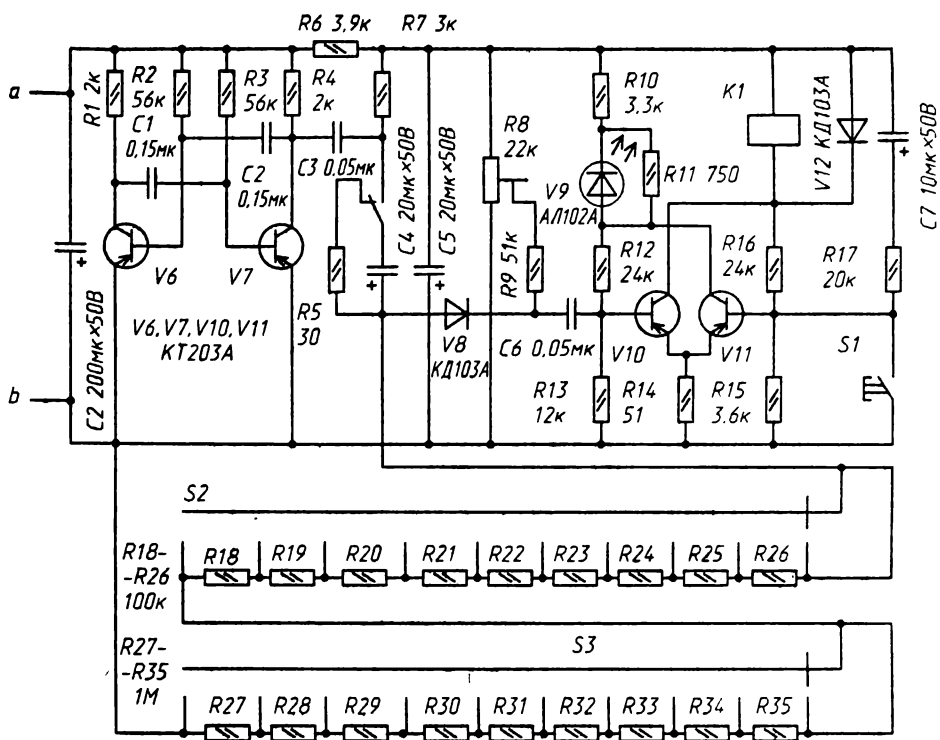
Вместо *КД103А* (*V8*) можно применить диоды *Д104–Д106* или *Д223А*, *Д223Б*. Если нет светодиода, его можно исключить вместе с резистором *R11*, а сопротивление резистора *R10* увеличить до 3,9 кОм. Транзисторы *КТ203А* можно заменить на *МП104*, *МП114*.

Реле времени не требует налаживания, необходимо только откалибровать шкалы переключателей.

Для этого переключатель *S3* устанавливают в положение, соответствующее выдержке времени 20 с, а переключатель *S2* — в положение 0 с и, вращая движок резистора *R8*, добиваются выдержки времени, равной 20 с. Затем проверяют выдержки времени в остальных положениях переключателей *S2* и *S3* и уточняют (если необходимо) положение движка резистора *R8*.

От редакции. Следует иметь в виду, что реле времени нужно подключать к сети через трансформатор для обеспечения безопасности пользования им.





К. КОНОВ

ЦИФРОВОЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Обычно в электронных реле времени выдержка задается временем заряда или разряда конденсатора. Это определяет невысокую стабильность выдержки времени особенно при изменении температуры окружающей среды. В таких устройствах трудно получить достаточно стабильную выдержку более 4...5 мин. Реле времени, построенные на цифровом принципе отсчета, позволяют получить большие выдержки с высокой стабильностью. Структурная схема одного из таких реле времени изображена на рис. 1.

Основным узлом устройства является счетчик D3, которым управляют через элемент D2 тактовые импульсы. Исходное состояние всех триггеров счетчика — нулевое. При этом тактовые импульсы не проходят на вход счетчика, так как элемент D2 закрыт уровнем 0, поступающим с выхода элемента D1.1 триггера на микросхеме D1. Триггер D5 также установлен в нулевое состояние.

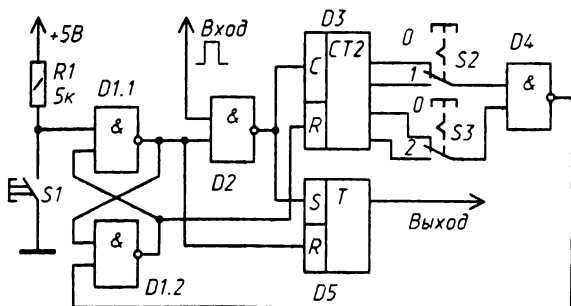


Рис. 1

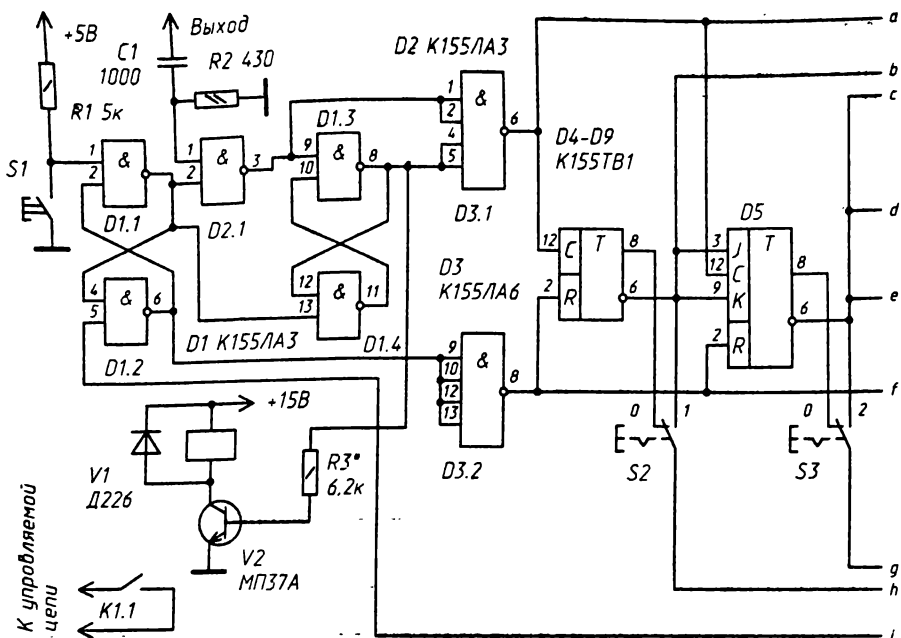


Рис. 2

При нажатии на кнопку $S1$ триггер на микросхеме $D1$ переключается. На выходе элемента $D1.1$ появляется уровень 1, и тактовые импульсы начинают переключать счетчик $D3$, а первый из них сразу же установит триггер $D5$ в единичное состояние.

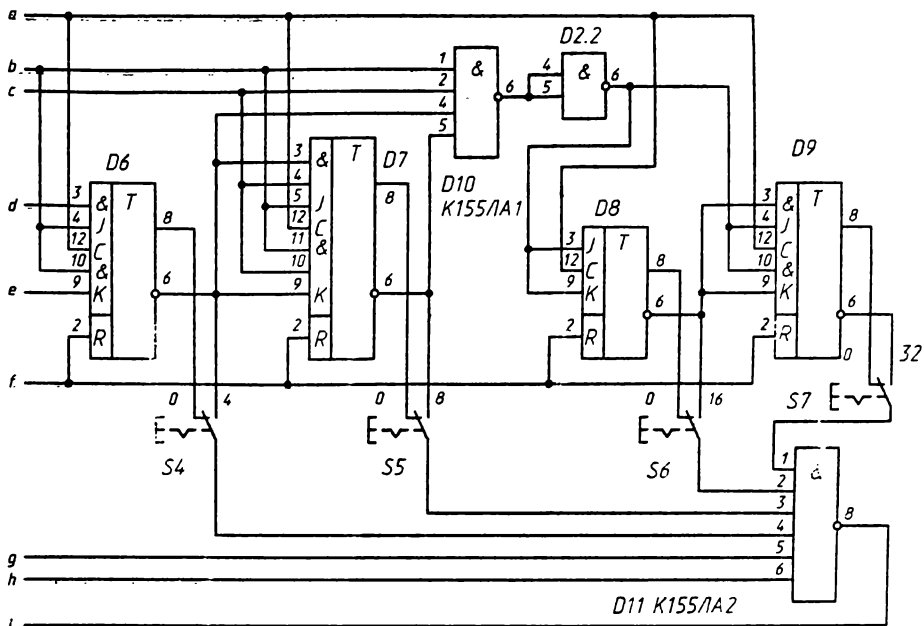
В зависимости от того, к каким выходам триггеров счетчика подключены через переключатели $S2$ и $S3$ (для простоты показано только два) входы элемента $D4$, уровень 0 на его выходе сформируется только после определенного числа тактовых импульсов. Например, при работе счетчика в режиме вычитания и указанных положениях переключателей $S2$ и $S3$, после первого же тактового импульса на входах элемента $D4$ будет уровень 1, а на его выходе — 0. В результате триггер на микросхеме $D1$ возвратится в исходное состояние, элемент $D2$ закроется и тактовые импульсы на счетчик поступать не будут. В нулевое состояние переключится триггер $D5$. Время выдержки в этом случае практически равно нулю.

Если переключатель $S2$ установить в положение «1», то уровень 1 одновременно на всех входах элемента $D4$ получится после второго тактового импульса. Время выдержки равно одному периоду тактовых импульсов. Если использовать различные комбинации сигналов, снимаемых с выходов счетчика, содержащего N триггеров, можно получить любое время выдержки от 0 до $2^N - 1$ периодов тактовых импульсов.

На выходе триггера $D5$ получается положительный импульс, продолжительность которого равна выбранному времени выдержки. Этот импульс и используется для управления исполнительным механизмом.

Для работы устройства удобно выбрать период следования тактовых импульсов, равным 1 с или 1 мин, а число триггеров счетчика — 6, что позволяет получить время выдержки от 0 до 63 с или от 0 до 63 мин.

Принципиальная схема такого реле времени приведена на рис. 2. После нажатия кнопки $S1$ переключается триггер на элементах $D1.1$ и $D1.2$. Уровень 1 на выходе элемента $D1.1$ разрешит прохождение тактовых импульсов через элемент $D2.1$.



Первый же из них переключит триггер-формирователь выходного сигнала — на элементах $D1.3$ и $D1.4$ — в единичное состояние и через элемент $D3.1$ поступит на счетчик, и начнется отсчет времени.

Триггерный счетчик на микросхемах $D4$ – $D10$ и элементе $D2.2$ работает в режиме вычитания. Требуемое время выдержки получают, установка в нужные положения переключателя $S2$ – $S7$ (сумма чисел, соответствующих положениям переключателей, составляет время выдержки в периодах следования тактовых импульсов).

Уровень 0, возникающий на выходе элемента $D11$ после окончания времени выдержки, устанавливает триггеры на микросхеме $D1$ в нулевое состояние. При этом тактовые импульсы перестают проводить через элемент $D2.1$, а на выходе элемента $D3.2$ сформируется уровень 0, который переключит все триггеры счетчика в нулевое состояние.

Импульс положительного напряжения с выхода элемента $D1.3$ подается на базу транзистора $V2$, в цепь коллектора которого включено реле $K1$. Контакты реле $K1.1$ включают лампу фотоувеличителя или другое исполнительное устройство.

Транзистор $V2$ и его напряжение питания выбирают в зависимости от параметров устанавливаемого реле $K1$. В данном случае могут быть использованы реле РЭС-9 (паспорт РС4.524.202П2 или РС4.524.215П2), РЭС-10 (паспорт РС4.524.303П2 или РС4.524.312П2) или тому подобные. Контакты реле должны быть рассчитаны на

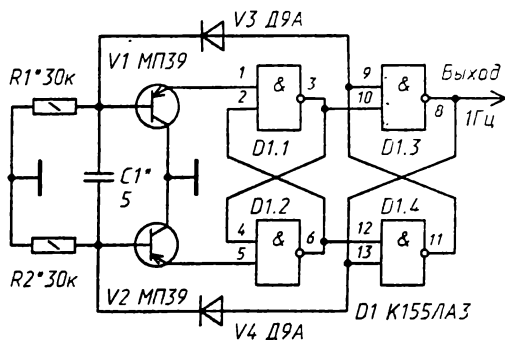


Рис. 3

напряжение и ток управляемой цепи. Сопротивление резистора $R3$ должно обеспечивать режим насыщения транзистора, но должно быть не менее 6,2 кОм.

Схема простого задающего генератора, представляющего собой мультивибратор, изображена на рис 3. При указанной на схеме емкости конденсатора $C1$ частота импульсов составляет 1 с. Более точно частоту получают подбором одного из резисторов $R1$ или $R2$.

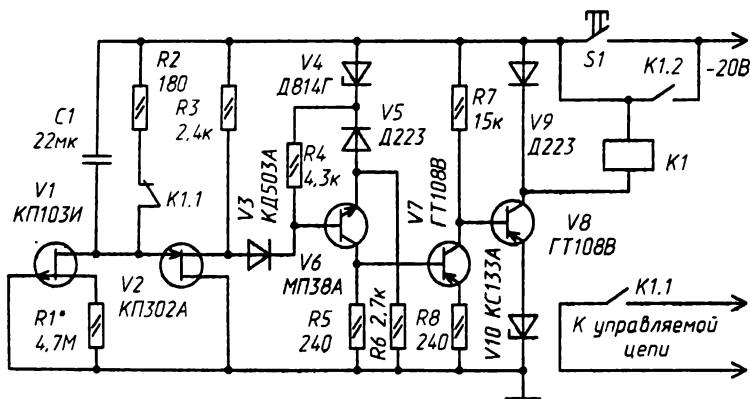
Журнал «Радио», 1979, № 9, с. 26

Г. СЕРЕБРЯКОВ, С. СКУЛАЧЕНКО

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ СО СТАБИЛИЗАТОРОМ ТОКА НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Реле времени, принципиальная схема которого приведена на рисунке, обеспечивает выдержку времени, равную 16 мин при нестабильности не хуже 1%.

Устройство содержит времязадающую цепь $C1V1R1$, истоковый повторитель на транзисторе $V2$, амплитудный дискриминатор на транзисторе $V6$, диодах $V3$, $V5$ и стабилитроне $V4$ и ключевой каскад на транзисторах $V7$ и $V8$.



После подачи напряжения питания (нажата кнопка $S1$) ток, протекающий через резистор $R7$, открывает транзистор $V8$ до насыщения. Транзистор $V6$ амплитудного дискриминатора закрыт падением напряжения на диоде $V5$, следовательно, будет закрыт и транзистор $V7$. Реле $K1$ срабатывает и контакты $K1.2$ блокируют контакты кнопки. Контакты $K1.1$ размыкаются и начинается заряд конденсатора $C1$ времязадающей цепи. Постоянный ток заряда обеспечивает генератор тока на транзисторе $V1$. Истоковый повторитель на транзисторе $V2$ исключает влияние дискриминатора на времязадающую цепь. Дискриминатор аналогичен такому же каскаду, описанному в статье Калюжного А. «Генератор пилообразного напряжения» (Радио, 1973, № 3, с. 45).

По мере заряда конденсатора $C1$ открывается транзистор $V2$ и увеличивается падение напряжения на резисторе $R3$. Когда оно достигает значения, равного сумме напряжения стабилизации стабилитрона $V4$ и падений напряжения на диодах $V3$ и $V5$, транзисторы $V6$ и $V7$ откроются. В результате транзистор $V8$ закроется, реле $K1$ обесточится и устройство вернется в исходное состояние.

В устройстве реле $K1$ — РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131П2). Конденсатор $C1$ — К76-П1.

Журнал «Радио», 1978, № 12, с. 46

РЕЛЕЙНОЕ ЗАЩИТНОЕ УСТРОЙСТВО

Описываемое ниже устройство отличается от известных тем, что после устранения причины срабатывания (перегрузки или короткого замыкания цепи нагрузки) оно автоматически, без дополнительных переключений, выходит снова на рабочий режим.

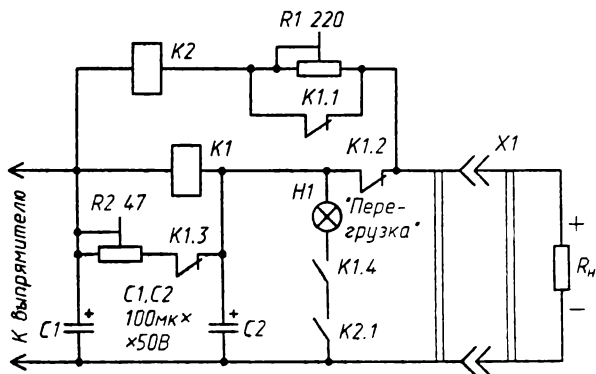
Схема устройства изображена на рисунке. Оно работает следующим образом. Ток нагрузки распределен между тремя параллельными цепями. Часть этого тока проходит через обмотки реле $K1$ и $K2$, а часть — через резистор $R2$. В нормальном режиме ток через обмотки реле $K1$ и $K2$ устанавливают подстроечным резистором $R2$ несколько меньше тока их срабатывания. При перегрузке или коротком замыкании срабатывают практически одновременно оба реле. Kontakтами $K1.2$ отключается нагрузка, а kontakтами $K1.4$ и $K1.2$ включается индикаторная лампа $H1$ («Перегрузка»). Одновременно kontakты $K1.1$ включают индуктивно с обмоткой реле $K2$ резистор $R1$, ограничивающий ток через обмотку реле $K2$, и тем самым ток короткого замыкания. Реле $K2$ при этом остается включенным.

Лампу $H1$ подбирают так, чтобы ток обмотки реле $K1$ был минимальным, но большим тока отпущания. Ток через обмотку реле $K2$ следует устанавливать значительно меньшим тока перегрузки или тока короткого замыкания. При устранении причины перегрузки ток, протекающий через цепь нагрузки и обмотку реле $K2$, уменьшится и оно отключится. При этом выключится лампа $H1$, и обмотка реле $K1$ будет обесточена. Kontakты $K1.1$, $K1.2$ и $K1.3$ замкнутся, и нагрузка снова окажется под номинальным напряжением.

Ток срабатывания реле $K2$ должен быть близким току отпущания. Для этой цели под яркор реле необходимо подложить пластину из немагнитного материала, например картона, толщину которой подбирают экспериментально.

В описываемом варианте устройства, рассчитанном на напряжение питания нагрузки 30 В, применены следующие детали: реле $K1$, $K2$ — МКУ-48С с сопротивлением обмотки 280 Ом (напряжение срабатывания 24 В); лампа $H1$ на 26 В, 0,12 А; мощность резистора $R2$ — 15 Вт. Ток срабатывания устройства можно регулировать подстроечным резистором $R2$ в пределах 0,55...5 А (если диоды выпрямителя выдерживают такой ток).

Журнал «Радио», 1979, № 10, с. 55



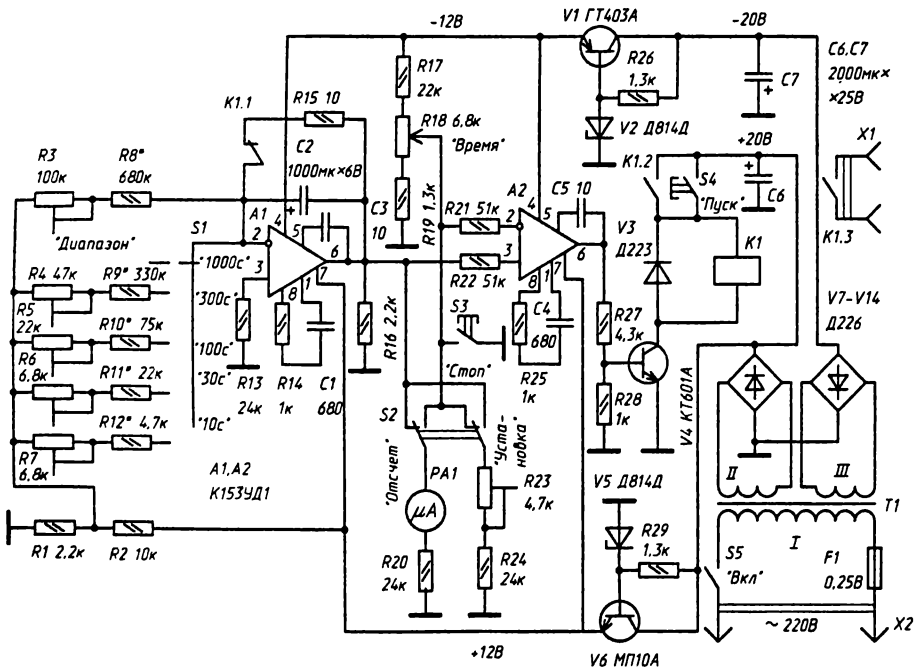
Б. КОНЯГИН

РЕЛЕ ВРЕМЕНИ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Реле времени на аналоговых элементах обычно работают по принципу сравнения напряжения, формируемого на конденсаторе в процессе зарядки от источника

энергии и пропорционального интервалу времени, с образцовым напряжением. В большинстве случаев конденсатор заряжается от источника напряжения через резистор. Изменяя его сопротивление, получают необходимое время выдержки. Так как напряжение на конденсаторе изменяется по экспоненте, то точность выдержки будет различной. Кроме того, получение большого времени выдержки требует и большого входного сопротивления сравнивающего устройства. Поэтому в нем часто используют полевые транзисторы. Однако погрешность выдержки времени из-за изменения их входных характеристик в диапазоне температур остается. Эти недостатки можно устранить, применив операционные усилители (ОУ).

Каскад на ОУ с времязадающим конденсатором в цепи обратной связи представляет собой интегратор. При его использовании весь диапазон выдержек целесообразно разбить на поддиапазоны, изменяя либо входное напряжение интегратора, либо постоянную времени времязадающей цепи. В пределах поддиапазона время выдержки можно регулировать, изменяя образцовое напряжение и сравнивая его в компараторе с выходным напряжением интегратора. При этом точность сравнения напряжений достигает 1...2 мВ и практически не зависит от изменения температуры в широких пределах.



Принципиальная схема такого реле времени изображена на рисунке. Оно обеспечивает выдержку времени в диапазоне 0...1000 с, разбитом на пять поддиапазонов с верхними пределами 10, 30, 100, 300 и 1000 с.

В исходном состоянии реле K1 обесточено и контакты K1.2 реле разомкнуты. На входе интегратора A1 и на выходе, а следовательно, на неинвертирующем входе 3 компаратора A2 напряжение равно нулю. На инвертирующий вход 2 компаратора с переменного резистора R18 поступает образцовое напряжение, от значения которого зависит время выдержки. Напряжение на выходе компаратора A2 близко к +12 В. Оно открывает транзистор V4, управляющий реле K1. Однако оно по-прежнему выключено.

При нажатии на кнопку *S4* «Пуск» реле *K1* срабатывает и блокирует контактами *K1.2* кнопку *S4*. Начинается отсчет времени. Напряжение +12 В со стабилизатора на транзисторе *V6* подано на делитель *R1R2*, определяющий входное напряжение на интеграторе *A1*. Поддиапазоны выдержки, задаваемые конденсатором *C2* и цепочками резисторов *R3–R12*, устанавливают переключателем *S1*.

Когда выходное напряжение интегратора *A1* превысит образцовое напряжение на пороговое напряжение компаратора, равное нескольким милливольтам, напряжение на его выходе становится отрицательным и близким к –12 В. При этом транзистор *V4* закрывается и реле *K1* обесточивается. Отсчет времени окончен. Для уменьшения времени подготовки к следующей выдержке конденсатор *C2* разряжается через резистор *R15* и контакты *K1.1* реле.

Так как напряжение на выходе интегратора изменяется линейно, то необходимую выдержку устанавливают по шкале прибора *PA1* в положении «Установка» переключателя *S2*.

В положении «Отсчет» переключателя контролируют выдержку времени. Отсчет времени может быть в любой момент прекращен нажатием на кнопку *S3* «Стоп». В процессе отсчета возможно также изменение установленной выдержки времени в любую сторону резистором *R18*.

В устройстве использованы реле РЭС-22 (паспорт РФ4.500.131), кнопки КМ1 (*S3* и *S4*), тумблер МТЗ (*S2*), переключатель 5П2НПМ (*S1*). Микроамперметр *PA1* — М24 с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки 740 Ом.

Трансформатор *T1* выполнен на магнитопроводе Ш16×20. Обмотка *I* содержит 2200 витков провода ПЭВ-2 0,24, а *II* и *III* — по 160 витков провода ПЭВ-2 0,42.

При налаживании следует помнить, что любые изменения в реле нужно делать только при выключенном питании. Сначала устанавливают движок резистора *R18* в верхнее (по схеме) положение. Затем минусовый вывод прибора *PA1* отключают от переключателя *S2* и через дополнительный микроамперметр с током полного отклонения 50...100 мкА соединяют с верхним (по схеме) выводом резистора *R18*. После этого запоминают показание дополнительного микроамперметра. Далее аналогичные операции продельвают с резистором *R23* и, регулируя его сопротивление, добиваются прежнего показания дополнительного микроамперметра. Затем восстанавливают все соединения.

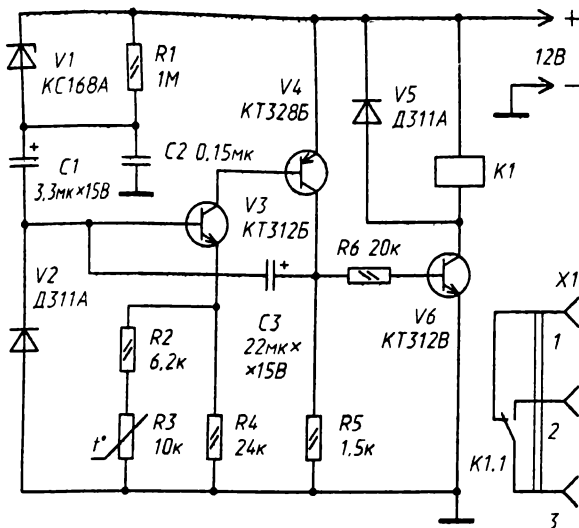
Шкалу прибора *PA1* калибруют, начиная с поддиапазона с верхним пределом 1000 с. Переключатель *S2* устанавливают в положение «Установка» и, вращая движок резистора *R18* «Время», добиваются отклонения стрелки прибора *PA1* на последнюю отметку шкалы. Затем нажимают на кнопку *S4* «Пуск» и измеряют секундомером время выдержки. Подбирая резистор *R8* и регулируя сопротивление резистора *R3*, добиваются, чтобы время выдержки составляло 1000 с. Аналогичным образом калибруют шкалы и на других поддиапазонах.

Журнал «Радио», 1982, № 11, с. 29

В. АСЕЕВ

ЭКОНОМИЧНОЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Если при включении питания устройства на какие-нибудь каскады или цепи нужно подавать напряжение или сигнал с задержкой, можно применить предлагаемое реле времени, схема которого приведена на рисунке. Оно достаточно экономично, поскольку потребляет ток лишь в режиме выдержки времени. На транзисторах *V3* и *V4* собран одновибратор, а на транзисторе *V6* — усилитель мощности. Нагрузкой является электромагнитное реле *K1*.



Работает реле так. При включении питания устройства, в котором установлено реле времени, начинает заряжаться конденсатор $C1$ (через стабилитрон $V1$, эмиттерный переход транзистора $V3$ и резисторы $R2$ – $R4$), что равнозначно поступлению положительного импульса на вход одновибратора. Открываются транзисторы $V3$, $V4$ и начинается зарядка конденсатора $C3$. Одновременно открывается транзистор $V6$ и срабатывает реле $K1$. Контактными $K1.1$ оно размыкает цепь питания (или сигнала), подключенную к гнездам 1 и 3 разъема $X1$ и соединяет гнезда 2 и 3 (к гнезду 2 может быть подключена, например, сигнальная лампа, извещающая о выдержке времени). По окончании зарядки конденсатора $C1$ транзисторы $V3$ и $V4$ останутся открытыми, поскольку конденсатор $C3$ продолжает заряжаться, создавая на базе транзистора $V3$ необходимое напряжение смещения. И все это время реле $K1$ будет находиться под током.

Только после зарядки конденсатора $C3$ все транзисторы закроются и реле опустит. Его контакты замкнут гнезда 1 и 3 разъема $X1$. Конденсатор $C3$ разрядится через диод $V2$ и резистор $R5$ и реле времени перейдет в режим ожидания следующего положительного импульса. Потребляемый им ток будет определяться в основном обратными токами коллекторов транзисторов. А чтобы автомат не сработал при случайном скачке напряжения питания, конденсатор $C1$ постоянно подзарядается через резистор $R1$. Когда все устройство, где стоит автомат, будет обесточено, конденсатор $C1$ разрядится через стабилитрон $V1$, диод $V2$ и сопротивление цепи питания устройства.

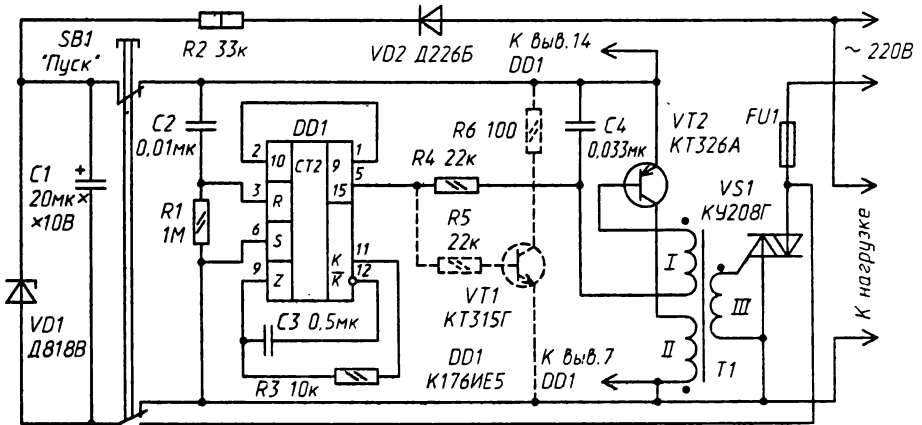
При указанной на схеме емкости конденсатора $C3$ и температуре окружающей среды $+20^\circ\text{C}$ продолжительность выдержки составляет около 40 с. Благодаря введению термостабилизирующей цепи $R2R3$ эта выдержка колеблется всего лишь на 2...5 с при изменении температуры окружающей среды $+5...+33^\circ\text{C}$.

В автомате использованы резисторы МЛТ-0,125, терморезистор — ММТ-4, электролитические конденсаторы — К53-1, конденсатор $C2$ — БМТ-1. Реле $K1$ — РЭС-15, паспорт РС4.591.004. Возможно использование другого реле, рассчитанного на работу при напряжении до 12 В и срабатывающее при токе до 20 мА. В случае применения реле с большим током срабатывания понадобится более мощный транзистор $V6$.

ПРОСТОЕ ЭКОНОМИЧНОЕ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Реле предназначено для получения выдержек времени от долей секунды до нескольких месяцев. На его основе могут быть построены устройства для управления различными бытовыми и технологическими процессами, а также объектами (нагревателями, тостерами, бытовой электронной аппаратурой, сушкой обуви, кормлением рыб и животных, поливом растений, циклическими испытаниями различной продукции и т. д.). Реле компактно, обладает высокой помехоустойчивостью, просто по схеме, потребляет энергию только во время отсчета выдержки. Работает от сети переменного тока напряжением 220 В.

а)



Ток нагрузки (исполнительной цепи) — до 1,5 А, если симистор работает без теплоотвода, и до 10 А при работе с теплоотводом. Мощность, потребляемая от сети собственно реле, — 0,3 Вт. Температурная нестабильность отсчета — не хуже 2...3%; она зависит от стабильности элементов времязадающей цепи. Реле практически нечувствительно к колебаниям напряжения сети в пределах 180...240 В.

До начала отсчета выдержки времени симистор VS1 (см. схему на рис. 1,а) закрыт, напряжение на нагрузке и в цепи питания реле отсутствует. При нажатии на кнопку SB1 «Пуск» конденсатор C1 заряжается до напряжения стабилизации стабилитрона VD1. После отпускания кнопки это напряжение поступает в цепь питания реле времени. При этом на входе R счетчика DD1 формируется импульс, устанавливающий на выходе 15 нулевой уровень напряжения.

Генератор импульсов, собранный на транзисторе VT2 и трансформаторе T1, начинает вырабатывать импульсы с частотой следования около 500 Гц, открывающие

б)

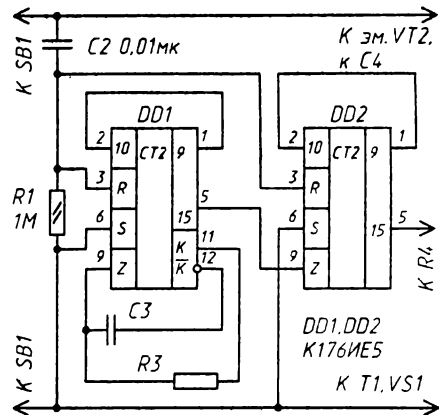


Рис. 1

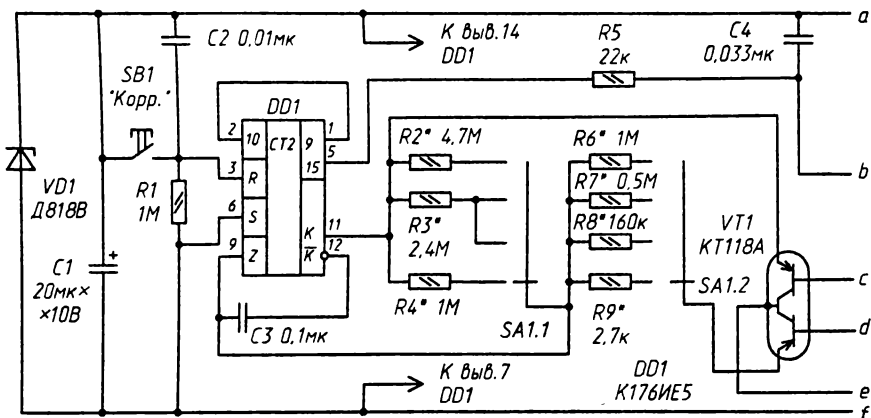


Рис. 2

симистор $VS1$, через нагрузку начинает течь ток. Падение напряжения на нагрузке через токоограничивающий резистор $R2$, диод $VD2$ и нормально замкнутые контакты кнопки $SB1$ обеспечивает питание устройства.

С момента отпускания кнопки $SB1$ генераторная часть счетчика $DD1$ вырабатывает импульсы с периодом T , пропорциональным постоянной времени времязадающей цепи $R3C3$. Счетчик $DD1$ подсчитывает импульсы и через время выдержки $t_b = 2^{14}T = 16384T$ на выходе 15 счетчика $DD1$ появляется напряжение логической 1, транзистор $VT2$ закрывается, следом закрывается симистор $VS1$, нагрузка выключается и одновременно прекращается питание цепей реле времени.

Благодаря высокому сопротивлению входа Z счетчика $DD1$, генераторная часть устойчиво работает при сопротивлении резистора $R3$ от 2 кОм до 100 МОм и емкости конденсатора $C3$ от 50 пФ до десятков микрофард, т. е. постоянную времени времязадающей цепи и соответственно период T колебаний можно устанавливать в пределах от микросекунд до десятков минут.

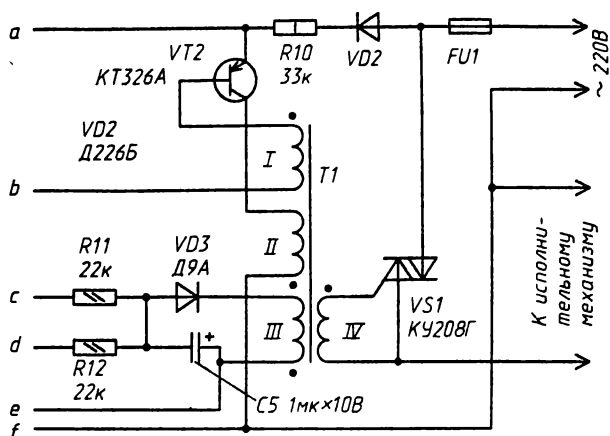
При обработке интервалов времени менее 2 с из-за малого потребления тока устройством напряжение на конденсаторе $C1$ не успевает за время t_b после отключения нагрузки упасть до значения, при котором реле времени прекращает работу. В этом случае возможна реализация периодического режима работы, при котором нагрузка вновь включается через время t_b , затем опять отключается и т. д. Разрядная цепь на транзисторе $VT1$ и резисторах $R5, R6$, показанная на рис. 1,а штриховыми линиями, разряжает конденсатор $C1$ менее, чем за 0,1 с после отработки выдержки времени.

Таблица 1

Выдержка времени, t_b	Период колебаний	
	для реле по схеме рис. 1,а	для реле по схеме рис. 1,б
1 с	61 мкс	—
1 мин	3,66 мс	—
1 ч	0,22 с	6,7 мкс
1 сутки	5,27 с	160 мкс
1 неделя	36,9 с	1,12 мс
1 месяц	—	34,3 мс
1 год	—	0,412 с

Если малых выдержек времени по условиям работы не требуется, то эта разрядная цепь не нужна.

Трансформатор $T1$ выполнен на кольцевом магнитопроводе $K10 \times 6 \times 3$ из феррита 1000НМ. Все его обмотки содержат по 45 витков провода ПЭЛШО 0,15. Вместо симистора КУ208Г можно использовать ТС10-4. Симиcторный ключ можно заменить тринисторным, собранным по традиционной схеме с диодным



мостом. Для большинства применений во время задающей цепи можно использовать резисторы МЛТ, ВС, СП, СПО, КИМ и конденсаторы БМ, МБМ, К40, МБГО, при повышенных же требованиях к стабильности — резисторы БЛП, МГП, конденсаторы КСО, ФТ, К72, ПМ, К70. Предохранитель $FU1$ выбирают по току нагрузки.

Если максимальная выдержка времени реле недостаточна, то ее легко увеличить добавлением

еще одного счетчика, при этом время выдержки будет равно произведению коэффициента пересчета счетчиков на период T .

На рис. 1,б показан фрагмент схемы реле времени на двух счетчиках К176ИЕ5, у которого $t_B = 2^{29}T \approx 5,37 \times 10^8 T$.

При налаживании этого реле времени подбирают элементы времязадающей цепи для получения требуемых выдержек, причем на больших выдержках это удобнее делать не по длительности выдержки t_B , а по периоду T колебаний, измеряя его цифровым частотомером и умножая на коэффициент пересчета. Ориентировочно можно считать, что $T = (2 \dots 3)R3C3$.

В табл. 1 указаны значения периода T для получения различных выдержек времени t_B .

В качестве примера применения этого реле времени на рис. 2 показана схема устройства, по характеристикам аналогичного описанному в статье Васильева Е. «Программатор полива» (Радио, 1984, № 6, с. 15), но собранного всего на одной микросхеме (вместо 11) и потребляющего в десятки раз меньше энергии.

После включения программатора открывается симистор $VS1$, управляющий исполнительным механизмом, время работы которого определяется эквивалентным сопротивлением параллельно включенных резисторов $R2$ и $R6$ (или $R3$ и $R7$ и т. д., в зависимости от номера программы).

После выдержки времени полива исполнительный механизм отключается и начинается выдержка времени паузы между поливами, длительность которой зависит уже только от сопротивления резистора $R2$, поскольку ключ на транзисторах сборки $VT1$ закрывается. Затем цикл периодически повторяется.

Погрешности отсчета времени полива и паузы, накапливаясь, могут постепенно приводить к значительному смещению момента начала полива относительно заданного времени. Для коррекции этого смещения служит кнопка $SB1$ «Коррекция», на которую нужно нажать и отпустить в требуемый момент.

Указанные на рис. 2 номиналы резисторов $R2$ – $R9$ обеспечивают работу по программам, содержащимся в табл. 2. Все четыре обмотки трансформатора $T1$ одинаковы — по 45 витков провода ПЭЛШО 0,15. Магнитопровод — кольцо К10х6х3 из феррита 1000НМ.

Таблица 2

Программа	Длительность полива, мин	Число поливов в сутки
1	60	4
2	30	8
3	10	8
4	0,5	24

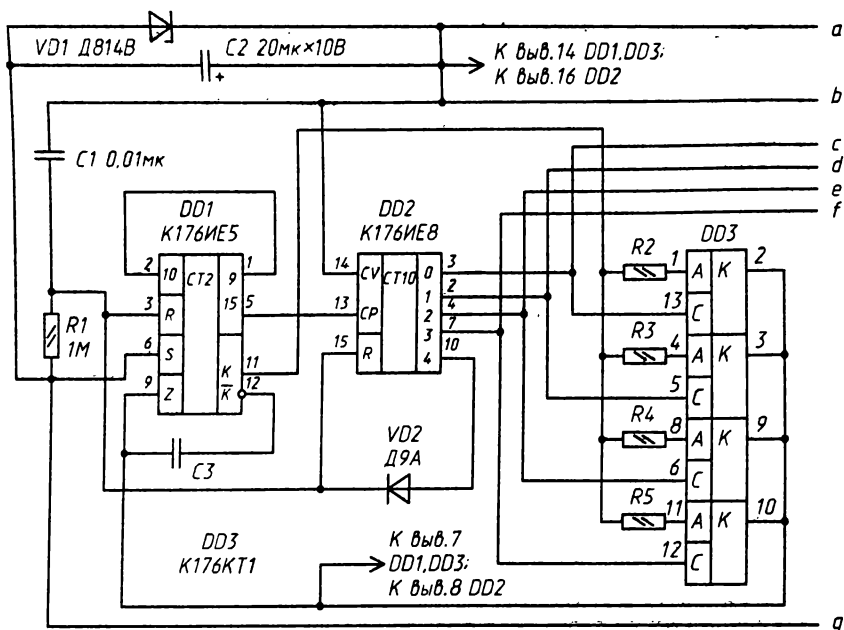


Рис. 3

Еще один пример: программное устройство, управляющее несколькими (до 10) нагрузками, причем для каждой можно установить свою длительность выдержки времени.

При включении программного устройства на выходе 0 счетчика DD2 (рис. 3) устанавливается высокий уровень, через верхний по схеме ключ коммутатора DD3 во времязадающую цепь включается резистор R2 и начинается отсчет времени для нагрузки E1. После окончания отсчета высокий уровень появляется на выходе 1 счетчика DD2, во времязадающую цепь вместо резистора R2 включается резистор R3, начинается отсчет выдержки времени для нагрузки E2 и т. д., пока на выходе 4 счетчика DD2 не появится высокий уровень, поступающий через диод VD2 на вход R счетчиков DD1 и DD2 и устанавливающий их в исходное состояние, после чего цикл повторяется.

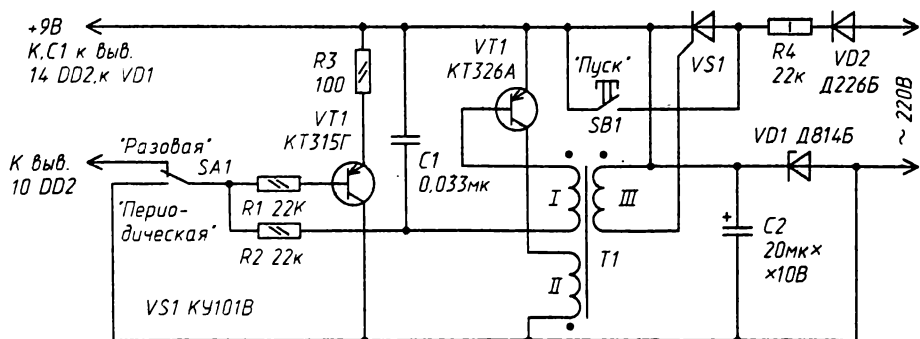
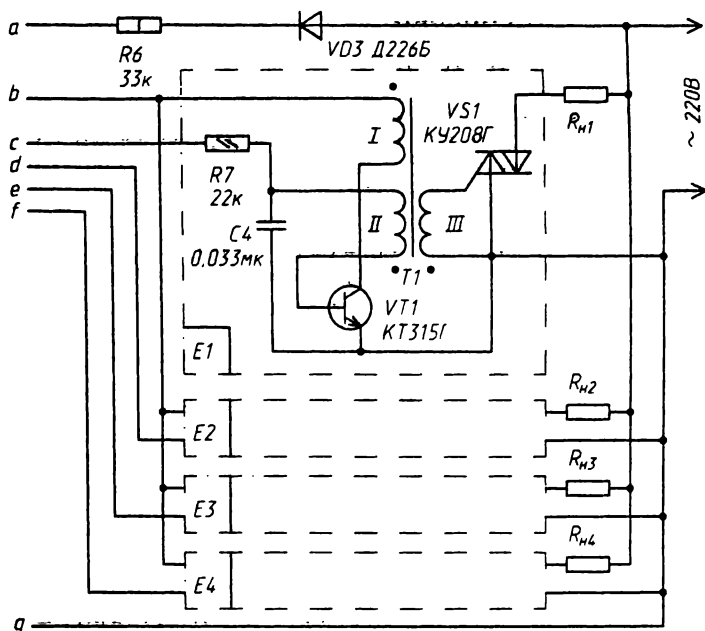


Рис. 4



При необходимости увеличения числа шагов программы нужно добавить еще одну или две микросхемы K176KT1 и соответствующее число блокинг-генераторов и симисторных ключей, а анод диода *VD2* подключить к соответствующему выходу счетчика *DD2*. При числе шагов программы, равном 10, цепь с диодом *VD2* не нужна. Такое устройство работает непрерывно, т. е. по завершению цикла включения нагрузок сразу же начинается новый цикл.

Если по условиям работы необходим только один «обход» нагрузок и повторения программы не требуется, то цепь питания программного устройства следует собрать по схеме рис. 4.

В положении переключателя *SA1*, показанном на схеме при нажатии на кнопку *SB1* «Пуск», замыкающую закрытый тринистор *VS1*, программатор включается и начинает выполнение программы. Одновременно блокинг-генератор на транзисторе *VT2* и трансформаторе *T1* начинает вырабатывать импульсы, удерживающие тринистор *VS1* открытым и после размыкания контактов кнопки «Пуск». После завершения цикла «обхода» всех нагрузок на выходе 4 счетчика *DD2* (рис. 3) появляется высокий уровень, закрывающий транзистор *VT2*, что приводит к закрытию тринистора *VS1*. Одновременно открывается транзистор *VT1*, разряжая конденсатор *C2*, и программатор выключается.

Если переключатель *SA1* перевести в положение «Периодическая», то «обходы» нагрузок будут повторяться.

От редакции. Описанные выше устройства принципиально способны обеспечивать очень длительные выдержки. Разумеется вероятность перебоев в подаче сетевого напряжения, которым питаются микросхемы и транзисторы, за относительно длительный период весьма высока. Поэтому целесообразно позаботиться об организации резервного автономного питания таймеров. Учитывая малое собственное потребление таймером энергии, это трудности не представляет.

ЭКОНОМИЧНОЕ РЕЛЕ

До сих пор электромагнитное реле — неизменная деталь многих устройств автоматики. Но порою из-за ограниченного выбора радиолюбители вынуждены использовать реле со значительно меньшим напряжением срабатывания, чем указано в описании. Это приводит к повышенному потреблению мощности от источника

питания и снижению надежности работы реле (из-за перегрева обмотки), а значит, и всего устройства.

В то же время подобное реле можно включать по предлагаемой на рис. 1 схеме и обеспечивать нормальный режим работы его в собираемой конструкции.

Известно, что напряжение срабатывания реле значительно превышает напряжение отпускания. Аналогично отличаются токи срабатывания и отпускания. Если после срабатывания реле напряжение на нем будет незначительно

превышать напряжение отпускания, реле перейдет в экономичный режим работы — мощность, потребляемая им от источника питания, уменьшится в 3...5 раз.

Именно это и преследует предлагаемый вариант включения реле. При подаче напряжения питания в цепи базы транзистора протекает ток зарядки конденсатора и транзистор открывается. Реле *K1* срабатывает. Через некоторое время, определяемое параметрами цепочки *R1C1*, транзистор закрывается. Последовательно с обмоткой реле оказывается включенным резистор *R3* — он и ограничивает ток через обмотку реле. Время задержки закрывания транзистора должно быть не менее 0,2 с.

Если же по условиям работы конструкции реле должно управляться каким-то сигналом, скажем, небольшим постоянным напряжением, нужно собрать устройство, показанное на рис. 2. От предыдущего оно отличается введением дополнительного каскада на транзисторе *VT2* — электронного ключа.

Напряжение питания в обоих случаях должно быть больше напряжения срабатывания реле.

Сопротивление ограничительного резистора *R3* подсчитывают по формуле:

$$R3 = \frac{IU_{пит} - (U_{отп} + 2 \dots 3)}{I_{отп}}$$

где *R3* — сопротивление резистора *R3*, кОм; *U_{пит}* — напряжение питания, В; *U_{отп}* — напряжение отпускания реле, В; *I_{отп}* — ток отпускания реле, мА.

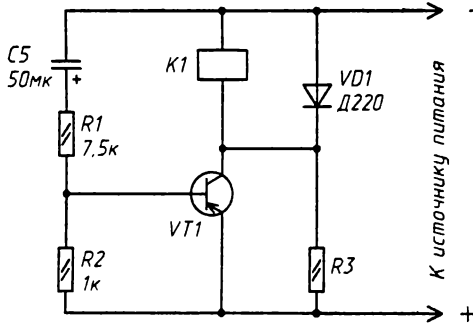


Рис. 1

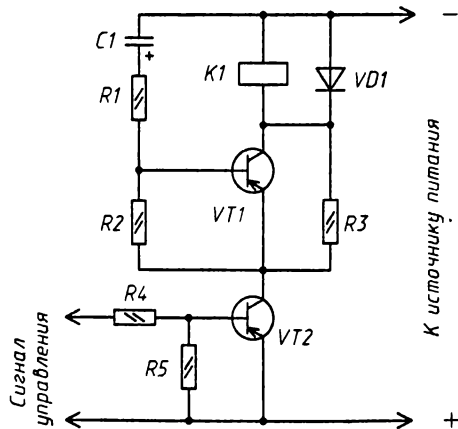


Рис. 2

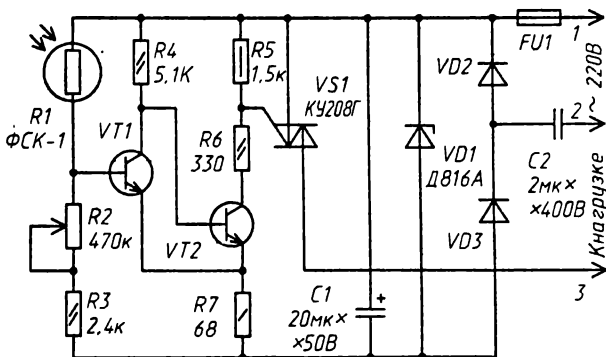
Транзисторы могут быть любые указанной структуры. Необходимо лишь, чтобы их допустимый ток коллектора был более тока срабатывания реле, а допустимое напряжение коллектор — эмиттер превышало напряжение питания.

Журнал «Радио», 1987, № 6, с. 54

А. ИВАЩЕНКО, Н. КОТЕЛЕНЕЦ. ФОТОРЕЛЕ НА СИМИСТОРЕ

Описания конструкций для автоматического включения и выключения освещения в зависимости от естественной освещенности неоднократно публиковались в различных изданиях, например [1, 2]. В качестве коммутирующего элемента в устройствах использовались либо электромагнитные реле, либо тиристор. В предлагаемой конструкции эту функцию выполняет симистор. Благодаря тому, что его работа не зависит от полярности приложенного напряжения, отпадает необходимость в мощном двуполупериодном выпрямителе. Это позволяет упростить конструкцию автомата и уменьшить его габариты. Предлагаемое устройство рассчитано на управление источниками света общей мощностью до 400 Вт.

Фотореле (рис. 1) состоит из датчика освещенности ($R1$), порогового устройства, выполненного по схеме триггера Шмитта ($VT1, VT2$), и коммутирующего элемента ($VS1$).



$VT1, VT2$ КТ315Г; $VD2, VD3$ КД105Б

Рис. 1

Фоторезистор $R1$ вместе с резисторами $R2$ и $R3$ образуют делитель напряжения, который определяет ток базы транзистора $VT1$. В дневное время суток, когда фоторезистор освещен, его сопротивление сравнительно невелико, поэтому транзистор $VT1$ открыт и насыщен, а $VT2$ закрыт. Коллекторный ток транзистора $VT2$, а следовательно, и ток управляющего электрода симистора практически равны нулю. Симистор, таким образом, закрыт, и ток через нагрузку не протекает.

С уменьшением освещенности сопротивление фоторезистора возрастает и ток базы транзистора $VT1$ начинает уменьшаться. При достижении определенного значения транзистор $VT1$ выходит из насыщения и начинает закрываться. Увеличивающееся падение напряжения на резисторе $R7$ ускоряет закрывание транзистора $VT1$ и открывание $VT2$. Ток управляющего электрода симистора, протекающий через открытый транзистор $VT2$ и резисторы $R6, R7$, поддерживает симистор открытым на протяжении обоих полупериодов сетевого напряжения. Следовательно, лампы

сразу начинают светить в полный накал. Процесс выключения фотореле происходит в обратном порядке.

Порог срабатывания фотореле устанавливают переменным резистором $R2$, а резистор $R3$ служит для ограничения тока делителя при попадании на фотоприемник прямых солнечных лучей.

Резистор $R6$ определяет ток управляющего электрода симистора, который при открытом транзисторе $VT2$ должен быть больше тока включения симистора, но меньше допустимого коллекторного тока транзистора $VT2$. Резистор $R5$ уравнивает напряжение на управляющем электроде и катоде симистора, когда транзистор $VT2$ закрыт. Это обеспечивает надежное выключение симистора и помехоустойчивость фотореле в целом.

В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечный — СП2-3. Конденсатор $C1$ — любой малогабаритный, $C2$ — МБГО-2. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ — КТ315Г или КТ315Е с коэффициентом передачи тока не менее 60.

Устройство собрано в круглой пластмассовой разветвительной коробке, предназначенной для наружной проводки. Все элементы смонтированы на круглой печатной плате из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм.

Чертеж платы и расположение деталей на ней изображены на рис. 2. Резистор $R5$ распаян непосредственно на выводах симистора, а резистор $R6$ — между выводом управляющего электрода и платой.

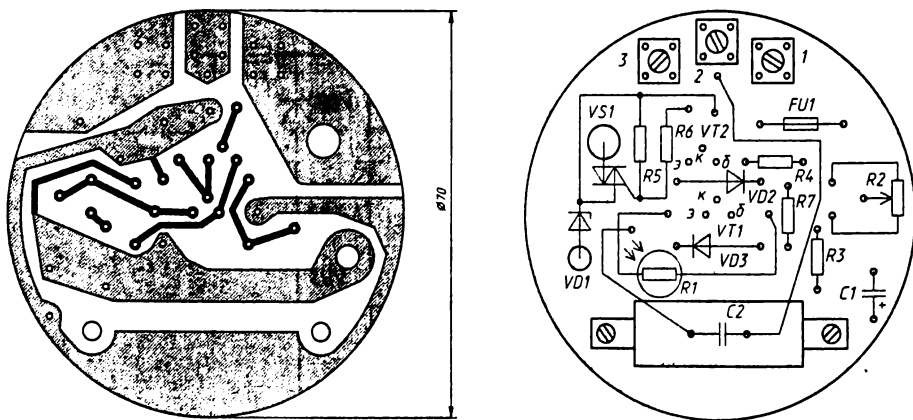


Рис. 2

Катоды стабилитрона $VD1$ и симистора соединены между собой и с платой навесным проводником. Резьбовые выводы анода этих деталей необходимо укоротить так, чтобы они не выступали за пределы крепежных гаек. Фоторезистор своими выводами вставляют во впаиваемые в плату трубчатые стойки высотой 25 мм так, что под ним освобождается место для монтажа других деталей.

В качестве стоек использованы гнезда соответствующего диаметра от штыревого разъема.

Провода сети и цепи нагрузки крепят в винтовых зажимах, подобных тем, что используют в телефонных аппаратах. Зажимы впаяют в плату в четырех точках каждый. Распределительную коробку следует выбрать со светлой полупрозрачной крышкой, чтобы не вырезать специального окна для фоторезистора.

Устройство, собранное безошибочно и из элементов с указанными на схеме типонаминами, в налаживании не нуждается, необходимо только установить по-

рог срабатывания. Монтируют фотореле в таком месте, чтобы свет от ламп, которыми оно управляет, не попадал на фотоприемник.

Во избежание попадания в коробку воды и посторонних предметов входной патрубков ее должен быть направлен вниз, а крышку после установки герметизируют водостойким лаком или клеем.

Необходимо помнить, что все элементы устройства находятся под напряжением сети, поэтому при ремонте и регулировке следует строго соблюдать правила техники безопасности.

Журнал «Радио», 1989, № 6, с. 32

А. БЕЛОУСОВ

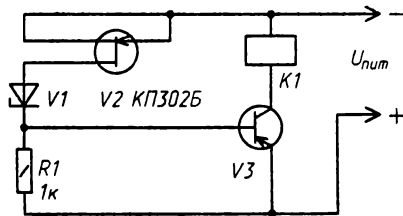
УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО РЕЛЕ

Под таким заголовком в журнале «Радио», 1981, № 10, с. 51 рассказывалось об усовершенствовании электронного реле, обеспечивающем надежную работу его как порогового устройства при небольших изменениях входного напряжения. Но для реализации предложенной доработки необходимы два электромагнитных реле. Между тем возможен вариант (см. схему) и с одним таким реле благодаря введению полевого транзистора и стабилитрона.

Работает предлагаемое электронное реле так. Пока напряжение питания (это и есть входной сигнал) меньше напряжения стабилизации стабилитрона $V1$ в цепи базы транзистора $V3$ ток практически не протекает и он закрыт. Когда напряжение питания хотя бы незначительно превысит напряжение стабилизации стабилитрона, ток в цепи базы транзистора возрастет до значения, равного начальному току стока полевого транзистора $V2$. Транзистор $V3$ откроется и сработает реле $K1$. Своими контактами оно включит (или отключит) исполнительное устройство.

При последующем уменьшении входного сигнала до первоначального значения (или ниже напряжения стабилизации стабилитрона) транзистор $V3$ закроется. Разность входных напряжений, при которых электромагнитное реле срабатывает и отпускает, составляет $0,1 \dots 0,3$ В.

Устройство не требует регулировки. Изменять порог его срабатывания можно заменой стабилитрона или включением последовательно с ним полупроводниковых диодов в прямом направлении (анод диода — к аноду стабилитрона). В любом случае напряжение срабатывания реле должно быть меньше входного напряжения.

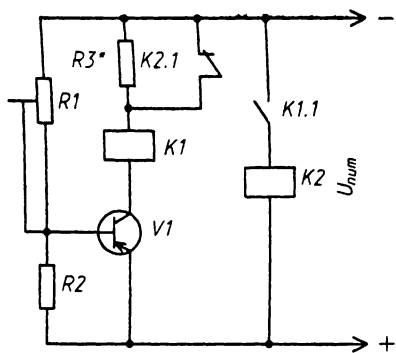


Журнал «Радио», 1982, № 12, с. 52

Б. ЗЕНИН

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННОГО РЕЛЕ

Известно, что ток срабатывания большинства электромагнитных реле значительно отличается от тока отпускания. Из-за этого бывает трудно сконструировать электронное реле, реагирующее на небольшие изменения входного сигнала. Чтобы повы-



силь чувствительность электронного реле к незначительным колебаниям входного сигнала, необходимо ввести дополнительное электромагнитное реле, включив его по приведенной схеме.

Теперь при увеличении тока коллектора транзистора до определенного значения срабатывает реле $K1$ и включает контактами $K1.1$ дополнительное реле $K2$. В свою очередь реле $K2$ размыкающимися контактами $K2.1$ включает резистор $R3$ последовательно с обмоткой реле $K1$, уменьшая тем самым ток коллектора до минимального значения тока удержания

реле. После этого даже небольшое уменьшение тока базы транзистора (т. е. уменьшение входного сигнала) приведет к отпусанию реле $K1$. Точнее режим отпускания реле устанавливают подбором резистора $R3$. Резистором $R1$ определяют входной сигнал, при котором реле срабатывает и отпускает.

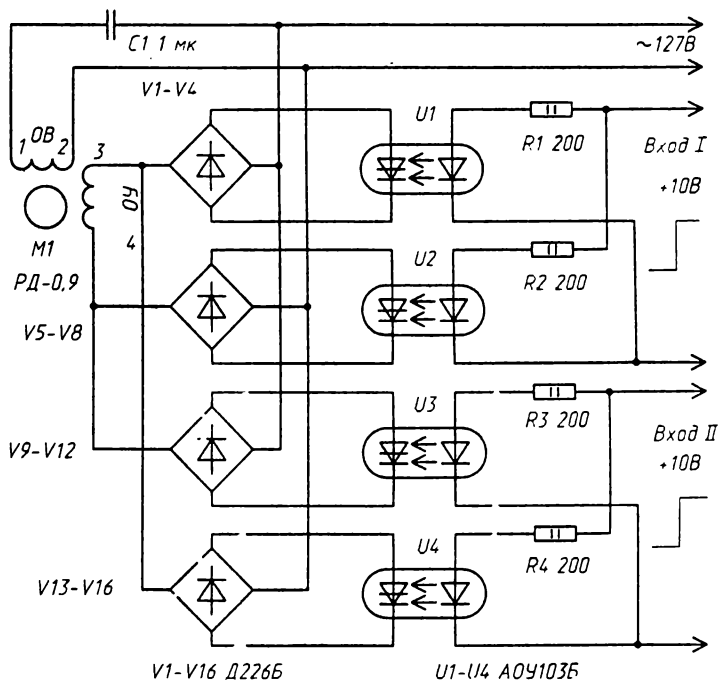
Подобное электронное реле можно применить, например, в фотозкспозиметре, емкостном или звуковом реле, а также во всех пороговых устройствах, рассчитанных на работу при небольших изменениях входного сигнала.

СХЕМЫ ЗАЩИТЫ И УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Н. ВЕРМАН, А. ЦВЕРКУН, Б. ЭТИНГЕН

РЕВЕРСИВНЫЙ ПРИВОД

Схема привода изображена на рисунке. Обмотки электродвигателя подключены в соответствии с техническими условиями на эти двигатели. Емкость фазосдвигающего конденсатора $C1$ должна соответствовать указанной в ТУ.



Устройство обеспечивает бесконтактное управление двигателем: включением, выключением и изменением направления вращения ротора. Следует помнить, что во избежание межфазного короткого замыкания через динисторы при изменении направления вращения ротора электродвигателя необходимо обеспечить определенную временную задержку между управляющими сигналами на изменение направления вращения. Эта задержка должна быть не менее 10 мс.

УСТРОЙСТВО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Устройство предназначено для периодического пуска и остановки через определенное число оборотов ротора электродвигателя постоянного тока, причем при остановке электродвигатель переводится в режим динамического торможения, что значительно уменьшает время «выбега» электродвигателя. Это электроприводное устройство может быть использовано в различных устройствах автоматики и телемеханики, в приборостроении, в медицинской технике и других областях науки и производства.

Отличительной особенностью устройства, по сравнению с большинством широко применяемых в настоящее время, является бесконтактное управление током в силовой цепи электродвигателя, что значительно повышает ресурс работы привода (реле имеет ограниченное число срабатываний) и его надежность.

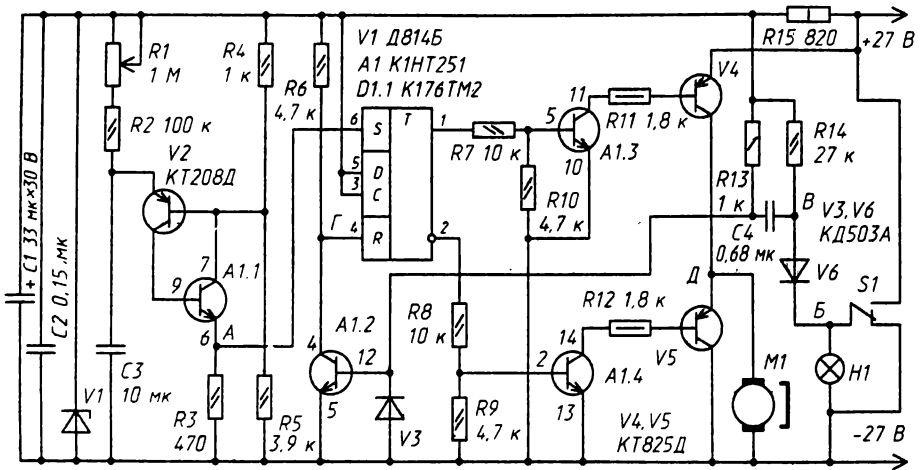


Рис. 1

Электрическая схема привода изображена на рис. 1, а на рис. 2 — временные диаграммы напряжения в некоторых характерных точках устройства. Генератор запускающих импульсов выполнен по аналогу однопереходного транзистора, собранном на двух транзисторах $V2$ и $A1.1$. Период следования импульсов определяется номиналами резисторов $R1$, $R2$ и конденсатора $C3$ и в пределах от 1 до 10 с его можно плавно изменять переменным резистором $R1$. Эти импульсы (график A , рис. 2) поступают на вход S RS -триггера $D1.1$ и устанавливают его в единичное состояние. При этом открывается транзистор $A1.3$ и вслед за ним транзистор $V4$. К электродвигателю $M1$ поступает напряжение питания ($Д$ на рис. 2), и его ротор начинает вращаться. Транзистор $V5$ в это время закрыт.

Электродвигатель $M1$ через редуктор связан с кулачком, который при вращении нажимает на подвижный контакт переключателя $S1$ и переводит его в другое крайнее положение.

Профиль кулачка и передаточное число редуктора выбирают такими, чтобы подвижный контакт переключателя $S1$ возвращался в исходное положение только после окончания полного цикла работы привода, а кулачок за время цикла совершил один полный оборот. Длительность цикла должна быть меньше периода следования запускающих импульсов.

Итак, через некоторое время после начала вращения ротора электродвигателя подвижный контакт группы *S1* переходит в верхнее по схеме положение (график *Б* на рис. 2). Диод *V6* закрывается, и конденсатор *C4* заряжается до падения напряжения на резисторе *R13* (*В*, рис 2). Постоянная времени цепи зарядки конденсатора выбрана значительно большей времени дребезга контактов *S1*, что исключает ложные срабатывания триггера *D1.1* по фронту импульса, возникающего при переключении контактов.

По окончании полного цикла работы устройства контакты *S1* возвращаются в исходное положение. Конденсатор *C4* разряжается через диоды *V6* и *V3*, при этом к эмиттерному переходу транзистора *A1.2* прикладывается обратное напряжение около 0,7 В, и он на время разрядки конденсатора закрывается (*Г*, рис. 2). На входе *R* триггера *D1.1* образуется положительный перепад напряжения, переводящий триггер в нулевое состояние. Транзисторы *A1.3* и *V4* закрываются, а *A1.4* и *V5* открываются, напряжение питания с двигателя снимается, а открывшийся транзистор *V5* создает цепь динамического торможения ротора двигателя, и он быстро останавливается. На этом цикл работы устройства заканчивается и начинается новый с приходом следующего запускающего импульса. Сигнальная лампа *III* служит для индикации нормальной работы устройства. При нормальной работе привода она периодически включается с частотой следования запускающих импульсов.

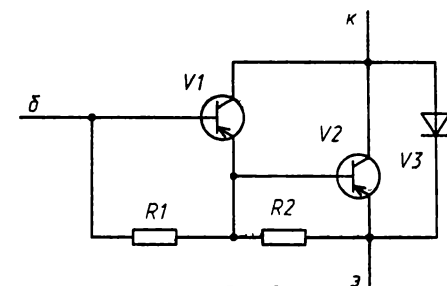


Рис. 3

В приводе использован электродвигатель ДПМ30-Н1-05, но он может работать и совместно с электродвигателями постоянного тока серий ДПР, ДПМ, ДП, СД. При использовании более мощных двигателей, чем ДПМ30-Н1-05, необходимо транзисторы *V4*, *V5* устанавливать на радиаторы. Если двигатель имеет электромагнитное возбуждение (серия СД), для получения эффективного динамического торможения обмотку возбуждения нужно подключать непосредственно к источнику питания. Переключателем *S1* может служить любая микропереключатель серии МП (например, МП5, МП9 и т. д.).

Конденсатор *С3* — лакопеночный, К76П-1. Если к стабильности генератора запусковых импульсов не предъявляются жестких требований, этот конденсатор можно заменить оксидным, например, К50-6.

В устройстве применены мощные транзисторы КТ825Д (*V4*, *V5*), коммутирующие ток через электродвигатель. Они рассчитаны на максимально допустимый ток коллектора 20 А, максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером 45 В, статический коэффициент передачи тока — не менее 750. Прибор этой серии представляет собой простую мощную интегральную сборку (рис. 3). Поэтому, если не удалось приобрести транзисторы КТ825Д, их можно заменить сборкой из дискретных элементов: *V1* — КТ208Г, КТ208Д; *V2* — КТ816Б, КТ818Б, КТ806А; *V3* — КД202А, КД202Б; *R1* — 10 кОм, 0,25 Вт; *R2* — 1 кОм, 0,25 Вт.

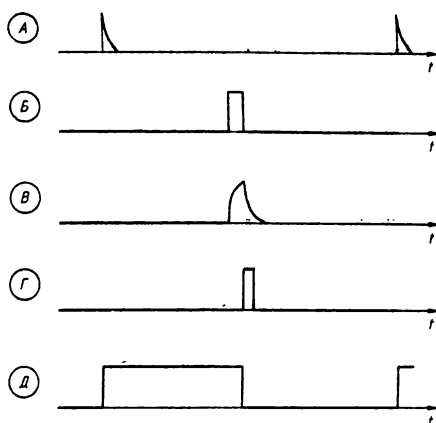


Рис. 2

В приводе использован электродвигатель ДПМ30-Н1-05, но он может работать и совместно с электродвигателями постоянного тока серий ДПР, ДПМ, ДП, СД. При использовании более мощных двигателей, чем ДПМ30-Н1-05, необходимо транзисторы *V4*, *V5* устанавливать на радиаторы. Если двигатель имеет электромагнитное возбуждение (серия СД), для получения эффективного динамического торможения обмотку возбуждения нужно подключать непосредственно к источнику питания. Переключателем *S1* может служить любая микропереключатель серии МП (например, МП5, МП9 и т. д.).

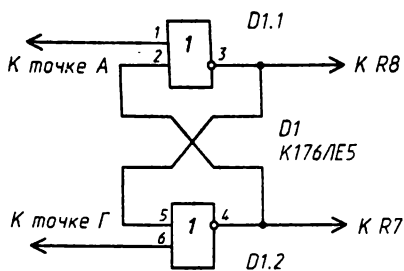


Рис. 4

Микросхему K176TM2 можно заменить RS-триггером, собранным из двух элементов «ИЛИ НЕ» этой серии (например, K176ЛП4, K176ЛП11, K176ЛЕ5, K176ЛЕ10). Вариант схемы триггера показан на рис. 4. Вместо K176TM2 можно также применить микросхемы серии K561 (K561TM2, K561ЛЕ5, K561ЛЕ6, K561ЛЕ10).

Транзисторную сборку K1НТ251 можно заменить четырьмя транзисторами КТ603А (или КТ603Б, КТ608А, КТ608Б). При безошибочном монтаже и исправных деталях

устройство налаживания не требует. Свободные выводы микросхемы D1 следует соединить с общим проводом.

Журнал «Радио», 1983, № 5, с. 26

А. ОРЛОВ

ТИРИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР НАПРЯЖЕНИЯ

Такое устройство особенно необходимо, когда нагрузка требует плавного нарастания питающего напряжения до заданного значения. Например, при пуске электродвигателя постоянного тока, когда пусковой ток необходимо ограничивать в пределах двукратного от номинального, — иначе возможно обгорание коллектора. Регулятор применим и для управления частотой вращения роторов двигателей различных механизмов, в которых из-за технологических особенностей необходимо ограничение ее ускорения при запуске.

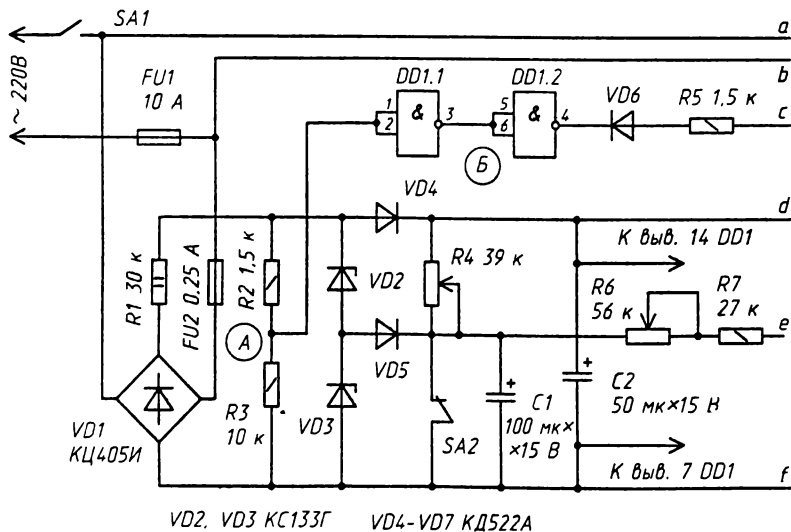


Рис. 1

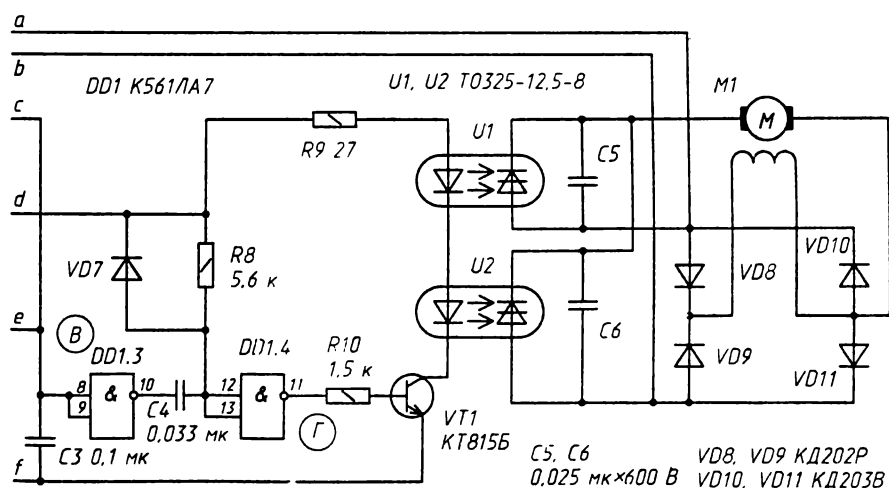
Схема регулятора приведена на рис. 1. Номинальный ток его нагрузки — 5 А. Переменное напряжение сети 220 В подается параллельно на две части устройства: силовую и управляющую. Силовая часть представляет собой полупроводимый

мост, который образуют тиристоры оптронов $U1, U2$ и мощные диоды $VD10, VD11$. Одновременно эти диоды совместно с диодами $VD8$ и $VD9$ образуют мостовой выпрямитель напряжения сети. Он предназначен для питания обмотки возбуждения электродвигателя постоянного тока $M1$ (если он с независимым возбуждением). Конденсаторы $C5, C6$ ограничивают время нарастания напряжения на тиристорах оптронов при скачкообразном увеличении напряжения в питающей сети.

Работу управляющей части регулятора поясняют диаграммы напряжений в точках ее цепей (рис. 2), которые на схеме обозначены буквами A, B, B, Γ .

Пульсирующее напряжение в точке A делителя $R2R3$, ограниченное стабилитронами $VD2$ и $VD3$ до напряжения $7,5...8$ В, необходимого для питания микросхем устройства, элемент $DD1.1$ преобразует в импульсы, соответствующие моментам прохождения сетевого напряжения через «ноль» (диаграмма B). Они используются для периодической разрядки конденсатора $C3$ через резистор $R5$, диод $VD6$, выход элемента $DD1.2$. Резистивный делитель $R2R3$ необходим для предотвращения попадания на вход элемента $DD1.1$ напряжения, превышающего питающее. Напряжение, снимаемое с конденсатора $C3$ (диаграмма B), поступает на вход элемента $DD1.3$, в результате чего на его выходе напряжение высокого уровня периодически сменяется низким. По спаду напряжения дифференцирующая цепь $C4R8$ и элемент $DD1.4$ формируют положительный импульс (диаграмма Γ), который далее поступает на базу транзистора $VT1$, работающего в ключевом режиме. Открываясь, транзистор включает светодиоды оптронов $U1, U2$ на время (около $0,1$ мс), достаточное для открывания тиристоров. Откроется же тот из тиристоров, напряжение на аноде которого положительно по отношению к его катоду в данный полупериод сетевого напряжения.

Угол открывания тиристора определяется скоростью нарастания напряжения на конденсаторе $C3$ и в установившемся режиме зависит от положения движка переменного резистора $R6$ — им устанавливают выходное напряжение регулятора от нуля до 200 В.



Пуск управляющей части регулятора осуществляют тумблером $SA2$ с нормально замкнутыми контактами. При их размыкании начинает заряжаться конденсатор $C1$, в основном через диод $VD5$, до напряжения $2,6...2,7$ В. Затем этот диод закрывается,

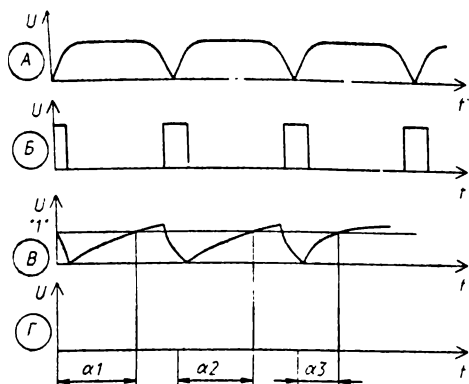


Рис. 2

Микросхема *DD1* может быть *K561ЛА7* или *K561ЛЕ5*. Все постоянные резисторы — МЛТ, переменные *R4* и *R5* — СП1-1, диоды *VD4–VD7* — КД522 с любым буквенным индексом или аналогичные кремниевые. Конденсаторы *C1* и *C2* — оксидные К50-6 или К50-35, *C3* и *C4* — КМ-5, КМ-6, а *C5* и *C6* — К73-17.

Оптронные тиристоры *U1*, *U2* и диоды *VD10*, *VD11* устанавливают на двух тепловодах площадью 200 см² каждый. Правильно смонтированное устройство налаживания не требует.

В случае необходимости питания нагрузки переменным регулируемым напряжением силовую часть устройства несложно перестроить по схеме, приведенной на рис. 3. В таком варианте тиристоры оптронов не подвергаются воздействию обратного напряжения, что повышает надежность устройства. При этом работа управляющей части не изменится, поскольку всегда будет открываться тот из тиристоров, напряжение на аноде которого (по отношению к его катоду) в данный полупериод сетевого напряжения положительное.

а дальнейшая зарядка конденсатора идет через диод *VD4* и резистор *R4*. А так как скорость зарядки конденсатора *C3* зависит от напряжения на конденсаторе *C1*, то угол управления тиристорами уменьшается со скоростью, определяемой сопротивлением резистора *R4*. Выходное напряжение регулятора при этом плавно увеличивается до устанавливаемого значения.

При сопротивлении резистора *R4* 39 кОм нарастание напряжения на нагрузке от 0 до 200 В длится 5 с.

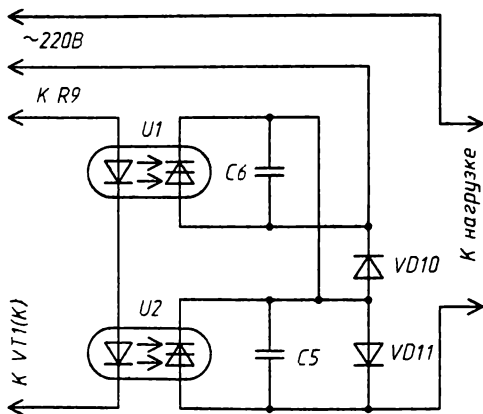


Рис. 3

Журнал «Радио», 1996, № 12, с. 49

Г. ДЕНИСОВ ТРИНИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ КОЛЛЕКТОРНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Чтобы можно было изменять частоту вращения вала электродвигателя переменного тока, его подключают к тринисторному регулятору мощности. При этом электродвигатель включают либо в разрыв сетевого провода, либо после выпрямительного моста, питающего анодную цепь тринистора.

Если в цепи нагрузки контакт не нарушается, тринисторный регулятор работает надежно. При подключении же коллекторного электродвигателя характер нагрузки изменяется — ток через нее течет как бы импульсами, в результате чего на коллекторных щетках наблюдается искрение. Тринисторный регулятор с такой нагрузкой работает неустойчиво.

Предлагаемый тринисторный регулятор мощности (рис. 1), специально предназначенный для управления коллекторным электродвигателем (электродрель, вентилятор и т. д.), имеет некоторые особенности. Во-первых, электродвигатель с силовым тринистором включены в одну из диагоналей выпрямительного моста, а на другую подано сетевое напряжение. Кроме того, этот тринистор управляется не короткими импульсами, как в традиционных устройствах, а более широкими, благодаря чему кратковременные отключения нагрузки, характерные для работающего коллекторного электродвигателя, не сказываются на стабильности работы регулятора.

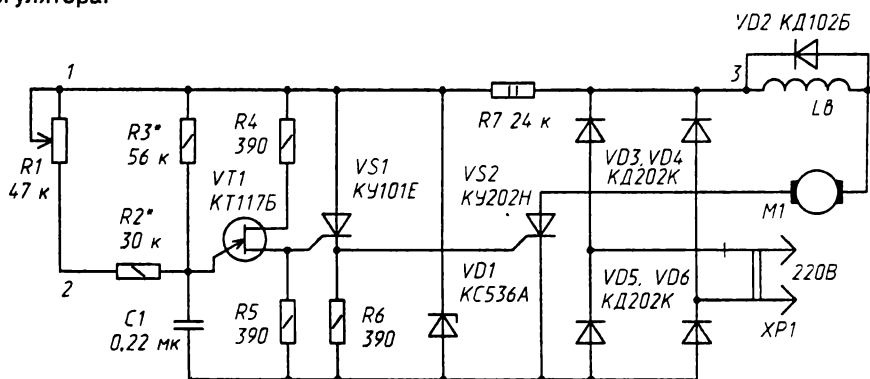


Рис. 1

На однопереходном транзисторе *VT1* собран генератор коротких (доли миллисекунд) положительных импульсов, используемых для управления вспомогательным тринистором *VS1*.

Питается генератор трапецеидальным напряжением, получаемым благодаря ограничению стабилитроном *VD1* положительных полувольт синусоидального напряжения, следующих с частотой 100 Гц. С появлением каждой полуволны такого напряжения конденсатор *C1* начинает заряжаться через цепь из резисторов *R1–R3*. Скорость зарядки конденсатора можно регулировать в некоторых пределах переменным резистором *R1*.

Как только напряжение на конденсаторе достигает порога открывания транзистора (он зависит от напряжения на базах транзистора и может регулироваться резисторами *R4* и *R5*), на резисторе *R5* появляется положительный импульс, поступающий затем на управляющий электрод тринистора *VS1*. Этот тринистор открывается и появляющийся на резисторе *R6* более длительный (по сравнению с управляющим) импульс включает силовой тринистор *VS2*. Через него напряжение питания поступает на электродвигатель *M1*.

Момент открывания управляющего и силового тринисторов, а значит, мощность на нагрузке (иначе говоря, частоту вращения вала электродвигателя) регулируют переменным резистором *R1*.

Поскольку в анодную цепь тринистора *VS2* включена индуктивная нагрузка, может наблюдаться самопроизвольное открывание тринистора даже без сигнала на управляющем электроде. Чтобы избежать этого, параллельно обмотке возбуждения *L_B* электродвигателя включен диод *VD2*.

Кроме указанного на схеме, вспомогательный тринистор *VS1* может быть другой маломощный, с допустимым прямым напряжением не менее 100 В, тринистор *VS2* — КУ202М, КУ201К, КУ201Л, стабилитрон — с напряжением стабилизации 27...36 В, диод *VD2* — любой выпрямительный с током не менее 0,3 А и обратным напряжением более 400 В, диоды *VD3*–*VD6* — рассчитанные на выпрямленный ток более пускового тока электродвигателя и обратное напряжение не менее 400 В.

Переменный резистор — СП-1, постоянные — МЛТ-0,25 (*R2*–*R6*) и МЛТ-2 (*R7*), конденсатор — КМ-6.

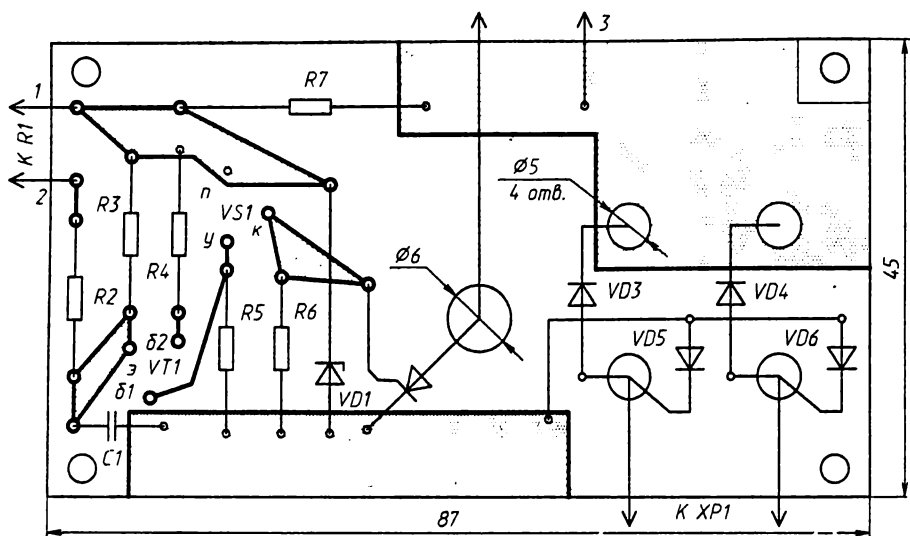


Рис. 2

Детали регулятора, кроме переменного резистора и диода *VD2* (его устанавливают на электродвигателе), монтируют на плате (рис. 2) из фольгированного стеклотекстолита.

В местах точек 1–3 на плате устанавливают пустотелые заклепки, к которым в дальнейшем припаивают проводники от переменного резистора и электродвигателя. Плату с переменным резистором размещают в подходящем по габаритам корпусе, на стенке которого можно установить розетку для подключения электродвигателя.

При налаживании регулятора пользуются стробоскопом, измеряющим частоту вращения патрона электродвигателя либо крыльчатки вентилятора, или вольтметром переменного тока (желательно электромагнитной или электродинамической системы), подключенным параллельно нагрузке. Сначала резистор *R2* ставят сопротивлением 30 кОм, а вместо *R3* включают переменный резистор сопротивлением 220 кОм. Перемещая движок резистора *R1* из одного крайнего положения в другое, отмечают изменение напряжения на нагрузке.

С помощью резистора *R3* устанавливают диапазон регулировки этого напряжения 90...220 В, после чего измеряют получившееся сопротивление резистора *R3* и вплавляют в регулятор постоянный резистор такого же или возможно близкого номинала.

Если при минимальном питающем напряжении электродвигатель работает неустойчиво, устанавливают резистор *R2* с меньшим сопротивлением.

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ РЕГУЛЯТОР ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Все, кому приходилось пользоваться электроинструментом для обработки материалов (точильным станком, дрелью и т. п.), знают, что стоит только увеличить рабочую нагрузку, как обороты инструмента начинают падать. Устройство, схема которого показана на рис. 1, позволяет в некоторых пределах изменять частоту вращения якоря подключенного к нему электродвигателя. Кроме этого, оно способно существенно уменьшить зависимость частоты вращения якоря от механической нагрузки на инструмент.

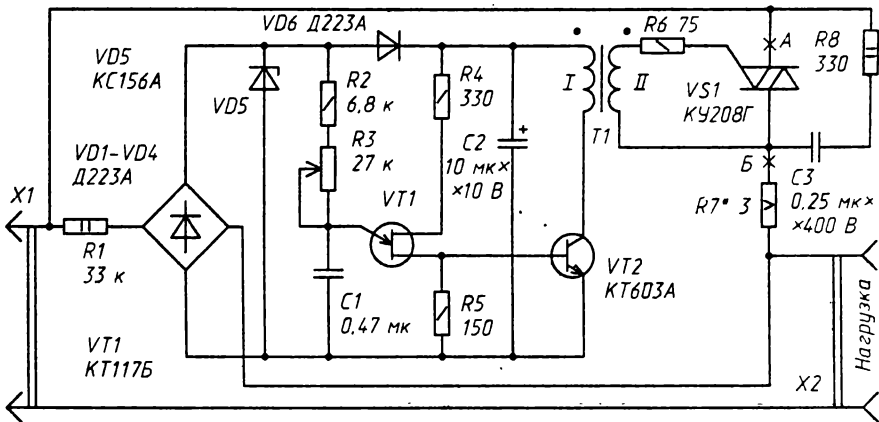


Рис. 1

При замыкании резистора $R7$ цепи обратной связи (ОС) дополнительным тумблером устройство можно использовать и как регулятор мощности до 500 Вт при активной нагрузке.

Описания подобных устройств уже публиковались в журнале «Радио», например, в [1] и [2]. От регулятора [1] предлагаемое устройство отличается наличием цепи ОС, стабилизирующей частоту вращения якоря двигателя электродрели. К тому же оно не требует установки в электродрель дополнительного диода, шунтирующего обмотку возбуждения.

По сравнению с устройством, описанным в [2], оно проще, содержит меньшее число деталей и может работать в режиме регулятора мощности.

Принцип работы устройства основан на двуполупериодном фазовом управлении симистором $VS1$ (рис. 1), что обеспечивает двигателю электродрели полную потребляемую мощность. Но в дрели установлен коллекторный электродвигатель, поэтому ток в цепи симистора из-за индуктивной нагрузки прерывается, возникает ЭДС самоиндукции, что приводит к неустойчивой работе симистора. Для устранения этого явления параллельно симистору подключена цепь $R8, C3$.

Выпрямительный мост $VD1-VD4$ и стабилитрон $VD5$ обеспечивают питание узла управления симистором $VS1$ пульсирующим напряжением. Резистор $R1$ гасит избыточное напряжение сети.

Задержку открывания симистора по фазе определяет время зарядки конденсатора $C1$ через резисторы $R2$ и $R3$ от источника напряжения, уровень которого определяется стабилитроном $VD5$ и коэффициентом передачи η однопереходного транзистора $VT1$.

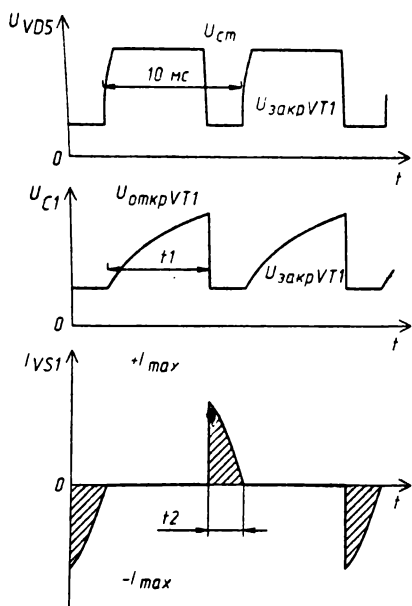


Рис. 2

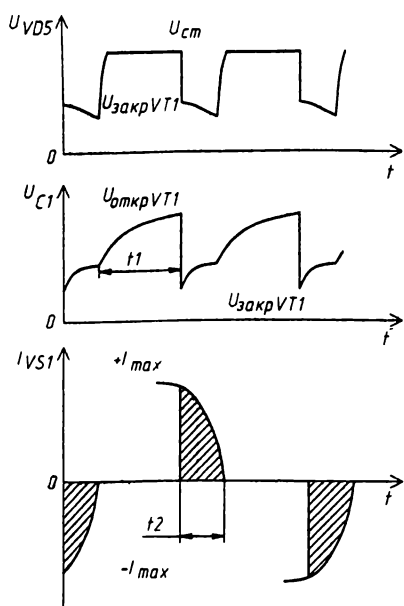


Рис. 3

При некотором пороговом напряжении на конденсаторе $C1$ однопереходный транзистор открывается, и на его нагрузочном резисторе $R5$ появляется импульс напряжения, который транзистор $VT2$ усиливает до уровня, необходимого для включения симистора. Симистор остается открытым до тех пор, пока ток, текущий через него, не уменьшится до порога его выключения. При этом конденсатор $C1$ разряжается до напряжения закрывания однопереходного транзистора $VT1$. После выключения симистора конденсатор $C1$ снова заряжается — начинается следующий цикл работы узла управления симистором.

Резистор $R7$ — элемент цепи ОС по току в нагрузке. Действие ОС иллюстрируют кривые, снятые при неизменном положении движка переменного резистора $R2$ и работе электродрели на холостом ходу (рис. 2) и под нагрузкой (рис. 3). Здесь t_1 — время зарядки конденсатора $C1$, t_2 — время, в течение которого симистор находится в открытом состоянии.

С увеличением нагрузки на вал электродвигателя частота вращения его якоря снижается, что приводит к увеличению потребляемого тока и падения напряжения (при включенном симисторе) на резисторе $R7$.

Когда суммарное падение напряжения на симисторе и резисторе $R7$ превысит напряжение закрывания однопереходного транзистора $VT1$, конденсатор $C1$ начнет заряжаться, в результате чего в новом цикле работы устройства время его зарядки до напряжения открывания транзистора $VT1$ становится меньше. Поэтому симистор при каждом полупериоде будет находиться в открытом состоянии дольше, мощность на валу двигателя соответственно увеличится и восстановится прежняя частота вращения.

Регулятор испытывался при совместной работе с электродрелью ИЭ 1032-1. Для работы регулятора с другим подобным инструментом понадобится, возможно, подобрать резистор $R7$.

В регуляторе использованы постоянные резисторы МЛТ, переменный резистор $R3$ — СП4-1, конденсатор $C1$ — КМ-6 (можно МБМ), $C3$ — МБГП, оксидный $C2$ — К50-6. Резистор $R7$ намотан нихромовым проводом диаметром 0,3 мм на резисторе МЛТ-2 сопротивлением не менее 100 Ом.

Однопереходный транзистор $VT1$ может быть КТ117А. Транзистор $VT2$ — КТ603А или любой из серий КТ312, КТ315. Диоды Д223А можно заменить на Д220 или КД521А, симистор КУ208Г — на два тристора серии КУ202, включив их встречно-параллельно, как показано на рис. 4.

Трансформатор $T1$ — МИТ-4 или самодельный, выполненный на кольцевом магнитопроводе типоразмера К16×10×4,5 из феррита 2000НМ. Обмотки самодельного трансформатора содержат каждая по 100 витков провода ПЭЛШО 0,12. При замене симистора двумя тристорами импульсный трансформатор должен иметь две вторичные обмотки (рис. 4).

Монтаж деталей регулятора — произвольный (зависит от используемых деталей). Плату размещают в коробке подходящих размеров из изоляционного материала. На лицевую стенку коробки выводят ручку переменного резистора $R3$, которая должна быть выполнена из изоляционного материала. Рядом размещают сетевую розетку $X2$ для подключения электродрели. На задней стенке корпуса устанавливают латунные штыри диаметром 4 мм, образующие вилку $X1$, посредством которой регулятор подключают к розетке электросети.

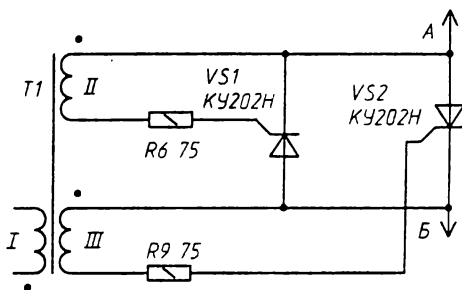


Рис. 4

Налаживание регулятора, собранного из заведомо исправных деталей, сводится лишь к подборке сопротивления резистора $R7$, добиваясь устойчивой работы устройства. В случае использования регулятора для работы с электродрелями устаревших моделей придется, возможно, увеличить емкость конденсатора $C3$ до 0,47 мкФ.

Регулятор имеет непосредственный контакт с электросетью. Поэтому, налаживая его, необходимо соблюдать особую осторожность и выполнять требования техники безопасности при работе с электроустановками.

Регулятор имеет непосредственный контакт с электросетью. Поэтому, налаживая его, необходимо соблюдать особую осторожность и выполнять требования техники безопасности при работе с электроустановками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Денисов Г. Тристорный регулятор для коллекторного электродвигателя. — Радио, 1990, № 1, с. 61.
2. Кузин В. Регулятор для швейной машины. — Радио, 1990, № 3, с. 36.

Журнал «Радио», 1991, № 9, с. 29

А. СКРЫНИК

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ РЕГУЛЯТОР ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

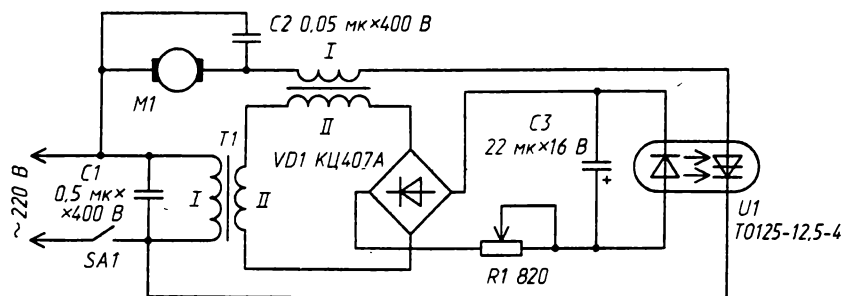
Одна из проблем, с которой сталкивается обладатель швейной машины с электроприводом, — сложность поддержания постоянства частоты вращения якоря электродвигателя. Объясняется это ее зависимостью от нагрузки, создаваемой на валу машины.

Мною проверены в работе несколько регуляторов, два из которых описаны в журнале «Радио» [1, 2].

После ряда экспериментов удалось сконструировать устройство (см. схему), позволяющее регулировать частоту вращения вала швейной машины в автоматическом режиме и задавать практически любую скорость шитья. Оно состоит из транс-

форматора $T1$, понижающего напряжение сети до 14...16 В, трансформатора тока $T2$, выпрямительного моста $VD1$ и тиристорного оптрона $U1$. Необходимую частоту вращения якоря приводного электродвигателя $M1$ устанавливают переменным резистором $R1$.

Когда движок резистора находится в положении максимального сопротивления, частота вращения якоря минимальна. По мере перемещения движка влево увеличивается ток через светодиод оптрона, а значит, длительность открытого состояния тиристора возрастает, увеличивая тем самым средний ток через обмотку электродвигателя. Частота вращения якоря возрастает.



Если при заданной резистором частоте вращения во время работы швейной машины нагрузка на вал возрастет, обороты якоря электродвигателя неизбежно начнут падать. Но зато начнет возрастать переменный ток через первичную обмотку трансформатора $T2$, в результате чего увеличится напряжение на его вторичной обмотке. Возрастет общее напряжение, поступающее на диодный мост, а следовательно, увеличится ток через светодиод оптрона. Это приведет к более раннему открыванию тиристора оптрона во время полупериода сетевого напряжения, что эквивалентно повышению мощности электродвигателя — частота вращения его якоря стабилизируется.

Когда же нагрузка на вал уменьшится, снизится переменное напряжение на вторичной обмотке трансформатора $T2$, что приведет к сохранению частоты вращения якоря электродвигателя. Так происходит стабилизация заданного переменным резистором режима работы.

Трансформатор $T1$ намотан на магнитопроводе Ш12×15, обмотка I содержит 3000 витков провода ПЭВ-1 0,08, обмотка II — 205 витков ПЭВ-1 0,31. Трансформатор $T2$ выполнен на магнитопроводе Ш10×10, обмотка I содержит 10 витков провода ПЭВ-1 0,9, обмотка II — 60 витков ПЭВ-1 0,6.

Вместо ТО125-12,5-4 подойдет другой оптрон этой серии с допустимым обратным напряжением не ниже 300 В либо симисторный оптрон ТСО-10. Резистор $R1$ — СПО-0,5 или любой другой мощностью не менее 0,5 Вт и сопротивлением 820 Ом или 1 кОм. Конденсаторы $C1$ и $C2$ — бумажные, рассчитанные на работу при переменном напряжении не менее 220 В, $C3$ — любой оксидный с номинальным напряжением не менее указанного на схеме.

При налаживании устройства оптопару временно исключают, а параллельно выводам конденсатора $C3$ подключают светодиод АЛ307В или АЛ307Г. Включают устройство в сеть и перемещением движка резистора из правого по схеме положения в левое добиваются начала свечения светодиода.

Затем соединяют проводники, подходившие к выводам анода и катода тиристора оптопары, — иначе говоря, включают электродвигатель в сеть (эту работу, разумеется, нужно проводить при обесточенной установке). Как только начнет вращаться вал электродвигателя, яркость светодиода должна возрасти. Это укажет на пра-

вильную фазировку включения вторичных обмоток трансформаторов. Если же яркость светодиода падает, придется поменять местами подключение выводов любой из обмоток трансформаторов.

Теперь можно подключить оптрон и ввести устройство в эксплуатацию.

Этот регулятор пригодится, например, для работы с дрелью. Придется лишь подобрать число витков первичной обмотки трансформатора $T2$ в зависимости от мощности дрели.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фомин В. Симисторный регулятор мощности.— Радио, 1991, № 7, с. 63.
2. Титов А. Стабилизированный регулятор частоты вращения.— Радио, 1991, № 9, с. 29.
3. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры. Справочник.— М.: Радио и связь, 1988.

Журнал «Радио», 1996, № 9, с. 46

В. ЖГУЛЕВ

РЕГУЛЯТОР ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Регулятор частоты вращения двигателя, стабилизирующий его скорость при изменении нагрузки, существенно повышает эксплуатационные возможности таких бытовых приборов, как электродрель, электропила, кухонный комбайн и т. д. Известен простой и эффективный однополупериодный регулятор коллекторного электродвигателя последовательного возбуждения, стабилизирующий скорость вращения за счет обратной связи по величине противо-ЭДС, возникающей на роторе двигателя и зависящей от его нагрузки. К сожалению, такому регулятору свойствен существенный недостаток — в нем используется высокочувствительный тиристор с током открывания менее 100 мкА. Подобрать ему замену практически невозможно.

В публикуемой статье автор предлагает свой вариант схемотехнического решения регулятора, в котором сняты ограничения на параметры тиристора.

Прежде чем перейти к описанию модернизированного регулятора электропривода, остановимся коротко на принципе действия простого регулирующего устройства [1].

Его принципиальная схема приведена на рис. 1. Это — мост, левое плечо которого образовано делителем напряжения сети $R1-R2C1-VD1$, а правое — тиристором $VS1$ и двигателем $M1$. Управляющий переход тиристора включен в диагональ моста. Открывающий тиристор сигнал представляет собой сумму складывающихся в противофазе сигналов, напряжения сети,

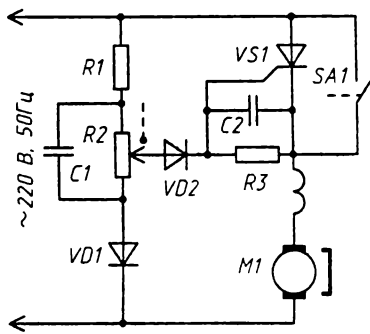


Рис. 1

устанавливаемого движком резистора $R2$, и противо-ЭДС с ротора электродвигателя. При неизменности напряжений мост сбалансирован и частота вращения двигателя также не меняется. Увеличение нагрузки на валу двигателя снижает его обороты и уменьшает соответственно величину противо-ЭДС, что приводит к разбалансу моста. В результате сигнал, поступающий на управляющий переход тиристора, возрастает, и в следующем положительном полупериоде он открывается с меньшей задержкой, увеличивая таким образом подводимую к двигателю мощность. В итоге снижение частоты вращения двигателя из-за увеличения нагрузки оказывается существенно меньшим, чем было бы при отсутствии регулятора.

В данном случае регулирование получается весьма устойчивым, так как рассогласование устраняется в каждом положительном полупериоде сетевого напряжения. Более всего эффект стабилизации выражен при малой и средней частотах вращения двигателя. С повышением регулировочного напряжения на резисторе $R2$ и увеличением числа оборотов двигателя степень поддержания неизменной скорости двигателя ухудшается.

Тиристор $VS1$ в регуляторе выполняет две функции: пороговую — по сигналу рассогласования моста и силовую — по коммутируемому току через двигатель. Диоды $VD1$, $VD2$ обеспечивают однополупериодный режим работы устройства, поскольку сравнение напряжений от резистора $R2$ и противо-ЭДС возможно только при отсутствии тока через двигатель. Конденсатор $C1$ в делителе напряжения сети расширяет зону регулирования в сторону малых скоростей, а конденсатор $C2$ в цепи управляющего электрода тиристора понижает чувствительность регулятора к искрению щеток двигателя.

Однополупериодный режим двигателя приводит к снижению отдаваемой мощности. Для достижения максимальной мощности и скорости следует зашунтировать тиристор, нажав на кнопку $SA1$. В этом случае на двигатель будут подаваться обе полуволны сетевого напряжения.

Как уже указывалось, основным недостатком рассмотренного регулятора состоит в необходимости использования высокочувствительного тиристора с током открытия менее 100 мкА, который практически нечем заменить. Введение транзисторного аналога тиристора позволяет снять ограничения на параметры открывания $VS1$ при сохранении тех же регулировочных характеристик. Установка стабилизатора в делитель напряжения сети понижает изменения скорости двигателя при колебаниях питающего напряжения.

Схема модернизированного регулятора представлена на рис. 2. Как и рассмотренное выше устройство, регулятор работает только при положительной полуволне сетевого напряжения.

Напряжение рассогласования моста через диод $VD2$ и резистор $R10$ поступает к переходу база—эмиттер транзистора $VT2$. Чувствительность данного устройства и качество его регулирования выше, так как напряжения открывания транзисторов существенно меньше, чем у тиристоров. Ток управления по аналогии с регулятором, представленным на рис. 1, выбран равным 0,1 мА путем шунтирования перехода транзистора резистором $R7$.

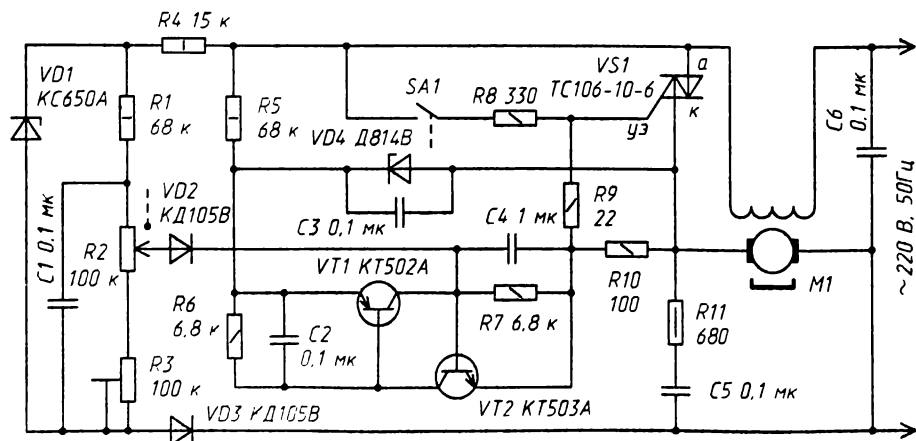


Рис. 2

Если напряжение, поступающее с движка резистора $R2$, выше напряжения на роторе двигателя, то транзистор $VT2$ открывается и открывает $VT1$. Эти приборы образуют аналог тиристора и при включении формируют мощный импульс разрядного тока конденсатора $C3$, который через токоограничивающий резистор $R9$ поступает на управляющий электрод симистора $VS1$. Симистор включается, на двигатель подается напряжение, и число его оборотов увеличивается. Если же напряжение на резисторе $R2$ ниже, чем на роторе двигателя, симистор не включится, число оборотов сократится.

Накопительный конденсатор $C3$ заряжается от сети через резистор $R5$. Стабилитрон $VD4$ ограничивает напряжение на конденсаторе на уровне, несколько превышающем возможное напряжение открывания симисторов или тиристоров. Кроме того, стабилитрон исключает появление обратного напряжения на транзисторах усилителя.

Конденсатор $C4$, помимо снижения помех от искрения щеток двигателя, выполняет функцию интегрирования в цепи обратной связи. Увеличение его емкости повышает устойчивость регулятора, что бывает нужно в случае плохого контакта щеток, сопровождающегося их сильным искрением, или при установке предельно малых скоростей, когда может возникнуть так называемое «качение» оборотов. Однако следует помнить, что с увеличением емкости конденсатора $C4$ динамические характеристики привода ухудшаются и качество стабилизации скорости снижается.

Постоянная цепи $R5C3$ такова, что конденсатор $C3$ заряжается быстрее заряда конденсатора $C4$. Это сделано для того, чтобы в любой возможный момент открывания транзистора $VT2$ на конденсаторе $C3$ уже присутствовало рабочее напряжение, необходимое для выработки пускового импульса. Иногда такое условие может быть нарушено при резком разбалансе моста — при заторможенном двигателе (низкое сопротивление ротора) и максимальном напряжении на движке резистора $R2$ (большой открывающий ток с делителя). В результате транзисторы открываются до завершения заряда конденсатора $C3$, напряжение на нем отсутствует, импульс разрядного тока не формируется. Ток, протекающий через резистор $R5$, достаточен для удержания открытого состояния транзисторов, но мал для включения симистора, и поэтому двигатель не вращается. Подобную возможность можно расценить как положительную, поскольку в этом случае и при заклинивании привода двигатель отключается. Если же она нежелательна, ее устраняют некоторым снижением сопротивлений резисторов $R5-R7$ и (или) повышением сопротивления резистора $R1$.

Величина и форма напряжения на резисторе $R2$ практически не зависят от изменения сетевого напряжения благодаря наличию ограничителя $R4-VD1$. В результате колебания питающего напряжения не приводят к нестабильности устанавливаемого фазового угла открывания симистора. Существенно снижается и нестабильность по напряжению сети устанавливаемой скорости двигателя. При неизменном фазовом угле скорость меняется только за счет изменения амплитуды напряжения на двигателе.

Особенность описываемого регулятора заключается в применении симистора. Дело в том, что коммутация максимальной скорости замыканием цепи «анод—катод» предполагает наличие контактов $SA1$ мгновенного действия с достаточной разрывной мощностью.

При ином исполнении контактов в них может возникать искрение или электрическая дуга. Последняя крайне нежелательна, так как приводит к подгару контактов и печатной платы и, следовательно, пожароопасна. Симистор позволяет перенести коммутацию в цепь управляющего электрода, что полностью исключает искрение в контактах, упрощает их конструкцию и привязку к регулировочному резистору $R2$. При регулировании симистор работает как тиристор, а при замыкании контактов пропускает на двигатель переменный ток. Транзисторы во время открытого состояния симистора блокируются и не функционируют.

Показанное на схеме регулятора включение статорной и роторной обмоток оптимально для двигателей с отдельно выведенными концами обмоток. При применении двигателей с внутренним соединением роторной и статорной обмоток их подключают на место показанной на схеме роторной обмотки, а цепь статорной обмотки заменяют перемычкой. Однако из-за наличия статорной обмотки в цепи обратной связи последний вариант регулятора имеет несколько худшие характеристики регулирования скорости. Конденсаторы $C2$, $C6$ устраняют помехи, а цепь $R11C5$ подавляет искрение щеток.

Резистор $R1$ ограничивает пределы регулирования открытого состояния симистора началом положительного полупериода. При возрастании нагрузки на валу противо-ЭДС двигателя дополнительно сдвигает момент отпирания симистора к началу полупериода относительно положения, задаваемого регулировочным резистором $R2$ на холостом ходу. Если резистор $R1$ был выбран на холостом ходу, то под нагрузкой противо-ЭДС как бы переносит момент открывания симистора за начало полупериода. В результате он открывается через период и возникает «провал» (уменьшение) скорости в верхнем положении движка резистора $R2$. Это явление устраняется увеличением сопротивления резистора $R1$.

Во время разработки регулятор испытывался с различными коллекторными электродвигателями: ДК77 (для бытовых электроприборов и электроинструмента), МШ-2 (для швейных машин) и даже с двигателем параллельного возбуждения СЛ261М. Управление такими существенно различными двигателями не потребовало внесения каких-либо изменений в регулятор. При использовании двигателя с параллельным возбуждением следует иметь в виду, что его статорная обмотка должна запитываться от отдельного внешнего источника и притом до подачи напряжения через регулятор на якорь.

Возможности регулятора иллюстрируют нагрузочные характеристики (сплошной линией без $VD1$, штриховой с $VD1$), снятые с двигателем ДК77-280-12 при устанавливаемой на холостом ходу скорости 1500 об/мин и различном напряжении сети (рис. 3). Этот двигатель мощностью 400 Вт при скорости 1200 об/мин легко тормозится положенной на его вал рукой вплоть до полной остановки в том случае, если питание на него подавать через автотрансформатор, устанавливая на холостом ходу ту же скорость 1500 об/мин.

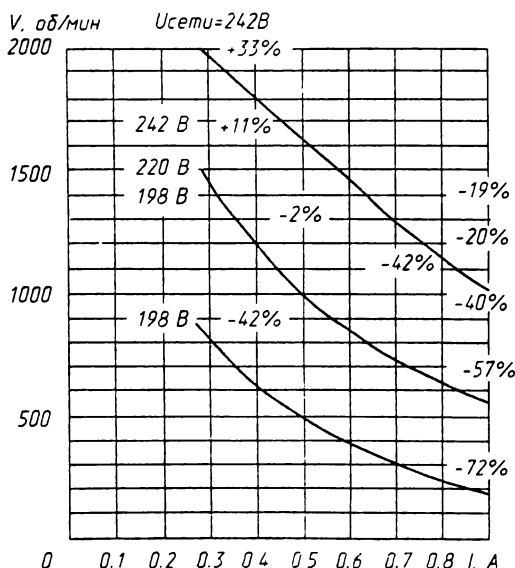


Рис. 3

При незначительном усложнении относительно прототипа регулятор совершенно не критичен к разбросу параметров элементов. В качестве симисторов применимы ТС, ТС2, 2ТС112 и ТС106 на токи 6,3–10–16 А, а также КУ208Г или 2У208Г на 5 А. Можно также использовать тиристоры КУ201Л, 2У201Л, КУ202Н-М, 2У202Н-М, КУ228И и другие при условии установки замыкателя по цепи «анод—катод». Необходимость теплоотвода определяется величиной тока нагрузки.

Транзисторы должны допускать ток не ниже 250 мА и напряжение не менее 15 В. Функции $VT1$

могут выполнять КТ350А, КТ209 (А–М), КТ501А, КТ502А (Б–Е), КТ661А, КТ681А и другие, а VT2 — КТ503А (Б–Е), КТ645А, КТ660А (Б), КТ684А (Б) и другие с аналогичными характеристиками.

Диоды могут быть на ток не ниже 10 мА и напряжение не менее 400 В — КД105 (Б–Г), КД209 (А–В), КД221 (Б–Г), КД226 (Б–Д), Д209, Д210, Д211, Д226, Д237 (Б–В).

Стабилитрон VD1 подойдет на напряжение стабилизации 120...180 В (КС630А, КС650А, КС680А, 2С920А, 2С950А, 2С980А) и может быть заменен цепочкой последовательно включенных маломощных стабилитронов на суммарное напряжение 150 В.

Стабилитрон VD4 — любой маломощный с напряжением стабилизации 9...11 В, кроме термокомпенсированных. Конденсаторы С1–С4 — керамические КМ, КМ-6. К10-17 или пленочные К73-17.

Конденсаторы С5, С6 — К73-17 с номинальным напряжением 630 В (конденсаторы иных типов и К73-17 на меньшее номинальное напряжение использовать нельзя).

Постоянные резисторы — МЛТ или любые другие. Резистор R2 — РП1-64А, он может быть заменен любым непроволочным переменным резистором с линейной характеристикой (СПЗ-4М, СПЗ-6, СПЗ-9 и др.). Выбор резистора с обратнo-логарифмической характеристикой (В) позволит расширить плавность регулирования в зоне малых скоростей двигателя. Подстроечный резистор R3 — СПЗ-27, СПЗ-38. Его можно заменить подобранным постоянным резистором.

Замыкатель максимальной скорости SA1 выполнен в виде подвижного пружинного пластинчатого контакта и неподвижной стойки на плате регулятора. Между резистором R2 и подвижным контактом находится переходная пластмассовая втулка с кулачком, обеспечивающим замыкание подвижного контакта со стойкой в верхнем по схеме положении переменного резистора R2.

При налаживании регулятора движок резистора R2 следует установить в нижнее по схеме положение и подстроечным резистором R3 выставить желаемую минимальную скорость вращения двигателя.

Далее, изменяя положение движка резистора R2, следует проверить изменение оборотов от минимальных до максимальных, отсутствие «качания» оборотов на минимальной скорости без нагрузки, отсутствие «провала» в оборотах на максимальной скорости однополупериодного режима под нагрузкой, а также срабатывание контактов максимальной скорости. Качание устраняется увеличением емкости конденсатора С4, а провал — увеличением сопротивления резистора R1, после чего вновь уточняют положение движка резистора R3.

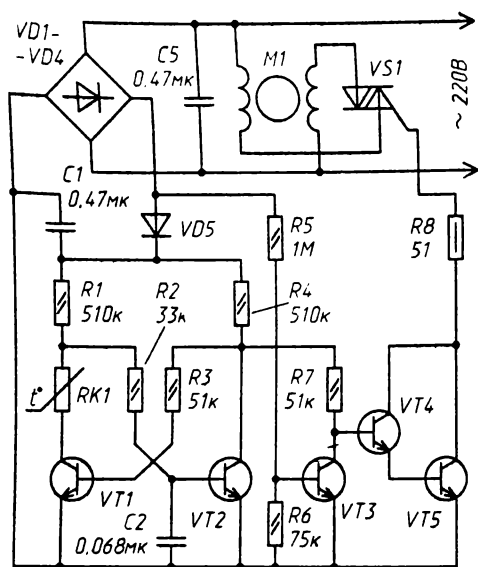
В заключение необходимо отметить, что в регуляторах данного типа таходатчиком является исполнительный электродвигатель и напряжение обратной связи определяется остаточной намагниченностью магнитопровода двигателя и стабильностью щеточного контакта. По этой причине качество регулирования напрямую зависит от указанных характеристик применяемого двигателя. Однако предельная простота устройства управления и хорошие нагрузочные характеристики вполне компенсируют этот недостаток.

Журнал «Радио», 1998, № 7, с. 44

А. КОБЫЛЯНСКИЙ, Л. РУБАНЕНКО, А. ШУМСКИЙ

УСТРОЙСТВО ТЕПЛОЙ ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Защитное устройство, описанное ниже, не нуждается в дополнительном источнике питания, может быть размещено непосредственно в защищаемом электродвигателе (см. схему). Коммутация тока — бесконтактная, с помощью симистора, включенного между двумя полувмотками электродвигателя.



VD1-VD5 КД105Б. VS4 КУ208Г;
VT1-VT3 КТ315Г. VT4, VT5 КТ940А.
RK1 СТ14-1Б

На транзисторах *VT1* и *VT2* собран триггер. Наличие конденсатора *C2* и относительно малое сопротивление позистора *RK1* обеспечивают устойчивое закрывание правого плеча триггера (транзистор *VT2*) после включения питания. Поэтому ключ на составном транзисторе *VT4VT5* открыт. Отрицательное напряжение с выхода выпрямителя в начале каждого полупериода напряжения сети через ключ и резистор *R8* поступает на управляющий электрод симистора *VS1* и открывает его.

Резистивный делитель *R5R6* удерживает закрытым транзистор *VT3* только в начале полупериода, а затем этот транзистор открывается, закрывая ключ. Таким образом, открывающий симистор ток (до 200 мА) протекает через резистор *R8* только в начале полупериода сетевого напряжения, когда напряжение еще мало. По-

этому мощность, рассеиваемая на этом резисторе, незначительна. Все это позволяет выполнить защитное устройство в виде миниатюрного блока и разместить непосредственно в двигателе.

При повышении температуры обмотки электродвигателя *M1* прикрепленный к ней термодатчик — позистор *RK1* — нагревается, его сопротивление резко увеличивается, вызывая переключение триггера. Транзисторный ключ закрывается, вслед за ним закрывается симистор *VS1* — двигатель выключается.

Обратное переключение триггера в исходное состояние возможно лишь после полного остывания обмоток и позистора и повторного включения электродвигателя в сеть. Этим устраняется возможность самопроизвольного включения электродвигателя после остывания позистора, так как многократные повторные включения двигателя могут привести к его тепловому разрушению.

В устройстве использованы конденсаторы К73-17 на 630 В (*C1*, *C3*), *C2* — любой.

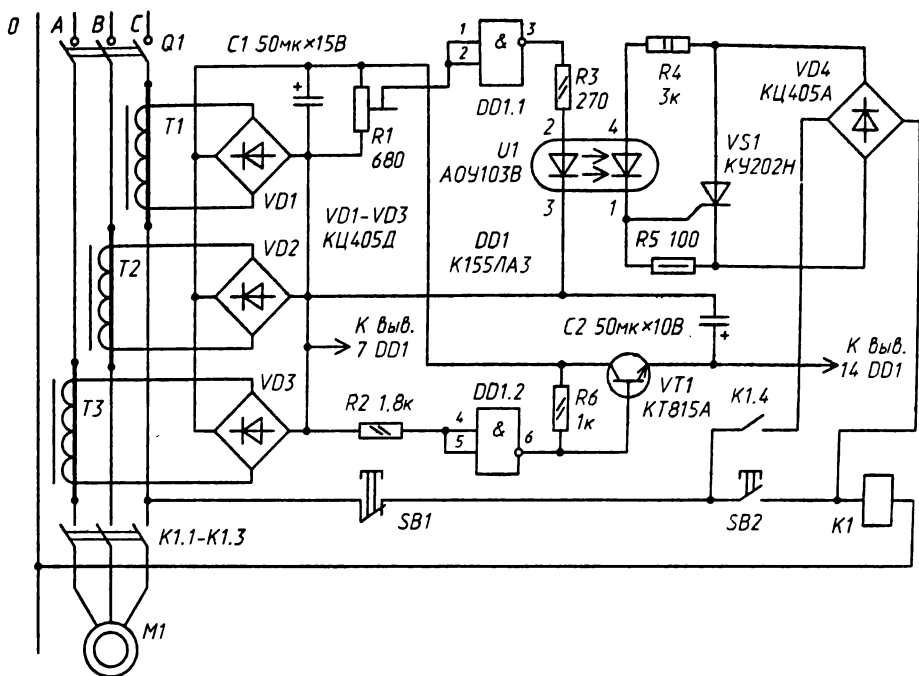
Журнал «Радио», 1988, № 12, с. 48

В. КАЛАШНИК

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Для защиты электродвигателей от перегрузок до последнего времени обычно применяют предохранители в сочетании с магнитными пускателями. Предохранители надежно защищают устройство от перегрузки по току, но нередко являются первопричиной другого вида повреждений — обрыва фазы.

Защиту от чрезмерно большого тока обеспечивают и тепловые реле магнитных пускателей, которые включают в цепь питания электродвигателя. Однако такое защитное устройство требует подстройки при изменении внешней температуры и подбора нагревательных элементов в соответствии с мощностью защищаемого электродвигателя.



Описываемое ниже автоматическое устройство позволяет защитить электродвигатель как от перегрузки по току, так и от обрыва фазы. Оно регистрирует ток в каждом фазном проводнике и сравнивает наибольшее из измеренных значений с установленным порогом срабатывания.

Устройство содержит три одинаковых трансформатора тока $T1-T3$ (см. схему), первичные обмотки которых включены в фазные провода. Напряжение со вторичных обмоток трансформаторов поступает на вход порогового узла, функции которого выполняет логический элемент $DD1.1$. Стабилизатор напряжения, питающий микросхему $DD1$ выполнен на транзисторе $VT1$ и элементе $DD1.2$, который использован здесь как источник образцового напряжения [1, 2]. Выходное напряжение стабилизатора в некоторых пределах можно изменять, подбирая резистор $R2$. Включают и выключают электродвигатель $M1$ кнопками $SB2$ и $SB1$.

Если нажать на кнопку $SB2$, напряжение сети поступит на катушку $K1$ магнитного пускателя. Он сработает и своими контактами $K1.1-K1.3$ включит электродвигатель. Кнопку $SB2$ необходимо держать нажатой до тех пор, пока ротор электродвигателя не достигнет номинальной частоты вращения (иначе устройство может сработать от повышенного по сравнению с номинальным пускового тока). Переменное напряжение вторичных обмоток трансформаторов $T1-T3$ выпрямляют диодные мосты $VD1-VD3$. Напряжение на конденсаторе $C2$ подведено к входу порогового узла; оно используется для питания микросхемы (через стабилизатор). Резистор $R1$ предназначен для установки тока срабатывания устройства защиты при перегрузках, обрывах фазы и замыканиях. При нормальной работе электродвигателя на выходе элемента $DD1.1$ будет сигнал высокого уровня, светодиод оптрона $U1$ включен, транзистор $VS1$ открыт. Он блокирует кнопку $SB2$, поэтому электродвигатель остается включенным и после ее отпускания.

При перегрузке, замыкании, неполнофазном режиме повышается напряжение на одной или нескольких вторичных обмотках трансформаторов, и, следовательно, на выходе элемента $DD1.1$ появится сигнал 0. Светодиод оптрона погаснет, три-

нистор закрывается и катушка *K1* магнитного пускателя будет обесточена. Контакты *K1.1–K1.3* размыкают цепь питания электродвигателя. Вновь запустить его можно лишь после устранения причины срабатывания защиты.

В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечный — СПЗ-27Б, конденсаторы К50-6, кнопочные переключатели — любой конструкции. Тринистор КУ202Н можно заменить на КУ202К, КУ202Л, КУ202М. Трансформаторы (они идентичны) намотаны каждый на кольцевом магнитопроводе типоразмера К20×12×6 из феррита 2000НН. Первичной обмоткой служит фазный проводник, пропущенный через отверстие магнитопровода. Число витков вторичной обмотки трансформаторов тока зависит от мощности используемого электродвигателя (исходное для эксперимента значение — 1000 витков провода ПЭВ-2 0,1). Его следует подобрать таким, чтобы при нормальном рабочем токе электродвигателя напряжение на вторичной обмотке трансформатора было 7...8 В.

Налаживание устройства сводится к установке нужного порога срабатывания подстроечным резистором *R1*.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Алексеев В.* Расчет стабилизатора напряжения с логическим элементом.— Радио, 1983, № 12, с. 36.
2. *Мисюнас Г.* Логический элемент в стабилизаторе напряжения.— Радио, 1980, № 9, с. 50.

Журнал «Радио», 1988, № 7, с. 24

РЕГУЛЯТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ

Л. КУЗНЕЦОВ

СИМИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ПОМЕХ

Тринисторные регуляторы мощности с фазовым управлением неоднократно описывались на страницах нашего журнала, но, к сожалению, многие из них являются сильными источниками электромагнитных помех, что ограничивает область применения устройств. Зарубежные же бытовые регуляторы обязательно снабжаются встроенным помехоподавляющим фильтром. Причем уровень создаваемых ими помех должен удовлетворять жестким стандартам, принятым в той или иной стране. Об одном из удобных регуляторов и рассказывает автор статьи.

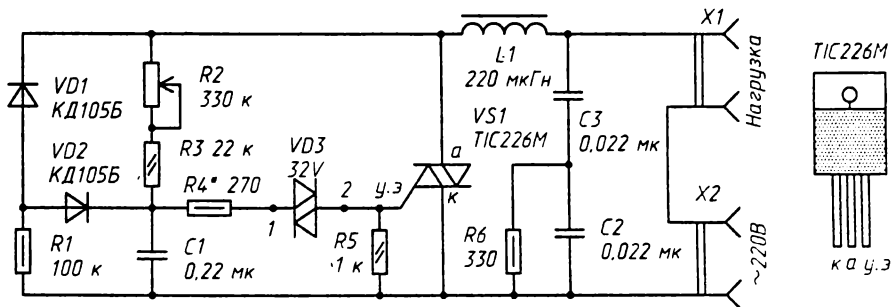


Рис. 1

Схема регулятора мощности с фазоимпульсным управлением показана на рис. 1. Он собран по классической схеме на симметричном динисторе 32V ($VD3$) и симисторе TIC226M ($VS1$). При каждой полуволне сетевого напряжения конденсатор $C1$ заряжается током, протекающим через резисторы $R2$, $R3$. Когда напряжение на нем достигает 32 В, динистор открывается и конденсатор $C1$ быстро разряжается через резистор $R4$, динистор $VD3$ и управляющий электрод симистора. Таким образом, управление симистором происходит в квадрантах I и III: когда напряжение на условном аноде симистора (верхний по схеме вывод $VS1$) положительное, управляющий импульс тоже положительный, а при отрицательном напряжении — отрицательной полярности.

Значение мощности в нагрузке, подключенной к разъему $X1$, зависит от того, как долго симистор будет включен в течение каждого полупериода сетевого напряжения. Момент включения симистора определяется пороговым напряжением динистора и постоянной времени $(R2 + R3)C1$. Чем больше сопротивление введенной части переменного резистора $R2$, тем длительнее промежутки времени, в течение

которого симистор находится в закрытом состоянии, тем меньше мощность в нагрузке. Указанные на схеме номиналы элементов постоянной времени обеспечивают практически полный диапазон регулирования выходной мощности — от 0 до 99 %.

Чтобы добиться достаточно плавного регулирования выходной мощности, переменный резистор $R2$ должен быть с характеристикой группы Б. Подойдет и резистор группы В, но тогда его придется включить таким образом, чтобы увеличение выходной мощности (т. е. уменьшением сопротивления переменного резистора) происходило при вращении его ручки против часовой стрелки.

Цепь, образованная диодами $VD1$, $VD2$ и резистором $R1$, обеспечивает плавность регулировки при минимальной выходной мощности. Без нее характеристика

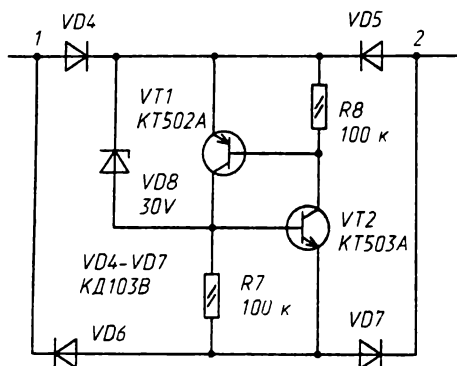


Рис. 2

управления регулятором имеет гистерезис. Например, яркость лампы накаливания, используемой в качестве нагрузки, при увеличении выходной мощности изменяется скачком от нуля до 3...5% от максимальной яркости. Суть этого явления заключается в следующем. При большом сопротивлении резистора $R2$, когда напряжение на конденсаторе $C1$ не превышает 30 В, динистор не открывается в течение всего полупериода сетевого напряжения и выходная мощность равна нулю. При этом к моменту перехода сетевого напряжения через «ноль» напряжение на конденсаторе имеет нулевое значение

и в следующем полупериоде значительную часть времени конденсатор разряжается. Если сопротивление резистора $R2$ уменьшать, то после того, как напряжение на конденсаторе начнет превышать порог срабатывания динистора, конденсатор будет разряжен в конце полупериода и в следующем полупериоде сразу же начнет заряжаться, поэтому в новом полупериоде динистор откроется раньше. Диодно-резисторная цепочка разряжает конденсатор при переходе сетевого напряжения от отрицательной к положительной полуволне и тем самым устраняет эффект скачкообразного начального увеличения мощности в нагрузке.

Резистор $R4$ ограничивает максимальный ток через динистор примерно до 0,1 А и замедляет процесс разрядки конденсатора $C1$. Тем самым обеспечивается относительно большая длительность импульса, достаточная для надежного запуска симистора $VS1$ даже при значительной индуктивной составляющей нагрузки. При указанных на схеме номиналах резистора $R4$ и конденсатора $C1$ длительность импульса управления равна 130 мкс. Значительную часть этого времени через управляющий электрод симистора протекает ток, достаточный для открывания симистора в любом квадранте — для симистора 32V он соответствует 50 мА.

Симметричный динистор 32V ($VD3$) обеспечивает одинаковость угла открывания симистора в обеих полуволнах сетевого напряжения. Следовательно, описываемый регулятор не будет выпрямлять сетевое напряжение, поэтому во многих случаях может быть применен даже для управления нагрузкой, подключенной к нему через трансформатор. Динистор 32V можно заменить его аналогом, собранным на транзисторах разной структуры, как это показано на рис. 2. Диодный мост $VD4$ – $VD7$ обеспечивает симметрию управления симистором, а маломощный стабилитрон $VD8$ задает порог срабатывания аналога. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ должны выдерживать значительный (не менее 0,1 А) импульсный ток базы. Статический коэффициент передачи тока базы транзистора $VT2$ — не менее 50. Диоды моста также должны выдерживать прямой импульсный ток значением не менее 0,15 А. Пригодны, например, диоды серии КД103 с любым буквенным индексом.

Предельно допустимое напряжение диодов и транзисторов аналога динистора должно быть не менее чем на 30% больше напряжения стабилизации стабилитрона $VD8$, т. е. не менее 50 В. Можно использовать два маломощных стабилитрона, включив их последовательно, чтобы их суммарное напряжение стабилизации составило 25...30 В. Резисторы $R7$ и $R8$ обеспечивают аналогу высокую температурную стабильность работы.

Симистор TIC226M, допустимый ток которого 8 А, позволяет управлять нагрузкой мощностью до 1 кВт. Для нагрузок мощностью до 2 кВт можно использовать симисторы с допустимым током 15...16 А.

Вместо симистора TIC226M можно применить отечественный тринистор КУ208Г. Однако он обладает существенно худшей чувствительностью. Для надежного срабатывания через управляющий электрод тринистора КУ208Г должен протекать ток значением не менее 250 мА при температуре окружающей среды -60 °С или 170 мА — при комнатной. Поэтому при использовании тринистора КУ208Г сопротивление резистора $R4$ следует уменьшить до 100 Ом, а индуктивность дросселя $L1$ — до 100 мкГн. Соответственно транзисторы и диоды в аналоге динистора (рис. 2) должны выдерживать токи до 0,3 А.

Уровень помех, создаваемых таким регулятором, будет существенно выше. Кроме того, он будет обладать меньшей стабильностью при работе на нагрузку с индуктивной составляющей.

Падение напряжения на симисторе $VS1$ равно примерно 2 В, поэтому при нагрузке мощностью более 100 Вт симистор необходимо установить на соответствующий теплоотвод. При меньшей нагрузке теплоотводом может служить сама печатная плата регулятора. Для этого симистор в корпусе ТО220 следует положить на фольгированную сторону печатной платы, привинтить его винтом М3 с гайкой, а под местом установки симистора оставить участок фольги площадью 3...5 см².

В любительских конструкциях часто вместо симистора используют диодный мост и тринистор, что увеличивает стоимость компонентов и размеры конструкции. Такое решение примерно удваивает потери мощности в регуляторе и сужает диапазон допустимых нагрузок. Кроме того, зарядка накопительного конденсатора происходит однополярным напряжением, что, как верно подмечено в статье Маслова А. «Еще раз о тринисторном регуляторе мощности» (Радио, 1994, № 5, с. 37), приводит к сбоям в работе регулятора при малой установленной мощности.

Говоря о статье Маслова А., нельзя не упомянуть, что предлагаемый им способ снижения скорости нарастания напряжения на тринисторе (dV/dt) может привести к порче тринистора из-за его перегрузки импульсным током в момент включения, поскольку ток разрядки конденсатора, шунтирующего тринистор, никак не ограничен. Если использовать высококачественный конденсатор с малым внутренним сопротивлением, то тринистор почти наверняка будет разрушен превышением значения тока или скорости нарастания тока (dV/dt). Чтобы устранить этот недостаток, нужно последовательно с накопительным конденсатором включить проволочный или объемный углеродный резистор сопротивлением не менее 10 Ом. Металлопленочные и углеродно-пленочные резисторы для этой цели непригодны, так как могут выйти из строя из-за большой мгновенной рассеиваемой мощности в момент включения тринистора.

В описываемом регуляторе мощности (рис. 1) скорость изменения напряжения на симисторе $VS1$ ограничена конденсаторами $C2$, $C3$, а ток их разрядки при открытии симистора — дросселем $L1$. Современные симисторы выдерживают скорость нарастания напряжения 50...200 В/мкс, а некоторые даже до 750 В/мкс, так что сравнительно небольшая емкость конденсаторов $C2$, $C3$ предотвращает ложные срабатывания симистора даже при низкоомных нагрузках. С сожалением приходится отметить, что морально устаревшие отечественные тринисторы серии КУ208 имеют только 10 В/мкс.

Одновременно дроссель $L1$ и конденсаторы $C2, C3$ образуют помехоподавляющий фильтр нижних частот. Дроссель должен выдерживать ток нагрузки без насыщения магнитопровода. В качестве магнитопровода автор использовал кольцо наружным диаметром 26,5, внутренним 14,5 и толщиной 7,5 мм из порошкового железа с магнитной проницаемостью 75. Обмотка содержит 58 витков провода ПЭВ-2 диаметром 1 мм. Такой дроссель пригоден для работы с нагрузкой мощностью до 1 кВт. При использовании тринистора КУ208Г число витков дросселя следует уменьшить до 40.

Конденсаторы $C2$ и $C3$ должны быть типа $X1$ или $X2$ (это международное обозначение конденсаторов), специально предназначенные для включения между сетевыми проводами; они — в корпусах из самогасящего пластика, предотвращающего пожары, возможные при пробое конденсаторов. На корпусе конденсатора такого типа должно быть указано его номинальное напряжение 250VAC, что соответствует применению в сети переменного тока (AC = alternated current, т. е. переменный ток). Кроме того, на корпусах должны присутствовать условные знаки тестовых лабораторий, которые проверили данный тип конденсатора и признали его пригодным для использования в сети переменного тока. Корпусы хороших конденсаторов, как правило, усеяны такими знаками, поскольку они прошли испытания во многих лабораториях. В крайнем случае вместо конденсатора типа $X1$ или $X2$ можно применить металлопленочный или бумажный конденсатор на номинальное напряжение не менее 400 В.

Журнал «Радио», 1998, № 6, с. 60

Ю. НИГМАТУЛИН

РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ ШИРОКОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Предлагаемое электронное устройство может быть с успехом использовано для регулирования рабочей температуры жала электро-паяльника, электроплиты, электропечи и других подобных нагрузок с большой тепловой инерцией.

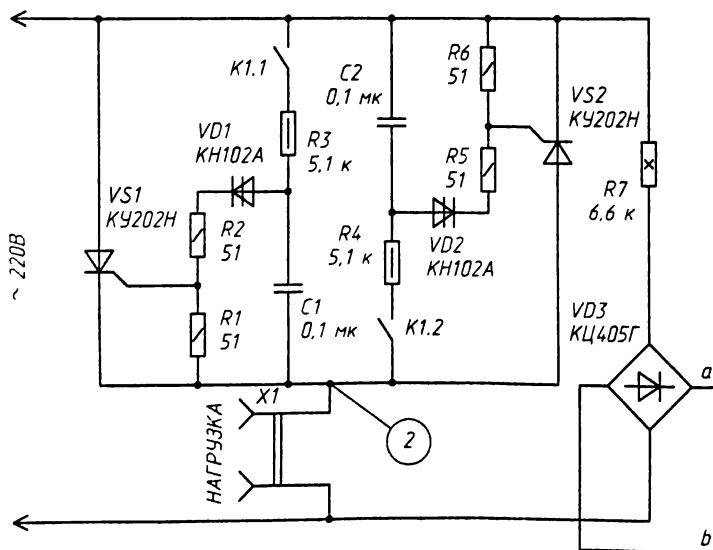


Рис. 1

От аналогичных регуляторов мощности, описанных ранее в журнале «Радио», предлагаемое устройство отличается простотой управления тринисторами, коммутирующими нагрузки, работающие в повторно-кратковременном режиме. Такой режим характерен тем, что длительность цикла регулирования постоянна, а длительность включения нагрузки и паузы изменяется или, говоря иначе, изменяется скважность — отношение времени включения нагрузки к длительности цикла регулирования. В варианте регулятора, о котором идет речь, длительность цикла выбрана равной 45 с, а диапазон плавного регулирования мощности в нагрузке — 5...95%. Максимальная мощность нагрузки — 2 кВт.

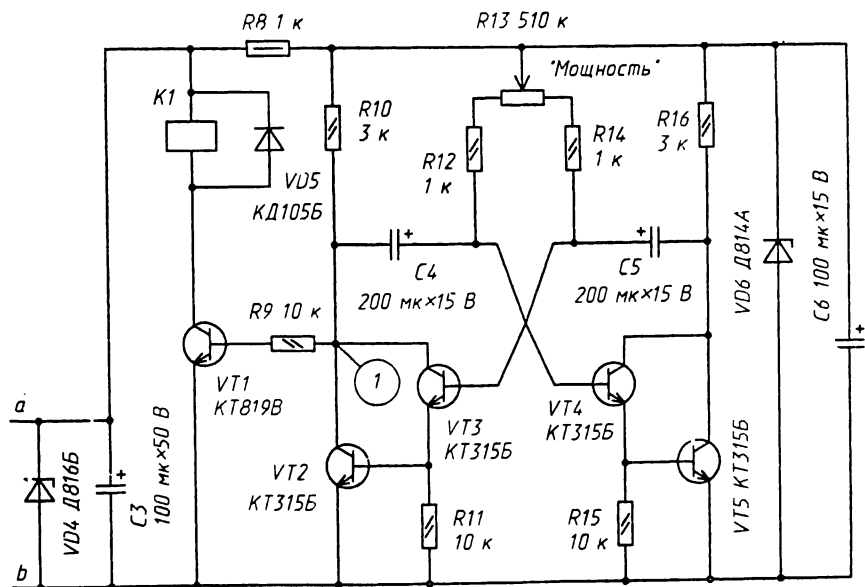
Регулятор мощности (рис. 1) состоит из симметричного мультивибратора на транзисторах *VT2–VT5*, усилителя тока мультивибратора на транзисторе *VT1*, электромагнитного реле *K1* и тринисторов *VS1* и *VS2*, выполняющих функцию электронных коммутаторов. Резистором *R13* изменяют скважность импульсов управления на коллекторе транзистора *VT2*, а следовательно, и мощность в нагрузке, подключаемой к разъему *X1*. При этом период следования импульсов мультивибратора изменяется незначительно. Резисторы *R12* и *R14* ограничивают ток в базовых цепях транзисторов *VT3*, *VT4* при крайних положениях движка переменного резистора *R13*.

Источником питания мультивибратора служит стабилизатор, образованный резистором *R8*, стабилитроном *VD6* и конденсатором *C6*.

Диодный мост *VD3*, резистор *R7*, гасящий избыточное напряжение сети, конденсатор *C3*, сглаживающий пульсации выпрямленного напряжения, — бестрансформаторный блок питания устройства: Стабилитрон *VD4* ограничивает напряжение на выходе выпрямителя до 25...28 В, когда транзистор *VT1* закрыт и реле *K1* в его коллекторной цепи обесточено.

Коммутация нагрузки осуществляется контактами *K1.1* и *K1.2* реле *K1* в цепях запуска тринисторов *VS1*, *VS2*. Узел запуска тринистора *VS1* образуют контакты *K1.1* реле, резистор *R3*, конденсатор *C1*, динистор *VD1* и резисторы *R2*, *R1*, а узел запуска тринистора *VS2* — контакты *K1.2*, резистор *R4*, конденсатор *C2*, динистор *VD2* и резисторы *R5*, *R6*.

Когда обмотка реле обесточена и контакты *K1.1* и *K1.2* разомкнуты, оба тринистора находятся в закрытом состоянии и мощность в нагрузке равна нулю. Когда же



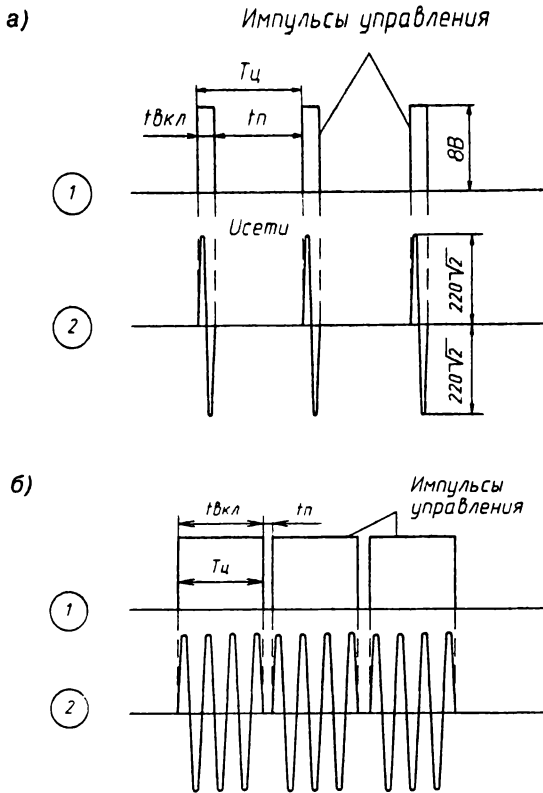


Рис. 2

напряжения. А так как напряжение включения динистора $VD1$ составляет примерно 20 В, то коммутация нагрузки происходит при таком же напряжении с малым уровнем помех, не оказывающих заметного влияния на работу других электроприборов, питающихся от той же сети переменного тока. При закрытии транзистора $VT1$ обмотка реле $K1$ обесточивается, контакты $K1.1$ и $K1.2$ размыкаются и нагрузка отключается от сети.

С прступлением на базу $VT1$ очередного управляющего импульса мультивибратора цикл регулирования мощности в нагрузке повторяется.

Принцип работы регулятора иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 2. На нем диаграммы а соответствуют режиму минимальной мощности, а диаграммы б — максимальной.

Детали узла управления смонтированы на печатной плате размерами 110×42 мм (рис. 3), выполненной из одностороннего фольгированного стеклотекстолита. Остальные — на макетной плате (печатная плата не разрабатывалась), размеры которой диктовались габаритами подобранных деталей. Оксидные конденсаторы — К50-6. Резистор $R7$ составлен из трех последовательно соединенных резисторов ПЭВ-10 или ПЭВ-7,5 сопротивлением 2,2 кОм каждый. Он заменен конденсатором емкостью 0,47 мкФ на номинальное напряжение не менее 400 В. Параллельно этому конденсатору следует подключить резистор сопротивлением 510 кОм 0,5 Вт, последовательно с конденсатором — 36 Ом такой же мощности. Переменный резистор $R13$ — СП-I группы А, остальные — МЛТ.

импульсом управления открывается транзистор $VT1$, реле $K1$ срабатывает и замкнувшимися контактами $K1.1$ и $K1.2$ включает цепи запуска тринисторов. С этого момента тринистор $VS1$ начинает пропускать положительную полуволну сетевого напряжения, а $VS2$ — отрицательную.

Тринистор $VS1$ открывается импульсом тока разрядки конденсатора $C1$, поступающим на его управляющий электрод через динистор $VD1$. Заряжается же конденсатор $C1$ сетевым напряжением через резистор $R3$ до момента включения динистора. Резистор $R2$ — токоограничивающий. Резистор $R1$ необходим для надежного закрытия тринистора $VS1$. Пока тринистор открыт, падение напряжения на нем не оказывает никакого влияния на цепь запуска до конца полупериода сетевого напряжения.

Аналогично работает и тринистор $VS2$, но при отрицательной полуволне сетевого

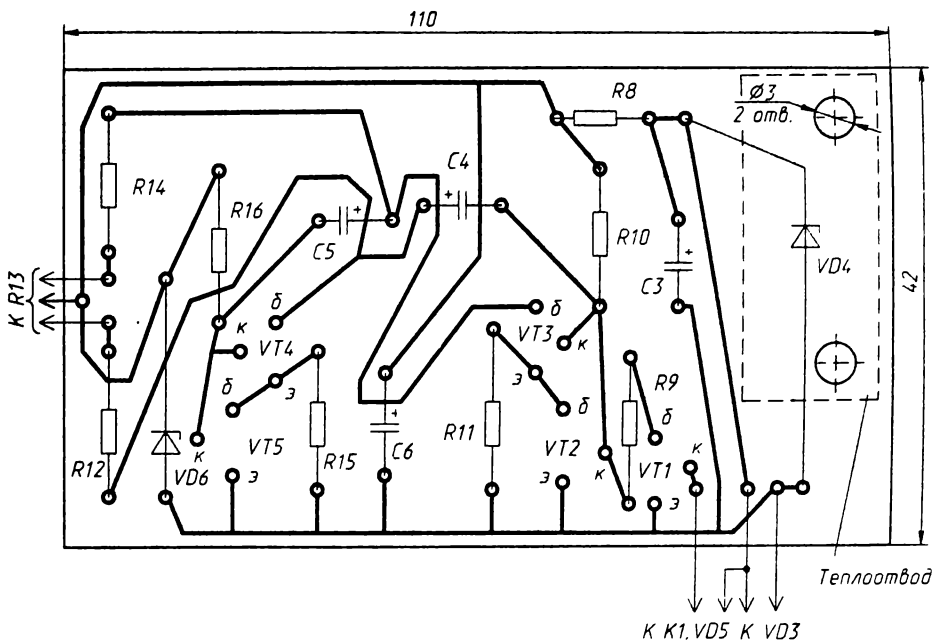


Рис. 3

Транзисторы $VT2-VT5$ — любые кремниевые структуры $n-p-n$ со статическим коэффициентом передачи тока базы не менее 30. Транзистор $VT1$ может быть $KT815$ или $KT817$ с буквенным индексом Б-Г. Вместо тринисторов $KU202H$ ($VS1, VS2$) подойдут $KU202M, KU202K, KU202L$. Реле $K1$ — РЭС47 на напряжение срабатывания 24 В.

Конструктивно регулятор выполнен в корпусе от абонентского громкоговорителя. Переменный резистор $R13$ установлен на место регулятора громкости. Если он группы А, то шкала регулирования мощности получается линейной. Тринисторы $VS1, VS2$ и стабилитрон $VD4$ установлены на ребристые теплоотводы.

Безошибочно собранный регулятор не требует налаживания. Для проверки его работоспособности к разъему $X1$ надо подключить лампу накаливания мощностью 100...200 Вт. Изменение длительности свечения лампы и паузы между ее включениями при вращении ручки резистора $R13$ «Мощность» свидетельствует об исправной работе устройства.

Нагружкой описанного регулятора вот уже более двух лет служит электроплита, у которой вышел из строя биметаллический регулятор температуры нагрева. Средняя ежедневная длительность работы — 3...4 ч. За все время эксплуатации не было ни одного отказа, полностью отпали проблемы с контактами биметаллического терморегулятора.

Журнал «Радио», 1998, № 7, с. 40

С. МИЛЕНКОВ, С. УЗУНОВ

ТРИНИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ, ТОКА, ТЕМПЕРАТУРЫ

Для регулирования или стабилизации напряжения на нагрузке, температуры различных электронагревательных приборов, освещенности, зарядного тока аккумуляторных батарей весьма эффективны устройства, выполненные на тринисторах

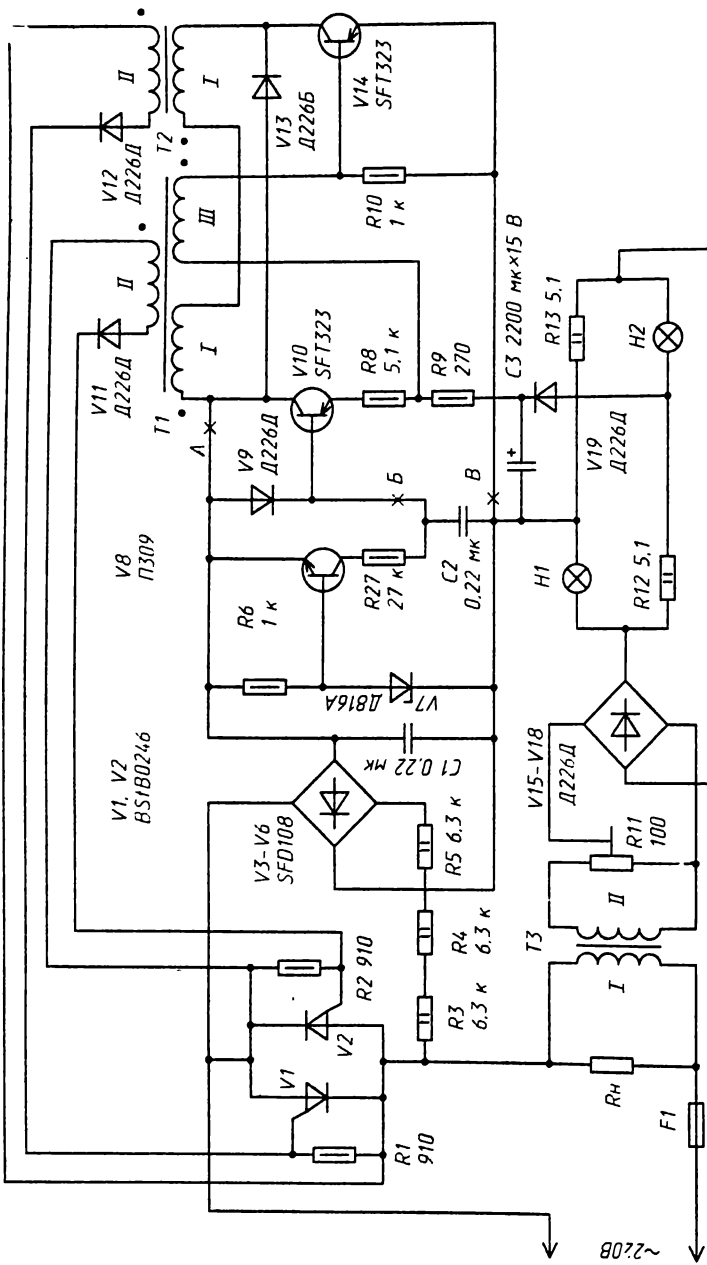


Рис. 1

При определенных условиях подобные регуляторы можно применить и для питания электродвигателей, для работы с другими нагрузками индуктивного характера.

На рис. 1 показана схема тринисторного стабилизатора эффективного значения напряжения на нагрузке. В начале каждого полупериода напряжения сети, когда тринисторы $V1, V2$ еще закрыты, конденсатор $C2$ заряжается через электронный ключ, собранный на транзисторе $V8$. Как только напряжение на конденсаторе $C2$ превысит напряжение на конденсаторе $C3$, транзистор $V10$ откроется и запустит блокинг-генератор (транзистор $V14$). При этом формируется сигнал, открывающий один из тринисторов ключа $V1V2$. Нагрузкой транзистора $V14$ служат последовательно включенные первичные обмотки двух импульсных трансформаторов $T1$ и $T2$. Один из них — $T1$ — содержит дополнительную обмотку III , обеспечивающую положительную обратную связь в блокинг-генераторе.

Как только откроется тринисторный ключ, конденсатор $C1$ разряжается через транзистор $V14$, а конденсатор $C2$ — через транзистор $V10$ и диод $V9$. С началом очередного полупериода описанный процесс повторяется. Напряжение обратной связи на конденсаторе $C3$ формируется устройством, состоящим из трансформатора напряжения $T3$, диодного выпрямителя $V15-V18$ и неравновешенного моста на лампах $H1, H2$ и резисторах $R12, R13$. Здесь использовано свойство лампы накаливания изменять свое сопротивление при изменении тока через лампу: выходное напряжение моста оказывается пропорциональным эффективному значению напряжения, подводимого к мосту, а значит, напряжению на нагрузке R_n тринисторного стабилизатора.

Напряжение с моста выпрямляется диодом $V19$ и сглаживается конденсатором $C3$ большой емкости. Если необходимо стабилизировать среднее значение напряжения на нагрузке R_n , мост $H1R13H2R12$ нужно заменить цепью, состоящей из стабилитрона и резистора (рис. 2). Для того чтобы стабилизатор напряжения превратить в стабилизатор тока, нужно трансфор-

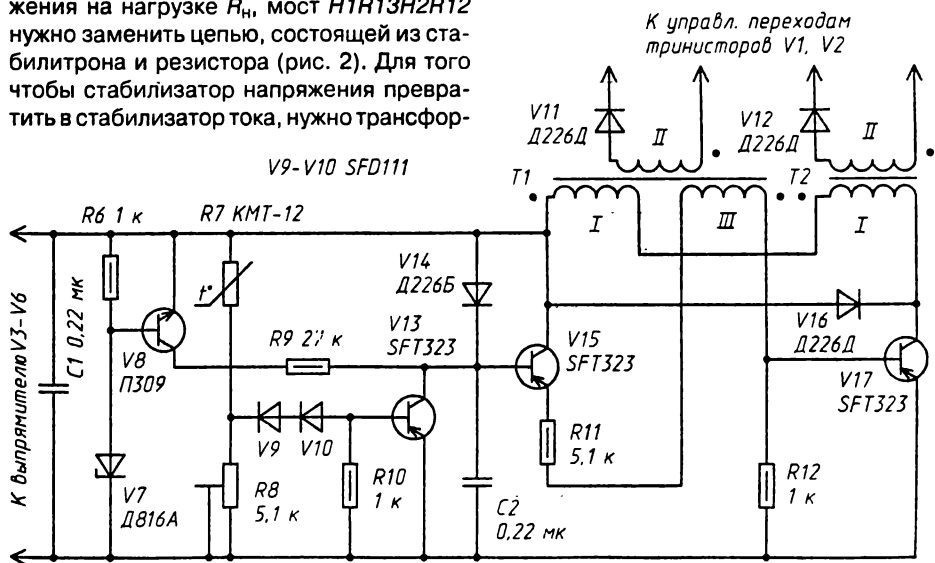
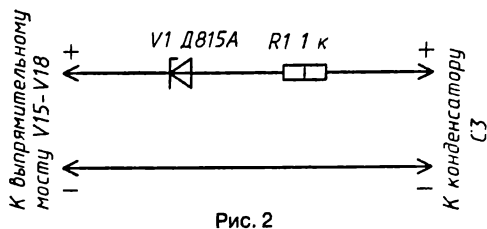


Рис. 3

мотор напряжения ТЗ заменить трансформатором тока, включив его первичную обмотку последовательно с нагрузкой R_n . На рис. 3 показан вариант схемы устройства, предназначенного для стабилизации температуры термостата или какого-либо другого объекта с электронагревателем. Датчиком температуры служит терморезистор $R7$, образующий с подстроечным резистором $R8$ делитель напряжения. При повышении температуры в зоне установки терморезистора его сопротивление уменьшается, ток через транзистор $V13$ увеличивается, что приводит к снижению напряжения, до которого заряжается конденсатор $C2$. В результате угол открывания тринисторов увеличивается и мощность нагревателя снижается.

При подключении стабилизаторов в сеть в первый момент сигнал обратной связи равен нулю и тринисторный ключ открывается с минимальным углом включения, т. е. к нагрузке поступает полное сетевое напряжение. Если это создает опасность выхода из строя нагрузки, в управляющем устройстве стабилизаторов нужно предусмотреть узел, обеспечивающий плавное повышение напряжения на нагрузке при включении в сеть. Схема одного из таких узлов показана на рис. 4. Узел подключают к стабилизатору в точках А, Б и В (рис. 1).

При включении конденсатор $C1$ узла заряжается через переменный резистор $R2$. Сначала зарядный ток большой и поэтому напряжение на нижнем выводе движка резистора $R2$ велико. Транзистор $V1$ открыт и шунтирует конденсатор $C2$ в стабилизаторе, т. е. в момент включения угол включения тринисторов максимален.

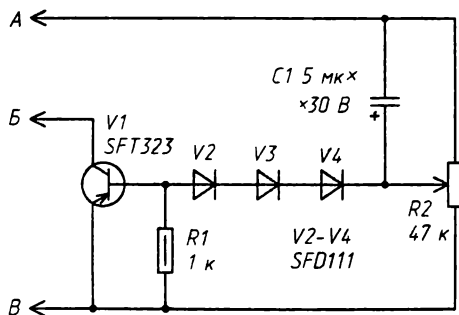


Рис. 4

По мере того как заряжается конденсатор $C1$, базовый ток транзистора $V1$ уменьшается, а напряжение, до которого заряжается конденсатор $C2$, возрастает, что приводит к плавному уменьшению угла включения тринистора. Когда конденсатор $C1$ полностью зарядится, транзистор $V1$ закроется и перестанет влиять на работу стабилизатора. Постоянную времени зарядной цепи конденсатора $C1$ выбирают несколько большей постоянной времени цепи обратной связи стабилизатора.

Примененные в стабилизаторах импульсные трансформаторы намотаны на магнитопроводах, Ш6×6 (можно использовать магнитопроводы от трансформаторов транзисторных приемников). Обмотки I содержат 60 витков, а обмотки II и III — 120 витков провода ПЭЛ-0,3. При изготовлении трансформаторов следует иметь в виду, что амплитуда импульсов напряжения на обмотках I при работе устройств может достигать 220 В. Трансформатор ТЗ любой, рассчитанный на мощность не менее 2 Вт. Напряжение на выводах вторичной обмотки должно быть около 8 В при напряжении на первичной обмотке 220 В. В неуравновешенном мосте стабилизатора напряжения (рис. 1) использованы лампы на напряжение 12 В и ток 0,1 А. Резисторы $R12$, $R13$ должны иметь малый температурный коэффициент сопротивления.

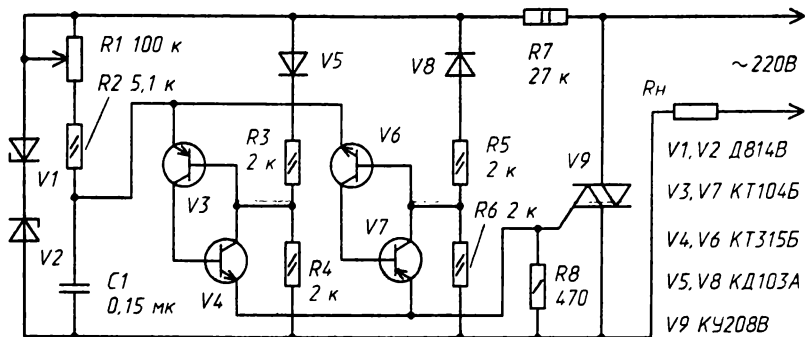
Журнал «Радио», 1979, № 9, с. 24

В. ТИХОНОВ

РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ НА СИМИСТОРЕ

Устройство (см. схему) предназначено для регулирования мощности, подводимой к активной нагрузке (лампам накаливания, нагревательным приборам) от сети

переменного тока. Ключевым элементом регулятора служит симистор — симметричный тринистор. Это позволяет обойтись без выпрямительного моста с мощными диодами, включаемого последовательно с нагрузкой в случае применения обычных тринисторов, а значит, и без дополнительных радиаторов, увеличивающих массу и габариты всего устройства, особенно при значительной регулируемой мощности. Регулятор рассчитан на работу в сети с напряжением 220 В частотой 50 Гц. Пределы регулирования — от нуля почти до 220 В. Максимальная мощность нагрузки — 1,1 кВт. Ток, потребляемый устройством управления, не превышает 10 мА.



При положительной полуволне сетевого напряжения (плюс на верхнем по схеме сетевом проводе) на цепи $V1, V2$ создается падение напряжения. Оно определяется в основном напряжением стабилизации стабилитрона $V2$. Напряжение на конденсаторе $C1$ начинает увеличиваться экспоненциально, с постоянной времени $(R1 + R2)C1$. Как только напряжение на конденсаторе превзойдет напряжение в точке соединения резисторов делителя $R3R4$, открываются транзисторы $V3$ и $V4$, включенные по схеме аналога однопереходного транзистора. Конденсатор $C1$ разряжается через управляющий переход симистора что приводит к его открыванию. Диод $V8$ закрыт, и ток через цепь $R5R6$ не протекает. Время задержки открывания симистора, а следовательно, и мощность выделяемую в нагрузке R_n , можно изменять переменным резистором $R1$. По окончании положительной полуволны сетевого напряжения симистор закрывается.

При отрицательной полуволне устройство работает аналогично, только в работе участвуют резистивный делитель $R5R6$ и транзисторы $V6, V7$.

При большой мощности нагрузки регулятор необходимо включать через заградительный LC-фильтр для предотвращения попадания в сеть коммутационных помех.

Вместо стабилитронов Д814В можно применить два любых однотипных стабилитрона с напряжением стабилизации 9...12 В или один двуханодный стабилитрон на то же напряжение. Транзисторы можно использовать любые маломощные кремниевые соответствующей проводимости с допустимым напряжением коллектора не менее 15 В. Вместо КД103А применимы любые маломощные кремниевые диоды. Конденсатор $C1$ — КМ-6 или любой другой.

Выбор радиатора для симистора по площади рассеяния определяется мощностью нагрузки. При мощности, не превышающей 200 Вт, радиатор не обязателен. Регулятор можно смонтировать в небольшой коробке из терморезистивной пластмассы. На одной грани нужно установить два штырька для включения в сетевую розетку, а на противоположной — гнезда для включения вилки нагрузки и ручку регулятора напряжения.

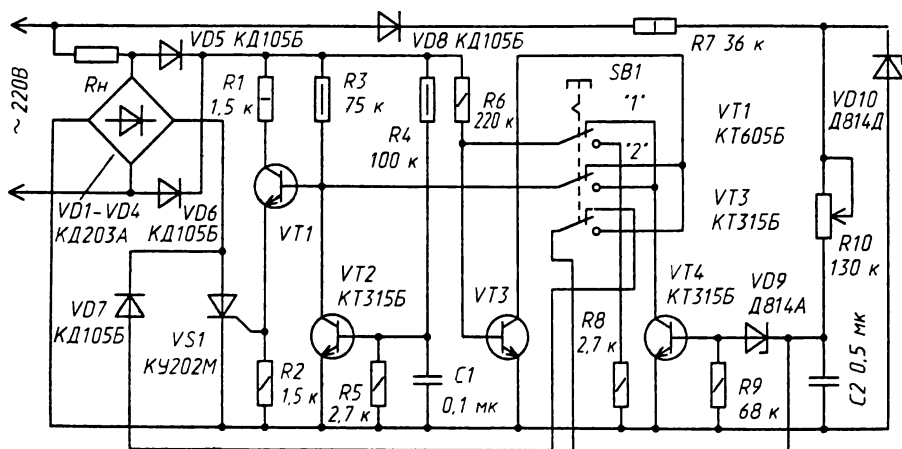
Резисторы $R3$ – $R6$ следует выбрать с пятипроцентным допуском, а стабилитроны $V1$ и $V2$ подобрать с одинаковым напряжением стабилизации.

Н. ДРОБНИЦА

РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Как известно, традиционные тринисторные регуляторы мощности являются источниками радиопомех. Их интенсивность зависит от амплитуды мгновенного напряжения, при котором открывается тринистор, мощности нагрузки. длины соединительных проводников и ряда других причин.

Для минимизации уровня помех в последнее время все чаще применяют регуляторы, в которых изменяется число полупериодов тока, протекающих через нагрузку за определенный промежуток времени. В регуляторе мощности, описанном ниже (см. схему), тринистор открывается только в начале полупериода сетевого напряжения, т. е. при мгновенном напряжении сети, не превышающем 20 В.



Регулятор предназначен для подключения электронагревательных приборов мощностью до 2,2 кВт. В положении «1» переключателя *SB1* он позволяет регулировать в пределах 20...50%, а в положении «2» — 50...100% полной мощности.

На транзисторе *VT1* собран ключ, управляющий работой тринистора *VS1*. Резисторы *R4*, *R5* выбраны такими, что транзистор *VT2* будет открыт, если мгновенное напряжение сети превысит 20 В. В этом случае транзистор *VT1* и тринистор *VS1* закрыты. Для того чтобы транзистор *VT2* не закрывался при мгновенном напряжении сети менее 20 В, введен конденсатор *C1*.

В зависимости от положения переключателя *SB1* транзистор *VT3* выполняет различные функции. В положении «1» он инвертирует сигнал, поступающий с транзистора *VT4*, а в положении «2» обеспечивает разрядку конденсатора *C2*, когда закрывается тринистор *VS1*. Если переключатель *SA1* установлен в положение «2», управляющий сигнал на транзистор *VT1* поступает непосредственно с транзистора *VT4*.

При включении устройства в сеть (переключатель *SB1* в положении «1») пульсирующее напряжение с диодного моста *VD1-VD4* подается на анод тринистора и через диоды *VD5*, *VD6* на узел управления. При положительных полупериодах сетевого напряжения конденсатор *C2* заряжается через резистор *R10*. Напряжение зарядки стабилизировано стабилитроном *VD10*. Пока продолжается этот процесс, транзисторы *VT4*, *VT1* и тринистор закрыты, а транзистор *VT3* открыт, ток через нагрузку *Rн* не протекает. После зарядки конденсатора *C2* до напряжения стабилизации стабилитрона *VD9* через цепь базы транзистора *VT4* начинает протекать ток и он открывается,

а транзистор $VT3$ закрывается. Если конденсатор $C2$ зарядился в начале полупериода сетевого напряжения, открываются транзистор $VT1$ и тринистор $VS1$ и через нагрузку протекает ток (до окончания полупериода). Если же зарядка конденсатора $C2$ затянулась, то тринистор откроется только в начале следующего полупериода, так как открытый транзистор $VT2$ шунтирует эмиттерный переход транзистора $VT1$. Когда тринистор открыт, то конденсатор $C2$ быстро разряжается через диод $VD7$. Таким образом, регулируя время зарядки конденсатора $C2$ резистором $R10$, через нагрузку можно изменять в пределах 20...50% от номинального.

В положении «2» переключателя $SB1$ во время зарядки конденсатора $C2$ транзистор $VT1$ и тринистор открываются в начале каждого полупериода сетевого напряжения. После зарядки этого конденсатора транзистор $VT4$ открывается, и шунтирует цепь базы транзистора $VT1$, поэтому тринистор будет закрыт. После повышения на аноде тринистора мгновенного сетевого напряжения свыше 40 В открывается транзистор $VT3$ и конденсатор $C2$ быстро разряжается.

Если конденсатор $C2$ успевает зарядиться в начале положительного полупериода сетевого напряжения, через нагрузку R_n протекает половина номинального тока. При увеличении времени зарядки конденсатора $C2$ резистором $R10$ ток через нагрузку увеличивается в пределах 50...100% от номинального.

Транзистор $VT1$ устройства должен быть рассчитан на напряжение между коллектором и эмиттером не менее 250 В (кроме указанного на схеме подойдет, например, КТ940А). Статический коэффициент передачи тока используемых транзисторов — не менее 50.

Обратное максимальное напряжение диодов моста должно быть не менее 300 В, а выпрямляемый ток — соответствовать мощности нагрузки. Следует иметь в виду, что ток через диоды моста не превышает половины тока, протекающего через нагрузку. Диоды можно заменить любыми другими, рассчитанными на обратное напряжение не менее 300 В. Тринистор — любой из серий КУ202, с максимальным прямым напряжением не менее 300 В. Диоды моста и тринистор устанавливают на отдельных теплоотводах, позволяющих рассеивать мощность по 5 Вт каждый. Переключатель $SB1$ — П2К.

Журнал «Радио», 1988, № 7, с 46

Л. ЛЕОНТЬЕВ

ПРОСТОЙ РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ

Описываемое ниже устройство предназначено для регулирования температуры паяльника, электропечи, электрокамина, электроплиты. От опубликованного в статье Лукашенко С. «Регулятор мощности, не создающий помех» (Радио, 1987, № 12, с. 22), устройство отличается простотой в изготовлении, обеспечивает плавное регулирование мощности от 0 до 100% в нагрузке до 2 кВт. Тринистор в нем управляется короткими импульсами, что значительно снижает потребляемый электронным блоком ток, а это позволило уменьшить емкость фильтрующего конденсатора блока и рассеиваемую на гасящем резисторе мощность.

Принципиальная схема регулятора изображена на рис. 1, а на рис. 2 показаны временные диаграммы, иллюстрирующие принцип его работы (на диагр. 1–4 напряжения сняты относительно катода тринистора, а на диагр. 5 — между точками 1 и 5). Устройство состоит из мультивибратора с регулируемой скважностью импульсов ($DD1.1$, $DD1.2$), формирователя импульсов ($DD1.4$), узла совпадения ($DD1.3$). Мультивибратор формирует импульсы длительностью от 0 до T при постоянном периоде следования T (диагр. 3). В крайнем нижнем по схеме положении движка переменного резистора $R1$ на выходе элемента $DD1.2$ будет сигнал низкого уровня, что соот-

ветствует нулевой мощности в нагрузке, а в другом — сигнал 1, что соответствует 100% мощности. В моменты, когда выпрямленное сетевое напряжение равно нулю (диагр. 1), формирователь вырабатывает короткие импульсы (диагр. 2). Узел совпадения пропускает на базу транзистора *VT1* пачки импульсов (диагр. 4), которые управляют включением тринистора. Тринистор открывается и пропускает в нагрузку соответствующее число полупериодов выпрямленного напряжения (диагр. 5).

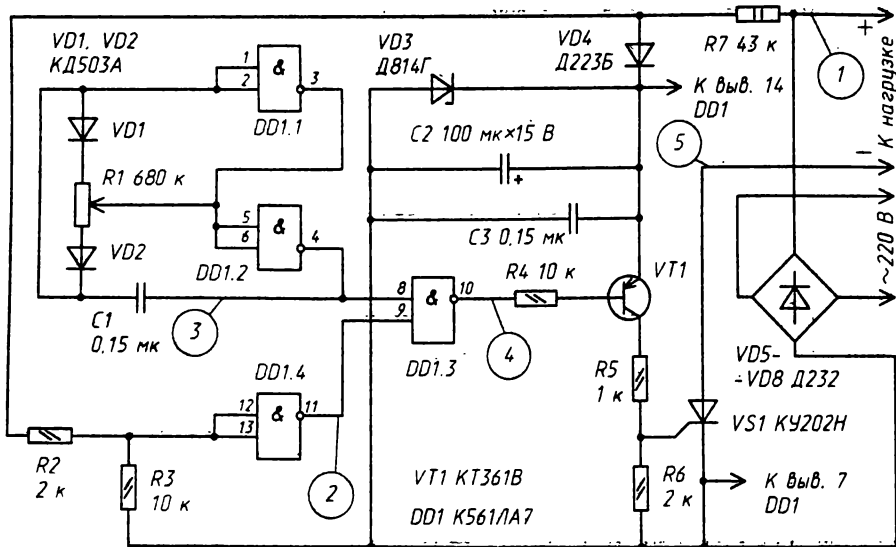


Рис. 1

Все элементы регулятора, за исключением транзистора, диодного моста и переменного резистора, размещены на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1...1,5 мм (рис. 3).

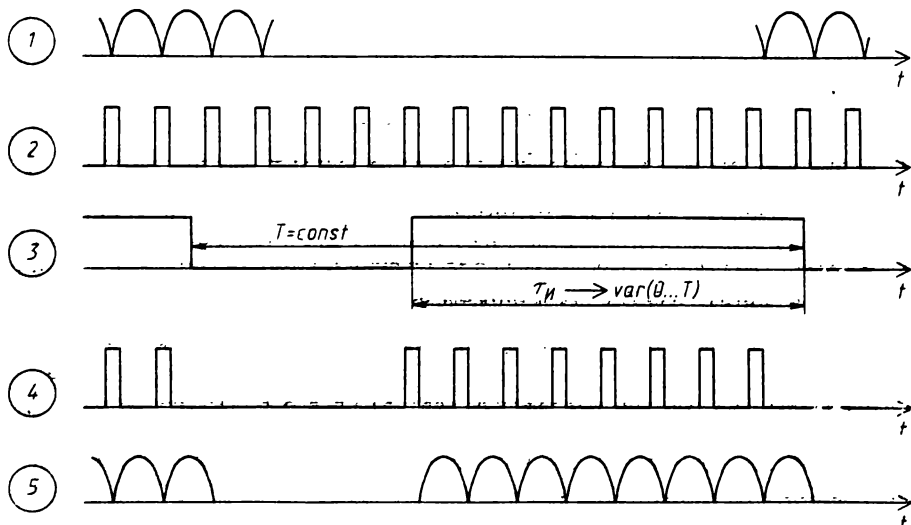


Рис. 2

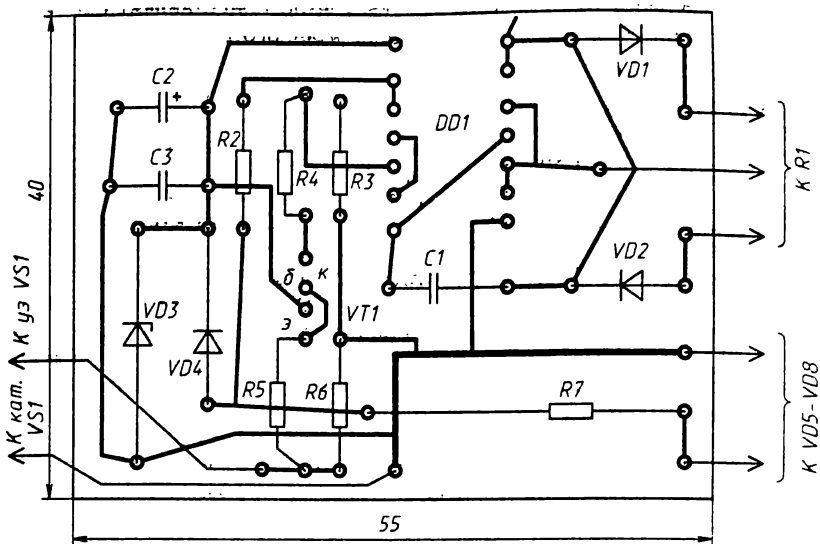


Рис. 3

Микросхему К561ЛА7 можно заменить на К176ЛА7. Переменный резистор $R1$ — любой, группы А; остальные резисторы МЛТ. Конденсаторы $C1, C3$ — КМ-5, КМ-6 или любые другие керамические. Вместо диодов КД503А можно использовать КД514А, КД522А. Транзистор КТ361В можно заменить на КТ361А, КТ326А или другой кремниевый $p-p$ транзистор со статическим коэффициентом передачи тока 30...60.

Если мощность нагрузки не превышает 75 Вт, в выпрямительном мосте можно использовать диоды Д226Б, Д226В или Д237Б, Д237Ж, а триностор КУ201К, КУ201Л.

Для надежной работы регулятора необходимо, чтобы проводники, соединяющие выводы переменного резистора $R1$ с платой, должны быть минимальной длины. Регулятор можно использовать с нагрузкой, не имеющей выключателя питания, так как в крайнем нижнем по схеме положении движка переменного резистора управляющие импульсы на триностор не поступают.

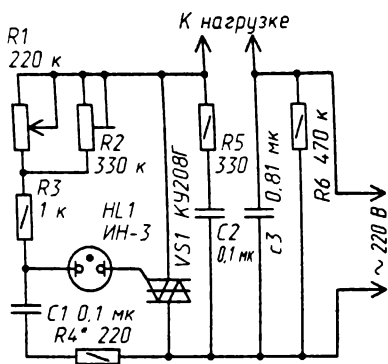
Увеличив период колебаний мультивибратора, регулятор можно использовать для получения световых эффектов. Для этого необходимо соответственно увеличить емкость конденсатора $C1$. Лампы, подключенные к выводам «Нагрузка», будут мигать с частотой мультивибратора.

Журнал «Радио», 1989, № 7, с. 32

В. ФОМИН

СИМИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР МОЩНОСТИ

Он предназначен для изменения числа оборотов коллекторных двигателей, например, пылесосов мощностью до 600 Вт, а также регулирования мощности нагревательных и осветительных приборов. Несмотря на сравнительную простоту (см. схему) регулятор надежен в работе и устойчиво поддерживает заданный уровень мощности. Диапазон регулируемой мощности может быть задан подстроечным резистором $R2$. Переменным резистором $R1$ плавно изменяют мощность в заданном диапазоне на подключенной к регулятору нагрузке



Регулятор представляет собой как бы аналог мощного резистора, включенного последовательно с нагрузкой. Изменением сопротивления резистора регулируют выделяемую на нагрузке мощность. Мощным резистором является симистор VS1, продолжительность открытого состояния которого в каждый полупериод сетевого напряжения зависит от момента срабатывания порогового элемента — неоновой лампы HL1 (она же служит индикатором работы регулятора). Момент же зажигания лампы определяется в данном случае суммарным сопротивлением резисторов R1 и R2. Цепочка C1R4, являясь плечом делителя напряжения, определяет минимальный порог регулируемой мощности.

В качестве порогового элемента может быть применена любая неоновая лампа с порогом зажигания 70...90 В, рабочим током 0,3...5 мА и симметричной вольт-амперной характеристикой. Хорошие результаты были получены автором со стартером для люминесцентных ламп на напряжение 127 В, из которого предварительно удален конденсатор. В этом варианте резистор R1 должен быть с номинальным сопротивлением 100 кОм.

Резистор R1 — СП-1, R2 — СПЗ-16, остальные резисторы — МЛТ-0,25. Конденсаторы — К73-11 или аналогичные (т. е. рассчитанные на работу в цепях переменного тока) на номинальное напряжение не менее 160 В (C1) и 400 В (C2 и C3).

Для повышения надежности и ресурса работы регулятора можно рекомендовать увеличить сопротивление резистора R4 настолько, чтобы симистор четко открывался при крайнем верхнем по схеме положении движка резистора R1.

Журнал «Радио», 1991, № 7, с. 63

С. БИРЮКОВ

СИМИСТОРНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ

Использование симисторов в регуляторах мощности и различных автоматических коммутаторах затруднено из-за необходимости обеспечения сравнительно большого тока управляющего электрода — 150 мА для симисторов серии КУ208. Управление симистором постоянным током требует большой мощности, а при импульсном управлении необходим формирователь, обеспечивающий короткие импульсы в момент прохождения сетевого напряжения через «нуль» и имеющий общий вывод с одним из сетевых проводов.

Автор статьи рассматривает новые варианты управления симистором в простых регуляторах мощности и электронных выключателях.

Основой электронного устройства, схема которого приведена на рис. 1, послужил регулятор, описанный Нечаевым И. в статье «Регулятор мощности, не создающий помех» (Радио, 1991, № 2, с. 67). Отличие предлагаемого варианта регулятора заключается в основном в ис-

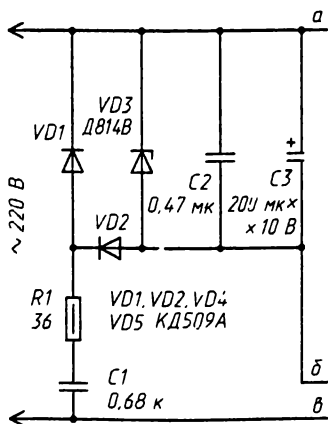


Рис. 1

пользовании в нем симистора вместо триностора, что позволило исключить выпрямительный мост, составленный из мощных диодов. В результате число элементов, устанавливаемых на теплоотвод при выходной мощности 1 кВт, сократилось с пяти до одного.

Регулирование мощности в нагрузке, как и в описанном ранее устройстве, осуществляется изменением числа полупериодов сетевого напряжения, подаваемого на нее в течение некоторого интервала времени, поэтому предлагаемый регулятор можно использовать для работы лишь с такими нагрузками, как, например, электроплитка, камин, паяльник и другими подобными электронагревательными приборами.

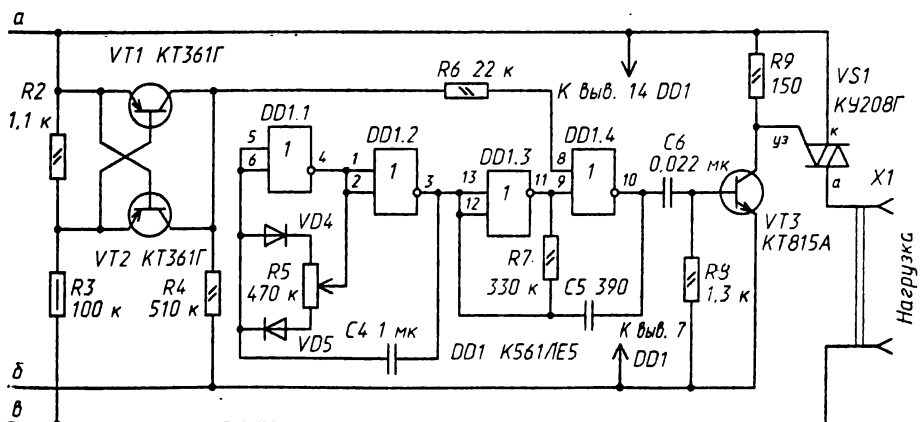
Включение симистора происходит вблизи момента перехода сетевого напряжения через «ноль», что снижает уровень помех по сравнению с регуляторами, в которых использован фазоимпульсный метод регулирования.

Диоды $VD1-VD2$, стабилитрон $VD3$, конденсаторы $C1-C3$ и резистор $R1$ образуют источник питания устройства напряжением около 10 В (при максимальном выходном токе 18...20 мА). Он выгодно отличается от источника, использованного Нечаевым И., меньшей потребляемой от сети и соответственно меньшей рассеиваемой мощностью при вдвое большем выходном токе.

Оригинальным является формирователь импульсов частотой 100 Гц, выполненный на транзисторах $VT1, VT2$ и резисторах $R2-R4$. При положительном полупериоде сетевого напряжения на верхнем (по схеме) сетевом проводе транзистор $VT1$, включенный по схеме с общим эмиттером, открыт и насыщен — напряжение на его коллекторе близко к эмиттерному (транзистор $VT2$ закрыт). При отрицательном полупериоде закрыт транзистор $VT1$, но открыт и насыщен транзистор $VT2$, включенный по схеме с общей базой, и напряжение на его коллекторе имеет тот же знак и амплитуду.

Лишь в моменты, когда сетевое напряжение по абсолютному значению меньше 40...50 В, оба транзистора закрыты и напряжение на их коллекторах близко к напряжению на выводе 7 микросхемы $DD1$. При этом разрешена работа генератора импульсов на элементах $DD1.3, DD1.4$. Импульсы частотой около 5 кГц с его выхода дифференцируются цепью $C6R8$, усиливаются транзистором $VT3$ и включают симистор $VS1$.

Однако работой этого генератора управляет и генератор, собранный на элементах $DD1.1$ и $DD1.2$. Частота формируемых им импульсов — около 2 Гц, а скважность можно регулировать переменным резистором $R5$ от 1,01 до 100.



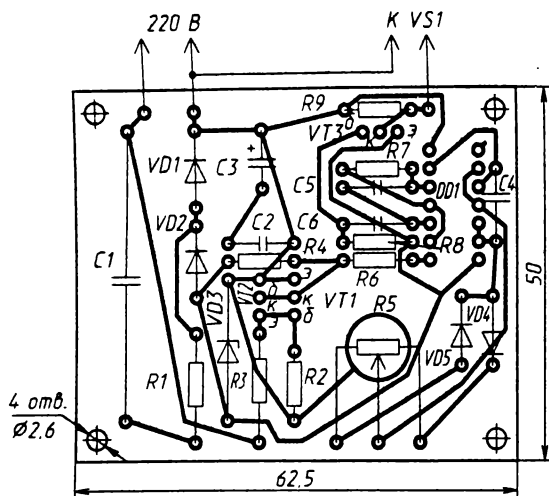


Рис. 2

Все элементы этого варианта регулятора, кроме симистора $VS1$, смонтированы на печатной плате (рис. 2). Плата рассчитана на установку резисторов МЛТ, конденсаторов К73-16 ($C1$), К50-6 ($C3$) (остальные), переменный резистор ($R5$) СПЗ-4аМ или СПЗ-46М. Дiodы $VD1$, $VD2$, $VD4$ и $VD5$ — маломощные кремниевые, стабилитрон $VD3$ — на напряжение стабилизации 10...12 В. Микросхема К561ЛЕ5 заменяема на К176ЛЕ5 или КР1561ЛЕ5. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ могут быть любыми кремниевыми маломощными структуры $p-n-p$, транзистор $VT3$ — средней или большой мощности структуры $p-n-p$ с доступным коллекторным током 150 мА.

Конденсатор К73-16 ($C1$) можно заменить на любой металлопленочный емкостью 0,33...0,68 мкФ на номинальное напряжение не менее 250 В или на бумажный или металлобумажный такой же емкости на номинальное напряжение не менее 400 В. Корпус резистора $R5$ должен быть соединен с плюсовым проводником цепи питания микросхемы, что необходимо для его экранирования. Симистор КУ208Г (или КУ208В) установлен на штыревом теплоотводе размерами 80×60×20 мм.

Предварительно симистор целесообразно проверить на значение тока спрямления, включив его по схеме, приведенной на рис. 3. Напряжение питания анодной цепи симистора должно соответствовать номинальному для лампы накаливания $EL1$, рассчитанной на рабочий ток не менее 150 мА. Плавно увеличивая ток управляющего электрода симистора (резистором $R1$), измеряют его значение непосредственно перед включением лампы. Паспортное значение тока спрямления при комнатной температуре равно 150 мА. Для регулятора следует подобрать симистор с током спрямления не более 70 мА (из проверенных автором 15 симисторов лишь один не соответствовал этому требованию).

Налаживают регулятор следующим образом. Стабилитрон $VD3$ временно отключают, а внешний источник постоянного тока напряжением 9...10 В подключают к конденсатору $C2$. Установив движок резистора $R5$ в среднее положение, с помощью осциллографа или головных телефонов (что очень удобно) контролируют на резисторе $R9$ наличие пачек импульсов частотой около 5 кГц и периодом повторения па-

При напряжении низкого уровня на выходе элемента $DD1.2$ разрешена работа генератора на элементах $DD1.3$ и $DD1.4$, а при высоком запрещена. В результате при перемещении движка резистора $R5$ из одного крайнего положения в другое изменяется соотношение числа полупериодов напряжения сети, подаваемых и не подаваемых на нагрузку, подключенную к разъему $X1$. А так как одному периоду работы управляющего генератора соответствует около 50 полупериодов сетевого напряжения, дискретность регулирования равна примерно 2%.

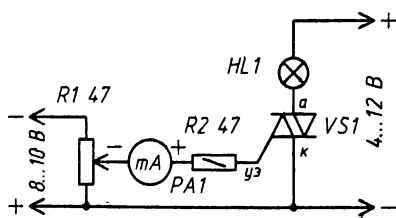


Рис. 3

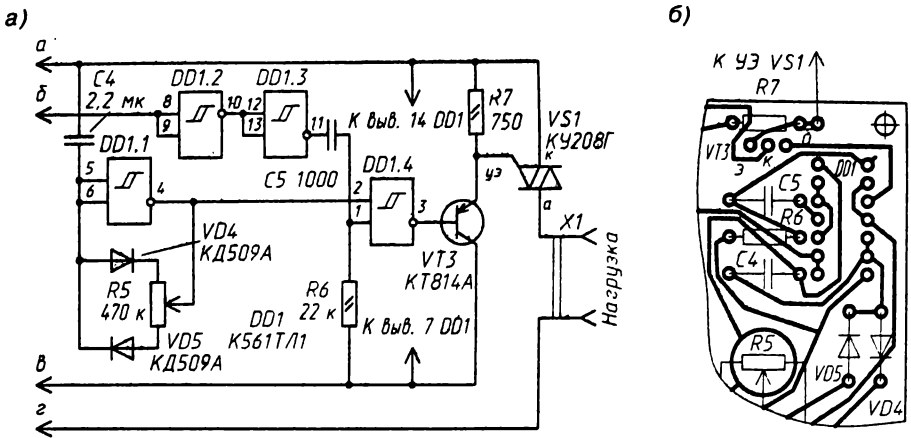


Рис. 4

чек близким к 0,5 с. При перемещении движка переменного резистора длительность пачек должна изменяться практически от нуля до непрерывной последовательности импульсов.

Затем восстанавливают включение стабилитрона (при этом установка симистора на теплоотвод не обязательна), к разъему X1 подключают настольную лампу и на регулятор подают напряжение сети. При перемещении движка резистора R5 лампа должна вспыхивать с частотой около 2 Гц, а длительность ее вспышек — изменяться от нуля до непрерывного свечения.

Устройство можно упростить, если в нем использовать микросхему K561ТЛ1 — четыре триггера Шмитта, каждый из которых выполняет функцию элемента 2И-НЕ. Схема соответствующей части такого варианта устройства показана на рис. 4,а, а фрагмент рисунка монтажной платы, в остальном аналогичной предыдущей, — на рис. 4,б. Источник питания и формирователь импульсов на транзисторах VT1, VT2 остаются без изменений.

Последовательность прямоугольных импульсов низкого уровня, соответствующих моментам нулевого напряжения сети, поступает на нижний по схеме вход элемента DD1.4 через дифференцирующую цепь C5R6. Входные диоды элемента подавляют отрицательные продифференцированные импульсы, а положительные проходят на базу транзистора VT3 — усилителя тока — и далее на управляющий электрод симистора VS1. Длительность управляющих импульсов — около 12 мкс. Они открывают симистор VS1 в начале полупериода.

Прохождение импульсов через элемент DD1.4 разрешает выходной сигнал генератора с регулируемой скважностью, собранный на элементе DD1.1.

Подобный формирователь управляющих импульсов можно использовать в различных автоматических устройствах, например, в термостабилизаторе (рис. 5,а) или автомате включения лестничного освещения (рис. 5,б). В термостабилизаторе использование триггера Шмитта может привести к слишком большой температурной разнице включения и выключения нагревателя, поэтому здесь уместнее микросхе-

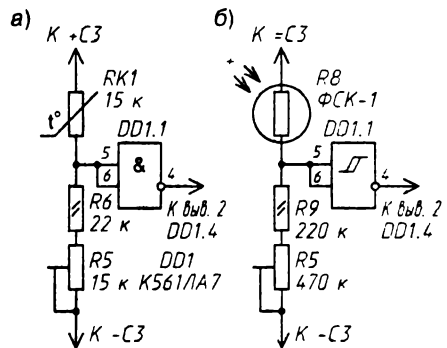


Рис 5

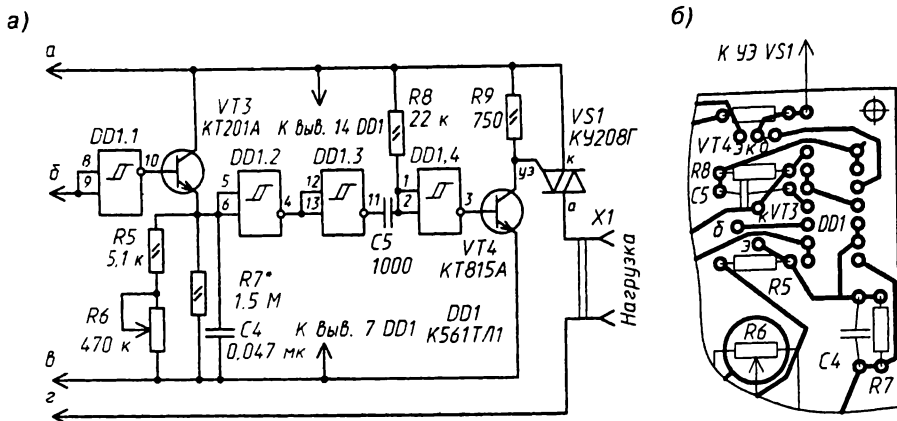


Рис. 6

ма К561ЛА7 или К176ЛА7. В автомате включения освещения гистерезис необходим, поэтому в нем следует использовать микросхему К561ТЛ1.

На рис. 6 приведены схема варианта регулятора с фазоимпульсным управлением симистором и чертеж соответствующего ему участка монтажной платы. Такой регулятор хоть и создает помехи радиоприему, зато позволяет регулировать напряжение питания таких нагрузок, как, например, лампа накаливания, электродвигатель переменного тока.

При прохождении сетевого напряжения через «ноль» импульс отрицательной полярности с выхода формирователя на транзисторах $VT1$ и $VT2$ (на схеме рис. 6, а не показаны) инвертируется элементом $DD1.1$ и через эмиттерный повторитель на транзисторе $VT3$ заряжает конденсатор $C4$ практически до напряжения источника питания. Разряжается конденсатор через резисторы $R5-R7$. При снижении напряжения на нем до порогового элементы $DD1.2$ и $DD1.3$ переключаются, спад импульса с выхода элемента $DD1.3$ дифференцируется цепью $C5R8$ и в виде импульса длительностью около 12 мкс через инвертор $DD1.4$ и транзистор $VT4$ включает симистор $VS1$.

Переменным резистором $R6$ можно регулировать длительность разрядки конденсатора $C4$, изменять момент включения симистора и эффективное напряжение на нагрузке. Резистор $R5$ исключает перегрузку транзистора $VT3$. Подбором резистора $R7$ можно добиться, чтобы максимальному сопротивлению резистора $R6$, работающего как реостат, соответствовало нулевое напряжение на нагрузке.

Конденсатор $C4$ должен быть бумажным или пленочным. Транзистор $VT3$ должен допускать обратное напряжение на эмиттерном переходе не менее напряжения стабилизации стабилитрона $VD3$. Пригодны транзисторы серии КТ201 (с буквенными индексами А, Б, АМ, БМ, а при использовании в источнике питания стабилитрона $VD3$ на напряжение стабилизации 10 В — с индексами В-Д, ВМ-ДМ). Можно также использовать любой кремниевый маломощный транзистор структуры $n-p-n$, включив последовательно с его эмиттерным переходом кремниевый маломощный диод.

Вместо переменного резистора $R6$ можно установить, например, биполярный или полевой транзистор, фотодиод или фоторезистор оптопары. В таком случае регулятор может быть использован в автоматических устройствах типа выключателя с плавным включением лампы накаливания или мощного коллекторного электродвигателя.

Во всех описанных здесь вариантах устройств отсутствуют резисторы, ограничивающие выходной ток элемента, управляющего выходным транзистором, и ток управляющего электрода симистора. Из-за малой длительности импульсов этого тока такое включение совершенно безопасно для радиоэлементов.

При налаживании любого варианта регулятора и его практическом использовании следует помнить, что все его элементы, включая вал переменного резистора, находятся под напряжением сети. Поэтому регулятор должен быть помещен в корпус из изоляционного материала, а переменный резистор — снабжен ручкой из изоляционного материала с закрытым стопорным винтом.

Журнал «Радио», 1996, № 1, с. 45

С. КАРЕЛИН

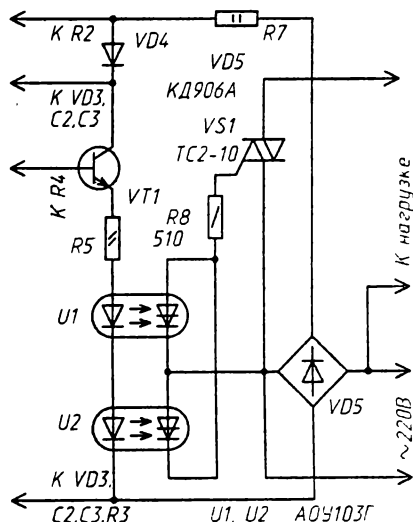
МОДИФИКАЦИЯ ТРИНИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА МОЩНОСТИ

Многие тринисторные регуляторы мощности, в том числе и описанный ранее в статье Леонтьева А., построены по двуполупериодной схеме включения тринистора. В таких устройствах ток нагрузки протекает через выпрямительные диоды, из-за чего они рассеивают значительную мощность.

Этот недостаток тринисторного регулятора можно устранить, применив в выходном узле симисторный коммутатор. Схема регулятора Леонтьева А. с внесенными изменениями изображена на рисунке. Вновь вводимые элементы выделены синим цветом.

При протекании через светодиоды оптронов $U1$, $U2$ импульсов тока управления динисторы оптронов поочередно пропускают ток на управляющий электрод симистора $VS1$, который, открываясь, включает нагрузку. При положительном полупериоде переменного напряжения ток пропускает динистор оптрона $U2$, а при отрицательном — оптрона $U1$. Резистор $R1$ ограничивает управляющий ток.

Оптроны АОУ103Г можно заменить на АОУ103В. Вместо TC2-10 возможно применение симисторов TC2-16, TC2-25. Диоды двуполупериодного выпрямителя целесообразно заменить на менее мощные или, еще лучше, использовать диодную сборку КД906А.



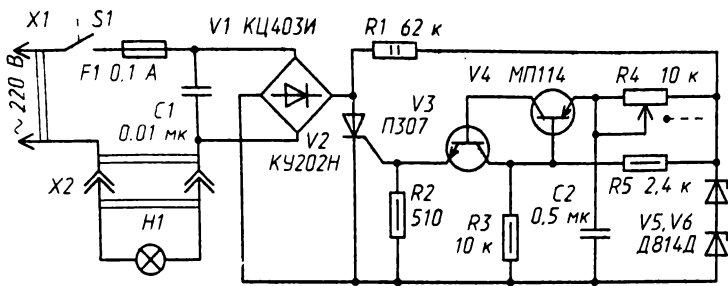
Журнал «Радио», 1990, № 11, с. 47

А. ДОМНИН

ТРИНИСТОРНЫЙ СВЕТОРЕГУЛЯТОР

Светорегулятор предназначен для плавного изменения яркости лампы или ламп освещения общей мощностью до 100 Вт (см. схему).

Регулирующим элементом является тринистор $V2$, управляемый фазоимпульсным способом, когда на управляющий электрод тринистора подаются импульсы открывающего напряжения, сдвинутые по фазе относительно напряжения на аноде тринистора.



Фазосдвигающая цепь включает в себя конденсатор $C2$ и переменный резистор $R4$. Питается она от параметрического стабилизатора, состоящего из балластного резистора $R1$ и последовательно соединенных стабилитронов $V5, V6$.

Продолжительность зарядки конденсатора до напряжения, при котором открывается аналог однопереходного транзистора (на транзисторах $V3$ и $V4$) и вслед за ним — трингистор $V2$, зависит от сопротивления переменного резистора, установленного перемещением его движка. Продолжительность зарядки будет наибольшей при крайнем левом по схеме положении движка и наименьшей, когда движок установлен в крайнее правое положение. Соответственно изменяется и сдвиг фазы, а значит, и яркость лампы $H1$, включенной в разъем $X2$ светорегулятора, — она будет уменьшаться при перемещении движка резистора из крайнего правого положения в левое.

Конденсатор $C1$, шунтирующий диодный мост, снижает уровень радиопомех, создаваемое работающим светорегулятором.

Постоянные резисторы МЛТ-2 ($R1$) и МЛТ-0,5 (остальные), переменный — любого типа, совмещенный с выключателем $S1$. Конденсаторы — МБМ, $C1$ — на номинальное напряжение 750 В, $C2$ — на 160 В.

Тринистор может быть КУ202К–КУ202Н. Вместо указанных на схеме стабилитронов подойдут Д813, транзистор П307 заменим на МП111Б, а МП114 — на МП115 или на другие аналогичные по параметрам кремниевые транзисторы.

При использовании более мощной лампы $H1$ нужно установить вместо диодного моста диоды КД202И–КД202Р или подобные, рассчитанные на соответствующий выпрямленный ток и обратное напряжение. Диоды желательно закрепить на радиаторах.

Пределы изменения яркости лампы можно установить во время налаживания устройства подбором резистора $R5$ — от него зависит напряжение смещения на базе транзистора $V4$, а значит напряжение открывания однопереходного транзистора. Резистор подбирают такой, чтобы в крайнем левом положении движка переменного резистора была нужная минимальная яркость лампы.

Журнал «Радио», 1983, № 9, с. 52

И. НЕЧАЕВ

РЕГУЛЯТОР ЯРКОСТИ ФОНАРЯ

Не всегда нужна максимальная яркость карманного фонаря, и в некоторых случаях ее можно уменьшить, чтобы продлить срок службы гальванической батареи. Но включать для этой цели последовательно с лампой переменный резистор вряд ли целесообразно, поскольку на нем будет рассеиваться бесполезно часть

мощности. А вот применить вместо резистора электронный ключ и управлять им прямоугольными импульсами с переменной скважностью (отношение периода следования импульсов к их длительности) — совсем другое дело. Яркость свечения лампы фонаря в таком варианте можно плавно изменять от максимальной до едва заметной. При этом электронная приставка будет потреблять незначительную часть мощности батареи, позволяя в то же время более экономно расходовать энергию батареи.

Схема одного из вариантов электронного регулятора яркости приведена на рис. 1. На элементах *DD1.1* и *DD1.2* собран генератор прямоугольных импульсов, следующих с частотой 100...200 Гц. Скважность импульсов можно регулировать переменным резистором *R1* (он механически соединен с выключателем питания приставки *SA1*) примерно от 1,05 до 10.

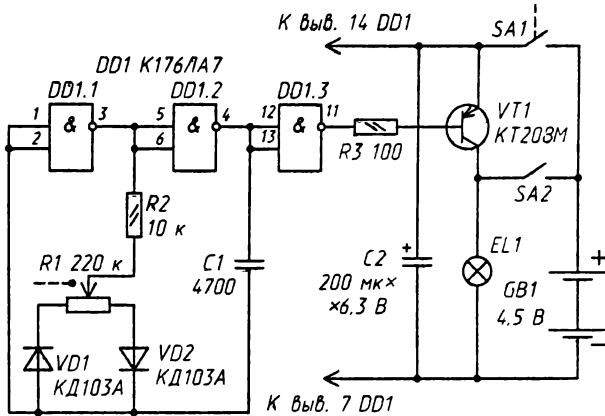


Рис. 1

Импульсы генератора поступают на согласующий каскад (элемент *DD1.3*), а с его выхода — на электронный ключ на транзисторе *VT1*, в цепи коллектора которого стоит лампа *EL1* фонаря. Резистор *R3* ограничивает ток эмиттерного перехода транзистора, выключателем *SA2* (принадлежность фонаря) подают напряжение на лампу, минуя электронный регулятор.

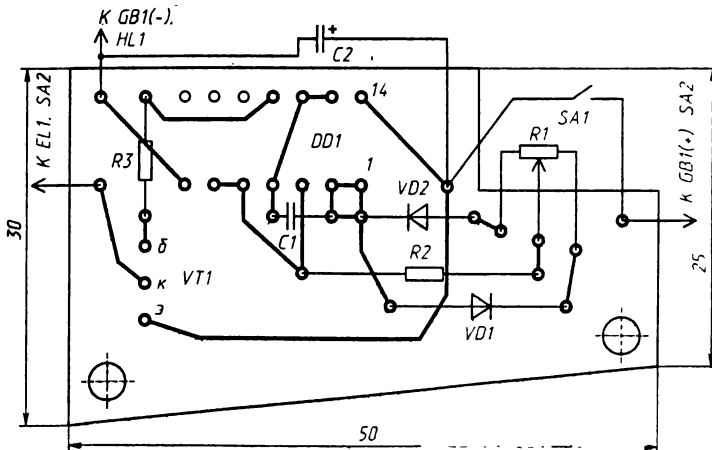


Рис. 2

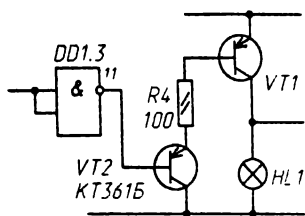


Рис. 3

переменный резистор — СПЗ-36, постоянные — МЛТ-0,125; конденсатор $C1$ — КЛС или КМ, $C2$ — К50-12.

Под эти детали и рассчитана печатная плата из фольгированного стеклотекстолита, чертеж которой приведен на рис. 2. В использованном автором фонаре плата закреплена на боковой стенке рядом с отражателем. Под ручку переменного резистора в задней стенке фонаря пропилено прямоугольное отверстие.

Этот регулятор удобно использовать с лампами, потребляющими ток не более 0,2 А. Для более мощных (до 0,4 А) ламп следует несколько доработать выходной каскад, собрав его по схеме на рис. 3.

При отсутствии микросхемы регулятор можно выполнить на транзисторах (рис. 4), но пределы изменения скажущности импульсов будут меньше. Транзисторы $VT1$, $VT2$ работают в мультивибраторе, скажущность импульсов которого плавно изменяют переменным резистором $R3$. На транзисторе $VT3$ собран электронный ключ, управляющий работой лампы $EL1$ (она может быть с током потребления до 0,4 А).

Для транзисторного регулятора подойдут транзисторы серий МП39–МП42 ($VT1$, $VT2$) и МП25, МП26 ($VT3$) с возможно большим статическим коэффициентом передачи тока, а также резисторы и конденсаторы любого типа, но малых габаритов.

Если детали исправны и монтаж выполнен без ошибок, регулятор не требует налаживания. Работоспособность его сохраняется при напряжении питания 3...6 В.

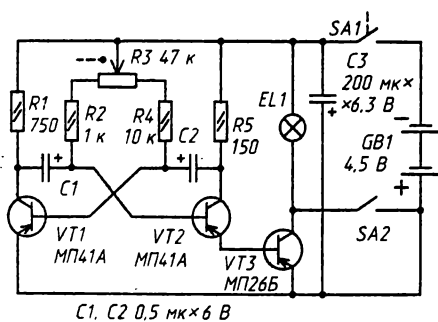


Рис. 4

Журнал «Радио», 1986, № 7, с. 49

И. НЕЧАЕВ

РЕГУЛЯТОР ЯРКОСТИ КАРМАННОГО ФОНАря

В статье «Регулятор яркости фонаря» (Радио, 1986, № 7, с. 49) рассказывалось об электронном устройстве для управления яркостью карманного фонаря. Сегодня автор названной статьи предлагает усовершенствованный им вариант устройства, позволяющий придать фонарю дополнительную функцию светового маяка.

Регулировать яркость лампы карманного фонаря можно, конечно, переменным резистором, включенным последовательно с ней. Но, к сожалению, на резисторе при этом бесполезно теряется значительная мощность и КПД такого регулятора окажется невысоким.

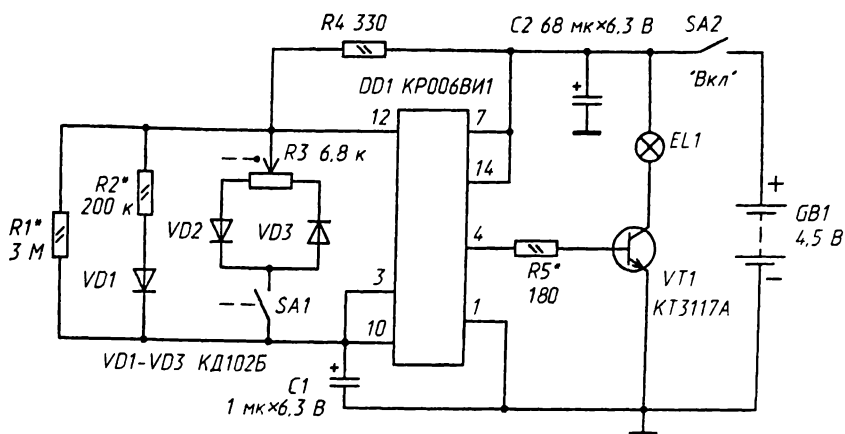


Рис. 1

Более экономичным является ключевой регулятор, принцип его работы основан на том, что нагрузка подключается к источнику питания (батарее) не постоянно, а периодически — на промежутки времени, которые можно плавно изменять. В результате будет изменяться средний ток через лампу накаливания, а значит, и ее яркость.

Предлагаемый регулятор (рис. 1), как и упомянутый выше, встраивается в корпус фонаря и позволяет не только регулировать яркость лампы накаливания от максимальной до слабого свечения. С его помощью фонарь легко превратить в световой маяк.

Основой такого регулятора является интегральный таймер *DD1*. На нем собран генератор импульсов. Частоту их следования (200...400 Гц) и скважность можно изменять. Транзистор *VT1* выполняет роль электронного ключа — его работой управляет генератор. Принцип действия регулятора поясняют осциллограммы, приведенные на рис. 2.

В режиме регулирования яркости контакты переключателя *SA1*, совмещенного с переменным резистором *R3*, замкнуты. Перемещением движка резистора изменяют продолжительность зарядки и разрядки конденсатора *C1*, причем зарядка осуществляется через диод *VD2*, а разрядка — через *VD3*. Резисторы *R1* и *R2* сравнительно высокого сопротивления на работу генератора влияния практически не оказывают.

В одном из крайних положений движка резистора на выходе генератора (вывод 4) формируются короткие импульсы напряжения, открывающие транзисторный ключ (рис. 2, а). При этом лампа подключается к батарее на короткое время, яркость ее свечения минимальна.

В среднем положении движка резистора продолжительность времени, пока лампа подключена к батарее, равна продолжительности паузы (рис. 2, б). В итоге на лампе выделяется мощность, равная примерно половине максимальной, т. е. лампа станет гореть вполнакала.

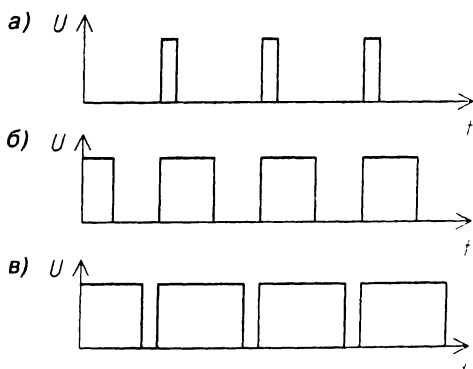


Рис. 2

В другом крайнем положении движка большую часть времени лампа остается подключенной к батарее и отключается только на короткое время (рис. 2,в). Поэтому лампа будет светить практически с максимальной яркостью.

На транзисторном ключе в открытом состоянии падение напряжения составляет примерно 0,2 В, что свидетельствует о достаточно высоком КПД такого регулятора.

В режиме светового маяка контакты выключателя SA1 разомкнуты, и зарядка конденсатора C1 осуществляется в основном через резистор R2 и диод VD1, а разрядка — через резистор R1. В таком режиме лампа подключается к батарее на несколько десятых долей секунды с интервалом в несколько секунд. Выключатель SA2 — собственный выключатель фонаря, конденсатор C2 выполняет роль буферного накопителя энергии, облегчающего режим работы батареи GB1.

Испытания регулятора показали, что он нормально работает при снижении питающего напряжения до 2,2...2,1 В, поэтому его можно использовать в фонарях даже с батареями из двух гальванических элементов. Для указанного на схеме транзистора лампа накаливания может быть с током до 400 мА.

В устройстве допустимо использовать таймер КР1006ВИ1, диоды КД103А, КД103Б, КД104А, КД522Б, а также транзистор, специально предназначенный для работы в ключевых или импульсных схемах — с напряжением коллектор—эмиттер в режиме насыщения 0,2...0,3 В, максимальным током коллектора не менее тока, потребляемого лампой накаливания, и коэффициентом передачи тока не менее 40.

Для лампы накаливания с током до 300 мА подойдут, кроме указанного на схеме, транзисторы КТ630А–КТ630Е, КТ815А–КТ815Г, КТ817А–КТ817Г.

Оксидные конденсаторы желательно использовать малогабаритные, например, серий К52, К53, К50-16, переменный резистор — СПЗ-3 с выключателем, постоянные — МЛТ, С2-33. Резистор R3 можно применить и с большим в несколько раз номиналом, например 10, 22, 33, 47 кОм, но при этом придется пропорционально уменьшить емкость конденсатора C1, чтобы частота генератора практически осталась прежней.

Конструктивно регулятор проще установить в фонарь с так называемым «квadrатным» корпусом, предназначенный для использования батарей ЗЗ36, «Рубин» и их зарубежных аналогов, а также — в «круглый», фонарь с разборными половинками пластмассового корпуса. В этом случае вначале на корпусе укрепляют резистор R3, а затем размещают остальные детали. Причем в любом варианте их удобнее устанавливать методом навесного монтажа: диоды и резисторы R1, R2 допустимо припаивать к выводам резистора R3 и выключателя SA1. После монтажа и проверки детали надо закрепить и изолировать, к примеру, эпоксидным клеем.

Если режима светового маяка не требуется, регулятор можно упростить, исключив элементы R1, R2, VD1 и применив резистор R3 без выключателя SA1.

Налаживание устройства сводится к подбору резисторов R1, R2, R5. В режиме маяка подбором резистора R1 устанавливают продолжительность паузы между вспышками, а резистора R2 — длительность вспышки.

Номинал резистора R5 зависит от типа и параметров транзистора, а также напряжения источника питания. Чтобы его подобрать, надо подать питающее напряжение примерно в 2 раза меньше максимального или минимального, при котором регулятор работает устойчиво. После этого резистор R3 устанавливают в положение максимальной яркости и к выводам коллектора и эмиттера транзистора подключают вольтметр.

Между базой транзистора и выводом 4 микросхемы временно устанавливают цепочку из последовательно включенных постоянного резистора сопротивлением

30 Ом и переменного — на 2,2 кОм. Изменяя сопротивление переменного резистора от максимального до минимального, контролируют напряжение на коллекторе транзистора. Отмечают положение движка, при котором дальнейшее уменьшение сопротивления резистора не приводит к заметному уменьшению напряжения на коллекторе. После этого измеряют получившееся общее сопротивление цепочки, и устанавливают постоянный резистор такого же номинала.

Чтобы регулятор мог работать с мощными лампами накаливания, потребляющими ток 1 А и более при питающем напряжении до 10...15 В, достаточно применить в качестве *VT1* мощный составной транзистор с коэффициентом передачи тока несколько сотен (из малогабаритных подойдут КТ829А–КТ829Г, КТ973А, КТ973Б). Необходимо только, чтобы напряжение питания не превысило максимально допустимое для микросхемы. Придется, конечно, использовать оксидные конденсаторы с соответствующим номинальным напряжением.

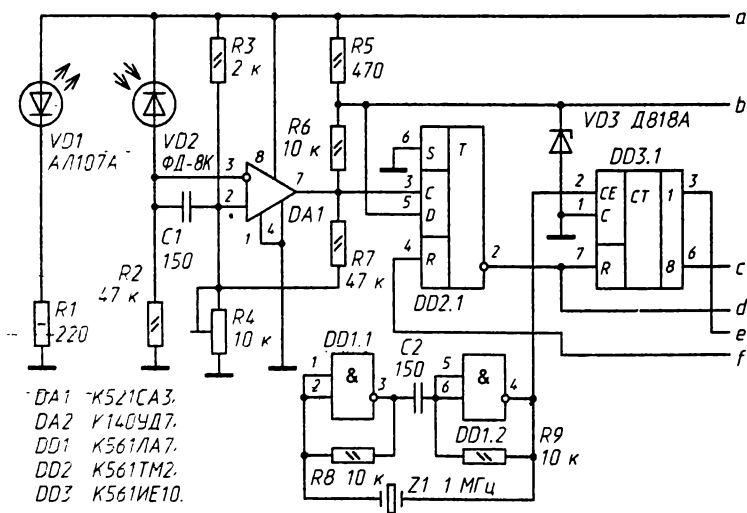
Журнал «Радио», 1998, № 8, с. 40

УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ

В. ПИОНТАК, Е. СКЛЯР

ДАТЧИК ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

В системах регулирования, контроля, телеметрии и других устройствах автоматики для преобразования частоты вращения вала механизма в электрический сигнал широко применяют тахогенераторы. Они просты в эксплуатации, компактны, не требуют дополнительных источников питания, но обладают большой временной и температурной нестабильностью характеристик, относительно узкими рабочими пределами частоты вращения, малой долговечностью.



Более высокие технические характеристики обеспечивает оптронный датчик частоты вращения с электронным преобразователем частоты в напряжение постоянного тока. На валу механизма закрепляют диск с равномерно расположенными прямоугольными прорезями, по одну сторону от которого установлены светодиодами, а по другую — фотодиод, образующие оптронную пару. Отверстия в диске могут быть и круглыми, но в этом случае амплитуда выходного сигнала оптопары будет ниже вследствие того, что переход от освещенного состояния фотодиода к затемненному и наоборот будет затянутым по сравнению с прямоугольными прорезями.

При вращении диска происходит модуляция светового потока, падающего на фотодиод. Частота переменного тока, протекающего через фотодиод, пропорциональна частоте вращения вала механизма. Переменный сигнал с выхода оптрона преобразуется в датчике в последовательность прямоугольных импульсов посто-

янной амплитуды и длительности с периодом повторения, равным периоду переменного сигнала. В этом случае постоянная составляющая импульсного сигнала пропорциональна частоте вращения вала механизма.

Основные технические характеристики

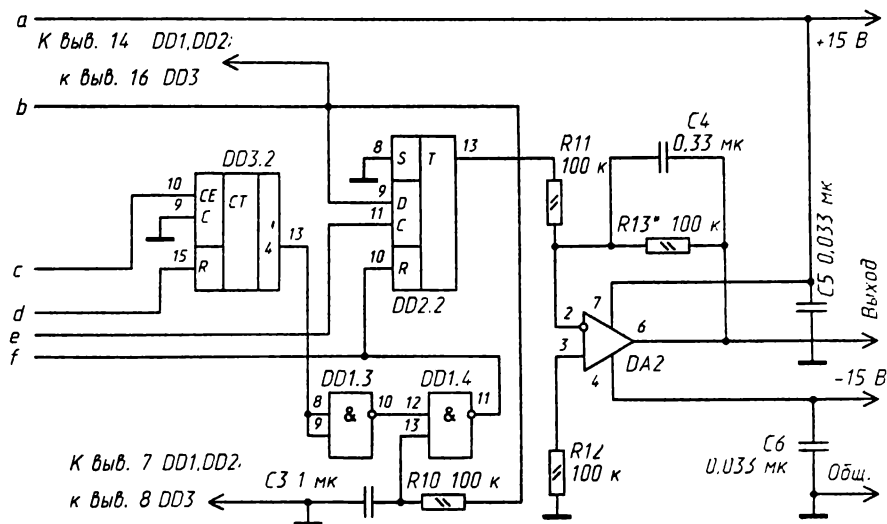
Пределы изменения частоты сигнала оптрона, Гц	600...12000
Интервал выходного напряжения, В	0,3...6
Размах пульсаций выходного напряжения датчика на частоте 600 Гц, мВ. не более	15
Температурные пределы работоспособности, °С	-10...+40
Максимальная погрешность преобразования частоты в напряжение, %	1,5

Частота f сигнала (в Гц) с выхода оптрона равна $f = Kn/60$, где K — число прорезей на диске, n — частота вращения диска, мин^{-1} .

Так, при максимальной частоте вращения вала $n = 6\,000 \text{ мин}^{-1}$ для частоты $f = 12\,000 \text{ Гц}$ число прорезей в диске должно быть равным $K = 60f/n = 120$.

При других значениях максимальной частоты вращения соответственно изменяют и необходимое число прорезей.

Переменное напряжение с выхода оптопары $VD1, VD2$ поступает на вход компаратора $DA1$ (см. схему), который формирует прямоугольные импульсы. Резистор $R7$ положительной обратной связи совместно с конденсатором $C1$ устраняет возмож-



ность многократного переключения компаратора в момент сравнения уровня сигналов на его входах, а также обеспечивает быстрое переключение выходного напряжения независимо от скорости изменения входного напряжения.

Прямоугольные положительные импульсы с выхода компаратора $DA1$ переключают триггер $DD2.1$. При этом сигнал логического 0 с инверсного выхода триггера разрешает начать счет импульсов пересчетному устройству, собранному на счетчиках $DD3.1, DD3.2$. Импульсы частотой следования 1 МГц поступают с генератора, который выполнен на элементах $DD1.1, DD1.2$ и кварцевом резонаторе $Z1$.

С появлением сигнала логической 1 на выходе 1 счетчика $DD3.1$ триггер $DD2.2$ переходит в единичное состояние. Через 64 мкс сигнал логической 1 появляется на выходе 4 счетчика $DD3.2$ и, пройдя через узел на элементах $DD1.3, DD1.4$, поступает на R -вход триггера $DD2.2$ и переводит его в исходное, нулевое состояние. Длитель-

ность формируемого импульса определяется временем пребывания триггера *DD2.2* в единичном состоянии. Одновременно с триггером *DD2.2* устанавливается в состояние 0 и триггер *DD2.1*, так как их *R*-входы объединены.

При этом на инверсном выходе триггера *DD2.1* устанавливается сигнал логической 1, обнуляющий счетчики *DD3.1*, *DD3.2*, и все устройство в целом приходит в исходное состояние. При появлении следующего прямоугольного импульса напряжения с выхода компаратора *DA1* описанный процесс повторяется.

Длительность формируемых устройством импульсов выбрана равной 64 мкс исходя из простоты выполнения делителя частоты и максимально возможной частоты входного напряжения компаратора $f = 12\,000$ Гц; период этого напряжения равен $T = 1/f = 1/12\,000$ Гц = $83,3 \cdot 10^{-6}$ с = 83,3 мкс. Отсюда следует, что минимальная длительность периода следования входных импульсов больше длительности формируемого импульса. Выполнение этого условия обеспечивает работоспособность преобразователя во всем рабочем интервале изменения входной частоты.

Для первоначальной установки преобразователя в исходное состояние при включении питания служит интегрирующая цепь *R10*, *C3*. При включении питания на нижнем по схеме входе элемента *DD1.4* на время зарядки конденсатора *C3* до некоторого напряжения будет сохраняться уровень логического 0, в то же время сигнал логической 1 на выходе элемента *DD1.4* установит триггеры *DD2.1*, *DD2.2*, а следовательно, и все устройство в исходное состояние.

С выхода триггера *DD2.2* сформированные по амплитуде и длительности импульсы поступают на фильтр НЧ, который выделяет постоянную составляющую сигнала. Фильтр выполнен на ОУ *DA2*, цепь обратной связи которого образована интегрирующим конденсатором *C4* и резистором *R13*. Постоянная времени фильтра $\tau = R13 \cdot C4$ выбрана такой, что напряжение на его выходе практически не содержит переменной составляющей.

Для уменьшения погрешности преобразования питание логических микросхем стабилизировано параметрическим стабилизатором на резисторе *B5* и стабилитроне *VD3*.

Вместо ОУ *K140УД7* в датчике можно применить *K153УД1* или *K153УД2* с соответствующими цепями коррекции, вместо компаратора *K521СА3* — *K554СА3*. Фотодиод ФД-8К можно заменить на КФДМ.

Погрешность преобразования уменьшится, если увеличить частоту кварцевого генератора до 2...3 МГц, но при этом для получения необходимой длительности формируемого импульса необходимо соответственно увеличить коэффициент деления пересчетного устройства.

Налаживая устройство, резистором *R4* устанавливают такой уровень напряжения на неинвертирующем входе компаратора *DA1*, при котором сигнал на его выходе приобретает вид меандра. Подборкой резистора *R13* устанавливают выходное напряжение преобразователя равным 6 В при входной частоте 12 кГц.

Журнал «Радио», 1985, № 11, с. 32

А. ЧУРБАКОВ

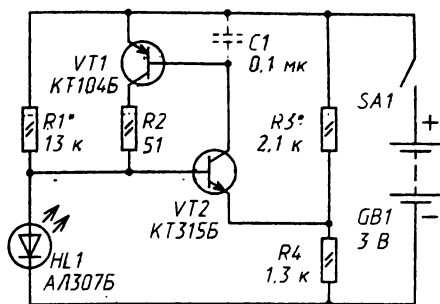
УСТРОЙСТВО КОНТРОЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Подобные контролирующие устройства необходимы в аппаратуре, питающейся от батарей аккумуляторов (бортовые приборы автомобиля, радиоприемники, магнитофоны и пр.). Описываемое простое устройство контроля* работает при напряжении 1,8 В и более.

* Схемотехническое решение защищено авторским свидетельством № 1053014, опубликованном в бюллетене «Открытия, изобретения...», 1983, № 41, с. 168.

Светодиод *HL1* (см. схему) выполняет две функции — индикатора и источника образцового напряжения.

При напряжении питания выше порогового задаваемого резистивным делителем *R3R4*, оба транзистора закрыты и через светодиод течет небольшой ток, определяемый сопротивлением резистора *R1*. Этот ток следует выбирать равным 50...100 мкА. Свечения светодиода еще не видно, а падение напряжения на нем — около 1,4 В.



При таком малом токе светодиод обладает ярко выраженной «стабилитронной» вольт-амперной характеристикой.

Таким образом, при свежей батарее питания светодиод выключен и устройство потребляет ток не более 1 мА. При снижении напряжения питания до порогового напряжение на эмиттере транзистора *VT2* сравнивается с напряжением на светодиоде (с учетом падения напряжения около 0,8 В на эмиттерном переходе этого транзистора). Транзистор *VT2* приоткрывается, и вслед за ним приоткрывается транзистор *VT1*. Ток через светодиод *VD1* и падение напряжения на нем увеличатся.

В результате транзисторы лавинообразно переключаются в состояние насыщения и транзистор *VT1* будет удерживать светодиод включенным. При этом ток через светодиод будет определяться сопротивлением резистора *R2*.

Конденсатор *C1*, показанный на схеме штриховой линией может понадобиться при длинных монтажных проводах и при действии сильных наводок, которые могут вызвать ложные (преждевременные) срабатывания устройства.

Отличительная черта устройства — его высокая термостабильность. Температурные изменения параметров светодиода и эмиттерного перехода транзистора *VT2* взаимно компенсируются.

С указанными на схеме номиналами устройство рассчитано для совместной работы с батареей из двух гальванических элементов ПЦ-53. Оно срабатывает при уменьшении напряжения до 2,1 В. При температуре в пределах от -30 до +50 °С отклонение порога срабатывания не превышает 30 мВ.

Для получения иного уровня контролируемого напряжения необходимо изменить сопротивление резисторов *R1*, *R2* и *R3* в соответствии с эмпирическими соотношениями:

$$R1 = \frac{U_{\text{пит}} - 1,4}{0,05}; \quad R2 = \frac{U_{\text{пит}} - 1,7}{10}; \quad R3 = \frac{U_{\text{пит}} - 0,8}{0,8} R4,$$

где напряжение — в вольтах, а сопротивление — в килоомах. Расчетные формулы верны для светодиода АЛ307Б с током свечения 10 мА.

От редакции. Термостабильность работы устройства будет выше, если параллельно конденсатору *C1* включить резистор сопротивлением 5...10 кОм.

Журнал «Радио», 1986, № 8, с. 32

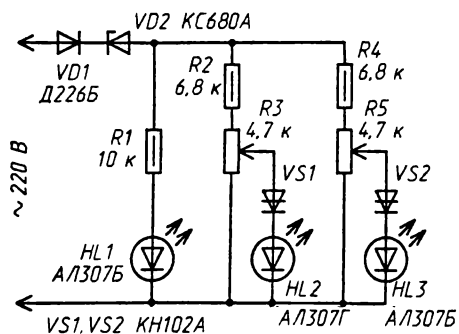
В. БУТЁВ

ИНДИКАТОР ОТКЛОНЕНИЙ СЕТЕВОГО НАПРЯЖЕНИЯ

При питании некоторой радиоаппаратуры от сети переменного тока нужно следить за стабильностью ее напряжения и при отклонениях напряжения сверх допустимой нормы либо отключать аппаратуру, либо изменять напряжение на ней, напри-

мер, с помощью автотрансформатора. Для сигнализации отклонений сетевого напряжения можно использовать предлагаемый индикатор (см. схему), выполненный на трех светодиодах и двух динисторах.

Особенностью устройства является включение индикаторов (светодиодов) при каждом положительном полупериоде сетевого напряжения, но лишь при определенной амплитуде его, равной порогу срабатывания, и выключение при снижении мгновенного значения напряжения до нуля. Это исключает гистерезис и повышает точность индикации.



Индикатор можно включать как в сетевую розетку, так и в розетку автотрансформатора. На входе индикатора стоит ограничитель напряжения из диода *VD1* и стабилитрона *VD2*, а после него следуют три параллельно включенные цепочки индикации. Первая из них, состоящая из резистора *R1* и светодиода *HL1*, предназначена для индикации наличия сетевого напряжения. Остальные цепочки, состоящие из

делителей напряжения, пороговых устройств на динисторах и включенных последовательно с ними светодиодов, предназначены непосредственно для индикации отклонений напряжения. Переменным резистором *R3* устанавливают нижний порог срабатывания, когда сетевое напряжение упадет, скажем, на 5%, а *R5* — верхний порог, когда напряжение возрастет на столько же.

Если сетевое напряжение в норме, горят светодиоды *HL1* и *HL2*. При понижении напряжения светодиод *HL2* гаснет, а *HL1* продолжает светиться. Когда же напряжение возрастает, горят все светодиоды.

Налаживать индикатор удобнее всего с автотрансформатором, на выходе которого можно устанавливать нужные напряжения, и переменными резисторами регулировать порог включения соответствующих светодиодов. Если при пониженном напряжении светодиод *HL2* не гаснет, придется увеличить сопротивление резистора *R2*.

Укрепив переменные резисторы на лицевой панели конструкции и снабдив их отградуированной шкалой порогов срабатывания того или иного светодиода, индикатор можно использовать для самых разнообразных целей.

Журнал «Радио», 1985, № 6, с. 39

И. НЕЧАЕВ

ОБ ИНДИКАТОРЕ РАЗРЯДКИ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

Описанный в статье Мячина Г. (Радио, 1994, № 8, с. 43) индикатор разрядки аккумуляторной батареи предназначен для переносной малогабаритной радиоаппаратуры, питаемой от маломощных батарей 7Д-0,15, 7Д-0,125, «Ника». Индикатор прост по схеме, хорошо работает, но... Дело в том, что важнейший параметр такого рода индикаторов — экономичность, и как раз этому требованию описанный индикатор не удовлетворяет.

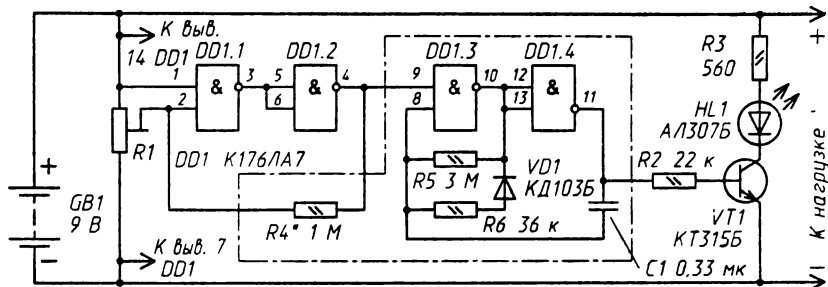
Во-первых, передаточная характеристика логического элемента не идеально прямоугольна, а так как напряжение батареи уменьшается плавно в течение нескольких часов, элемент может находиться продолжительное время в активном режиме. Это приводит к протеканию сквозного тока, значение которого хотя не так уж

и велико — 0,5...15 мА, но тем не менее он расходуется бесполезно. Кроме того, логические элементы в этом режиме склонны к самовозбуждению на высокой частоте, что может привести к значительному увеличению потребляемого ими тока.

Во-вторых, светодиод индикатора после срабатывания включается и светит постоянно, потребляя при этом ток около 10 мА, что в некоторых случаях соизмеримо с полезной нагрузкой. Понятно, что разрядка батареи после срабатывания индикатора резко ускорится.

Все сказанное заставляет сделать вывод, что сразу после включения светодиода индикатора радиоаппарат следует немедленно выключить во избежание скорой переразрядки аккумуляторной батареи. Это означает, что вы не сможете дослушать интересную передачу.

Вместе с тем незначительно усложнив устройство введением нескольких деталей (они обведены на схеме штрих-пунктирной линией), можно повысить экономичность и устойчивость работы индикатора. Доработка позволяет обеспечить прямоугельность характеристики переключения и перевод светового индикатора в импульсный режим работы.



Более четкое переключение достигнуто введением положительной обратной связи через резистор $R4$. Его подборкой можно установить «гистерезис» — разность значений напряжения, при которых происходит переключение из одного состояния в другое и обратно. На элементах $DD1.3, DD1.4$ собран генератор импульсов с частотой следования около 2 Гц и скважностью 50...70, он обеспечивает включение светодиода дважды в секунду на время примерно 10 мс. Вспыхивающий светодиод более заметен, кроме того, такой режим позволяет уменьшить средний потребляемый ток до 0,6...0,9 мА, т. е. более чем в 10 раз. В остальном работа индикатора аналогична описанному в упомянутой выше статье.

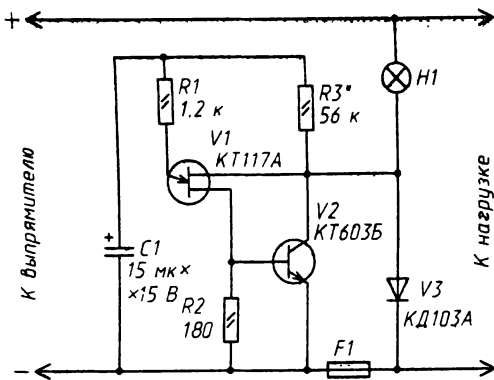
Вместо КД103Б годится любой диод из серий КД102, КД103, КД521, КД522, Д220.

Журнал «Радио», 1995, № 11, с. 40

В. ПОПОВИЧ

ИНДИКАТОР ПЕРЕГОРАНИЯ ПРЕДОХРАНИТЕЛЯ

Устройство, схема которого приведена на рисунке, предназначено не только для индикации включения аппаратуры, но и для контроля исправности плавкого предохранителя поставленного в цепи постоянного тока напряжением до 20 В. При исправном предохранителе $F1$ к диоду $V3$ приложено прямое напряжение, диод открыт и лампа $H1$ горит, сигнализируя о включенном состоянии аппаратуры. Транзисторы $V1$ и $V2$, зашунтированные диодом $V3$, не оказывают влияния на работу устройства.



При перегорании предохранителя сигнальная лампа оказывается подключенной к выпрямителю через транзистор $V2$. Одновременно вступает в работу релаксационный генератор, собранный на однопереходном транзисторе $V1$. Частота колебаний генератора зависит от сопротивления резистора $R3$ и емкости конденсатора $C1$ и в данном случае составляет 1...2 Гц. С такой частотой начинает мигать лампа, извещая о неисправности предохранителя. Диод $V3$ предназначен для исключения влияния сопротивления нагрузки на работу индикатора. При его отсутствии (т. е. вместо диода стоит проволочная перемычка) и коротком замыкании нагрузки (предохранитель сгорает) транзистор $V2$ может выйти из строя. Транзистор $KT117A$ можно заменить на $KT117B$ – $KT117G$, транзистор $KT603B$ — на $KT608A$, $KT608B$, диод $KD103A$ — на $D220$, $D223$. Сигнальная лампа — $CM28-0,05$ или другая в зависимости от напряжения источника питания.

Журнал «Радио», 1979, № 6, с. 55

Ю. ПРОКОПЦЕВ

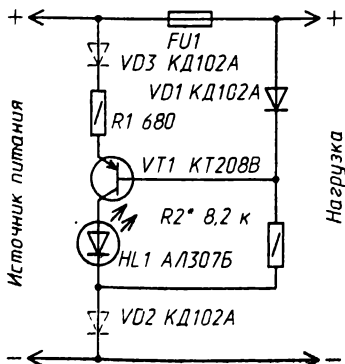
ИНДИКАТОР ПЕРЕГОРАНИЯ ПРЕДОХРАНИТЕЛЯ

При питании маломощной аппаратуры от сетевого блока целесообразно устанавливать плавкий предохранитель на стороне низкого постоянного напряжения, где наиболее вероятно возникновение перегрузок и коротких замыканий. Дело в том, что когда в цепи нагрузки возникает короткое замыкание, ток в первичной обмотке понижающего сетевого трансформатора возрастает с единиц до десятков миллиампер, и его недостаточно для быстрого срабатывания включенной последовательно с обмоткой плавкой вставки.

Как всякое вспомогательное устройство, индикатор перегорания предохранителя должен потреблять в нормальном режиме минимальный ток. Этому условию не вполне удовлетворяет конструкция, описанная Нечаевым И. в статье «Индикатор перегорания предохранителя в цепи постоянного тока» (Радио, 1996, № 8, с. 45). Только через светодиод течет ток до 20 мА, что может составить значительную долю потребляемого нагрузкой тока.

Более экономичен индикатор, схема которого приведена на рисунке, — он потребляет в дежурном режиме 1...2 мА. Пока предохранитель $FU1$ цел, протекающий в цепи $VD1$, $R2$ ток создает на диоде небольшое падение напряжения, удерживающее транзистор $VT1$ в закрытом состоянии.

Как только предохранитель перегорает, протекающего через резистор $R2$ и эмиттерный переход транзистора тока оказывается достаточно для открывания транзистора. Зажигает-



ся светодиод *HL1* красного цвета, сигнализируя о неисправности. Ток через светодиод ограничивается до допустимого значения резистором *R1*.

Если дополнить устройство диодом *VD2*, его можно использовать в низковольтных цепях переменного тока. Тогда перегорание предохранителя вызовет вспышки светодиода в отрицательные полупериоды переменного напряжения на катоде диода *VD2*. При противоположной полярности в работу включается диод *VD1*, в результате чего к эмиттерному переходу транзистора прикладывается обратное напряжение. Ничего опасного в этом нет, если переход допускает такое напряжение. В противном случае защитить его можно включением в эмиттерную цепь транзистора диода *VD3*.

Приведенные на схеме номиналы резисторов рассчитаны на работу индикатора с источником постоянного тока напряжением 9 В и использование указанного транзистора. В других случаях придется подобрать резисторы так, чтобы индикатор срабатывал при максимально возможном сопротивлении резистора *R2* (от этого зависит экономичность устройства), а резистор *R2* обеспечивал нормальную яркость светодиода при токе через него до 10 мА.

Журнал «Радио», 1998, № 1, с. 36

А. БОРИСОВ

ПРИБОР КОНТРОЛЯ ДИСТИЛЛИРОВАННОЙ ВОДЫ

Известно, что дистиллированная вода по сравнению, скажем, с обычной водопроводной, должна обладать значительно меньшей проводимостью для электрического тока. Именно такая вода используется в качестве составного компонента при приготовлении электролита для заливки автомобильных аккумуляторов. Если вода плохая, содержит примеси солей, она способствует более быстрому износу аккумулятора.

Для контроля качества дистиллированной воды, т.е. ее электропроводности служит предлагаемый прибор. Он выполнен в виде коробки с двумя отсеками: в один заливают контролируемую воду, в другом размещают плату с деталями прибора и источник питания. На съемной крышке коробки крепят кнопки контроля и два сигнализатора — световой и звуковой.

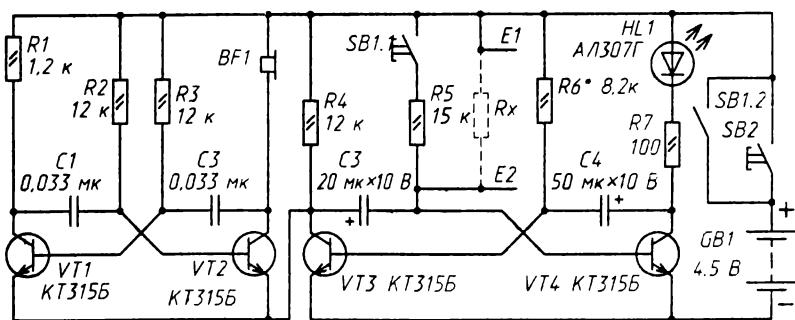


Рис. 1

Схема прибора приведена на рис. 1. В нем два мультивибратора. Один выполнен на транзисторах *VT1* и *VT2*, а другой — на транзисторах *VT3* и *VT4*. Первый мультивибратор вырабатывает колебания фиксированной частоты, которые преобразу-

ются капсюлем *BF1* в звук определенной тональности. Питающим напряжением для этого мультивибратора служит падение напряжения на резисторе нагрузки *R4* одного из плеч второго мультивибратора. А оно появляется лишь при открытии транзистора *VT3*.

Работа второго мультивибратора зависит от сопротивления (R_x) между электродами *E1* и *E2*, которые опускают в контролируемую жидкость. Если сопротивление жидкости, в данном случае дистиллированной воды, велико, т. е. ее качество удовлетворяет поставленным требованиям, транзистор *VT4* второго мультивибратора оказывается закрытым, а *VT3* — открытым. Из капсюля *BF1* слышится однотональный звук.

Если же вода недостаточно чиста, ее сопротивление значительно ниже. В действие вступает второй мультивибратор. Звук в капсюле становится прерывистым и начинает периодически вспыхивать светодиод *HL1*.

Прежде чем проверять качество воды, нужно убедиться в работоспособности самого прибора. Для этого введена цепь из резистора и кнопочного выключателя *SB1*. Когда нажимают кнопку выключателя, параллельно электродам *E1* и *E2* включается резистор *R5*. Должны последовать прерывистые звуки в капсюле и вспышки светодиода. Сопротивление резистора *R5* должно быть выбрано из расчета минимального допустимого сопротивления контролируемой воды.

Все транзисторы могут быть серий *KT312*, *KT315* с любым буквенным индексом, светодиод — *АЛ307* с буквенными индексами А, Б, Г. Капсюль *BF1* — ДЭМШ-1А или другой малогабаритный капсюль сопротивлением от 50 Ом до 3 кОм. Резисторы МЛТ-0,125, кнопочные выключатели *SB1*, *SB2* — типа КМ-1, источник питания — батарея 3336. Electroды *E1* и *E2* могут быть изготовлены из трубки диаметром 2...5 мм или из пластин нержавеющей металла. Длина электродов зависит от объема заливаемой в отсек коробки воды.

Часть деталей прибора смонтирована на плате (рис. 2) из фольгированного материала. Плата вместе с источником питания размещена, как было сказано ранее, в одном из отсеков коробки. Кнопочные выключатели, светодиод и капсюль укреплены на крышке корпуса.

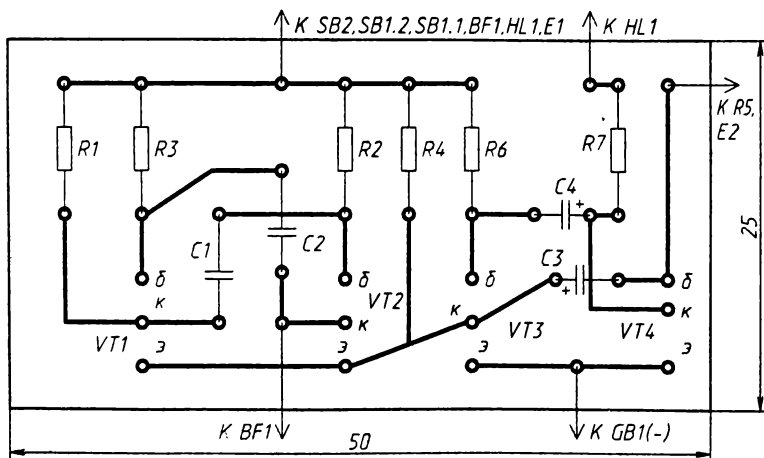


Рис. 2

Наладить прибор несложно. Вначале нужно впаять вместо постоянного резистора *R6* цепочку из последовательно соединенных постоянного резистора сопротивлением 1 кОм и переменного сопротивлением 22 или 33 кОм. Нажав кнопку *SB1*, перемещают движок переменного резистора из крайнего положения, соответству-

ющего наибольшему сопротивлению, до тех пор, пока не перестанет работать второй мультивибратор, т. е. погаснет светодиод. Измерив получившееся общее сопротивление цепочки, впаивают на место $R6$ постоянный резистор ближайшего большего номинала. Вновь проверяют действие мультивибратора в режиме контроля работоспособности прибора.

Чтобы добиться надежной работы прибора в режиме контроля качества дистиллированной воды, придется немного проэкспериментировать, подбирая расстояние между электродами и уровень заливаемой для проверки воды. Возможно, в цепь одного из электродов придется включить подстроечный резистор сопротивлением 10, 15 или 22 кОм.

Журнал «Радио», 1991, № 8, с. 74

С. БИРЮКОВ

ПРОСТОЙ ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР

Этот прибор проще большинства из описанных в журнале. Он тщательно проработан конструктивно, в нем предусмотрена компенсация разрядки батареи питания. В статье предложен также вариант с комбинированным датчиком температуры, исключающим влияние температуры корпуса прибора на точность показаний.

Термометр может измерять температуру от -60 до $+120$ °С, погрешность не превышает $+0,2$ °С в диапазоне $0...40$ °С и в 2 раза больше за его пределами. Рабочая температура корпуса прибора $15...25$ °С. Термометр питается от встроенной батареи 7Д-0, 125Д и потребляет ток не более 2 мА.

Основой предлагаемого устройства служит аналого-цифровой преобразователь на микросхеме $DD2$ с жидкокристаллическим индикатором $HG1$ (рис. 1). В качестве параметрического датчика использован кремниевый диод $VD1$, для которого температурный коэффициент напряжения (ТКН) примерно равен -2 мВ/°С. Падение напряжения на прямосмещенном диоде при токе $0,1...1$ мА имеет величину в пределах $550...650$ мВ и линейно уменьшается с ростом температуры.

Для питания датчика использован имеющийся в микросхеме $DD2$ источник опорного напряжения величиной $2,8\pm 0,4$ В. Внутри микросхемы он соединен плюсом с выводом 1 питания микросхемы. Вывод 32 опорного напряжения обозначен $-U_a$ и соединен с общим проводом.

Делитель из резисторов $R4, R7, R10-R13$ снижает напряжение до 600 мВ, что по величине соответствует напряжению на диоде $VD1$ при температуре 0 °С, подстроечный резистор $R10$ обеспечивает его небольшую регулировку. Делитель формирует также напряжение 200 мВ, соответствующее разности напряжений, снимаемых с диода $VD1$ и движка резистора $R11$ при показании термометра 100 °С. Это напряжение подается на входы $U_{обп}$ микросхемы $DD2$, оно может быть тоже подстроено резистором $R12$.

Элементы $R5, R6, C2$ определяют частоту задающего генератора (50 кГц), цепочка $R8C3$ сглаживает наводки и шумы и способствует защите от статического электричества. Конденсатор $C6$ служит для хранения образцового напряжения, резистор $R14$ и конденсатор $C9$ являются элементами интегратора микросхемы, $C10$ входит в цепь автокоррекции нуля. Конденсаторы $C1, C5, C7, C8$ — блокировочные в цепях питания. Конденсатор $C4$ устраняет наводки переменного напряжения с частотой сети, которые при его отсутствии детектируются на нелинейности диода $VD1$ и существенно искажают показания.

Микросхема $DD1$ используется для постоянного включения запятой $H3$ и контроля разрядки батареи [2]. При напряжении питания более 8 В напряжение на выводе 6 микросхемы $DD1$ ниже порога переключения, поэтому запятая $H4$ невидима.

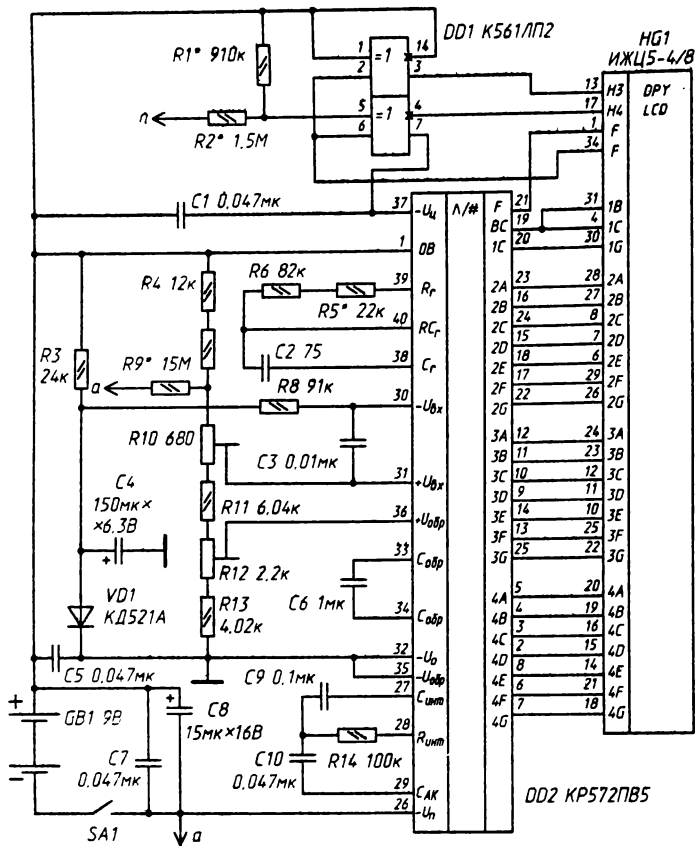


Рис. 1

При разрядке батареи напряжение питания микросхемы DD1 остается постоянным, а напряжение на ее входе 6 относительно вывода 7 возрастает. При напряжении батареи менее 8 В напряжение на входе 6 становится выше порога переключения и запятая H4 становится видимой.

Особо следует отметить назначение резистора R9. Дело в том, что нестабильность источника опорного напряжения микросхемы DD2 составляет примерно 0,01%/°C и 0,1% при снижении напряжения свежезаряженной батареи 7Д-0,125Д с 9,8 В до 8 В (неполная разрядка). Для использования в цифровом мультиметре с разрядностью 3½ такая нестабильность допустима. В описываемом термометре это изменение опорного напряжения приводит к ошибке в 0,6 мВ или в 0,3 °C, что заметно. Частично можно компенсировать эту погрешность подбором резистора R9, уменьшив ошибку до 0,1 °C.

Все элементы конструкции, кроме батареи, выключателя и датчика, установлены с обеих сторон двусторонней печатной платы из фольгированного стеклотекстолита. На рис. 2,а приведено расположение деталей и проводников на стороне размещения микросхем, а на рис. 2,б — с противоположной стороны.

Следует иметь в виду, что на поверхности платы под микросхемой DD2 и ниже по рис. 2,а (за исключением мест расположения показанных проводников) сохранен сплошной слой металлизации, выполняющий роль общего провода и соединенный с выводами 32 и 35 этой микросхемы. Поэтому отверстия в печатных платах со стороны установки деталей раззенкованы. Места подпайки выводов к фольге общего

провода на рис. 2,а помечены крестиками. Проводники, соединяющие резистор *R16* и конденсаторы *C9* и *C10* с целью уменьшения влияния паразитных емкостей на результат преобразования, окружены защитным проводником, соединенным с выводом 27 микросхемы *DD2* [3]. Для этой же цели фольга со стороны установки микросхем под указанными элементами отделена от общего провода и соединена с тем же выводом.

В качестве датчика температуры практически пригоден любой кремниевый маломощный диод, предпочтение следует отдать приборам с наименьшими габаритами. Конденсаторы *C6* и *C9* — К73-17 с допуском +10% на рабочее напряжение 160 В, возможно применение и других пленочных конденсаторов. Полярный конденсатор *C4* — К53-4, остальные — КМ-5 или КМ-6. Резисторы *R7*, *R11*, *R13*, входящие в делители, желательнее использовать стабильные, например *C2-29*, резисторы *R10*, *R12* — СПЗ-19а.

Плата установлена в пластмассовый корпус промышленного изготовления с габаритами 30x72x132 мм. Он задуман как универсальный для использования в конструкциях различных радиолюбительских приборов. Отсек под батарею «Крона» для аккумулятора 7Д-0,125Д оказался маловат, однако его можно использовать для хранения датчика.

Оформление датчика температуры зависит от предполагаемых областей использования термометра. Возможен, например, вариант, показанный на рис. 3. Для его изготовления берут стеклянную трубку 1 диаметром 4...6 мм, конец ее, нагретый на огне газовой горелки или спиртовки, оттягивают для уменьшения диаметра примерно до 3...3,5 мм. Затем тонкую часть трубки следует разломить и запаять на том же пламени.

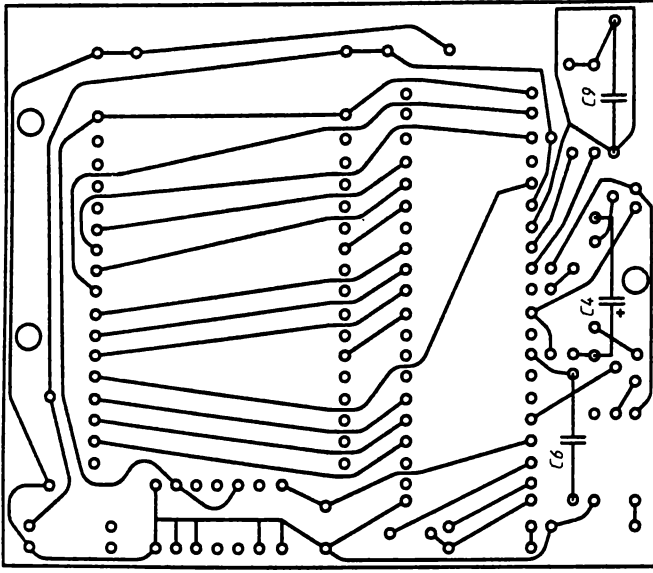
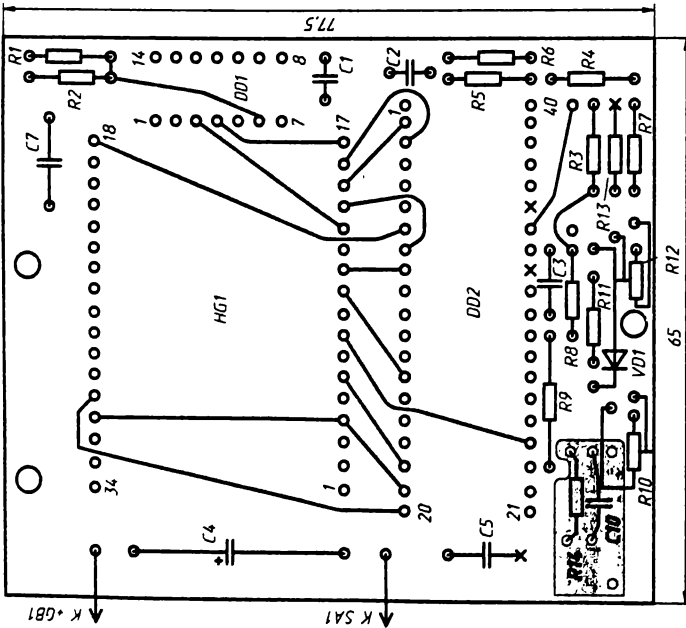
Один из выводов диода 6, используемого как датчик, следует подогнуть к его корпусу, к обоим выводам подпаять два провода МГТФ-0,07 длиной по 0,5 м, одеть на каждый из них по два отрезка поливинилхлоридной или фторопластовой трубки 4 и 5. Диод с проводами вставить в стеклянную трубку и закрепить провода в ее открытом конце каплей эпоксидного клея 3. Для улучшения теплового контакта трубки и диода перед сборкой датчика в утонченную часть трубки с помощью тонкой трубки ввести небольшое количество жидкого масла, например моторного.

Возможен и такой вариант. К выводам диода подпаивают провода, затем на них одевают поливинилхлоридную или фторопластовую трубку длиной около 300 мм так, чтобы диод был расположен с небольшим смещением относительно ее середины, после чего трубку складывают пополам и концы туго обматывают ниткой, предварительно наполнив их клеем. Если предполагается использовать термометр для измерения температуры воздуха в помещении, никакого специального оформления датчика не требуется — вполне достаточно установить его в корпусе прибора, в котором сделать вентиляционные отверстия.

Налаживание термометра несложно. Вначале подбирают резистор *R5* для обеспечения частоты задающего генератора микросхемы *DD2* равной 50 кГц (допустимое отклонение +5%). Контроль производят на выводе 21 микросхемы — на нем частота должна составлять 62,5 Гц.

Поместив датчик в тающий лед или снег, подстроечным резистором *R10* следует установить нулевые показания на индикаторе, при необходимости подобрать резистор *R4*. Затем, опустив датчик в воду с температурой 35...40 °С, контролируемой точным термометром, резистором *R12* установить соответствующие показания на индикаторе. Использование кипящей воды для калибровки нежелательно, так как температура кипения зависит от атмосферного давления.

Подключив термометр к источнику регулируемого напряжения, подобрать резистор *R9* так, чтобы при изменении напряжения в пределах от 8 до 9,8 В показания отличались не более чем на 0,1 °С. После этого надо уточнить настройку в соответствии с предыдущим абзацем при напряжении питания 8,8 В.



а)

б)

Рис. 2

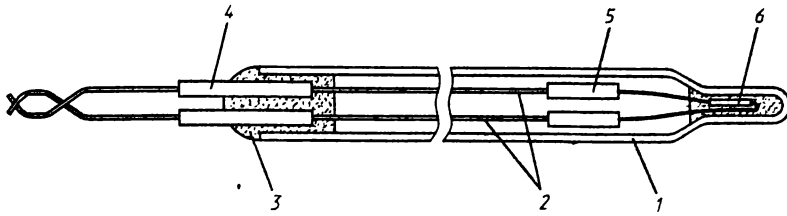


Рис. 3

Существенно повысить точность цифрового термометра и стабильность его показаний при изменении напряжения питания и температуры корпуса прибора можно, используя интегральный датчик температуры К1019ЕМ1 [4]. Датчик представляет из себя двухполюсник с малым дифференциальным сопротивлением, падение напряжения на котором при токе 1 мА и температуре 0 °С составляет 2932 мВ и изменяется пропорционально абсолютной температуре корпуса датчика.

Абсолютный ТКН такого датчика, в отличие от диода, положителен и составляет 10 мВ/°С. Сама по себе установка датчика К1019ЕМ1 вместо диода не решает проблем с погрешностями, связанными с зависимостью опорного напряжения от температуры и напряжения питания, поскольку относительные ТКН датчика и диода практически равны и отличаются только знаком (+0,3%/°С и -0,3%/°С соответственно).

Решением проблемы, связанной с нестабильностью опорного напряжения, может быть одновременное использование двух рядом расположенных датчиков — микросхемы К1019ЕМ1 и кремниевого диода. На рис. 4 приведена возможная схема их совместного включения.

Датчик температуры DA1 питается током 1 мА от генератора тока на транзисторе VT1 и светодиоде HL1, а диод VD1 — током 100 мкА от аналогичного генератора на том же светодиоде и транзисторе VT2. Делителем R19–R21 напряжение с датчика DA1 уменьшено примерно в 5 раз и приведено к напряжению на диоде VD1 при температуре 0 °С. Разность этих величин, подаваемая на измерительный вход АЦП, изменяется с ТКН 4 мВ/°С. Температуре 100 °С соответствует напряжение 400 мВ, такой же величины должно быть и напряжение, подаваемое на образцовый вход АЦП DD2, оно снимается с делителя R16–R18.

Теперь нестабильность опорного напряжения микросхемы DD2 не сказывается на величине сигнала, подаваемого на измерительный вход АЦП, а нестабильность образцового напряжения в 0,1% приводит к ошибке 0,1 °С на 100 °С, причем не влияя на показания при 0 °С. Поскольку образцовое напряжение составляет 400 мВ, сопротивление резистора R14 интегратора должно быть увеличено до 220 кОм.

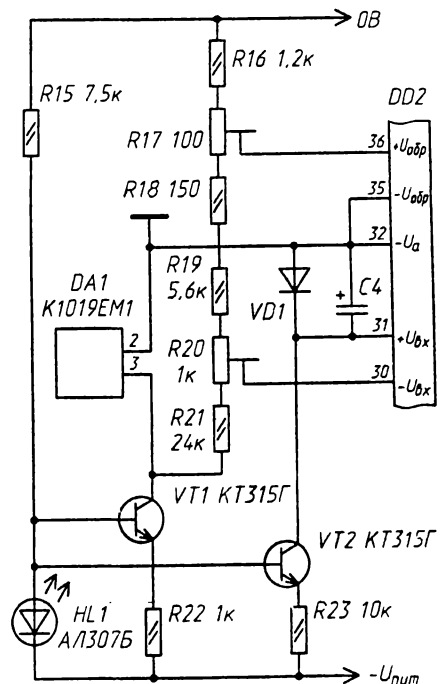


Рис. 4

Настройка этого термометра заключается в установке подстроечным резистором $R20$ нулевого показания при температуре $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ и показаний, соответствующих температуре, близкой к верхней границе используемого диапазона, подстроечным резистором $R17$. Недостатками такого варианта термометра является необходимость подключения датчика, включающего в себя микросхему и диод, трехпроводным кабелем и относительно большие габариты датчика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бирюков С. Цифровой мультиметр. — Радио, 1990, № 9, с. 55.
2. Бирюков С. Цифровой измеритель RLC. — Радио, 1996, № 3, с. 34.
3. Федорков Б. Г., Телец В. А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. — М.: Энергоатомиздат, 1992, с. 320.
4. Бирюков С. Микросхемы K1019EM1, K1019EM1A. — Радио, 1996, № 7, с. 59.
5. Цибин В. Цифровой термометр. — Радио, 1996, № 10, с. 40.

Журнал «Радио», 1997, № 1, с. 40

ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР

Устройство, схема которого показана на рис. 1, представляет собой преобразователь температура—частота, предназначенный для совместной работы с электронными цифровыми часами. Последние в этом случае необходимо дополнить трех-четырёхразрядным счетчиком и мультиплексором, распределяющим во времени импульсы, поступающие на дешифратор часов с выходов основного и дополнительного счетчиков.

Устройство состоит из датчика температуры, преобразователя полярности его выходного напряжения с индикатором знака температуры и преобразователя напряжения—частота.

В качестве чувствительного элемента, преобразующего изменение температуры в линейно изменяющееся напряжение с коэффициентом пропорциональности, одинаковым для положительных и отрицательных значений температуры, использован кремниевый транзистор средней мощности $V1$. Принцип действия такого датчика основан на зависимости статического коэффициента передачи тока h_{213} от температуры. Коллекторный ток транзистора выбран равным примерно 5 мА и поддерживается неизменным с помощью устройства, выполненного на ОУ $A1$. Такой ток недостаточен для саморазогрева транзистора, поэтому при изменении температуры окружающей среды изменяется и коэффициент передачи тока, а в результате линейно изменяется и напряжение на выходе ОУ $A1$. При указанных на схеме номиналах резисторов необходим транзистор с коэффициентом $h_{213} = 100$ при температуре $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Исходный режим датчика температуры выбран таким, что нулевое напряжение на выходе ОУ $A1$ соответствует $0\text{ }^{\circ}\text{C}$. При отрицательных значениях температуры окружающей среды оно становится отрицательным (по отношению к общему проводу), а при положительных — положительным. Для правильной же работы преобразователя напряжение—частота сигнал на его входе всегда, кроме случая, когда температура равна $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, должен иметь отрицательную полярность. Эту задачу решает преобразователь полярности, выполненный на ОУ $A2$ и $A3$. Первый из них использован в качестве повторителя напряжения, второй — в качестве инвертирующего усилителя с коэффициентом передачи, равным 1 (при регулировке это достигается изменением сопротивления резистора $R12$). Если напряжение, снимаемое с движка подстроечного резистора $R9$ отрицательно, оно без изменения полярности проходит на выход ОУ $A2$ и через диод $V2$ поступает на вход следующего блока (преобразователя напряжения—частота). Сигнал на выходе ОУ $A2$ в этом случае имеет

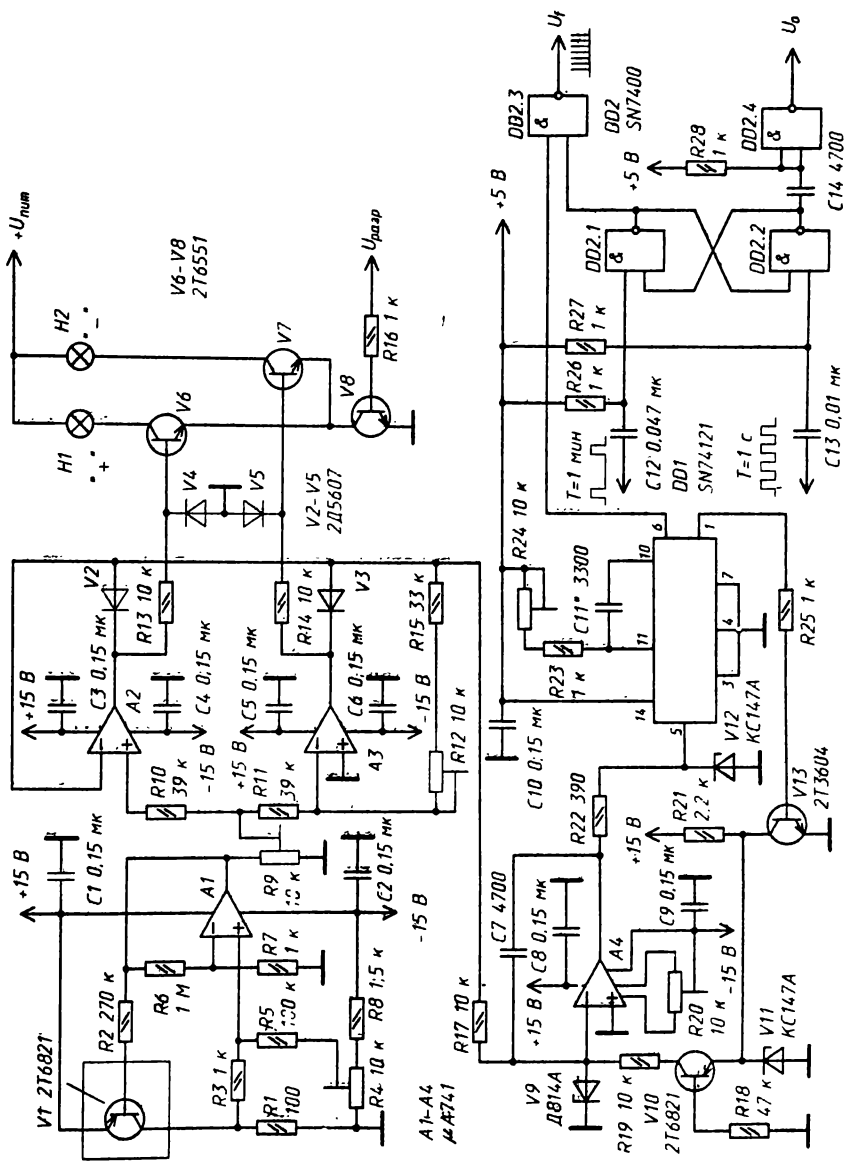


Рис. 1

положительную полярность, поэтому через диод $V3$ он не проходит, но поступает в цепь базы транзистора $V7$ и открывает его (разумеется, если в это время открыт и транзистор $V8$, что бывает в те моменты, когда на его базу из счетчика часов подается разрешающее напряжение $U_{РАЗР}$ положительной полярности). В результате загорается лампа накаливания $H2$, подсвечивающая табло со знаком «-» (температура ниже 0°C). При положительной полярности напряжения на движке резистора $R9$ к входу преобразователя напряжение—частота подводится инвертированное (отрицательное) напряжение с выхода ОУ $A3$, а положительное выходное напряжение ОУ $A2$ открывает транзистор $V6$ (также при условии, что открыт транзистор $V8$), и загорается лампа $H1$, подсвечивающая табло со знаком «+».

Преобразователь напряжения—частота содержит интегратор на ОУ $A4$, ждущий мультивибратор на микросхеме $DD1$ и электронный коммутатор на транзисторах $V10$, $V13$. Работу интегратора иллюстрирует рис. 2. С подачи через резистор $R17$ напряжения отрицательной полярности с выхода ОУ $A2$ или $A3$ на выходе интегратора возникает возрастающее напряжение положительной полярности U_{C7} . Скорость его нарастания прямо пропорциональна величине падения напряжения на резисторе $R17$. Напряжение U_{C7} растет до тех пор, пока не достигнет значения порогового напряжения $U_{пор}$, при котором срабатывает ждущий мультивибратор. В результате на выходе 6 микросхемы $DD1$ появляется импульс положительной полярности, а на выходе 1 — отрицательной. Первый из них поступает на верхний (по схеме) вход элемента $DD2.3$ (о его назначении будет сказано далее), второй — в цепь базы транзистора $V13$. В результате этот транзистор закрывается, а транзистор $V10$ открывается и подает (через резистор $R19$) на инвертирующий вход положительное напряжение, превышающее в несколько раз (по абсолютной величине) напряжение $U_{вх}$. Поскольку ОУ обладает высоким входным сопротивлением и стремится поддерживать на инвертирующем входе нулевой потенциал (таково напряжение на неинвертирующем входе), сумма токов $I_{вх}$ ($I_{вх} = U_{вх}/R17$), I_p (определяется образцовым напряжением на стабилизаторе $V11$ и сопротивлением резистора $R19$) и I_{C7} (через конденсатор $C7$) также поддерживается близкой к нулю. Напряжение U_{C7} на выходе интегратора с момента срабатывания мультивибратора начинает уменьшаться. Продолжается это до тех пор, пока мультивибратор не вернется в исходное состояние, т. е. пока не закончится время t_1 , зависящее от постоянной времени $\tau = (R23 + R24)C11$.

С появлением на выходе 1 микросхемы $DD1$ высокого потенциала состояния транзисторов $V10$ и $V13$ изменяются на обратные. С этого момента и в течение всего времени t_2 напряжение на выходе ОУ $A4$ вновь начинает увеличиваться, пока не достигнет значения $U_{пор}$. Процесс непрерывно повторяется, и на выходе 6 микросхемы $DD1$ формируется импульсное напряжение, частота которого пропорциональна напряжению на инвертирующем входе ОУ $A4$, а следовательно, и абсолютному значению температуры среды окружающей транзистор $V1$.

Несколько слов о назначении остальных элементов, показанных на рис. 1. Диоды $V4$, $V5$ защищают эмиттерные переходы транзисторов $V6$, $V7$ от больших напряжений отрицательной полярности, конденсаторы $C1-C6$, $C8-C10$ в цепях питания микросхем повышают помехозащищенность устройства. Элемент $DD2.3$ пропускает импульсное напряжение с выхода микросхе-

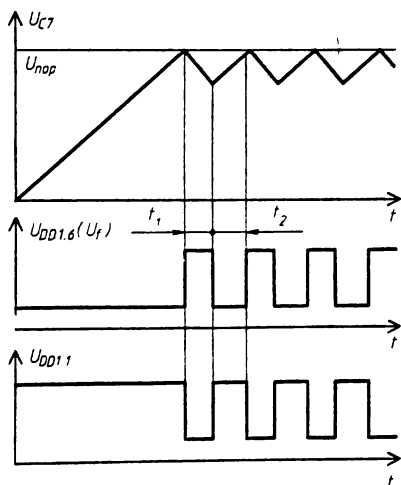


Рис. 2

мы *DD1* на вход дополнительного счетчика в определенные интервалы времени, формируемые *RS*-триггером на элементах *DD2.1* и *DD2.2*. На вход первого из них подаются импульсы с частотой следования 1/60 Гц, снимаемые с соответствующего выхода счетчика электронных часов, на вход второго — полученные таким же путем импульсы с частотой следования 1 Гц. В результате в начале каждой минуты на протяжении 1 с пакеты импульсов с выхода преобразователя напряжение—частота проходят на вход дополнительного счетчика, и на табло электронных часов индицируется соответствующее значение температуры (счетчик часов на это время отключается мультимплексором). Установка дополнительного счетчика в нулевое состояние осуществляется импульсом напряжения U_0 , формируемым элементом *DD2.4* и цепью *R28C14*.

От редакции. Приблизительные аналоги использованных в цифровом термометре транзисторов — КТ361Д (*V1*, *V10*), КТ608А (*V6–V8*), КТ312Б (*V13*). Микросхемы $\mu A741$ можно заменить отечественными ОУ К140УД7, аналоги микросхем SN7400 и SN74121 — соответственно К155ЛА3 и К155АГ1. Диоды *V2–V4* — любые кремниевые.

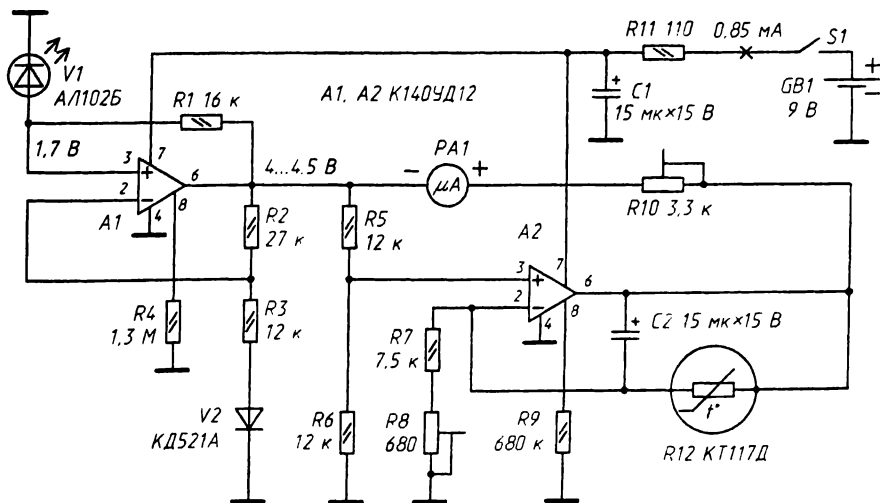
Журнал «Радио», 1982, № 4, с. 58

А. КРИВОНОСОВ, Ю. КУЗНЕЦОВ, В. КАУФМАН

ТЕРМОМЕТР НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

Электронный термометр с линейной шкалой, принципиальная схема которого изображена на рисунке, потребляет малую мощность и может быть выполнен в виде малогабаритного переносного прибора с автономным питанием. При соответствующем конструктивном исполнении термоэлемента его можно использовать для измерения температуры самых различных сред, в частности, в тех случаях, когда применение обычных стеклянных термометров по различным причинам недопустимо (при измерении температуры пищевых сред и т. д.). Такой термометр с пределами измерения 25...35 °С был применен, например для измерения температуры теста при выпечке хлеба.

В пределах 0...60 °С ошибка, вызванная отклонением температурной характеристики термодатчика от линейной, не превышает 1 °С. При сужении диапазона измерений ошибка заметно уменьшается.



Питание термометра возможно как от двух последовательно соединенных батарей 3336, так и от батареи «Крона». Потребляемый ток составляет примерно 0,85 мА. Работоспособность термометра сохраняется при уменьшении напряжения питания до 5,5 В.

В качестве термодатчика *R12* в термометре использован кремниевый монокристаллический терморезистор, разработанный на базе однопереходных транзисторов КТ117 (обозначение КТ117Д условное). Терморезистор имеет номинальное сопротивление 10 кОм ($\pm 20\%$) при температуре 25 °С и положительный температурный коэффициент сопротивления (ТКС) 0,5... 0,7%/К в интервале температуры -50...+90 °С. Положительный знак ТКС сохраняется до 130...150 °С. Такой терморезистор по сравнению с поликристаллическими терморезисторами имеет более высокую стабильность и линейность температурной характеристики, а по сравнению с проволочными — большое сопротивление при малых габаритах.

Термометр собран на двух микромощных операционных усилителях (ОУ) К140УД12. На микросхеме *A1* собран стабилизатор образцового напряжения. Образцовое низковольтное напряжение задает светодиод АЛ102Б (*V1*). При токе через него 0,1 мА прямое падение напряжения составляет 1,7 В. Диод *V2* компенсирует изменения выходного напряжения стабилизатора в зависимости от температуры окружающей среды.

Терморезистор *R12* включен в цепь отрицательной обратной связи микросхемы *A2*. Следовательно ток через него поддерживается постоянным и определяется напряжением, снимаемым с делителя *R5R6*, а также сопротивлением резисторов *R7* и *R8*. Выходное напряжение микросхемы *A2* линейно зависит от температуры, поэтому по шкале прибора можно непосредственно отсчитывать температуру в градусах.

Резистор *R11* предохраняет термометр от выхода из строя при неправильном подключении источника питания.

В термометре применен микроамперметр М2003 с током полного отклонения стрелки 100 мкА. Диодом *V2* может служить любой кремниевый диод. Терморезистор КТ117Д можно заменить однопереходными транзисторами КТ117А–КТ117Г, причем транзисторы с буквами В и Г предпочтительнее, так как они имеют большее сопротивление. При этом базу 1 транзистора соединяют с выводом эмиттера и выводом 2 микросхемы *A2*, а базу 2, подключенную к корпусу, — с выводом (вывод б) микросхемы *A2*.

При налаживании прибора терморезистор помещают в среду с минимальной требуемой температурой, соответствующей начальной отметке шкалы. Подстроечным резистором *R8* устанавливают стрелку прибора *РА1* на эту отметку. Затем терморезистор помещают в среду с максимальной температурой, соответствующей конечной отметке шкалы. Подстроечным резистором *R10* добиваются отклонения стрелки на конечную отметку шкалы. В зависимости от сопротивления конкретного экземпляра терморезистора и требуемого диапазона температуры может понадобиться уточнение номиналов резисторов *R7* и *R10*.

Журнал «Радио», 1983, № 4, с. 44

П. КОНОПЛЕВ, А. МАРТЫНЮК ТЕРМОМЕТР С ЛИНЕЙНОЙ ШКАЛОЙ

В электронных термометрах с терморезистивными датчиками шкала отсчета обычно нелинейна. Градуировка ее — трудоемкая операция с использованием образцовых лабораторных термометров и термостатов. Применяя в качестве термодатчиков полупроводниковые диоды, можно изготовить термометр с линейной шка-

лой. При этом используется линейная зависимость падения напряжения на диоде от температуры при фиксированном прямом токе смещения. Например, температурный коэффициент напряжения для кремниевых диодов практически постоянен в диапазоне температуры $-60...+100\text{ }^{\circ}\text{C}$ и составляет $-2,0...-2,5\text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ в зависимости от типа диода и значения тока смещения.

Схема простого электронного термометра с диодным термодатчиком показана на рисунке. Этот прибор измеряет температуру в пределах $0...+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ с погрешностью не более $\pm 0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$. Через диод $V1$ протекает прямой ток смещения, задаваемый резистором $R1$. Изменение напряжения на диоде измеряет простейший вольтметр постоянного тока на микросхеме $A1$. Он собран по балансной схеме. Стабильное образцовое напряжение около $0,5\text{ В}$ на резисторах $R5$ и $R6$, подключенных к другому входу вольтметра, создает генератор стабильного тока, выполненный на полевом транзисторе $V2$. Напряжение разбаланса регистрирует стрелочный индикатор $P1$.

Прибор питается от аккумуляторной батареи 7Д-0,1 и потребляет ток 5 мА . Благодаря двухступенчатой параметрической стабилизации образцового напряжения с использованием генераторов стабильного тока уменьшение напряжения батареи до 7 В не влияет на показания прибора.

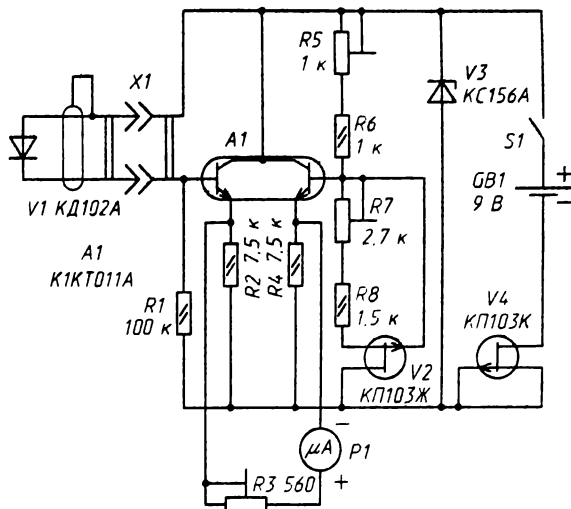
Конструктивно измерительный зонд с термодатчиком может быть выполнен различно. Необходимо лишь, чтобы между выводами диода не попадала влага. Примером удачной конструкции измерительного зонда может быть термошуп, описанный в статье Бойко В. и Петрова А. «Индикатор температуры для животных» (Радио, 1977, № 5, с. 26). Зонд соединяют с прибором экранированным проводом, например, МГТФЭ.

Стрелочный индикатор в термометре — М265М. Никакой переделки или градуировки его шкалы не требуется. Достаточно лишь надпись « $\mu\text{А}$ » на шкале заменить надписью « $^{\circ}\text{C}$ ».

Налаживание термометра сводится к установке резистором $R7$ режима термостабильной точки полевого транзистора $V2$ так, как рассказано в статье Давыдова Г. «О термостабильной точке полевых транзисторов» (Радио, 1973, № 2, с. 39).

Калибруют прибор по двум температурным точкам, первая из которых ($0\text{ }^{\circ}\text{C}$) соответствует нулевой отметке шкалы. Измерительный зонд погружают в тающий снег и переменным резистором $R5$ устанавливают стрелку индикатора на нуль. Второй температурной точкой для калибровки удобно использовать температуру тела здорового человека $36,6\text{ }^{\circ}\text{C}$. При этом стрелку индикатора устанавливают на соответствующее деление шкалы, подстраивая резистор $R3$.

При необходимости измерять температуру также и в диапазоне $0...-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ в термометр следует ввести дополнительный переключатель, изменяющий полярность включения индикатора $P1$.

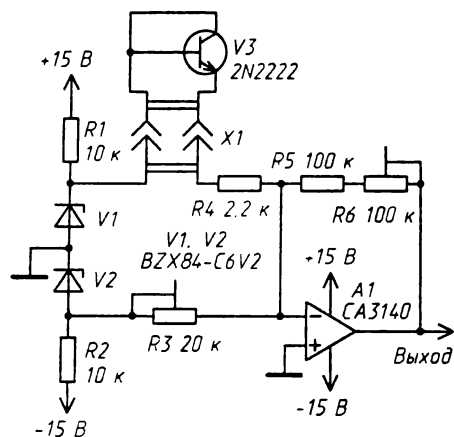


ЭЛЕКТРОННЫЙ ТЕРМОМЕТР

Нелинейность температурнорезистивной характеристики полупроводниковых термисторов затрудняет их использование для точных температурных измерений, поскольку при этом шкалы индикаторов приходится делать также неравномерными. Применение же разного рода линейризующих дополнительных резисторов сильно снижает чувствительность измерителей температуры и сужает диапазон измерений.

Более качественным температурным преобразователем может служить обычный $p-n$ переход полупроводниковых диодов или транзисторов, поскольку ток через

переход зависит как от приложенного к нему напряжения, так и от температуры (последнее свойство обуславливает нежелательный дрейф нуля в полупроводниковых УПТ). Как показали исследования, практически любой кремниевый диод или транзистор может быть использован как линейный температурный преобразователь в диапазоне $-55...+125\text{ }^{\circ}\text{C}$, однако предпочтительнее следует отдать транзисторам в металлостеклянных корпусах (ТО-5 или ТО-18), которые обеспечивают лучшую теплопередачу, чем пластмассовые или стеклянные.



Для получения чистой температурной зависимости тока через $p-n$ переход необходимо поддерживать постоянным напряжение на этом переходе. В электронном термометре (см. рисунок) стабилизированное напряжение $+6,2\text{ В}$ со стабилитрона $V1$ приложено к выводам базы и коллектора датчика температуры — транзистора $V3$, эмиттер которого также находится под постоянным потенциалом, получаемым на инвертирующем входе ОУ $A1$. В результате ток эмиттера $V3$ зависит только от температуры перехода, поскольку напряжение база—эмиттер постоянно.

Ток эмиттера усиливается ОУ $A1$. Резистором $R6$ его устанавливают таким, чтобы коэффициент преобразования термометра был равен 100 мВ/К .

Преобразование температурной шкалы Кельвина в шкалу по Цельсию осуществляется алгебраическим суммированием тока от стабилизированного источника на стабилитроне $V2$ с током транзистора $V3$. При калибровке резистором $R3$ добиваются нулевого напряжения на выходе ОУ $A1$ при нулевой (по Цельсию) температуре транзистора $V3$.

От редакции. В термометре можно использовать отечественные стабилитроны КС162А, транзисторы серий КТ312, КТ342 и ОУ типов К15ЗУД5, К140УД7.

Журнал «Радио», 1983, № 4, с. 61

Ю. ВЛАСОВ

ЭЛЕКТРОННЫЙ ТЕРМОМЕТР

Отличительной особенностью предлагаемого прибора является конструкция зонда. Его термочувствительным элементом служит миниатюрный диод КД103А, припаянный к отрезку тонкого кабеля с фторопластовой изоляцией и герметизированный эпоксидной смолой. Диаметр зонда не превышает $2,5\text{ мм}$, что позволяет вводить его в самые укромные уголки работающей аппаратуры для измерения температурных режимов. Возможны измерения в жидкостях. Диапазон измеряемых

температур от -25 до $+100$ °C (проверено на практике). Обусловленная датчиком точность в интервале температур $0...100$ °C не хуже $0,5$ °C.

Схема термометра приведена на рис. 1. Падение напряжения на диоде-датчике *VD1* при колебаниях температур изменяется с коэффициентом $-2,1$ мВ/град. Каскад на операционном усилителе *DA1* — масштабирующий усилитель, напряжение на выходе которого изменяется уже с коэффициентом $+0,01$ В/град. Это значит, что вольтметр постоянного тока *PV1* на напряжение 1 В, подключенный к выходу ОУ, может регистрировать температуру в диапазоне $+100$ °C (с учетом возможности переключения полярности регистрируемого напряжения).

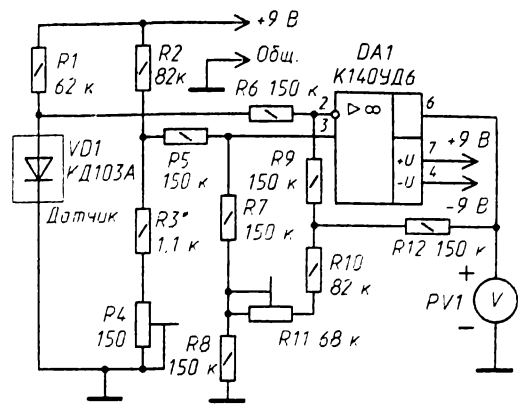


Рис. 1

Конструкция датчика показана на рис. 2. На наружную изоляцию 2 одного из концов кабеля РК75-1-22 надевают фторопластовую трубку 1 длиной 8 мм (посадка ее на кабель должна быть достаточно тугой). Этот конец кабеля предварительно разделяют, оставив свободными от изоляции на длину $2...2,5$ мм центральный провод 3 и оплетку 4. Оплетку кабеля облуживают. Вывод анода диода укорачивают и паяльником с тонким жалом припаивают к центральному проводнику кабеля. Катодный вывод плотно прижимают к корпусу диода и припаивают к оплетке кабеля. Места пайки и диод заливают эпоксидной смолой 5. Затем фторопластовую трубку 1 сдвигают до касания с диодом и зонд подвешивают до того, пока смола не станет твердой. Для подключения другого конца кабеля зонда к прибору используют любой миниатюрный разъем.

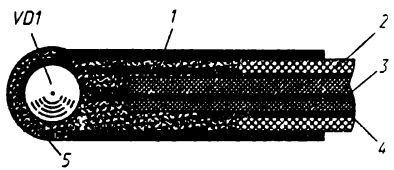


Рис. 2

Места пайки и диод заливают эпоксидной смолой 5. Затем фторопластовую трубку 1 сдвигают до касания с диодом и зонд подвешивают до того, пока смола не станет твердой. Для подключения другого конца кабеля зонда к прибору используют любой миниатюрный разъем.

Резисторы *R1–R3* измерительного моста термометра должны иметь стабильные параметры (например, типа С2-29В). Сопротивления резисторов *R5–R7*, *R8–R10* могут быть в пределах $100...200$ кОм, но все они должны быть обязательно одного номинала с разбросом не хуже 1% .

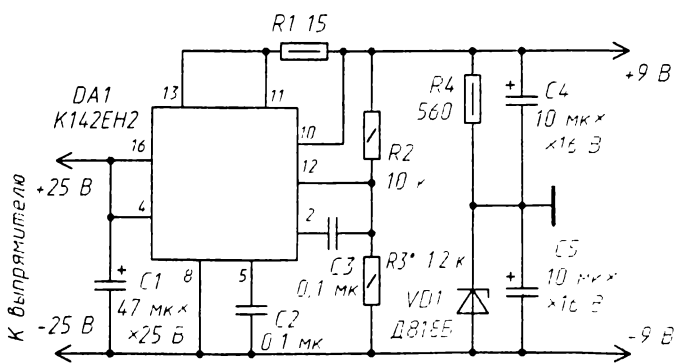


Рис. 3

Операционный усилитель DA1 — К140УД7, К140УД8 или любого другого типа. Существенно лишь то, чтобы он имел малые входные токи и большое усиление.

Конструкция термометра произвольная. Можно, например, сделать автономный прибор, применив в качестве вольтметра микроамперметр с последовательно включенным добавочным резистором. Можно также выполнить в виде приставки к мультиметру (аналоговому или цифровому), а еще удобнее — встроить плату термометра в мультиметр, предусмотрев соответствующие органы коммутации цепей.

Источник питания термометра — двухполярный стабилизированный с выходным напряжением +9...+15 В на ток 15 мА. Один из возможных вариантов его исполнения — однополярный источник на интегральном стабилизаторе К142ЕН2 в стандартном включении на напряжение +18 В с формированием средней точки на стабилитроне (рис. 3).

Питать термометр можно и от батареи, но в этом случае необходимо для повышения точности измерений в цепь питания измерительного моста ввести стабилизатор тока на полевом транзисторе КП103А (рис. 4), установленном в термостабильную точку. Но в этом случае потребуется дополнительная подборка резистора R3 (или R2), так как напряжение питания моста будет меньше 9 В.

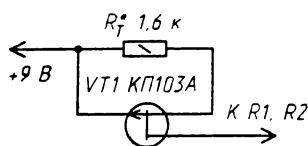


Рис. 4

Приступая к налаживанию термометра, его датчик опускают в посуду с тающим льдом и подстроечным резистором R4 устанавливают стрелку вольтметра на нулевую отметку шкалы.

Если пределы регулирования этим резистором недостаточны, подбирают резистор R3. Затем датчик опускается в кипящую воду и резистором R11 устанавливают стрелку прибора на отметку, соответствующую температуре кипения воды. Эти калибровки повторяют два-три раза.

Если применен стабилизатор тока, то налаживание термометра начинают с установки полевого транзистора в термостабильную точку — подбором резистора R_T добиваются независимости показаний прибора от температуры транзистора.

Журнал «Радио», 1994, № 12, с. 39

Н. ХОМЕНКОВ, А. ЗВЕРЕВ

ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР

Прибор предназначен для точного измерения в широких пределах температуры различных объектов и может быть рекомендован для использования как в быту, так и в технике. В отличие от опубликованных ранее подобных устройств, в этом термометре использована БИС серии К572, поэтому он содержит относительно небольшое число элементов. Термометр готов к работе сразу после включения питания. Но, к сожалению, отсутствие серийных датчиков с малой температурной инерцией приводит к значительной длительности процесса измерения (около 5 мин), что несколько ограничивает область применения термометра.

Основные технические характеристики

Пределы измеряемой температуры, °С	-50...+99,9
Основная погрешность измерения, °С	±0,1
Дополнительные погрешности, °С:	
от изменения температуры окружающей среды в пределах 0...+40 °С	±0,05
от смены датчиков	±0,1
Наибольшая длина экранированного кабеля для соединения датчиков с прибором (при сопротивлении каждого провода в кабеле не более 5 Ом), м	300
Потребляемая мощность, Вт	3
Габариты, мм	120×110×40

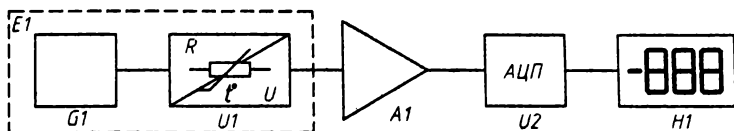


Рис. 1

Структурная схема цифрового термометра показана на рис. 1. Изменение температуры объекта, в котором размещен термодатчик, вызывает изменение сопротивления датчика, которое в блоке $E1$ преобразуется в соответствующее изменение напряжения. Преобразователь $U1$ питается от стабилизатора тока $G1$. Выходной сигнал блока $E1$ усиливается усилителем $A1$ и поступает к аналого-цифровому преобразователю (АЦП) $U2$, на выходе которого включен цифровой блок индикации $H1$, высвечивающий текущую температуру контролируемого объекта.

Переключателем $SB1$ (рис. 2) выбирают один из термодатчиков $RK1, RK2$, установленных на объекте, температуру которого необходимо измерить. Датчик включен в одно из плеч измерительного моста постоянного тока, выполненного на прецизионных резисторах $R1-R5$. Точность и линейность показаний индикатора в пределах измеряемой температуры определяется в основном стабильностью тока, питающего измерительный мост.

Стабилизатор тока питания моста выполнен на операционном усилителе $DA1.2$. Подстроечный резистор $R11$ позволяет в небольших пределах изменять значение выходного тока, что дает возможность изменять крутизну преобразования сопротивления термодатчика в напряжение и обеспечивает установку верхней границы измеряемой температуры. Нижнюю границу устанавливают подстроечным резистором $R1$.

Напряжение с диагонали измерительного моста, пропорциональное температуре, усиливается дифференциальным усилителем, выполненным на операционном усилителе $DA1.1$, и с его выхода подается на вход АЦП. Конденсаторы $C1, C2, C4$ служат для фильтрации помех.

АЦП реализован на БИС $K572ПВ2A$ и работает по принципу двойного интегрирования с автокорректировкой «нуля» и автоматическим определением полярности входного сигнала. Сигнал, несущий информацию о текущей температуре выбранного объекта, представлен на выходе АЦП в виде, удобном для отображения семиэлементными индикаторами. Он поступает на табло, состоящее из трех светодиодных индикаторов $HG1-HG3$ и светодиода $HL1$. Светодиод загорается при отрицательной температуре измеряемого объекта. Для разделения целых и десятых долей градуса на индикаторе $HG2$ высвечивается запятая.

Питается термометр от сети переменного тока напряжением 220 В через трансформатор $T1$. Для стабилизации питающего двуполярного напряжения предусмотрены параметрические стабилизаторы $VD1R18$ и $VD2R19$. Образцовое напряжение для АЦП и стабилизатора тока снято с делителя напряжения на резисторах $R16, R17$. Оно дополнительно фильтровано конденсатором $C12$. Все элементы цифрового термометра размещены на двух печатных платах, соединенных между собой уголками.

В приборе использованы постоянные резисторы $R2-R5$ — С2-29В-0,125; $R18, R19$ — МЛТ-0,5, подстроечные — СП3-38, остальные — МЛТ-0,125. Конденсаторы $C1-C5, C9$ — К73-17; $C7, C10, C11$ — КТ-1; $C6, C8$ — К10-7; $C12-C14$ — К50-6.

Для обеспечения взаимозаменяемости термодатчиков при сохранении заданной точности использованы серийно выпускаемые термопреобразователи сопротивления ТСМ-6114 ГОСТ 6651-72 с номинальной статической характеристикой гр. 23. При отсутствии стандартных датчиков можно изготовить их самостоятельно. Для этого необходимо отмерить 619 см провода ПЭТВ диаметром 0,05 мм, намотать его бифилярно на изоляционную оправку, к одному концу провода датчика припаять один гибкий вывод, ко второму — два таких же вывода.

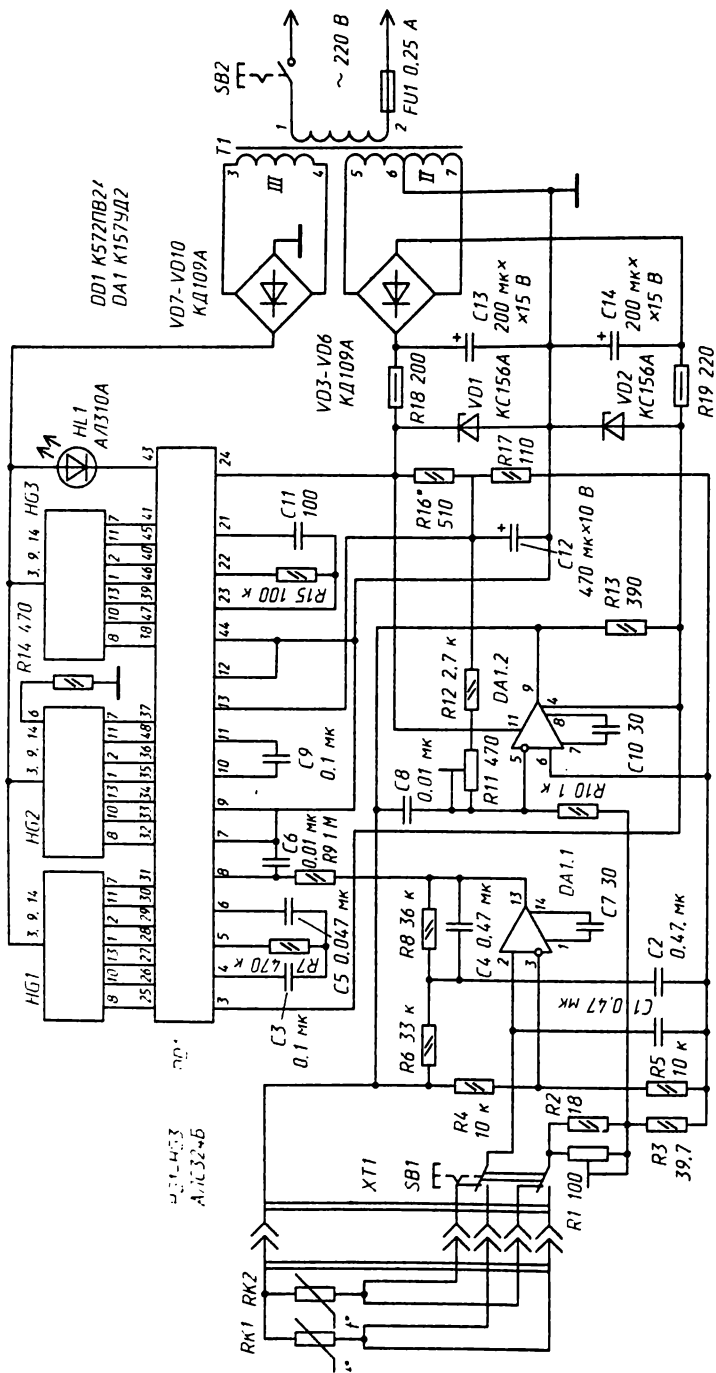


Рис. 2

Можно припаять датчик прямо к проводникам подводящего кабеля. На каждый датчик потребуется три проводника в кабеле. Такое подключение позволяет компенсировать температурную погрешность, вносимую проводниками кабеля.

Далее изготавливают корпус, способный работать в той среде, где будет установлен датчик, закрепляют в нем оправку с обмоткой и заливают эпоксидной смолой. Сопротивление датчика при температуре 20 °С должно быть 57,52 Ом.

Трансформатор питания для уменьшения габаритов выполнен из четырех магнитопроводов ПЛ6,5×12,5×16 (сечение около 3 см²). Обмотка I содержит 3000 витков провода ПЭВ-2 0,08, II — 2×130 витков провода ПЭВ-2 0,18, III — 70 витков провода ПЭВ-2 0,4. В трансформаторе питания возможно применение иного магнитопровода, однако высоту корпуса термометра при этом придется увеличить.

Микросхему К157УД2 можно заменить на К140УД20 с соответствующими цепями коррекции, К572ПВ2А — на КР572ПВ2А, но придется изменить рисунок проводников печатной платы, а при увеличении допустимой погрешности до +0,3 °С можно использовать и К572ПВ2 с любым буквенным индексом.

Безошибочно собранный из заведомо исправных элементов термометр налаживания не требует, необходимо лишь установить границы измеряемого диапазона. Для этого вместо датчика включают его эквивалент (магазин резисторов или точный резистор). Вначале включают резистор сопротивлением 41,7 Ом, и резистором R1 устанавливают на табло показание -50 °С; затем заменяют резистор на другой, с номиналом 75,59 Ом, и резистором R11 устанавливают показание +99,9 °С. Операцию калибровки следует повторить дважды.

При необходимости расширить интервал измеряемой температуры до 180 °С нужно подключить к АЦП еще один цифровой индикатор АЛС324Б. Остальные технические характеристики термометра при этом сохраняются.

Журнал «Радио», 1985, № 1, с. 47

В. ЦИБИН

ЦИФРОВОЙ ТЕРМОМЕТР

Главным отличием этого варианта термометра от опубликованных в журнале «Радио» ранее [1, 2], в которых в качестве основного элемента использовался аналого-цифровой преобразователь (АЦП) КР572ПВ2 (К572ПВ2) или КР572ПВ5, заключается в том, что в нем нет операционных усилителей (ОУ), служащих для каких-либо преобразований сигнала датчика температуры. Это, во-первых, упрощает входные цепи термометра, а, во-вторых, позволяет избежать дополнительных погрешностей, неизбежно возникающих в основном за счет температурного дрейфа напряжения смещения ОУ при значительных изменениях температуры окружающего воздуха. Упомянутые выше АЦП обладают высоким входным сопротивлением, широким динамическим диапазоном входных сигналов и могут быть непосредственно подключены к датчику температуры, если, конечно, он имеет хорошую линейность во всем диапазоне измеряемых температур [3].

Датчиком температуры описываемого прибора служит кремниевый диод. При этом используется линейная зависимость падения напряжения на нем от температуры при фиксированном прямом токе смещения. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) для кремниевых диодов практически постоянен в диапазоне -60...+100 °С и составляет -2...-2,5 мВ/°С — в зависимости от типа диода и значения тока смещения [4]. Как показали исследования, практически любой кремниевый диод или транзистор может быть использован как линейный температурный преобразователь в диапазоне -55...+125 °С [5].

Датчик термометра, функцию которого выполняет диод VD1 (см. схему), питается от источника тока, выполненного на полевом транзисторе VT1. С анода датчика сигнал, линейно зависящий от измеряемой температуры, через фильтр помех

R5C1 поступает на вывод 30 инвертирующего входа микросхемы *DD1* (поскольку ТКН диодного датчика отрицателен). В качестве источника стабильного напряжения, питающего цепи, определяющие точность термометра, используется разность напряжений между выводами 1 и 32 *DD1*, которая поддерживается внутренним стабилизатором АЦП на уровне $2,8 \pm 0,4$ В. Температурный коэффициент этой разности напряжений равен примерно $10^{-4} \cdot \text{КГ}^{-1}$ [6]. Чтобы свести к минимуму влияние этого ТКН на процесс измерения в прибор введен еще один источник тока — на транзисторе *VT2*. Он питает подстроечные резисторы *R3* и *R4*, служащие для калибровки термометра.

Транзистор *VT3* обеспечивает индикацию десятичной точки во втором разряде ЖКИ *HG1*. Источником питания прибора может быть батарея «Корунд», или аккумуляторная батарея 7Д-0,125. Работоспособность термометра и все его параметры сохраняются при снижении напряжения источника питания до 6,8 В.

Основные технические характеристики

Интервал измеряемой температуры, °С	-50...+120
Разрешающая способность, °С	0,1
Погрешность измерения, °С	
на краях рабочего интервала	$\pm 0,7$
в средней части рабочего интервала, не хуже	$\pm 0,3$
Диапазон изменения температуры окружающего воздуха, °С	0...50
Напряжение источника питания, В	9
Потребляемый ток, мА, не более	1,5

Конструкция датчика температуры зависит от используемого диода. Для диода КД102А она может быть заимствована из [7].

Резисторы *R1* и *R2* лучше взять типа С2-29В; подстроечные *R3* и *R4* — СП5-2, остальные — МЛТ-0,125. Конденсаторы *C3* и *C4* — К71-5, К72-9, К73-16; *C6* — оксидный К52-16; остальные могут быть любого типа.

Перед установкой транзисторов *VT1* и *VT2* желательно найти их термостабильные рабочие точки. Для этого транзистор вместе с резистором между затвором и стоком нужно подключить через миллиамперметр к источнику стабилизированного напряжения 2,8 В и изменить температуру транзистора, касаясь его корпуса сначала горячим, затем холодным металлическим предметом. Подбором резистора добиться наименьшего изменения тока в диапазоне температуры 0...50 °С. Номиналы подбираемых резисторов *R1* и *R2* могут значительно отличаться от указанных на схеме. Ток стока транзисторов *VT1* и *VT2* должен быть в пределах 200...300 мкА.

В домашних условиях настраивать термометр удобнее всего по температуре таяния льда и кипения воды. Предварительно движок резистора *R3* следует установить в положение, соответствующее напряжению на нем 0,57...0,6 В, а движок резистора *R4* — 0,21...0,23 В. Измеряя датчиком температуру воды тающего льда, установите резистором *R3* нулевые показания индикатора прибора. Затем, поместив датчик в кипящую воду, резистором *R4* устанавливают показания, равные температуре кипения воды при данном атмосферном давлении. Такую процедуру настройки следует повторить несколько раз.

Если термометр не предполагается использовать в условиях значительных колебаний температуры окружающего воздуха, то без особого ущерба для точности измерений можно исключить источник тока *VT2R2*. А если и интервал измеряемых температур будет значительно уже, чем указанный в технических характеристиках, то можно исключить и источник тока *VT1R1*. При замене их резисторами сопротивлением 6,2 кОм режим работы прибора (токи через датчик *VD1* и резисторы *R3*, *R4*) практически не изменится. Такое упрощение термометра вполне приемлемо для измерения, например, температуры воздуха внутри жилого помещения. Можно также значительно (в 10...15 раз) увеличить сопротивление этих резисторов, но тогда придется пропорционально увеличить и сопротивление подстроечных резисторов *R3*, *R4*.

Экспериментируя с термометром, не следует забывать, что неточность в выборе режимов транзисторов $VT1$, $VT2$ ухудшает его стабильность работы значительно больше, чем при замене их резисторами.

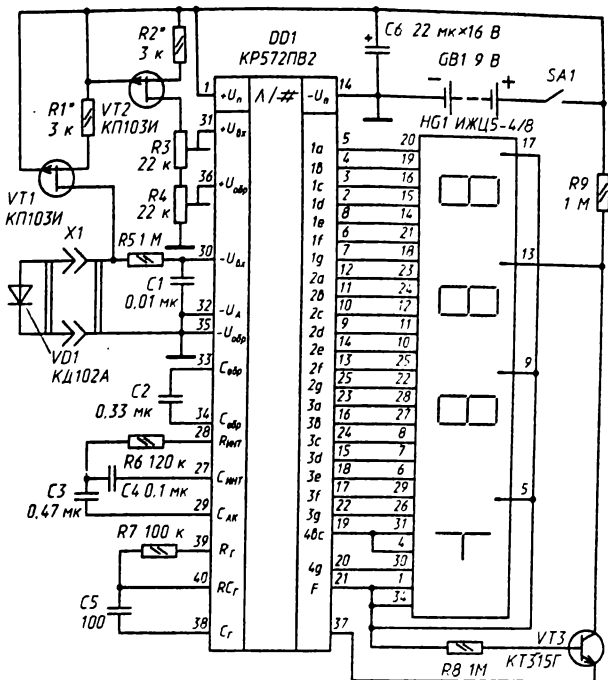
К сожалению, в случае замены датчика, например, из-за выхода его из строя, неизбежна повторная настройка термометра. Объясняется это значительным разбросом параметров $p-n$ переходов полупроводниковых диодов. Некоторые зарубежные фирмы выпускают диоды и транзисторы специально для использования в качестве датчика температуры. У них хорошая повторяемость параметров и нормированная нелинейность вольт-градусной характеристики. Однако можно заранее подобрать несколько диодов с близкими характеристиками и проверить их на работающем термометре.

Работоспособность описанного термометра в области отрицательных температур окружающего воздуха ограничена только особенностями используемого ЖКИ. Вариант его, собранный на микросхеме $KP572ПВ2$ и люминесцентных индикаторах, нормально функционировал при температуре -20°C .

ЛИТЕРАТУРА

1. Хоменков М., Зверев А. Цифровой термометр. — Радио, 1985, № 1, с. 47.
2. Суетин В. Бытовой цифровой термометр. — Радио, 1991, № 10, с. 28.
3. Вюрцбург, Хадли. Цифровой термометр, не имеющий температурного дрейфа. — Электроника, 1978, № 1, т. 51, с. 78.
4. Коноплев П., Мартынюк А. Термометр с линейной шкалой. — Радио, 1982, № 7, с. 37.
5. Joseph J. Carr. Temperature measurement. — Radio-Electronics. November, 1981, № 11, volume 52, p. 57.
6. Гутников В. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — М.: Энергоатомиздат, 1988, с. 257.
7. Власов Ю. Электронный термометр. — Радио, 1994, № 12, с. 39.

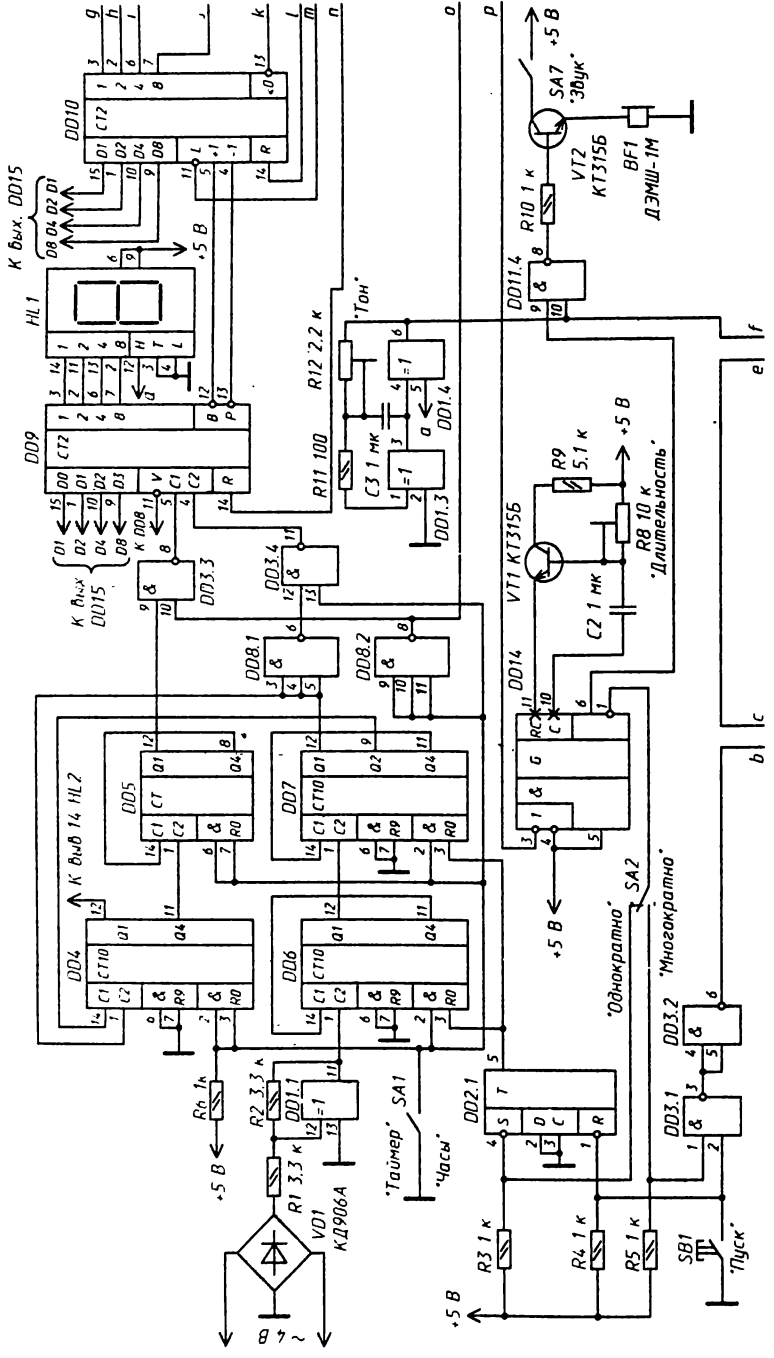
Журнал «Радио», 1996, № 10, с. 40

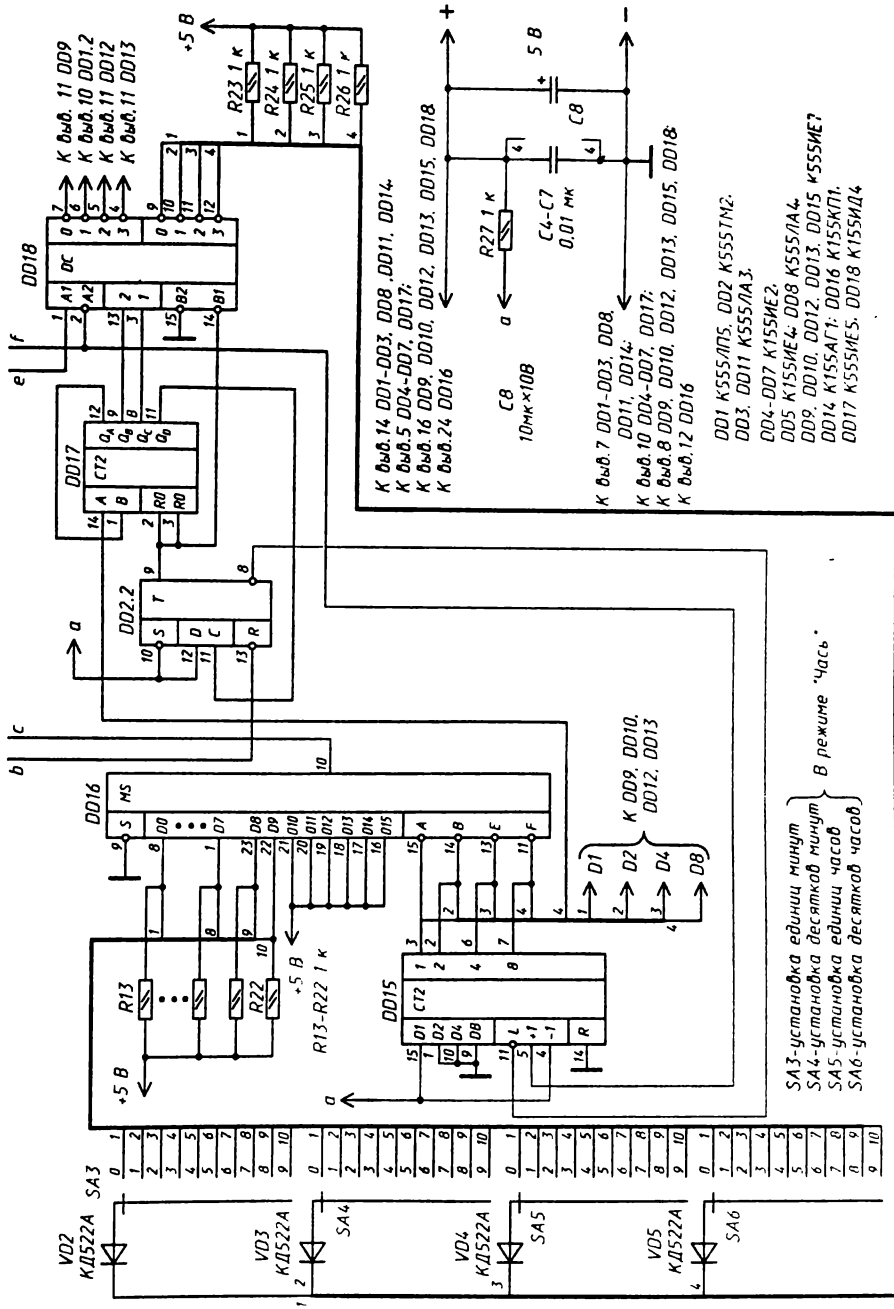


А. МАРИЕВИЧ

ТАЙМЕР-ЧАСЫ

Описываемое здесь устройство, выполняющее функции таймера и электронных часов (см. схему) работает в трех режимах: однократный обратный счет — отсчет предварительно установленного времени с дискретностью 1 с в интервале от 99 мин 59 с до 00 мин 00 с и индикацией окончания отсчета звуковым сигналом;



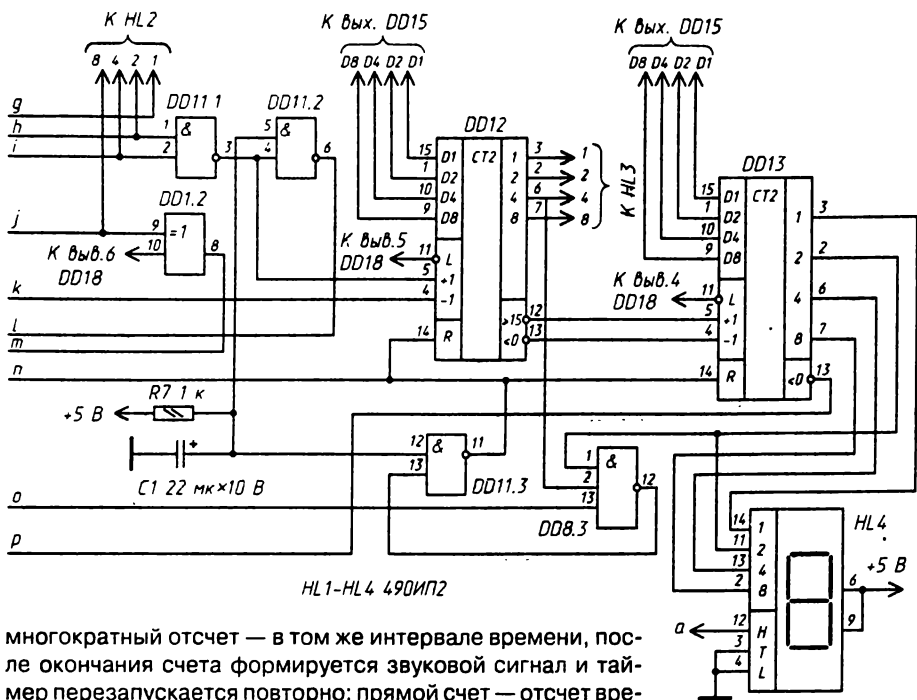


К 0в0.14 DD1-DD3, DD8, DD11, DD14.
 К 0в0.5 DD4-DD7, DD17;
 К 0в0.16 DD9, DD10, DD12, DD13, DD15, DD18.
 К 0в0.24 DD16
 К 0в0.7 DD1-DD3, DD8, DD11, DD14;
 DD17, DD18;
 К 0в0.10 DD4-DD7, DD17;
 К 0в0.8 DD9, DD10, DD12, DD13, DD15, DD18;
 К 0в0.12 DD16

DD1 К55АМ5, DD2 К55СТМ2,
 DD3, DD11 К55АА3,
 DD4-DD7 К155АЕ2,
 DD5 К155АЕ4, DD8 К555АА4,
 DD9, DD10, DD12, DD13, DD15 К55АЕ7
 DD14 К155АГ1, DD16 К155КП1,
 DD17 К55АЕ5, DD18 К155ИД4

SA3-установка единиц минут
 SA4-установка десятков минут
 SA5-установка единиц часов
 SA6-установка десятков часов

В режиме "Часть"



многократный отсчет — в том же интервале времени, после окончания счета формируется звуковой сигнал и таймер перезапускается повторно; прямой счет — отсчет времени в режиме часов с дискретностью 1 мин от 00 ч 00 мин до 23 ч 59 мин. В момент включения питания импульс, формируемый цепью $R7C1$, устанавливает (через инверторы $DD11.2$, $DD11.3$) счетчики $DD9$, $DD10$, $DD12$ и $DD13$ в нулевое состояние. Таймер готов к работе.

В целях упрощения конструкции тактовые импульсы с периодом следования 1 с формируются из импульсов двухполупериодного выпрямителя $VD1$ триггером Шмита на элементе $DD1.1$ и делителем частоты на 100, образованным счетчиками $DD6$ и $DD7$. Запускают таймер (переключатель $SA1$ в положении «Таймер») кратковременным нажатием на кнопку $SB1$ «Пуск». При этом сигнал уровня 0 с прямого выхода D -триггера $DD2.1$ разрешает работу делителя частоты, а через элементы $DD3.1$ и $DD3.2$ запускает узел предварительной записи (о его работе расскажем ниже).

Секундные импульсы через элементы $DD8.1$ и $DD3.4$ поступают на вход обратного счета последовательно включенных реверсивных счетчиков $DD9$, $DD10$, $DD12$, $DD13$, состояние которых отображают светодиодные индикаторы $HL1$ – $HL4$ с встроенными дешифраторами двоичного кода [1]. Работа счетчиков $DD9$, $DD12$ и $DD13$ особенностей поддерживает на его входах состояние 0101 = 5.

Когда все счетчики установятся в состояние 0000, на выходном выводе 13 счетчика $DD13$ появится уровень 0, который запустит одновибратор $DD14$. Сформированный им импульс высокого уровня, длительность которого можно регулировать резистором $R8$, разрешит прохождение сигнала тона от вспомогательного генератора на транзисторный ключ $VT2$, а импульс низкого уровня в зависимости от положения контактов переключателя $SA2$ или перезапустит узел предварительной установки времени, или остановит счет импульсов, вернув триггер $DD2.11$ в исходное состояние.

Узел предварительной установки времени, управляемый триггером $DD2.2$, состоит из наборного поля $SA3$ – $SA6$, мультиплексора $DD16$, счетчиков $DD15$, $DD17$ и селектора импульсов записи $DD18$. Генератор, управляющий работой узла, собран на элементах $DD1.3$, $DD1.4$.

В исходном состоянии уровень 1 с прямого выхода триггера *DD2.2* запрещает работу счетчика *DD17* и селектора *DD18*, а сигнал с инверсного выхода удерживает счетчик *DD15* в режиме записи параллельной информации — на его выходах устанавливается состояние 0101 = 5. При запуске узла уровнем 0 по входу *R* триггера *DD2.2* счетчик *DD15* переходит в режим счета, а счетчик *DD17* управляет работой селектора импульсов *DD18*, который на диодах *D1–D4* поочередно устанавливает уровень 0, опрашивая переключатели *SA3–SA6*. Если, например, подвижный контакт переключателя *SA3* находится в четвертом, считая сверху, положении, что означает соединение его с входом *D3* мультиплексора *DD16*, на выходах счетчика *DD15* циклически устанавливаются состояния, соответствующие десятичным числам 5, 6, ... 15, 0, 1 и т. д. до 15. В состоянии 0011 = 3 уровень 0 с выхода *D1* дешифратора *DD18* через мультиплексор *DD16*, уже в виде уровня 1, разрешает прохождение импульса записи с входа *A2* селектора *DD18* на его выход *E1*. Этот сигнал будет подан на вход *C* параллельной записи счетчика *DD9* и установит его в состояние *DD11*. После того, как будут опрошены все позиции переключателей *SA3–SA5*, положительный перепад напряжения с выхода *8* счетчика *DD17* установит триггер *DD2.2* в исходное состояние.

Выходы 1, 2, 4 и 8 счетчика *DD15* соединены с соответствующими входами счетчиков *DD9*, *DD10*, *DD12* и *DD13*, а выходы *E1–E4* селектора *DD8* — с входами параллельной записи тех же счетчиков.

Следует отметить, что в таком виде узел предварительной установки времени можно использовать как самостоятельное устройство; в зависимости от числа рядов, емкость счетчика *DD17* и селектора *DD18*, может быть увеличена.

При установке переключателя *SA1* в положение «Часы» устройство работает в режиме прямого отсчета времени. Делитель частоты на 60 образуют счетчики *DD4* и *DD5*, режим часов индицируется миганием десятичной точки индикатора *HL2*) импульсы с частотой следования 2 с формируются на выходе 1 счетчика *DD4*. Импульсы отсчета времени с периодом 1 мин через элемент *DD33* поступают на вход прямого счета, счетчика *DD9*. Элемент *DD8.3* выполняет функцию дешифратора состояния, соответствующего 24 ч.

Для коррекции времени в режиме «Часы» переключателями *SA3–SA6* устанавливают значение текущего времени в часах и минутах и нажимают кнопку *SB1* «Пуск».

Индикаторы 490ИП2 можно заменить на любые другие светодиодные индикаторы, дополнив их соответствующими дешифраторами. При необходимости сигнал на входе триггера Шмитта можно усилить транзисторным ключом.

Сетевой блок питания описанного здесь устройства должен быть рассчитан на постоянное напряжение 5 В при токе нагрузки до 0,6 А. На сетевом трансформаторе желательно предусмотреть отдельную, обмотку на напряжение около 4 В.

Все детали смонтированы на четырех платах, которые собраны в этажерочный модуль и размещены в корпусе размерами 95×90×35 мм.

Журнал «Радио», 1993, № 9, с. 30

А. АНУФРИЕВ

ПРОГРАММАТОР ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

В радиоловительской литературе, например, в [1, 2], описано несколько подобных устройств. Но, к сожалению, одни из них из-за помех дают сбои в подаче звонков, недостаток других — необходимость круглосуточного подключения к питающей электросети и жесткое программирование. Чтобы такой автомат перепрограммировать на новое расписание занятий, приходится вносить в него схемотехнические изменения или заменять ПЗУ.

Программатор, схема которого приведена на рис. 1, позволяет простым переключением проводников наборного поля за несколько минут запрограммировать подачу звонков до восьми уроков первой смены и столько же — второй смены.

Как и многие подобные устройства, он работает совместно с электронными часами любой конструкции. Главное требование, предъявляемое к такому часовому блоку, — высокая точность отсчета времени.

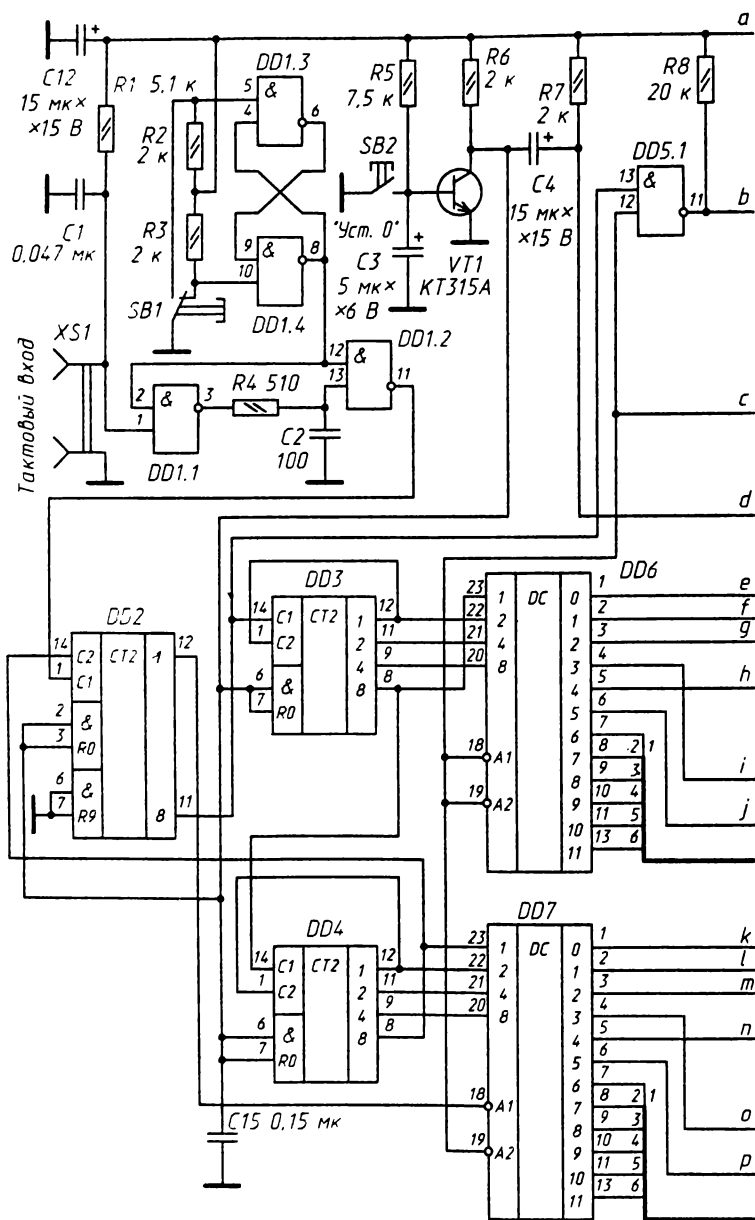
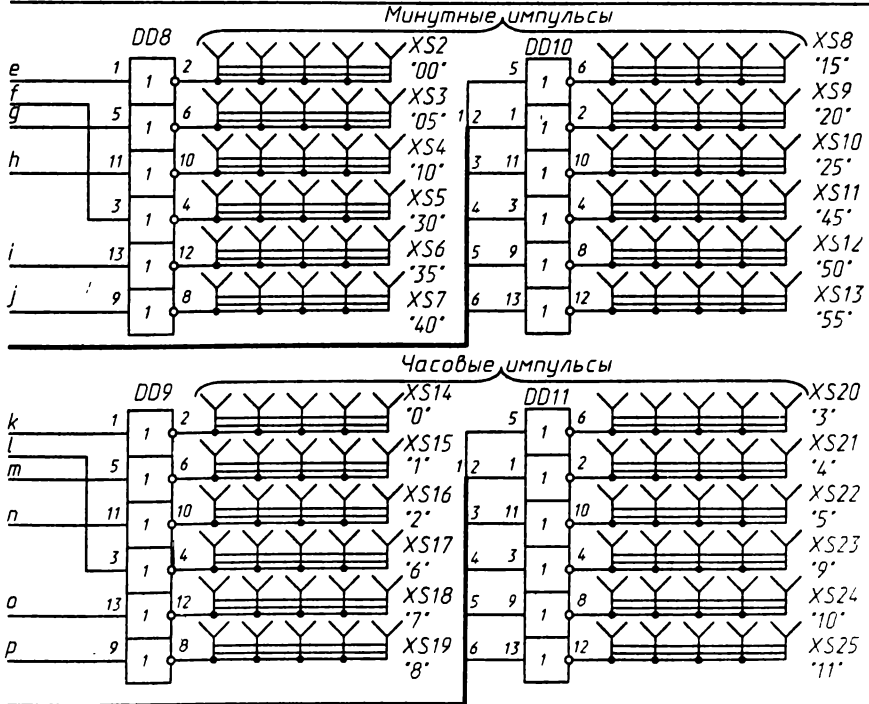
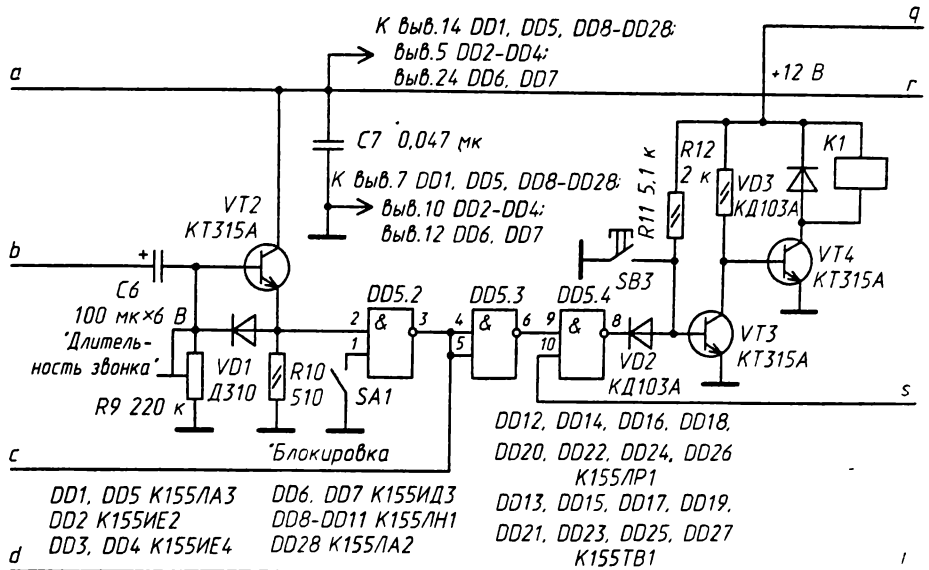
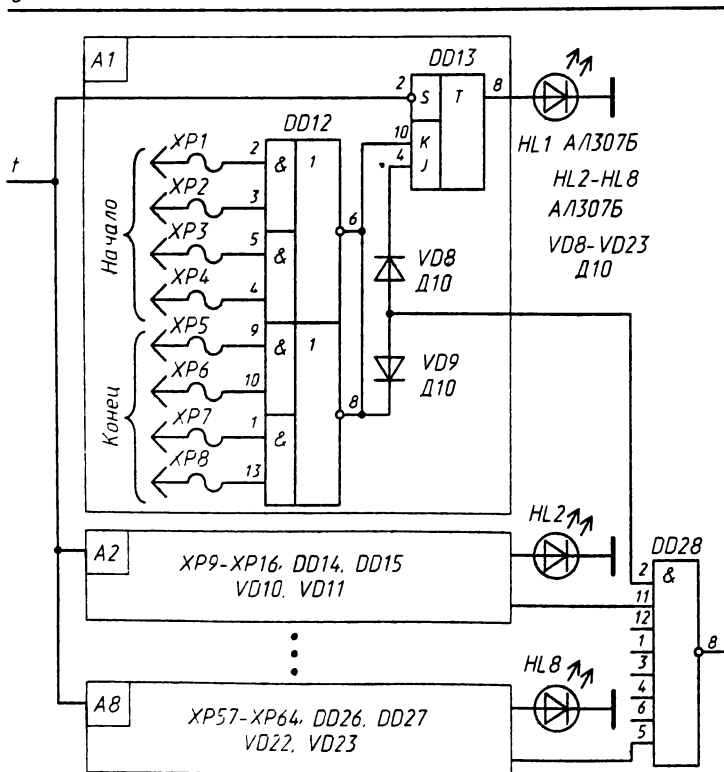
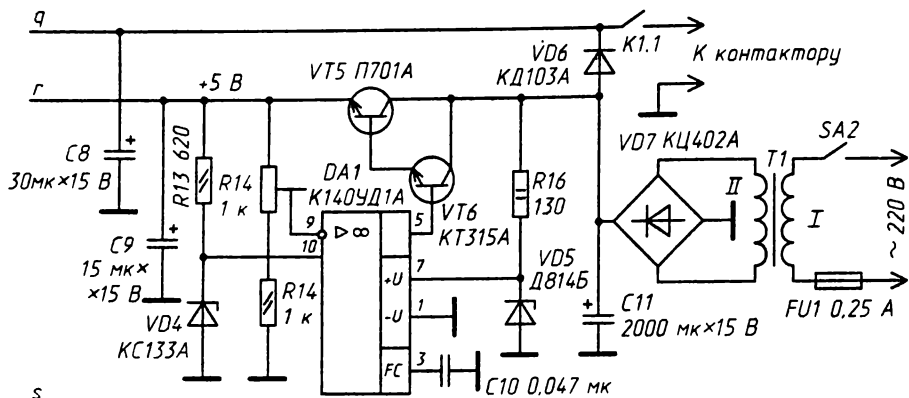


Рис. 1

В основу работы программатора положено формирование часовых и пятиминутных интервалов времени, образующих его наборное поле. С помощью гибких проводников с штыревыми вставками на концах набирают начало и окончание каждого урока. Таким образом автомат программирует практически любое расписание занятий. Быстро осуществить это может каждый учитель.



Работает автомат следующим образом. С часового блока через разъем XS1 и буферные инверторы DD1.1 и DD1.2 на вход C2 счетчика DD2 поступают минутные импульсы. С выхода 8 этого счетчика пятиминутные импульсы следуют на вход C1 счетчика DD3 пятиминутных интервалов и к одновибратору, выполненному на элементах микросхемы DD5 и транзисторе VT2. Одновибратор формирует положительные импульсы длительностью 2...8 с. С выхода элемента DD5.3 они поступают на вход 9 элемента DD5.4. Если одновременно с импульсом одновибратора на входе 10 этого элемента появится импульс с выхода микросхемы DD28, то сработает



ет реле *K1*, его контакты *K1.1*, замыкаясь, подключают обмотку контактора (на схеме не показан) к источнику +12 В, а контактор включает звонок. Продолжительность работы звонка устанавливают резистором *R9*.

Управляющий импульс на выходе микросхемы *DD28* формируется только в моменты начала или окончания уроков. В момент начала урока на выходном выводе 6 микросхемы *DD12* блока *A1* формируется отрицательный перепад, воздействующий на вход *J* триггера *DD13* и устанавливающий его в единичное состояние. При этом загорается светодиод *HL1*, сигнализируя о начале 1-го урока. Одновременно через диод *VD8* на вход 2 микросхемы *DD28* поступает сигнал низкого уровня, разрешающий включение звонка.

По окончании урока отрицательный перепад формируется на выходе 8 микросхемы *DD12*. Он устанавливает триггер *DD13* в нулевое состояние и выключает индикацию 1-го урока — светодиод *HL1* гаснет. Одновременно через диод *VD9* напряжение низкого уровня поступает на вход 2 микросхемы *DD28* и разрешает включение звонка.

Состояния счетчика *DD3*, считающего пятиминутные интервалы в течение одного часа, дешифруются микросхемой *DD6* и с ее выходов 0–11 через инверторы микросхем *DD8* и *DD10* поступают на наборное поле *XS2–XS13*.

С выхода 6 счетчика *DD3* импульсы с периодом в один час следуют на вход *C1* счетчика часовых импульсов *DD4*, состояния которого дешифруются микросхемой *DD7*. Далее часовые импульсы через инверторы микросхем *DD9* и *DD11* поступают на разъёмные соединения *XS14–XS25* наборного поля часовых импульсов.

1-й урок первой и второй смен программируют шнурами с штырями *XP1–XP8* секции *A1*. Начало самого первого урока принимают за нулевую точку отсчета времени — 0 ч 00 мин. Для этого разъёмный штырь *XP1* вставляют в гнездо *XS14*, а *XP2* — в гнездо *XS2*. Вилки *XP5* и *XP6* соединяют с гнездами наборного поля, соответствующими времени окончания первого урока первой смены.

Аналогично шнурами с штырями *XP3* и *XP4* набирают время начала первого урока второй смены. Например, если он начинается через 6 ч 30 мин после начала самого первого урока, то используют разъемы *XS17* и *XS5* наборного поля. Время окончания первого урока второй смены набирают шнурами с разъёмными штырями *XP7* и *XP8*. Для программирования других уроков используют разъёмные соединители секций *A2–A8*.

Все незадействованные коммутирующие шнуры секций *A1–A8* соединяют с общим проводом, для чего на печатной плате предусмотрена гнездовая часть разъёма *XS26* (на схеме не показана).

Устройство запускают подключением его к сети тумблером *SA2* в момент начала первого урока. При этом начинает заряжаться конденсатор *C3*, из-за чего транзистор *VT1* оказывается в закрытом состоянии и высокий уровень напряжения на его коллекторе устанавливает счетчики *DD2–DD4* в исходное состояние. Одновременно запускается обновитель и на выходе 6 микросхемы *DD12* появляется сигнал низкого уровня, разрешающий включение звонка.

После зарядки конденсатора *C3* транзистор *VT1* открывается, разрешая счет импульсов от часового блока, и своим малым сопротивлением подключает к общему проводу конденсатор *C4*. В результате зарядки конденсатора *C4* на установочных входах триггеров секций *A1–A8* формируется отрицательный импульс, устанавливающий триггер *DD13* секции *A* в единичное состояние, а триггеры других секций — в нулевое (в секциях *A2–A8* сигнал обнуления подают на входы *R JK*-триггеров *K155TB1*).

Если автомат не отключать от электросети, то через каждые 12 ч подача звонков будет повторяться. Чтобы исключить звонки в ночное время, адресный вход *A1* дешифратора *DD7* соединен с выходом первого триггера счетчика *DD2*. Находясь в единичном состоянии, этот триггер в ночное время запрещает прохождение часовых интервалов времени на наборное поле.

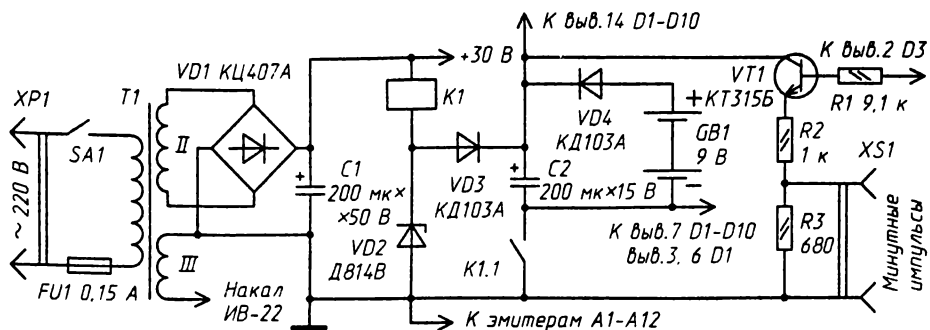


Рис. 2

Для задержки прохождения временных импульсов на наборное поле при смене состояний счетчиков *DD3*, *DD4* входы *A1* и *A2* дешифратора *DD6* и вход *A2* дешифратора *DD7* соединены с выходом элемента *DD5.2*. Часовые и минутные импульсы появляются одновременно и только после установки счетчиков в новое состояние. Это исключает ложное срабатывание *JK*-триггеров в секциях *A1–A8* от коротких паразитных импульсов, возникающих на выходах наборного поля при отсутствии указанной задержки.

Стабилизатор напряжения +5 В для питания микросхем выполнен на операционном усилителе *DA1* и транзисторах *VT5* и *VT6*. Как показала практика, применение в цепи усиления обратной связи стабилизатора микросхемы *DA1* позволило значительно уменьшить влияние импульсных помех, проникающих из электросети на счетчики программатора. Напряжение на неинвертирующем входе *OY* стабилизировано стабилитроном *VD4*. В результате любое случайное уменьшение или увеличение выходного напряжения стабилизатора моментально передается на инвертирующий вход *OY*, вызывая увеличение или уменьшение напряжения на его выходе, а значит, и на выходе стабилизатора. Подстроечным резистором *R14* устанавливается напряжение на эмиттере транзистора *VT5* равным +5 В.

Описываемый программатор работает совместно с электронными часами, опубликованными в [3], но несколько доработанными. В частности, в блоке индикации часов использованы люминесцентные индикаторы ИВ-22, для чего выводы 6 микросхем *D2–D7* (см. рис. 2 в [3]) отсоединены от общего провода и подключены к плюсовому проводнику цепи питания; аноды индикаторов ИВ-22 подключены к коллекторам ключевых транзисторов *A1–A12*, сопротивление каждого из резисторов *R43–R84* увеличено до 20 кОм и их нижние по схеме выводы подключены к источнику +30 В. Для соединения с программатором в часовом блоке установлен дополнительный разъем, на который через эмиттерный повторитель (разъем *XS1* и транзистор *VT1* на рис. 2) с вывода 2 микросхемы *D3* поступают минутные импульсы. К сожалению, в схеме часов, описанных в [3], допущена неточность: нужно поменять местами провода 43 и 44, подходящие к кнопке *S2*, а также провода 46 и 47, подходящие к кнопке *S3*.

Блок питания часов, позволяющий при выключении электросети автоматически переводить их на питание от батарей, выполнен по схеме, показанной на рис. 2. При наличии напряжения в электросети срабатывает реле *K1*, обмотка которого выполняет функцию балластного резистора в параметрическом стабилизаторе на стабилитроне *VD2*. Срабатывая, реле контактами *K1.1* подключает выводы 7 микросхем к общему проводу, и поскольку выходное напряжение стабилизатора превышает напряжение батареи *GB1*, часы питаются от электросети. При пропадании напряжения в сети реле *K1* обесточивается, эмиттеры электронных ключей отключаются от батареи, служащей теперь источником питания часов.

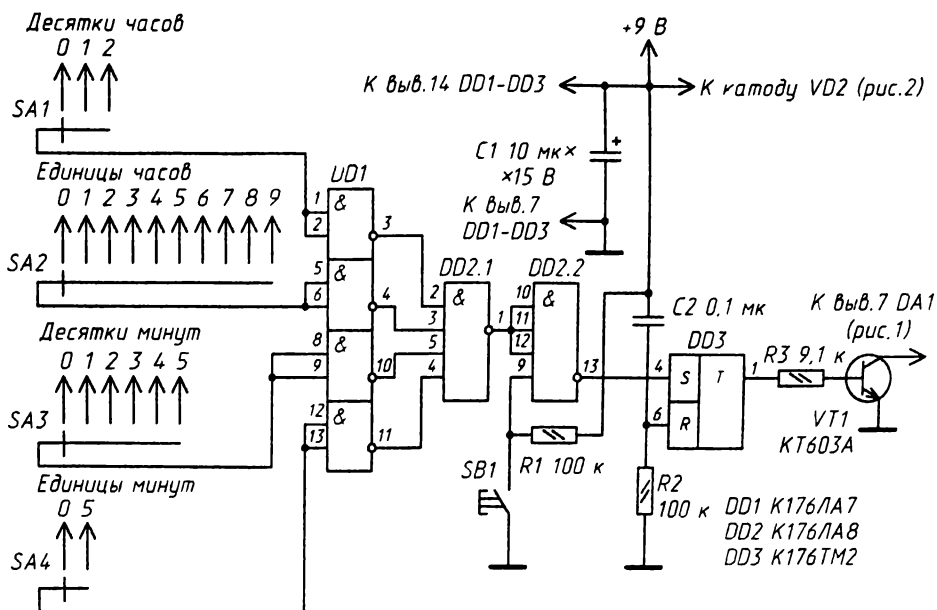


Рис. 3

Такое построение источника часового блока позволяет полностью автоматизировать подачу звонков, не возвращаясь к начальной установке часов после каждого отключения электросети. Для этого надо лишь дополнить часовой блок устройством, схема которого приведена на рис. 3. Оно позволяет блокировать питание автомата подачи звонков после включения общей электросети и включение его сигналами часового блока в момент начала первого урока.

Как правило, в учебных заведениях в целях пожарной безопасности на ночь отключают общий автомат электросети. В это время часовой блок работает от батареи, сохраняя информацию о текущем времени. Утром технический служащий включает электросеть, но автомат подачи звонков работать не будет, так как при включении питания триггер DD3 (рис. 3) устанавливается в единичное состояние и открывает транзистор VT1. Малое сопротивление открытого транзистора шунтирует цепь питания микросхемы DA1 в блоке питания программатора, и он не работает. Как только на входы микросхемы DD1 от преобразователя семиэлементного кода в десятичный [4], установленный в часовом блоке, поступят сигналы низкого уровня, соответствующие моменту начала первого урока (это время набирают переключателями SA1-SA4), триггер DD3 принимает нулевое состояние и программатор начнет работать.

При аварийном или случайном длительном пропадании напряжения в электросети во время уроков после его появления устройство также заблокирует программатор. В таком случае переходят на подачу звонков кнопкой SB3 (рис. 1) или восстанавливают работоспособность программатора следующим образом: тумблером SA1 (рис. 1) блокируют включение звонка, кнопкой SB1 в часовом блоке (рис. 3) разблокируют питание автомата и нажатием на кнопку SB1 программатора записывают в счетчики столько импульсов, сколько минут прошло с начала первого урока.

При необходимости ручной подачи звонков, например, в дни сокращенных уроков, работу автомата программатора блокируют тумблером SA1, а подачу звонков осуществляют кнопкой SB3.

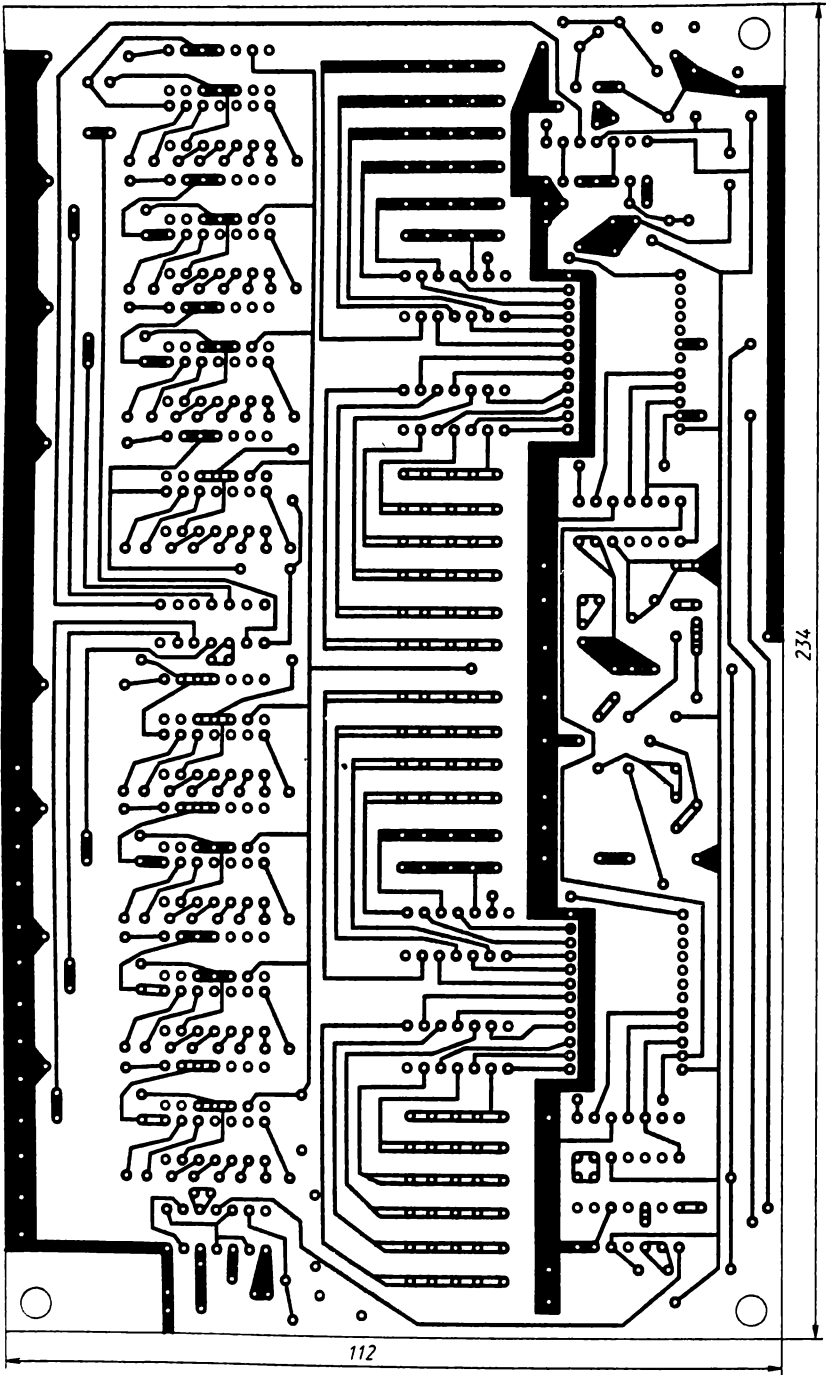
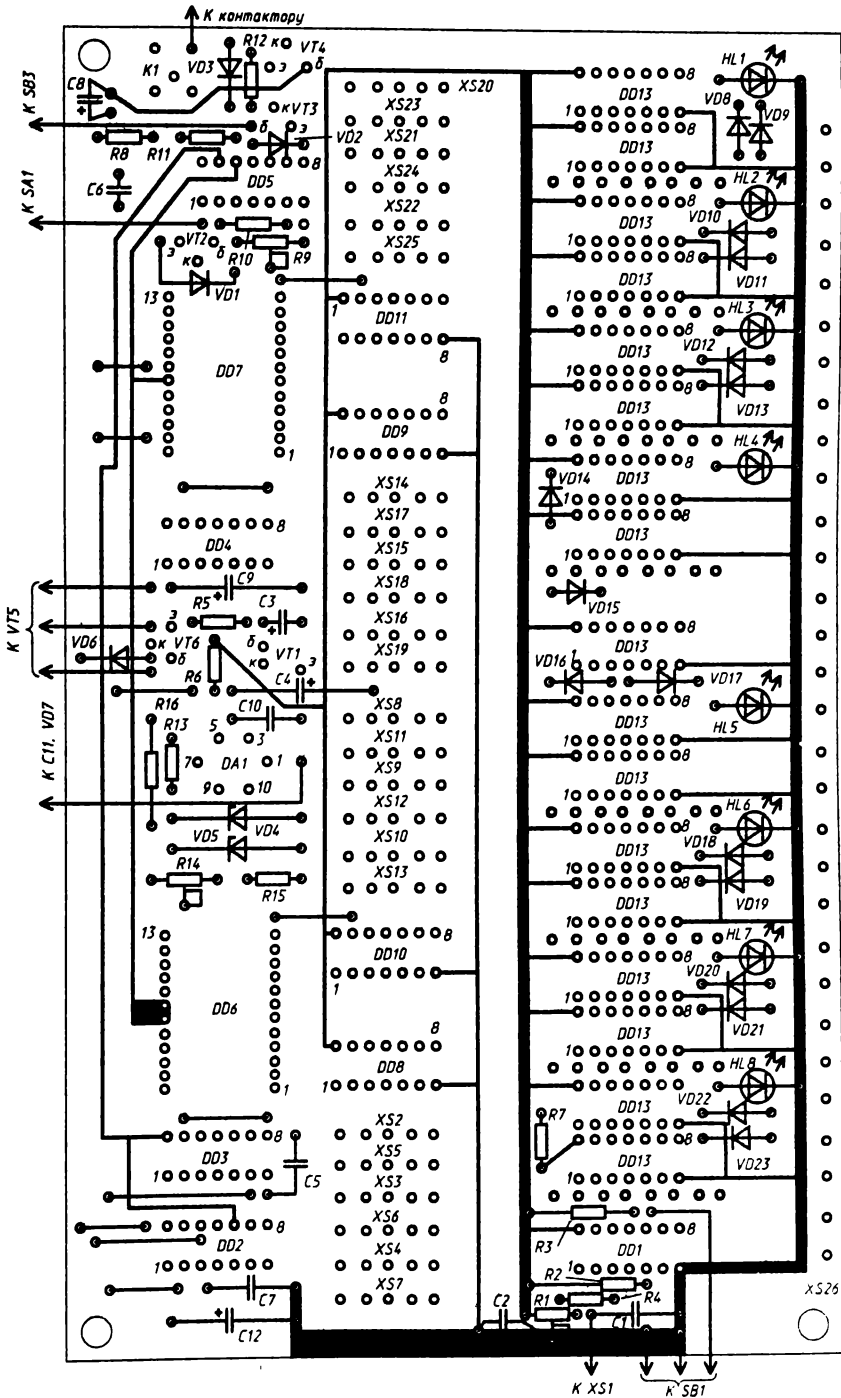


Рис. 4



Большая часть деталей программатора смонтирована на печатной плате из двустороннего фольгированного стеклотекстолита (рис. 4). Сетевой трансформатор *T1*, выпрямитель *VD7*, фильтрующий конденсатор *C11* и транзистор *V75* размещены на отдельной плате.

Микросхемы серии *K155* можно заменить на аналогичные им микросхемы серии *K158* (у них такая же цоколевка) или серии *K133*. Транзисторы *КТ315А* заменимы любыми другими маломощными кремниевыми структуры *n-p-n*. Транзистор *П701* (или заменяющий его транзистор серий *КТ801*, *КТ807*, *КТ815*, *КТ817* с любым буквенным индексом) устанавливают на ребристом теплоотводе размерами *60x40* мм. Диоды *VD6–VD23* в секциях *A1–A8* наборного поля должны быть обязательно германиевыми, например, из серий *D9*, *D10*, *ГД511*, другие диоды заменимы на любые из серий *КД522*, *КД509*. Реле *K1* — РЭС15, паспорт РС4.591.002. Контактёр, включающий звонок, типа *ТКЕ54ПД1* с обмоткой сопротивлением *150* Ом, отрегулированный на срабатывание от напряжения *9...10* В. Для повышения помехозащищённости программатора обмотка контактора зашунтирована диодом *КД105Б*, включенным в обратном направлении.

Сетевой трансформатор *T1* блока питания выполнен на магнитопроводе *Ш1-12x25* (старое обозначение — *Ш12x25*). Его первичная обмотка (*I*) содержит *3400* витков провода ПЭВ-2 *0,15*, а вторичная (*II*) — *190* витков провода ПЭВ-2 *0,51*.

Для наборного поля *XS2–XS25* использованы разъемы ГРПН-61. Один ряд контактов у них удаляют, а держатель обтачивают до второго ряда контактов. Затем разрезают полученный однорядный разъем на части по *5* контактов в каждой. Можно использовать любые другие однорядные разъемы подходящих размеров с числом контактов не менее *5*, скорректировав на плате отверстия под их шаг.

При меньшем объеме программы или одночасовой работе учреждения, в котором предполагается установка программатора, в нем можно не устанавливать неиспользуемые выходные разъемы часового наборного поля и сократить число секций *A1–A8*. При этом начало и конец первых двух команд можно программировать, пользуясь секцией *A1*, последующих двух команд — секцией *A2* и так далее.

Программатор можно использовать не только для подачи звонков, но и для поддержания оптимальной температуры в бытовых овощехранилищах. Так, например, в гаражных кооперативах городов и поселков владельцы гаражей зачастую стараются соорудить погреб. Они, как правило, не глубоки и не имеют достаточной теплоизоляции от окружающей среды, поэтому температура в них зимой может опускаться до минусовых отметок, а летом подниматься до *+15...+20* °С. С помощью программатора можно зимой периодически включать и выключать обогреватель, а летом — вентилятором в утренние часы нагнетать прохладный воздух, тем самым поддерживая необходимый температурный режим. Программатор может быть полезен и в семье, где дети, несмотря на запрет, смотрят подряд все телепередачи. Если в доме стационарный телевизор оборудовать розеткой, напряжение сети в которой включается программатором на определенное заранее время, например, для просмотра детских передач, то родители могут быть спокойны за здоровье своих детей. Они уже не смогут включить телевизор на весь день.

Путей применения автоматов немало. Они могут быть использованы и для программирования времени кормления несушек на птицефермах, и рыбок в аквариумах, и для своевременного полива растений в теплицах, и во многих других случаях.

ЛИТЕРАТУРА

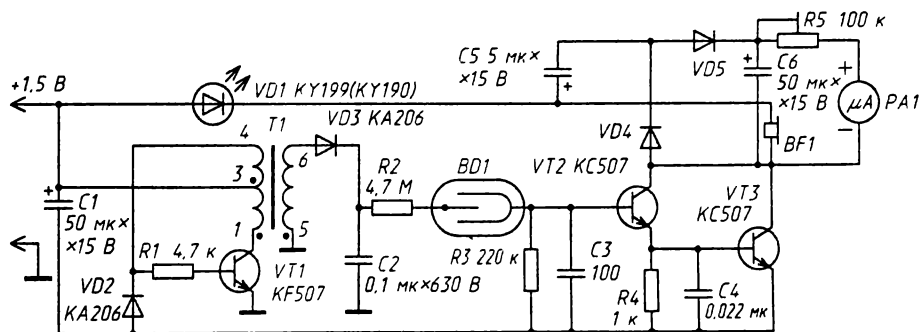
1. Кунин Е. Программатор учебного времени. — Радио, 1985, № 11, с. 30.
2. Фищенко В. Автомат подачи звонков.: Сб. «В помощь радиолюбителю», вып. 114, с. 22. — М.: Патриот, 1991.
3. Богатырев В., Устименко Г. Часы для автомобиля. — Радио, 1983, № 3, с. 28.
4. Алексеев С. Будильник в часах на ИМС серии *K176*. — Радио, 1984, № 7, с. 26.

Журнал «Радио», 1995, № 12, с. 42

ИЗМЕРИТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

ИНДИКАТОР РАДИОАКТИВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

На рисунке показана схема простого индикатора, фиксирующего даже слабое бета- и гамма-излучение. Датчиком (*BD1*) в нем служит счетчик Гейгера-Мюллера типа СТС-5 советского производства, выпускаемый уже более тридцати лет. Он имеет вид металлического цилиндра длиной около 113 и диаметром 12 мм. Его рабочее напряжение 400 В. Из импортных датчиков можно использовать ZP1400, ZP1310 или ZP1320 фирмы Филипс, более современные и чувствительные, но и значительно более дорогие — от 60 до 120 долларов.



Прибор питается от одного гальванического элемента напряжением 1,6 В и потребляет ток не более 10 мА. Напряжение — 12 В для питания усилителя и высокое напряжение для датчика получают от преобразователя на транзисторе *T1*. Трансформатор преобразователя намотан на магнитопроводе из ферритовых чашек диаметром около 25 мм. Обмотка 1–2 имеет 45 витков провода диаметром 0,25 мм, 3–4 — 15 витков того же провода, а 5–6 — 550 витков провода диаметром 0,1 мм. Начала обмоток на схеме отмечены точками.

Преобразователь представляет собой блокинг-генератор. Возникающие на обмотке 5–6 трансформатора *T1* импульсы высокого напряжения выпрямляет быстродействующий диод *VD3*. Обычные выпрямительные диоды здесь непригодны, так как импульсы слишком коротки, а частота их повторения слишком высока.

Пока излучения нет, на входе усилителя, выполненного на транзисторах *VT2* и *VT3*, напряжение отсутствует и транзисторы заперты. При попадании на датчик бета- или гамма-частицы газ, которым он заполнен, ионизируется и на выходе формируется импульс, который возбуждает усилитель, и из громкоговорителя (телефонного капсюля) *BF1* слышен щелчок, светодиод *VD1* при этом вспыхивает.

Вне зоны облучения щелчки и вспышки светодиода повторяются через 1...2 с. Это реакция датчика на космическое излучение и естественный фон. Если приблизить датчик к излучающему предмету (старым часам со светящимся циферблатом или шкале авиационного прибора времен войны), щелчки учащаются и, наконец, сольются в сплошной треск, а светодиод будет светиться непрерывно. Таким образом можно судить о частоте попадания частиц на датчик, а следовательно, об интенсивности излучения.

В приборе есть и стрелочный индикатор. Переменное напряжение, снимаемое с телефонного капсюля, через конденсатор *C5* поступает на двухполупериодный выпрямитель на германиевых диодах *VD4*, *VD5* (они могут быть любого типа). Выпрямленное напряжение после сглаживания конденсатором *C6* через переменный резистор *R5* подается на микроамперметр (*PA1*). Сопrotивление резистора устанавливают таким, чтобы при сильном излучении стрелка микроамперметра не «зашкаливала», но при слабом уже заметно отклонялась. При необходимости прибор можно проградуировать, сравнивая его показания с измерителем излучения промышленного изготовления. Прибор собран на печатной плате, помещенной в коробку размерами 150×90×40 мм. Датчик размещен в отдельном корпусе и соединен с прибором кабелем с разъемом.

От редакции. Транзистор КФ508 заменим на КТ630 с любым буквенным индексом, КС507 — на КТ342А. Светодиод может быть АЛ307, АЛ341. В качестве *VD2* можно использовать два диода КД104А, соединив их последовательно. Диод КА206 можно заменить на КД105В. Телефонный капсюль следует выбрать с сопротивлением звуковой катушки не менее 50 Ом. Стрелочная измерительная головка может быть выбрана любого типа с током полного отклонения 50 мкА.

Журнал «Радио», 1994, № 8, с. 51

Ю. ВИНОГРАДОВ

РАДИАЦИОННЫЙ ИНДИКАТОР «СТОРОЖ-Р»

«Сторож-Р» — сторож радиационный — предназначен для непрерывного контроля общей радиационной обстановки и обнаружения источников ионизирующей радиации.

Принципиальная схема прибора изображена на рис. 1. Функцию датчика ионизирующей радиации *BD1* выполняет счетчик Гейгера типа СБМ-20. Высокое напряжение на его аноде формирует блокинг-генератор, собранный на трансформаторе *T1*. Импульсы напряжения с повышающей обмотки / через диоды *VD1*, *VD2* заряжают конденсатор фильтра *C1*. Нагрузкой счетчика служат резистор *R1* и другие детали, связанные так или иначе со входом *B* элемента *DD1.1*.

Элементы *DD1.1*, *DD1.2*, конденсатор *C3* и резистор *R4* образуют одновибратор. Он преобразует импульс тока, возникающий в счетчике Гейгера в момент возбуждения его ионизирующей частицей, в импульс напряжения длительностью 5...7 мс.

Элементы *DD1.3*, *DD1.4*, конденсатор *C4* и резистор *R5* представляют собой управляемый (по входу *B* элемента *DD1.3*) генератор колебаний звуковой частоты, к парафазному выходу которого (выводы *3* и *4* элементов *DD1.4*, *DD1.3*) подключен пьезоизлучатель *HA1*. В нем акустический импульс-щелчок возбуждается «пачкой» электрических импульсов.

На диоде *VD4*, резисторах *R8*–*R10* и конденсаторах *C8*, *C9* собран интегратор, управляющий работой порогового усилителя *DD2*. Напряжение на конденсаторе *C9* зависит от средней частоты возбуждения счетчика Гейгера — по достижении им

напряжения открывания полевого транзистора, входящего в микросхему *DD2*, включается светодиод *HL1*. Частота и длительность всплеск светодиода увеличиваются с повышением уровня радиации.

Основные технические характеристики

Спектр контролируемых излучений, МэВ:

бета	0,5
гамма	0,05
Реакция на естественный радиационный фон (ЕРФ) — акустические импульсы, следующие со средней частотой, имп/мин	15...25
Реакция на изменение уровня радиации — изменение скорости счета (линейная зависимость).	
Порог тревожной сигнализации, ЕРФ	4...5
Источник питания — батарея «Корунд». Его энергоресурс, ч, более	5000
Потребляемый ток, мА:	
в фоновых радиационных полях	0,15...0,2
в режиме тревожной сигнализации	3...4
Габариты прибора, мм	120×46×21
Масса с источником питания, г	100

Детали прибора смонтированы на печатной плате, изготовленной из двустороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 2,а). Фольга со стороны установки деталей используется лишь как общий «заземленный» проводник. В ней в местах пропуска выводов деталей и монтажных проводников сделаны выборки (рис. 2,б). Выводы оксидных конденсаторов *C7* и *C10* пропущены через отверстия в плате, разведены в разные стороны и припаяны к печатным проводникам.

Двухцокольный счетчик крепят на плате жесткими скобами (стальная проволока диаметром 0,8...0,9 мм), которые надевают втяг на выводы счетчика и впаивают в предназначенные для них отверстия. Счетчик с мягкими выводами (другое оформление СБМ-20) крепят непосредственно за корпус охватывающими его тонкими скобками (монтажный провод диаметром 0,5...0,6 мм), отверстия для их распайки — а-б и в-г.

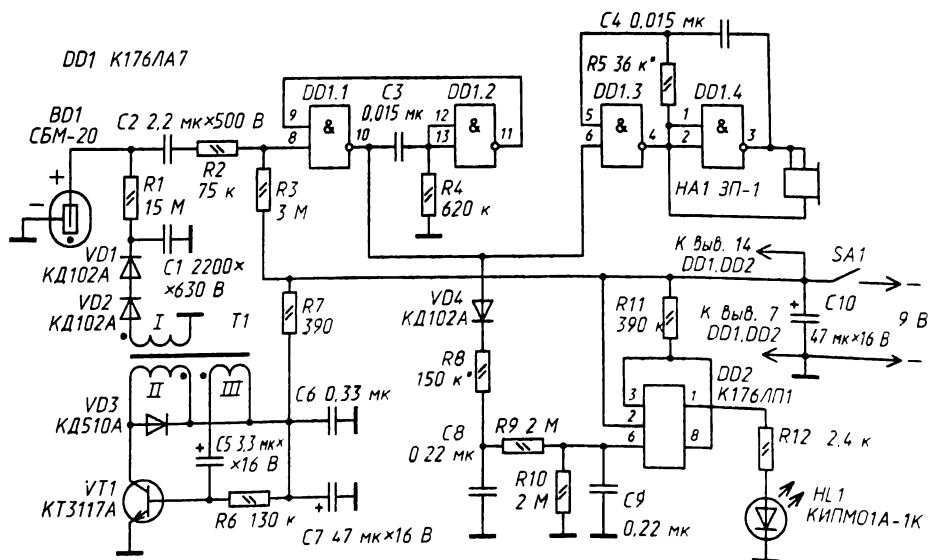


Рис. 1

Конденсатор *C1* типа К73-9, *C2* — КД-26, *C5* — К53-30 или К53-19. В случае замены их конденсаторами других типов следует иметь в виду, что утечки здесь могут резко увеличить энергопотребление прибора, что, конечно, нежелательно. По этой же причине ограничен и выбор диодов *VD1* и *VD2*: обратный ток этих диодов является нагрузочным для высоковольтного преобразователя и не должен превышать 0,1 мкА. Конденсаторы *C7* и *C10* — К50-40 или К50-35, остальные — К10-17-26 или КМ6.

Резистор *R1* — КИМ или СЗ-14, *R2–R12* — МЛТ, С2-33 или С2-23.

Микросхема *DD1* может быть К561ЛА7. Диод КД510А заменим любым другим кремниевым с током в импульсе не менее 0,5 А. Светодиод годится практически любой, критерий здесь — достаточная яркость. Двухкристальный пьезоизлучатель ЗП-1 может быть заменен однокристальным с акустическим резонатором ЗП-12, ЗП-22 или ЗП-3.

В «Стороже-Р» без заметных изменений потребительских свойств и каких-либо переделок прибора можно использовать счетчик СТС-5, СБМ32 или СБМ32К. Возможно применение и других счетчиков Гейгера [1].

Импульсный трансформатор *T1* высоковольтного преобразователя напряжения наматывают на ферритовом кольце М3000НМ типоразмера К16×10×4,5, предварительно покрытом тонким лавсаном или фторопластом. Первой наматывают обмотку *I* — 420 витков провода ПЭВ-2 0,07. Провод укладывают почти виток к витку, в одну сторону, оставляя между началом и концом обмотки промежуток в 1...2 мм. Далее, покрыв обмотку *I* слоем изоляции, наматывают обмотку *II* — 8 витков провода диаметром 0,15...0,2 мм в любой изоляции, и поверх нее обмотку *III* — 3 витка такого же провода. Провод этих обмоток также должен быть возможно равномернее распределен по магнитопроводу. Расположение обмоток и их выводов должно соответствовать рисунку печатной платы.

Готовый трансформатор, покрытый слоем гидроизоляции, например, обмотанный узкой полоской ленты ПХЛ, крепят на плате винтом М3 между двумя эластичными шайбами.

Плату пьезоизлучателя и выключатель питания (ПД9-1) размещают на лицевой панели прибора, изготовленной из ударпрочного полистирола толщиной 2,5 мм. К ее внутренней стороне приклеивают угловую перегородку, образующую отсек питания, и в стороне от нее — стойку с резьбой под винт М2. Плату вводят в пазы на перегородке отсека питания (две пары приклеенных к ней узких полосок полистирола) и закрепляют на стойке винтом.

Крышку корпуса прибора, имеющую форму открытой коробки, изготавливают из полистирола толщиной 1,5...2 мм; по краю с внутренней ее стороны выбирают паз глубиной 2,5 мм для фиксации в нем лицевой панели по всему ее периметру. Ее скрепляют с лицевой панелью винтом, место крепления — утолщение на отсеке питания, в которое запрессован металлический вкладыш с резьбой М2.

Полистирол толщиной 1,5...2,5 мм может вполне ощутимо ослаблять ионизирующее излучение [2]. Поэтому в стенке корпуса, примыкающей к счетчику Гейгера, делают сквозной вырез, который может быть перекрыт лишь редкой защитной решеткой. Такими же решетками перекрывают и акустические вырезы в лицевой панели и в крышке прибора.

На корпусе прибора полезно иметь «ухо» для шнура — с тем, чтобы его можно было носить подобно фотоэкспонетру.

Прибор не требует наладки — правильно собранный, он начинает работать сразу. Но есть в нем два резистора, номиналы которых потребуются, возможно, уточнить. Это — резистор *R5*, подбором которого частоту звукового генератора устанавливают соответствующей частоте механического резонанса пьезоизлучателя (их значительное несовпадение сказывается на громкости щелчка), и резистор *R8*,

номинал которого определяет порог тревожной сигнализации. Коррекция порога тревожной сигнализации может потребоваться при перенастройке прибора для работы в условиях повышенного радиационного фона (в местах уже состоявшегося загрязнения) или в случае использования счетчика Гейгера иной радиационной чувствительности.

«Сторож-Р» прост в обращении и не требует от владельца какой-либо специальной подготовки.

Редкое пощелкивание акустических импульсов, следующих один за другим без видимого порядка, отсутствие тревожной сигнализации (вспышек светодиода) говорят о том, что прибор находится в условиях естественного радиационного фона. Это фоновое пощелкивание почти не зависит от времени суток, сезона и местоположения прибора, несколько замедляясь лишь глубоко под землей и ускоряясь на высокогорье.

Увеличение скорости счета при перемещении прибора, а тем более — появление тревожной сигнализации, дает достаточные основания полагать, что прибор входит в поле источника радиации искусственного происхождения. Положение этого источника, его габариты, связь с тем или иным видимым предметом полезно выяснить, но при условии, если это не потребует много времени. Сделать это можно либо поворотами прибора (он имеет максимальную чувствительность со стороны счетчика Гейгера), либо его перемещениями — направление на источник определяя по увеличению скорости счета.

При поиске источника радиации, размеры которого значительно меньше самого источника Гейгера, рекомендуется проводить сканирование подозрительных мест — перемещать прибор, меняя направление его движения и ориентацию. Таким образом, положение невидимой простым глазом «горячей частицы», например, можно определить с точностью до 2...3 мм.

Прибор отличается от многих бытовых дозиметров тем, что практически полностью устраняет опасность случайного облучения своего владельца: работая в непрерывном режиме, почти не мешая основным занятиям человека, он мгновенно обращает его внимание на сколько-нибудь заметное изменение радиационной обстановки.

Особенно эффективен «Сторож-Р» в обнаружении компактных радиационных образований — начальной фазы почти любого радиационного загрязнения. К сожалению, в этой фазе своего существования радиационные загрязнения попадают в поле зрения служб радиационного контроля лишь в виде исключения: даже самая совершенная, но находящаяся в отдалении аппаратура физически не в состоянии обнаружить такого рода источники.

Порог тревожной сигнализации в приборе установлен таким, чтобы под ним оказался естественный радиационный фон с почти всеми возможными его отклонениями от среднего значения. Лишь очень немногие причины, не связанные с появлением источников радиации искусственного происхождения, могут вывести его в режим тревожной сигнализации (из общедоступных — полеты на большой высоте).

Но «Сторож-Р» может быть полезен и в условиях уже состоявшегося радиационного загрязнения. Более того, выявление точечных источников и высокоактивных пятен может иметь здесь и особый смысл. Как показывает опыт, радиационные загрязнения, и исходно чрезвычайно неравномерные [3], со временем способны не только рассеиваться в нейтральных средах, но и концентрироваться на малых площадях, в малых объемах. Среди причин — накопление загрязнений в отстойниках, их сорбция на тех или иных материалах, избирательная концентрация радионуклидов микроорганизмами, растениями, иными объектами живой природы, многие из которых не только вполне благополучно существуют при совершенно нетерпимых для человека уровнях радиации, но и активно, в неведомых прежде темпах

порождают (радиация — универсальный мутагенный фактор) новые формы, с которыми нам еще предстоит познакомиться...

Но все это может показаться недостаточным — хотелось бы знать: опасно обнаруженное или нет. Внесем ясность. На этот вопрос не отвечают, не могут ответить дозиметрические приборы любых типов. Рецепта корректного отделения «опасного» от «безопасного» в сколько-нибудь сложных случаях (а взаимоотношения живого с радиоизотопами загрязнений относятся к наисложнейшим) может не быть вообще, во всяком случае — рецепта простого, реализацию которого можно было бы передоверить прибору. Но и это — если «безопасная» радиация существует хотя бы в принципе. К сожалению, в многолетних поисках она так и не была обнаружена [4] и в цивилизованных странах мира от идеи существования подпороговой радиации — радиации, воздействия которой совершенно компенсировалось бы какими-то защитными механизмами организма — отказались. Отказались давно — в США, например, в 1946 г [5].

Минимизация облучения человека — этическая норма в обращении с источниками ионизирующего излучения. К различным ведомственным нормам, принимающим в качестве допустимых уровни, значительно превышающие естественный радиационный фон, следует относиться как к предельно допустимым и условным. Как к попыткам хозяйственных структур найти баланс, «взвесив» стоимость защитных мер, с одной стороны, и потери общества от радиационного поражения — с другой...

«Сторож-Р» прибор «органолептической» ориентации в радиационных полях. Ориентации персональной, в форме, приближенной к естественной и привычной для человека. Техника такого рода позволяет не только обеспечить собственную безопасность, безопасность своих близких, но, при желании, и активно включиться в разрешение общих проблем, связанных с техногенным загрязнением окружающей среды. Проблем глобальных, не решаемых, как показывает опыт, лишь усилениями специалистов — любое их число, квалификация и оснащение неизменно оказывается здесь недостаточными...

Описанный здесь радиационный индикатор в многочисленных своих прототипах и модификациях испытывался и находил применение в самых разных регионах нашей страны и за рубежом на протяжении многих лет. С его помощью легко обнаруживались выброшенные «светящиеся» элементы старых приборов, радиоактивные ампулы пожарных датчиков, «горячие» частицы Чернобыля, радионуклиды в кровотоке, излучение ускорителей и рентгеновских установок, высокоактивные минералы и окаменелости в музеях и коллекциях, продукты питания, прошедшие тройной казенный контроль, и многое другое.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Виноградов Ю.* Счетчики Гейгера.— Радио, 1992, № 10, с. 57.
2. *Виноградов Ю.* О любительских дозиметрах.— Там же, с. 16.
3. Рекомендации населению по поведению на территории, загрязненной радионуклидами, п/р *Рамзаева П. В.*— М.: ИзДАТ, 1992, с. 8.
4. *Холл Э. Дж.* Радиация и жизнь.— М.: Медицина, 1989, с. 46.
5. Справочник по ядерной энерготехнологии, п/р *Легасова В. А.*— М.: Энергоатомиздат, 1989, с. 49.

Журнал «Радио», 1994, № 1, с. 12

Е. КЛИМЧУК

ДОЗИМЕТР-РАДИОМЕТР

По международным торговым нормам удельная активность продуктов питания не должна превышать 600 Бк/кг или $1,62 \cdot 10^{-8}$ Ки/кг. Например для молока, кисломолочных продуктов, сметаны, творога и детского питания — не более 370 Бк/кг

($1 \cdot 10^{-8}$ Ки/кг). Концепция системы радиационного контроля осуществляемого населением (СРКН), принятая в 1989 г. Национальной комиссией по радиационной защите, предполагает лишь возможность индикации так называемого уровня реагирования, соответствующего удельной активности пищевых продуктов, равной 10^{-7} Ки/кг. Измерение загрязненности ниже этого уровня является технически весьма сложной задачей, которая не может решаться населением самостоятельно.

Из освоенных промышленностью приборов только профессиональный дозиметр-радиометр РКС-02.30 «Припять», выпускаемый Киевским НПО им. С. П. Королева, обеспечивает достаточно надежную регистрацию уровня реагирования [1]. Нетрудно показать, что если удельная активность основных продуктов питания приближается к 10^{-7} Ки/кг, эквивалентная доза внутреннего облучения может достигать 2...3 бэр/год*.

Киевским заводом «Эталон» освоено серийное производство профессиональных радиометров «Бета», обеспечивающих экспрессную проверку удельной активности пищевых продуктов [2]. Однако выпуск их пока столь незначителен, что даже в Киеве по официальным данным контролируется не более 15% потенциально загрязненных пищевых продуктов, поступающих в торговую сеть.

По мнению автора, эффективная защита населения, проживающего на загрязненных территориях, возможна только при его обеспечении недорогими приборами, позволяющими измерять удельную активность продуктов питания на уровне международных норм. Предлагаемый дозиметр-радиометр, в котором используется газоразрядный счетчик СБМ-20, предназначен для измерения мощности экспозиционной дозы гамма-излучения и плотности потока частиц с поверхностей, загрязненных бета-активными нуклидами. Для экспрессного измерения удельной бета-активности продуктов питания методом «толстого» слоя [3] в комплект прибора входит свинцовый домик, снабженный торцовым газоразрядным счетчиком СБТ-10 и измерительной кюветой.

Толстослойными называют препараты, выход бета частиц с поверхности которых не изменяется при дальнейшем увеличении их толщины. Для таких долгоживущих нуклидов, как стронций-90 и цезий-137, толщину контролируемых препаратов выбирают равной 10...12 мм. Достоинство метода «толстого» слоя заключается в том, что он исключает необходимость в предварительном взвешивании препаратов. Применение же свинцового домика существенно снижает влияние внешнего фона, что повышает предельную чувствительность прибора. Счетчик СБТ-10 имеет эффективную площадь окна около 35 см^2 . Малая толщина слюды окна позволяет регистрировать бета-частицы, начиная с энергий 100 кэВ. Поэтому при параллельном соединении анодов десяти секций счетчик обеспечивает измерение удельной активности пищевых продуктов на уровне международных норм при приемлемой продолжительности регистрации. Счетчик закрепляют в измерительном отсеке домика окном вниз. Под ним располагают кювету с контролируемой пробой. Домик снабжен дверцей с шарнирными петлями.

Регистрирующая часть прибора выполнена по схеме линейного измерителя скорости счета (ИСС) со стрелочным индикатором [4]. Каждый импульс, генерируемый одним из счетчиков при регистрации излучения, поступая на вход ИСС, формирует нормированный заряд q_0 , сообщаемой интегрирующей RC-цепи, на которой в равновесном состоянии устанавливается напряжение

$$U = q_0 R_f = ECR_f,$$

где C — емкость дозирующего конденсатора, Ф; E — напряжение его зарядки одним импульсом, В; R — сопротивление резистора интегрирующей цепи, Ом; F — средняя частота входных импульсов, Гц.

* Бэр — биологический эквивалент рентгена.

Это напряжение U через согласующий истоковый повторитель подают на микроамперметр, показание которого при надлежащем выборе элементов ИСС характеризует интенсивность регистрируемого излучения.

Принципиальная схема прибора изображена на рис. 1. Рассмотрим его работу в режиме измерения мощности дозы (переключатель $SA1$ в положении «X»). При регистрации ионизирующей частицы в счетчике $BD1$ (СБМ-20) возникает разряд, генерирующий импульс отрицательной полярности, который через конденсатор $C4$ поступает на вход одновибратора на транзисторах $VT2$ и $VT3$. Между коллектором закрытого транзистора $VT3$ и диодом $VD6$ в эмиттерной цепи транзистора $VT4$ кнопочными переключателями $SB2$ и $SB3$ включают дозирующие конденсаторы $C12-C18$, которые и определяют выбранный поддиапазон измерений. В промежутках между входными импульсами конденсаторы заряжаются через резистор $R8$ и диод $VD6$ до стабилизированного напряжения +3 В.

Основные технические характеристики

Диапазон измерений:	
мощности экспозиционной дозы гамма-излучения X, мР/ч	00,1...5
плотности потока бета-частиц ϕ (по стронцию-90 + иттрию-90), част/см ² мин	5...2000
удельной активности A_m (по калию-40), Ки/кг	$5 \cdot 10^{-9} - 10^{-5}$
Число поддиапазонов измерения	4
Время измерения, с, не более:	
мощности дозы и плотности потока	45
удельной активности	900
Предел основной погрешности измерений, %, не более	$\pm(25...50)$
Напряжение источника питания, В:	
номинальное	9
минимальное	4,5
Потребляемый ток, мА, не более	4
Габариты, мм:	
прибора	125×90×38
свинцового домика	135×140×140
Масса, кг:	
прибора	0,22
свинцового домика	12,7

При запуске одновибратора очередным входным импульсом транзистор $VT3$ открывается на время около 35 мкс. В этот период дозирующие конденсаторы разряжаются через транзистор $VT3$ и эмиттерный переход транзистора $VT4$, включенного по схеме с общей базой. При таком включении транзистора $VT4$ его коэффициент передачи тока близок к единице и практически не зависит от коллекторного напряжения, поэтому каждый входной импульс сообщает через него интегрирующей цепи $R10R11C21$ нормированный заряд, определяемый емкостью включенных дозирующих конденсаторов. Этим и обеспечивается высокая линейность ИСС.

Максимальное напряжение на интегрирующей цепи, соответствующее предельному значению интенсивности излучения, регистрируемого на выбранном поддиапазоне, равно 1 В (относительно источника +3 В). Это напряжение поступает на затвор полевого транзистора $VT5.1$ микросборки КПС104В, образующей балансный истоковый повторитель, между выходами которого через резистор $R14$ и кнопочный переключатель $SB4$ включают микроамперметр $PA1$. При нажатии на кнопку этого переключателя микроамперметр совместно с резистором $R21$ образует вольтметр на 10 В, по шкале которого контролируют напряжение источника питания прибора.

Питание ИСС осуществляется от стабилизатора на транзисторах *VT7*, *VT8*, обеспечивающего на выходе напряжение +3 В. Его запускают подачей напряжения источника питания +9 В через резисторы *R19*, *R18* и *R17* на базу транзистора *VT8*. Цепь запуска размыкается в результате насыщения транзистора *VT6*. Благодаря такому построению стабилизатора при изменении входного напряжения в пределах 9...4,5 В напряжение на его выходе изменяется не более чем на 1%. Этим практически исключается погрешность измерений, обусловленная нестабильностью первичного источника питания.

Источником питания анодов счетчиков (+400 В) служит преобразователь напряжения на транзисторе *VT1* с умножителем на диодах *VD1–VD4* и конденсаторах *C6–C9*. Питается преобразователь стабилизированным напряжением +3 В, потребляемый им ток не превышает 0,8 мА.

Прибор имеет четыре поддиапазона измерений, устанавливаемые кнопочными переключателями *SB2* и *SB3*. Полному отклонению стрелки индикатора *PA1* соответствует мощности доз 0,1, 0,5, 1 и 5 мР/час. Изменение чувствительности прибора происходит переключением дозирующих конденсаторов. При измерении мощности дозы и плотности потока частиц постоянная времени интегратора около 10 с остается неизменной на всех поддиапазонах.

При измерении удельной активности свинцовый домик подключают к прибору коаксиальным кабелем через разъем *X1*. Переключатель *SA1* устанавливают в положение «*A_м*». В этом режиме для уменьшения среднестатистической погрешности измерений подключением к интегратору конденсатора *C20* или *C19* его постоянную времени увеличивают: на двух более чувствительных пределах — до 200 с, на двух более грубых — до 20 с.

Включение прибора или сброс его показаний (шунтированием конденсаторов интегратора резистором *R9*) осуществляют кнопочным переключателем *SB1*.

Конструкция и детали. Все элементы прибора, кроме переключателя *SA1*, разъема *X1*, микроамперметра и батареи «Крона» смонтированы на печатной плате размерами 120×75 мм, выполненной из фольгированного стеклотекстолита. Плата закреплена на четырех стойках в пластмассовом корпусе — пенале для хранения блесен, перегородки которого удалены. Счетчик *BD1* удерживают пружинящие контактные зажимы в нижней части печатной платы. В месте крепления счетчика в корпусе пропилено окно, защищенное триацетатной пленкой. Для измерения мощности дозы гамма-излучения в местах с заметным бета-фоном нижняя часть прибора, где расположен счетчик, закрывается чехлом-фильтром, изготовленным из пластин сплава Д16Т толщиной 4 мм. Чертеж печатной платы и размещение деталей на ней показаны на рис. 2.

Все резисторы типа МЛТ или МТ. Допустимое отклонение от номинала резисторов *R12*, *R13*, *R14* и *R21* не должно превышать 5%. Конденсаторы *C1–C3* типа КД-2 на номинальное напряжение 500 В; *C6–C9* — КМ-3 на номинальное напряжение 250 В; *C3*, *C19–C21* — К52-1; *C12*, *C13* и *C19* — К73-9; *C5*, *C10*, *C14*, *C16* и *C18* — КМ-6.

Переключатели *SB1–SB3* типа П2К с независимой фиксацией, *SB4* — без фиксации, *SA1* — П2Т-1-1В. Гнездо разъема *X1* типа СР-50-74ВФ, вилка — СР-50-73ВФ. Кабель, соединяющий прибор со свинцовым домиком, марки РК75-3-21, длина — не более 1,5 м.

Микросборку КПС104В (*VT5*) можно заменить двумя полевыми транзисторами КП303В. Диоды КД102А (*VD1–VD4*) заменимы на КД102Б и КД104А, а КД521А (*VD5*, *VD6*) — на любые маломощные кремниевые.

Микроамперметр, использованный в приборе, типа М4248 класса точности 2,5 на ток полного отклонения стрелки 100 мкА.

Трансформатор *T1* выполнен на магнитопроводе Ш5×5 из феррита 2000НМ с зазором 20 мкм. Несекционированный каркас склеен из оргстекла толщиной 1 мм.

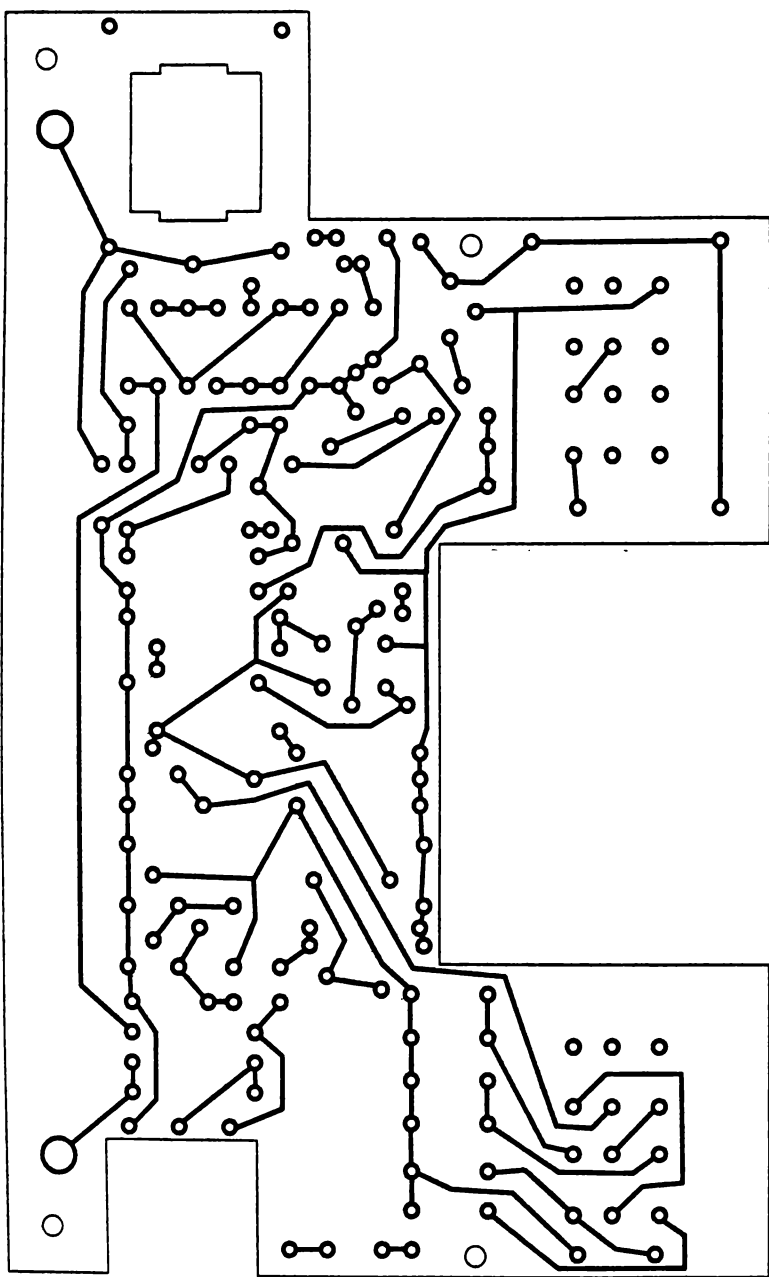
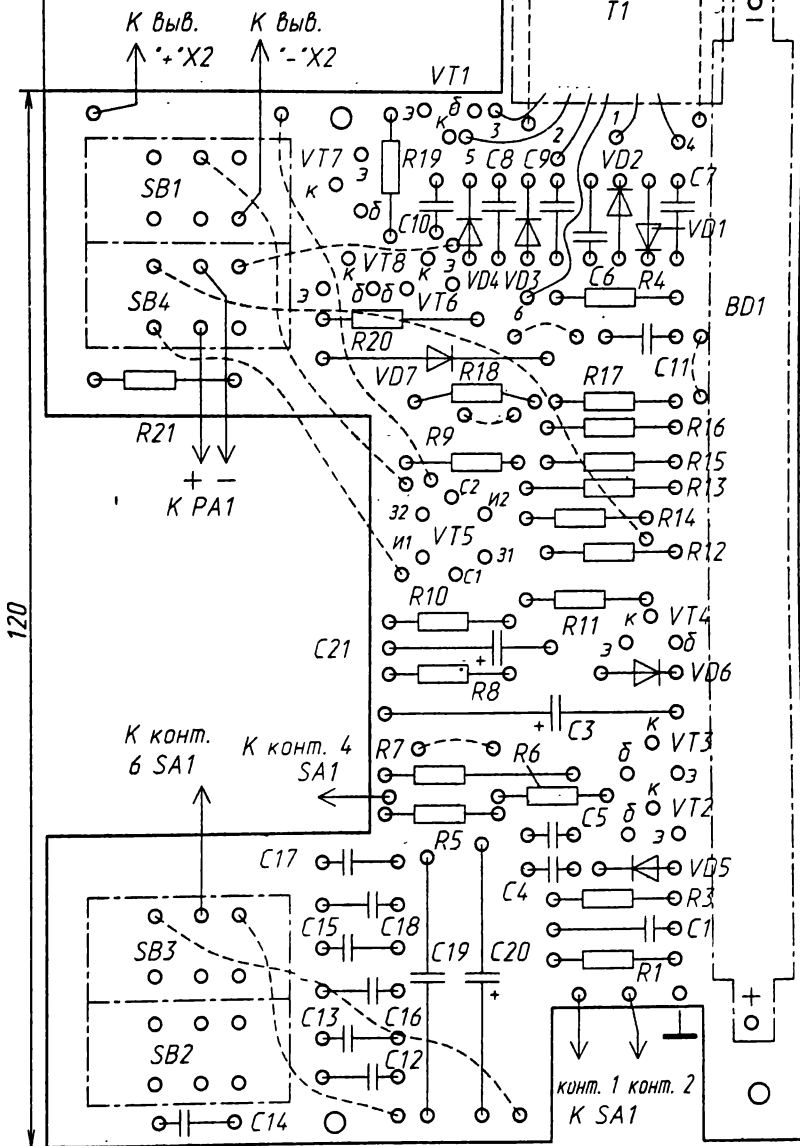


Рис. 2

75

---- навесной провод



Обмотка III, намотанная «внавал» первой, содержит 1200 витков провода ПЭВ-2 0,08. Обмотки I и II, отделенные от обмотки III слоем лакоткани, рядовые. Первая из них содержит 37, а вторая 15 витков провода ПЭЛШО 0,12. Этот трансформатор может быть выполнен также на броневом магнитопроводе Б22 из феррита 2000НМ с таким же зазором и таким же числом витков в обмотках.

Домик выполнен заливкой свинца в кожух, сваренный из листовой стали толщиной 0,8 мм, с последующей обработкой на фрезерном станке. Аналогично сделана и дверца домика. Перед заливкой свинца в кожух домика в нем закрепляют отсек для счетчика СБТ-10 и кюветы размерами 86×74×12 мм, изготовленные из листовой нержавеющей стали толщиной 0,5 мм. В отсеке предусмотрены выступы для установки счетчика с закрепленной на нем четырьмя винтами печатной платы, на которой смонтированы резистор R2 и конденсатор C2. Выводы счетчика соединены луженым проводом диаметром 0,5 мм навивкой с натягом. Расстояние между заполняющим кювету до краев препаратом и слюдой окна счетчика должно быть 10 мм.

Особое внимание следует обратить на выбор шарнирной петли дверцы и ее крепление. Желательно, чтобы резьбовые вставки для винтов крепления петли были предварительно закреплены в кожухе домика и дверцы, а затем залиты свинцом. Размеры домика и дверцы должны быть такими, чтобы толщина свинца в любом месте была не менее 20 мм. Из-за значительного собственного фона счетчика СБТ-10 увеличивать толщину свинца более 30 мм не имеет смысла.

Регулировка, калибровка. Для испытания, регулировки и калибровки прибора понадобятся цифровой вольтметр, электростатический вольтметр С50, осциллограф, стабилизированный источник питания с регулируемым выходным напряжением 3...10 В и генератор сигналов специальной формы Г6-15 (может быть заменен любым импульсным с частотным поддиапазоном 0,1...150 Гц, генерирующим импульсы отрицательной полярности амплитудой не менее 10 В).

К монтажной плате прибора со снятым с нее счетчиком СБМ-20, но с тумблером SA1, гнездовой частью разъема X1 и микроамперметром, подключают внешний источник питания с выходным напряжением, равным 9 В. Подбором резистора R18 устанавливают на выходе стабилизатора напряжение в пределах 3...3,1 В. Затем вольтметром С50 изменяют напряжение питания анодов счетчиков — оно должно быть 395±5 В. Это напряжение в небольших пределах можно изменять подборкой резистора R4 преобразователя.

Ориентировочно оценить это напряжение можно также цифровым вольтметром с относительным входным сопротивлением не менее 10 МОм, если последовательно с его входом включить три резистора КИМ-0,125, сопротивлением по 330 МОм и его показания умножать на 100. Далее, пользуясь осциллографом, следует контролировать форму напряжения на коллекторе транзистора VT1 преобразователя — она должна быть близкой к синусоидальной, амплитудой 3 В и частотой около 25 кГц.

Затем, если преобразователь работает нормально, измеряют нестабильность выходного напряжения стабилизатора и ток, потребляемый прибором. При изменении входного напряжения в пределах 4,5...9 В напряжение на выходе стабилизатора может изменяться не более чем на 25 мВ, а потребляемый прибором ток не должен превышать 4 мА.

Для коррекции прибора в области гамма-излучения (и ее зависимости от энергии гамма-фотонов) многие счетчики Гейгера обертывают свинцовой фольгой толщиной 1 г/см². Одновременно такие фильтры обеспечивают их экранирование от бета-излучения. В нашем случае такое решение исключило бы возможность измерения плотности бета-частиц. Поэтому используется съемный фильтр-чехол примерно с такой же эффективной толщиной.

Калибровку прибора производят в такой последовательности. Оксидный конденсатор *C21* временно заменяют конденсатором КМ-6 или К73-17 такой же емкости. Переключатели *SB2* и *SB3* устанавливают в положения, соответствующие пределу 0,1 мР/ч (кнопки отжаты). Переключатель *SA1* устанавливают в положение «Х» и на пружинный контакт анода счетчика СБМ-20 подают (через конденсатор емкостью не менее 1000 пФ на номинальное напряжение 500 В) с основного выхода генератора Г6-15 меандр амплитудой 10 В частотой следования 3 Гц. Подборкой резистора *R11* добиваются полного отклонения стрелки микроамперметра. После этого временно установленный конденсатор *C21* заменяют оксидным. При этом показание индикатора не должно измениться. Затем, настраивая генератор на частоты 0,1...3 Гц, убеждаются в линейности шкалы прибора.

Калибровку прибора на пределах 0,5, 1 и 5 мР/ч производят аналогично — подачей сигналов генератора частотой 15, 30 и 150 Гц и подборкой конденсаторов *C14*, *C16* и *C18* соответственно. Время установления показаний прибора при всех измерениях должно быть не меньше 45 с.

Чтобы проверить оксидные конденсаторы *C19* и *C20* на утечку, переключатель *SA1* устанавливают в положение «А_н», а выход генератора соединяют с гнездом разъема *X1*. На первом поддиапазоне измерения частота генератора должна быть 3 Гц, на третьем — 30 Гц. Время установления показаний на первом пределе 900 с (15 мин), на третьем — 90 с (1,5 мин).

Калибровка прибора как радиометра заключается в определении его чувствительности по образцовому препарату.

К основным радионуклидам, загрязняющим продукты питания, относятся стронций-90 и цезий-137. Из-за интенсивного применения калийных удобрений к ним сейчас добавляют естественный нуклид калий-40 с периодом полураспада $1,28 \cdot 10^9$ лет.

Пробег бета-частиц в веществе зависит от их начальных энергий. Максимальная энергия у бета-электронов указанных нуклидов равна соответственно 2,24, 0,51 и 1,31 МэВ. Поэтому при прочих равных условиях чувствительность радиометра зависит от того, каким конкретно нуклидом преимущественно загрязнен контролируемый препарат. Однако такая информация, как правило, отсутствует, поэтому калибровку прибора в режиме радиометра целесообразно производить по нуклидам, максимальная энергия бета-частиц которых занимает промежуточное значение между 0,51 и 2,24 МэВ. Именно такому условию и удовлетворяет калий-40, содержание которого в естественной смеси изотопов калия составляет 0,012%.

Проще всего приготовить образцовый препарат, используя для него химически чистый хлористый калий КС1 (ГОСТ 4324—48, [5]). Соль прокаливают в сушильном шкафу (духовке) при температуре около 120 °С не менее двух часов, после чего растирают в фарфоровой ступке. На аналитических весах взвешивают порцию массой 23,7 г, высыпая ее в мензурку и заливают дистиллированной водой до объема 200 мл. Получившийся раствор имеет удельную активность $5 \cdot 10^{-8}$ Ки/л (кг). Можно также использовать отстоявшуюся кипяченую воду.

Калибровку производят в следующем порядке. К прибору подключают свинцовый домик, устанавливают в него кювету, наполненную до краев дистиллированной водой, и плотно закрывают дверцу. Тумблер *SA1* устанавливают в положение «А_н», а кнопочные переключатели чувствительности *SB2* и *SB3* — в положения, соответствующие пределу мощности дозы 0,1 мР/ч. После включения питания производят с интервалом 15 мин не менее трех последовательных отсчетов показаний (число делений) стрелочного индикатора α_{qi} , соответствующих фоновому излучению, и рассчитывают среднее значение уровня фона для *n* измерений:

$$\alpha = \frac{\sum \alpha_{qi}}{n}.$$

Затем дистиллированную воду в кювете заменяют образцовым раствором и вновь помещают в домик. Снова проводят не менее трех отсчетов показаний индикатора $\alpha_{\text{э}}$ с интервалом 15 мин и рассчитывают среднее значение:

$$\alpha = \frac{\sum \alpha_{\text{э}i}}{n}.$$

Теперь вычисляют разность $\alpha_3 = \alpha_{\text{э}3} - \alpha_{\text{э}}$ и калибровочный коэффициент:

$$A_0 = \frac{5 \cdot 10^{-8}}{\alpha_3} \text{ Ки/кг} \cdot \text{дел (Ки/л} \cdot \text{дел)}.$$

Значение A_0 должно быть в пределах $(1,1 \dots 1,9) \cdot 10^{-9}$ Ки/кг · дел. На остальных пределах значение этого коэффициента будет соответственно в 5, 10 и 50 раз больше. Откалиброванный таким образом прибор обеспечивает измерение удельной активности пищевых продуктов с неизвестным нуклидным составом загрязнений с погрешностью не более $\pm 50\%$.

Эксплуатация прибора. Универсальность прибора позволяет устанавливать связь между удельной активностью продуктов питания и мощностью дозы гамма-излучения и плотностью потока бета-частиц в местах, откуда они получены, а также прослеживать динамику ее изменений. Поэтому перед началом эксплуатации прибора целесообразно завести специальный журнал для записи даты, места и результатов измерений.

При измерении мощности дозы гамма-излучения следует пользоваться фильтром-чехлом счетчика. Прибор располагают на уровне груди, удерживая его пальцами за боковые стенки корпуса в положении, удобном для считывания показаний. Сброс показаний производят кратковременным выключением прибора. После включения прибора, сброса показаний или изменения пределов измерений показание индикатора считывают не ранее чем через 40...45 с.

Для повышения точности измерений малых мощностей доз на первом поддиапазоне целесообразно производить несколько последовательных отсчетов показаний с указанным временным интервалом, а полученные результаты усреднять. При этом необходимо периодически контролировать напряжение батареи, питающей прибор. Снижение напряжения батареи до 4,5 В (под нагрузкой) укажет на необходимость ее замены.

Измерение плотности потока бета-частиц имеет некоторые особенности. Дело в том, что энергетический порог прибора для этого вида излучения равен примерно 0,6 МэВ. Поэтому он способен регистрировать лишь бета-электроны иттрия-90 с максимальной энергией 2,24 МэВ, являющегося дочерним нуклидом стронция-90. Потоки же бета-электронов калия-40 с максимальной энергией 1,31 МэВ весьма незначительны из-за равномерного распределения в почве.

Методика измерения плотности потока частиц такова. В непосредственной близости от контролируемой поверхности, на которую направлено окно в корпусе прибора, делают два отсчета показаний — без фильтра-чехла и с ним. Из первого показания вычитается второе, а их разность делят на пересчетный коэффициент, который для стронция-90 + иттрия-90 равен 1,75. Пусть, например, измерения велись на втором поддиапазоне и показания прибора равны соответственно 325 и 150 мкР/ч. Тогда плотность потока бета-частиц:

$$\varphi = \frac{325 - 150}{1,75} = 100 \text{ част/см}^2 \cdot \text{мин}.$$

Реальный поток частиц во всем спектре энергий всегда будет больше измеренного. Тем не менее подобные оценочные измерения имеют несомненный смысл,

поскольку позволяют сравнивать степень загрязненности, а сам факт регистрации излучения свидетельствует о том, что на контролируемой поверхности присутствует стронций-90.

Удельную активность измеряют по методике, аналогичной калибровке прибора. Приготовление препаратов сводится к первичной обработке, которой подвергаются контролируемые продукты питания (очистка, промывка в проточной воде и т. д.), и их измельчению на терке, ножом или ножницами. Кювету заполняют до краев с уплотнением. Обычно достаточно одного измерения, длительность которого на первых двух поддиапазонах должна быть не менее 15 мин, на двух других — не менее 1,5 мин. Необходимую периодичность измерения уровня фона α_n , следует определять экспериментально.

В результате измерения получают суммарный уровень фона и излучения препарата и вычисляют разность $\alpha_n = \alpha_{\text{фп}} - \alpha_{\text{ф}}$. Если нуклидный состав загрязнения неизвестен, удельную активность рассчитывают по выражению:

$$A_M = \alpha_n A_0 (1 \pm 0,5) \text{ Ки/кг (л)}.$$

Для иллюстрации к сказанному рассмотрим такой конкретный пример. Предположим, что калибровочный коэффициент A_0 на первом поддиапазоне, на котором провели измерение, равен $1,4 \cdot 10^{-9}$ Ки/кг · дел. Пусть $\alpha_{\text{ф}} = 38$ дел, а $\alpha_{\text{фп}} = 46$ дел. Тогда, следовательно, $\alpha_n = 46 - 38 = 8$ дел.

$$A_M = 8 \cdot 1,4 \cdot 10^{-9} (1 \pm 0,5) = (1,12 \pm 0,56) \cdot 10^{-8} \text{ Ки/кг}.$$

Если предположить, что контролируемый препарат загрязнен преимущественно стронцием-90, цезием-137 или калием-40, в таком случае наиболее вероятные значения удельной активности определяют как:

$$A_{\text{МС}} = (1,12 - 0,56) \cdot 10^{-8} = 0,56 \cdot 10^{-8} \text{ Ки/кг},$$

$$A_{\text{МЦ}} = (1,12 + 0,56) \cdot 10^{-8} = 1,68 \cdot 10^{-8} \text{ Ки/кг},$$

$$A_{\text{МК}} = 1,12 \cdot 10^{-8} \text{ Ки/кг}.$$

Во всех случаях, когда есть сомнения в нуклидном составе загрязнения, целесообразно руководствоваться наибольшим из вероятных значений удельной активности.

Предельная чувствительность описанного прибора, ограниченная естественным фоном, не превышает $5 \cdot 10^{-9}$ Ки/кг(л). Повысить ее до 10^{-10} Ки/кг можно увеличением концентрации нуклидов путем высушивания, испарения или обугливания препаратов [5]. В этом случае удельную активность определяют, пользуясь выражением:

$$A_M = k \cdot \alpha_n \cdot A_0,$$

где k — отношение объемов препарата после и до концентрации.

В заключение — о возможном усовершенствовании прибора. Существенное снижение погрешности измерений малых мощностей доз и плотностей потока бета-частиц можно достигнуть использованием двух-четырёх счетчиков СБМ-20, включенных параллельно, и увеличением постоянной времени интегрирующей цепочки. На печатной плате (рис. 2) предусмотрена возможность симметричной установки второго счетчика со стороны печатных проводников. В этом случае чувствительность прибора при измерении X и φ увеличится вдвое. Для сохранения прежних пределов измерений необходимо уменьшить вдвое емкость дозирующих конденсаторов, кроме С13, емкость которого определяет основной предел измерений в режиме радиометра.

Целесообразно также ввести дополнительный переключатель «Постоянная времени» с положениями «Поиск» и «Измерение». В положении «Измерение» этот переключатель должен подключать параллельно конденсатору *C19* дополнительный конденсатор емкостью 10...15 мкФ. Время измерения в этом случае увеличится до 200 с, однако пропорционально уменьшится и погрешность.

При работе прибора в режиме радиометра его целесообразно питать от внешнего источника напряжением 5...15 В.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Поленов В.* Дозиметрические приборы для населения. — М.: Энергоатомиздат, 1991.
2. *Авсеев В.* Дозиметрические и радиометрические приборы и измерения. — К.: Урожай, 1990.
3. *Коваленко Л.* Радиометрический ветеринарно-санитарный контроль кормов, животных и продуктов животноводства. — К.: Урожай, 1987.
4. *Матвеев В., Хазанов Б.* Приборы для измерения ионизирующих излучений. — М.: Атомиздат, 1967.
5. *Максимов М., Оджагов В.* Радиоактивные загрязнения и их измерения. — М.: Энергоатомиздат, 1989.

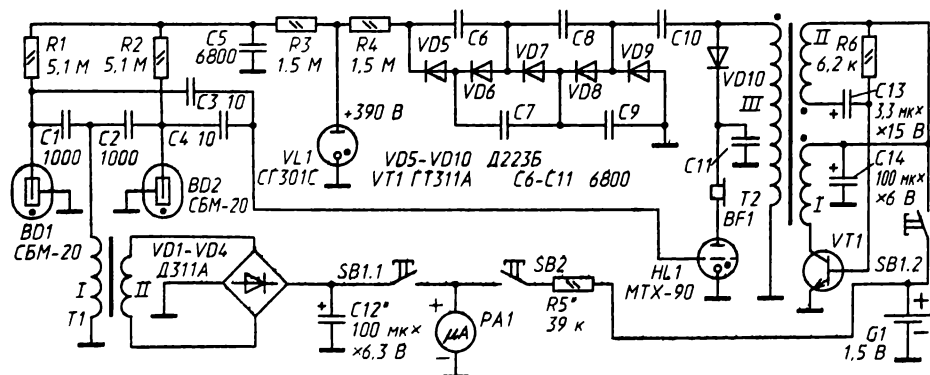
Журнал «Радио», 1992, № 6, с. 12, № 7, с. 13

В. БАБИН

ИНДИКАТОР РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Стремление человека к экологически безупречной среде обитания немислимо без технических средств контроля. Радиоактивность, получившую большое распространение, можно обнаружить и определить степень опасности только соответствующим измерительным прибором. Незнание населением истинного состояния окружающей среды приводит к беспокойству. Многие приборы, описанные в литературе, отличаются сложностью и применением в них дорогих, нередко дефицитных деталей.

Решить эту проблему, не снижая технических требований, предъявляемых к дозиметрам индикаторной группы общего пользования, поможет несложный прибор, схема которого приведена на рисунке. Источником его питания служит один гальванический элемент, например 343, потребляемый ток не превышает 15...20 мА. А так как прибор включается эпизодически, срок службы источника практически определяется длительностью его годности.



Предлагаемый индикатор радиоактивности состоит из преобразователя низковольтного источника питания с последующим умножением его для питания счетчиков Гейгера *BD1*, *BD2* и светоизлучающего элемента *VL2*, узла преобразования импульсов, выделяющихся на нагрузках счетчиков и численной оценки их стрелочным индикатором *PA1*. К недостатку устройства следует отнести отсутствие градуированной шкалы уровня радиоактивности, но для индикатора это не имеет существенного значения.

Применение низковольтного источника питания позволило использовать преобразователь напряжения, предложенный Виноградовым Ю. в [1]. Но магнитопровод импульсного трансформатора *T2* описываемого прибора состоит из двух колец 2000НМ типоразмера $K16 \times 10 \times 4,5$, сложенных вместе. Его обмотка *I* содержит 8 витков провода ПЭЛШО 0,2, обмотка *II* — 3 витка ПЭЛШО 0,4, обмотка *III* — 500 витков ПЭЛШО 0,1 (по сравнению с рекомендацией в [1] увеличена на 80 витков). Спротивление резистора *R6* уменьшено до 6,2 кОм. Для пропитки обмоток трансформатора можно использовать церезин или шеллак.

С обмотки *III* трансформатора импульсное напряжение около 150 В через диод *VD10*, работающий как выпрямитель, и телефон *BF1* поступает на анод тиратрона *HL1*. Одновременно это напряжение выпрямляется и умножается узлом на диодах *VD5–VD9* и конденсаторах *C6–C9*, стабилизируется на уровне 390 В стабилитроном коронного разряда СГ301С-1 (*VL1*) и через фильтр *R3C5* и резисторы *R1*, *R2* подается на аноды счетчиков Гейгера *BD1* и *BD2*. Резистор *R3* и конденсатор *C5* образуют развязывающий фильтр в цепи питания счетчиков.

Стабилизация высокого напряжения необходима для того, чтобы счетчики работали в средней части их характеристики (плато).

Короткие разрядные импульсы, возбуждающиеся в цепях счетчиков ионизирующими частицами, через конденсаторы *C3* и *C4* поступают на управляющий электрод тиратрона *HL1*, а через конденсаторы *C1* и *C2* — на обмотку *I* трансформатора *T1*, к обмотке *II* которого через выпрямитель *VD1–VD4* подключают (кнопкой *SB1.1*) измерительный прибор *PA1*. В результате тиратрон ярко вспыхивает, телефон *BF1* издает звук, напоминающий щелчок, а стрелка измерительного прибора отклоняется от нулевой отметки.

Чем выше радиационный уровень, тем больше частота световых и звуковых сигналов и показание измерительного прибора.

Световая и звуковая сигнализация позволяют пользоваться устройством в темное время суток.

Кнопка *SB2* предназначена для контроля напряжения источника питания — по соответствующей метке на шкале микроамперметра. Транзистор *VT1* — германиевый.

Конденсаторы, кроме *C12–C14*, типа КТК на номинальное напряжение не ниже 400 В. Оксидный конденсатор *C12* должен быть с минимальным током утечки, например, серии К53-1. Его подбирают опытным путем, имея в виду, что увеличение его емкости приводит к запаздыванию на показание стрелки микроамперметра, а уменьшение — к качанию стрелки прибора.

Диоды *VD1–VD4* — германиевые, с минимальным прямым сопротивлением, *VD5–VD10* — импульсные, на обратное напряжение не менее 150 В.

Емкость конденсаторов *C1* и *C2* может быть в пределах 15...1000 пФ. Для измерения малых полей, незначительно превышающих естественный фон, емкость этих конденсаторов должна быть не менее 15...18 пФ.

Трансформатор *T1* — понижающий с возможно малыми потерями в магнитопроводе, например, согласующий динамического микрофона, или переходной трансформатор малогабаритного транзисторного радиоприемника (отвод вторичной обмотки не используется).

Микроамперметр *РА1* — любой малогабаритный на ток полного отклонения стрелки 10...50 мкА (использование прибора на ток более 50 мкА нецелесообразно). Для карманного индикатора радиационного излучения подойдет измерительный прибор от фотоэкспонометра.

Кнопки *SB1* и *SB2* без фиксации. В их конструкции желательно предусмотреть утопленную клавишу, что предотвратит срабатывание кнопок при ношении индикатора в кармане или сумке.

Конструкция и монтаж устройства произвольные — все зависит от наличия деталей и его предназначения. Но при любом варианте конструкции источник питания должен быть в отдельном отсеке.

Индикатор с выносным блоком счетчиков позволяет оценивать уровень радиационного загрязнения, например, шин автомобиля или других его агрегатов, расположенных низко, участков почвы.

При таком конструктивном решении резисторы *R1*, *R2* и конденсаторы *C1* и *C2* монтируют возле анодов счетчиков. Для соединения блока счетчиков с индикатором используют гибкий экранированный кабель длиной 80...100 см с разъемным соединителем на конце (на рисунке не показан). Экран кабеля служит общим проводником устройства.

Телефон (желательно высокоомный) и тиратрон МТХ-90 располагают на любой из стенок корпуса индикатора.

Для исключения ложного свечения тиратрона следует использовать тренированный экземпляр или закрыть его дымчатым фильтром. Дело в том, что катод тиратрона покрыт цезием, который при ярком освещении вызывает фотоэффект, приводящий к произвольному срабатыванию индикатора.

В приборе можно использовать счетчики типов СТС, СБМ и другие, в том числе многосекционные, с рабочим напряжением 390 В. Включение более двух счетчиков не дает заметного эффекта, так как импульсы, поступающие на регистрирующий узел с разных счетчиков, совпадая по времени, будут суммироваться как один. Оптимальное число счетчиков для данного типа приборов — два.

Испытание устройства начинают с измерения напряжения на аноде стабилитрона *VL1*, используя для этого статический (конденсаторный) вольтметр. Здесь должно быть 390 В.

Причиной отсутствия напряжения может быть ошибочная полярность включения обмоток трансформатора *T2* преобразователя. Без прибора убедиться в его работоспособности можно по реакции на естественный радиационный фон — стрелка микроамперметра должна колебаться возле нулевой отметки, а тиратрон и телефон фиксировать до 30 импульсов в минуту.

В случае высокого уровня радиации стрелка микроамперметра будет фиксировать повышенное напряжение на конденсаторе *C12* и даже зашкаливать, тиратрон светиться практически непрерывно, а звуковой сигнал телефона соответствовать частоте импульсов, создаваемых счетчиками индикатора.

Подбором резистора *R5* стрелку микроамперметра устанавливают на конечное деление шкалы, соответствующую напряжению свежего элемента питания под нагрузкой. Снижение напряжения до отметки «1,2 В» укажет на необходимость замены источника питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Виноградов Ю.* Измеритель интенсивности ионизирующего излучения.— Радио, 1990, № 7, с. 31.
2. *Льюне В. Б.* Методы электрического счета альфа- и бета-частиц.— М.—Л.: Огиз, 1947, с. 112.

О ЛЮБИТЕЛЬСКИХ ДОЗИМЕТРАХ

Загрязнение радиоизотопами обширных территорий было более чем достаточным основанием, чтобы радиолюбители принялись за разработку приборов радиационного контроля.

Редакция журнала «Радио» получает описания самых разных приборов такого назначения — от простых индикаторов, способных тем не менее мгновенно обнаружить многие источники радиации, о которых сообщали и продолжают сообщать средства массовой информации, до сложных приборов, не уступающих профессиональным в точности измерений.

Дозиметры, как теперь называют любые приборы, ориентирующие человека в радиационных полях, присланные на конкурс журнала «Радио», позволили проанализировать основные направления творчества радиолюбителей в этой области.

Структурная схема прибора, привлекающего наибольшее, пожалуй, внимание радиолюбителей, приведена на рис. 1. Здесь $U_{пит}$ — микромощный источник питания счетчика Гейгера BD ; R — резистор, ограничивающий ток разряда в счетчике при его возбуждении; C — конденсатор, разделяющий низковольтные цепи усилителя счетных импульсов (УСИ) и высокого напряжения на аноде счетчика; BF — телефон, динамическая головка или иной акустический излучатель.

Прибор, собранный по такой структурной схеме, делает, казалось бы, немного — лишь «озвучивает» ионизирующую радиацию, трансформируя каждое элементарное возбуждение счетчика Гейгера в акустический импульс. Редкое фоновое пощелкивание (реакция счетчика на естественный радиационный фон в имп/мин — его паспортная характеристика) учащается, переходя в сплошной треск при приближении к источнику радиации.

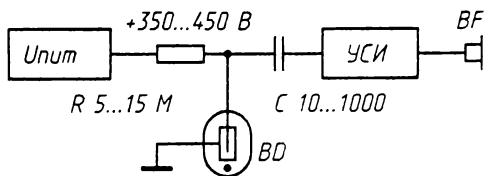


Рис. 1

Несмотря на простоту, такие приборы обладают высокой радиационной чувствительностью, мгновенной реакцией на изменение радиационной обстановки, высокой достоверностью своих «показаний» (контроль почти не поддающегося имитации радиационного фона возможен, очевидно, лишь при нормально работающем приборе).

Все это, а также вообще «органолептическая» оценка потенциально опасных сред и полей, свойственная рецепторным системам человека, ни одна из которых не является «измерительным прибором», ставит такие приборы в особое, исключительное положение. В настоящее время «органолептический» режим работы вводится практически в любой, самый сложный бытовой дозиметр.

Из числа присланных на конкурс к таким приборам относится, например, миниатюрный индикатор радиации (рис. 2), разработанный **Солониным В.**

Отличительная особенность этого прибора — питание от одного гальванического элемента (на рис. 2 — $G1$). Высокое напряжение для питания счетчика СБМ-20 и низкое — для усилителя счетных импульсов формируется на выходе двухтактного преобразователя. Магнитопровод трансформатора $T1$ преобразователя — броневой типа Б14 из феррита 1500НМ или 2000НМ. Его обмотки I - IV содержат по 2 витка провода ПЭВ-2 0,1, обмотка V (наматывают первой) — 1000 витков и обмотка VI — 60 витков провода ПЭВ-2 0,05.

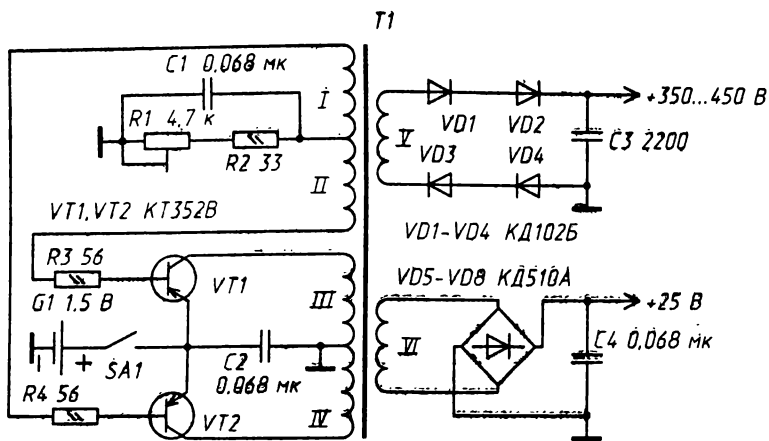


Рис. 2

Другое направление в конструировании любительских дозиметров иллюстрирует структурная схема, показанная на рис. 3. Здесь: $\Phi_{и}$ — формирователь, назначение которого состоит в том, чтобы каждое элементарное возбуждение счетчика Гейгера преобразовать в импульсы тока с достаточно стабильными параметрами (амплитудой, длительностью, формой); $C_{инт}$ — интегрирующий конденсатор, напряжение на котором зависит от частоты импульсов, поступающих от счетчика, РА — микроамперметр на ток 50...100 мкА, шкалу которого градуируют (очень приблизительно) в мкР/ч или мкЗв/ч*. Иногда шкалу просто раскрашивают в три цвета: зеленый, желтый, крапный.

Чувствительность таких приборов зависит от длительности импульсов тока, заряжающих интегрирующий конденсатор $C_{инт}$. Однако длительность этих импульсов не может быть слишком малой, поэтому диапазон измерений невелик — при значительном увеличении скорости счета импульсы начинают «слипаться» и прибор занижает показания.

При необходимости вести измерения в широком диапазоне возможных уровней радиации такие приборы делают много предельными, устанавливая для каждого из пределов свои параметры импульса тока и значение емкости конденсатора $C_{инт}$.

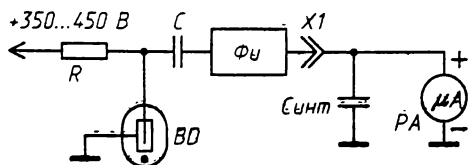


Рис. 3

Примером такого рода приборов может служить индикатор интенсивности ионизирующего излучения (рис. 4), присланный на конкурс **Санниковым С.** и **Бабиным А.** В нем функцию формирователя выполняет одновибратор, собранный на элементах DD1.1, DD1.2.

Длительность импульса задается постоянной времени $R5C7$ (примерно 40 мс), а ток в импульсе — режимом работы транзистора VT2. Магнитопровод трансформатора T1 этого прибора — два кольца типоразмера K10x6x4,5 и K10x6x3 из феррита 2000НМ, склеенных вместе. Обмотка I (ее наматывают первой) — 530 витков провода ПЭВ-1 0,09, обмотка II — 8 витков ПЭВ-2 0,2, обмотка III — 3 витка провода ПЭЛШО 0,12. Перед намоткой ребра магнитопровода

*Зв — зиверт, 1 мкР/ч = 0,01 мкЗв/ч.

ходимо «зажечь» на индикаторе ту или иную десятичную точку, ее включают через инвертор. Ток, потребляемый таким блоком от источника питания напряжением 9 В (при относительно малых скоростях счета), не превышает 0,1 мА.

Еще один вид любительских дозиметрических приборов — для определения уровня радиационного загрязнения продуктов питания. Их структурная схема, как правило, такая же, как и изображенная на рис. 5. Основное же их отличие — в конструктивном оформлении (рис. 7).

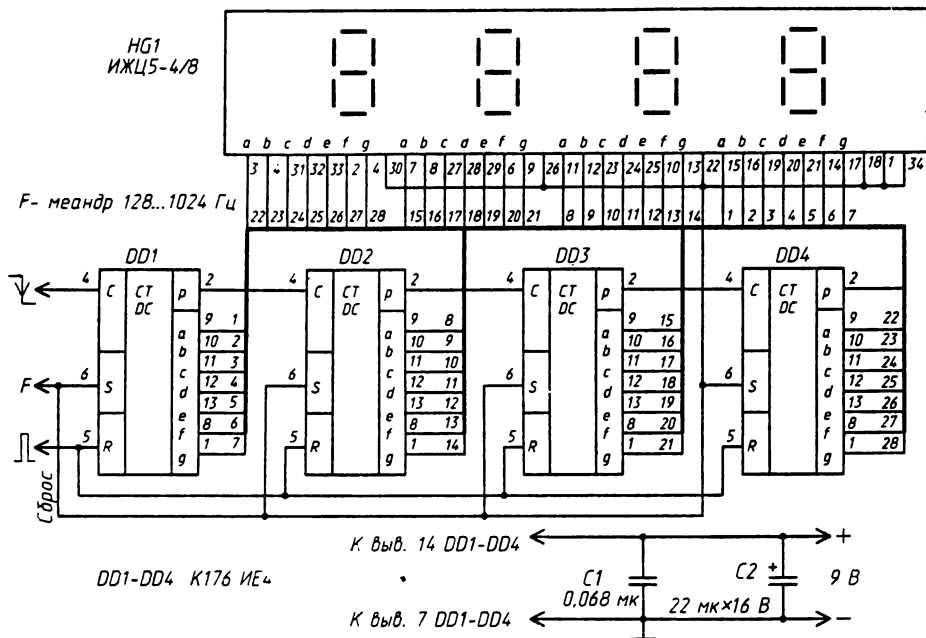


Рис. 6

В таких приборах используют торцевые счетчики Гейгера с большими слюдяными окнами, обладающие высокой чувствительностью к мягкому β - и даже α -излучению (СБТ-10, СИ8Б и др.). Образец исследуемого продукта помещают в специальную измерительную кювету, имеющую форму окна счетчика. Кювету фиксируют всегда в одном и том же по отношению к счетчику положении, причем так, чтобы поверхность образца (верхний срез кюветы) находилась на расстоянии 5...10 мм от его торца.

Из всех методов определения радиационного загрязнения продуктов питания здесь наиболее подходит так называемый метод «толстого слоя». Суть метода в том, что толщину образца (глубину кюветы) выбирают такой, чтобы при прочих равных условиях дальнейшее увеличение его толщины не увеличивало показания прибора. Это будет в том случае, если пробег в образце даже самой «пробивной» ионизирующей частицы будет меньше его толщины.

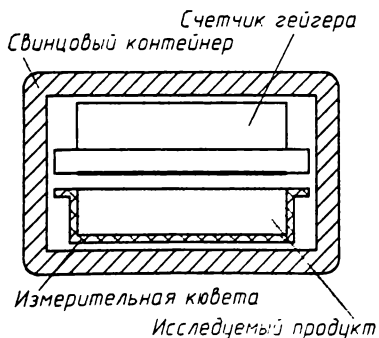


Рис. 7

Результат измерения — в общем числе импульсов $N_{\text{общ}}$, зарегистрированных прибором на отведенном для измерения временном интервале, будет, в первом приближении, состоять из трех слагаемых:

$$N_{\text{общ}} = N_{\text{ф}} + N_{\text{к}} + N_{\text{заг}},$$

где $N_{\text{ф}}$ — реакция прибора на естественный радиационный фон, $N_{\text{к}}$ — составляющая, обязанная калию, входящему в состав ряда пищевых продуктов, $N_{\text{заг}}$ — «вклад» радионуклидов, которых в исследуемом продукте могло бы и не быть...

Основной составляющей является $N_{\text{ф}}$ (в том случае, разумеется, если мы имеем дело не с очень уж большим загрязнением исследуемого продукта, выходящего из всяких норм).

Это значит, что нам необходимо уметь достаточно точно определять ее значение (напомним, что $N_{\text{ф}}$ изменяется и во времени) с тем, чтобы, вычтя его из общего результата, можно было судить о всем остальном. Делается это обычно двумя дополняющими друг друга способами: а) счетчик Гейгера и образец помещают в свинцовый контейнер со стенками толщиной 20...30 мм (это уменьшает $N_{\text{ф}}$ в 4...5 раз); б) значительно увеличивают время измерения (увеличение экспозиции в n раз увеличивает точность измерений в \sqrt{n}).

Что же касается $N_{\text{к}}$, то в приборах такого типа, в принципе, невозможно отделить излучение калия-40 от близких ему по характеристикам излучения других радионуклидов. Но зная нормальное содержание калия в том или ином продукте питания, можно — пусть и усредненно — установить значение и этой составляющей.

Для калибровки таких приборов обычно используют химическое соединение с известным содержанием в нем калия (чаще — хлористый калий). При расчетах исходят из того, что один грамм чистого калия имеет радиоактивность 29,6 Бк (Бк, беккерель — единица радиоактивности, соответствующая одному распаду в секунду). Причина повышенной радиоактивности калия — его радиоизотоп калий-40, долевого содержания которого в естественной смеси изотопов калия (0,0118%) и его активность достаточно велики.

Прибор, относящийся к этой категории дозиметров, выполненный, правда, в аналоговой технике, был представлен на конкурс **Климчуком Е.** Измерительная техника такого же назначения, например, цифровой прибор «Бета», является основной на дозиметрических пунктах санэпидемстанций.

Теперь о некоторых обстоятельствах, которые необходимо учитывать при конструировании любительских дозиметров, и, прежде всего, о градуировке приборов, регистрирующих внешнее излучение. К сожалению, здесь радиолюбители располагают лишь одним весьма нестабильным «эталоном» — уровнем естественного радиационного фона земли и космоса, среднее значение которого принимают обычно равным 15 мкР/ч.

Градуировку прибора строят на предположении, что а) фоновая импульсация счетчика Гейгера целиком и полностью зависит от его внешнего облучения, б) скорость счета линейно связана с уровнем его облучения. В первом приближении это может быть принято, но при условии, что сам счетчик не загрязнен (например, в процессе прошлой эксплуатации) и изготовлен из материалов, не содержащих радионуклиды в заметных (по своему излучению) количествах. Второе из этих условий объясняется тем, что, к сожалению, у нас уже появились счетчики, изготовленные полукустарно, из случайных материалов.

Важно здесь и еще одно обстоятельство. Дело в том, что спектральный состав естественного радиационного фона может значительно отличаться от спектра излучения неизвестного нам, как правило, по составу радионуклидов радиационного загрязнения. И тогда на результатах измерения может сказаться та характеристика

счетчика Гейгера, которую специалисты называют «ходом с жесткостью» зависимость скорости счета от энергии — «жесткости» — возбуждающих счетчик частиц или квантов. Зависимость эта может быть значительной. Так, например, чувствительность счетчика СБМ-20 на энергетическом интервале γ -квантов 0,05...1,2 МэВ изменяется почти в 4 раза.

Поскольку счетчик Гейгера является лавинным прибором, то судить об энергии частицы, послужившей причиной очередного его срабатывания — например, по форме импульса тока — не представляется возможным (уверенность, что такая зависимость «должна» быть, подводит многих). И соответственно, в принципе, оказывается невозможной оперативная коррекция «хода с жесткостью». Ее можно осуществить, лишь перекрыв радиационный поток пассивным фильтром, жесткостная характеристика которого имеет обратный по отношению к счетчику характер. Именно такими фильтрами и отличаются дозиметры промышленного изготовления от любительских.

**ОСЛАБЛЕНИЕ ИЗЛУЧЕНИЯ РАДИЯ-226
НЕКОТОРЫМИ КОНСТРУКЦИОННЫМИ МАТЕРИАЛАМИ
(ДЛЯ СЧЕТЧИКА ГЕЙГЕРА ТИПА СБМ-20)**

Т а б л и ц а

Материал	Толщина, мм	Кратность ослабления
Дюралюминий	1,4	9,5
Стеклотекстолит фольгированный (односторонний)	1,5	7
Полистирол ударопрочный	2,0	4
Изоляционная лента ПВХ	0,25	1,3
Пленка полиэтиленовая	0,05	1,1
Фольга алюминиевая	0,02	1,02

Но вовсе не очевидно, что этому примеру нужно следовать (не говоря уж о том, что из графиков «ход с жесткостью» и корректирующих фильтров предприятия, выпускающие дозиметры, сделали что-то вроде промышленного секрета). И дело даже не в том, что корректирующие фильтры далеко не идеально выглаживают жесткостную характеристику счетчика — такие фильтры обязаны отрезать все те участки спектра, измерения в которых вести данным прибором не намерены. Так; откорректированный СБМ-20, без фильтра реагирующий на излучение стронция-90, с фильтром практически теряет эту свою способность. Следует ли жертвовать этим ради

некоторого увеличения точности измерения (приблизительно в 2 раза) и в любительских дозиметрах — не очевидно. Особенно имея в виду официальный статус бытовых дозиметров, в том числе и промышленного изготовления, показания которых никого и ни к чему не обязывают.

Другое обстоятельство, которое радиолюбители обычно не учитывают должным образом — экранирующее влияние корпуса прибора. Из приведенной здесь таблицы видно, что далеко не всегда этим влиянием можно пренебречь. В стенке корпуса, примы-

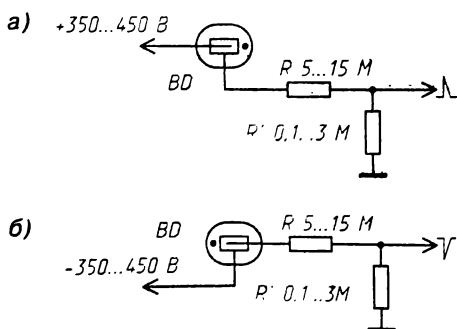


Рис. 8

кающей к счетчику Гейгера, следует делать вырезы-окна, которые можно лишь затянуть тонкой пластиковой пленкой или фольгой. Но и то, если счетчик не предназначен для регистрации мягкого β - или α -излучения,— здесь недопустимо любое перекрытие окон.

И последнее. Обычно счетчик Гейгера включают так, как на вышеприведенных схемах радиометров. Но в радиолюбительских конструкциях, в том числе и конкурсных, встречаются и иные способы его включения (рис. 8), имеющие, казалось бы, явное преимущество — прямую, т. е. без разделительного конденсатора связь с относительно низкоомной нагрузкой, находящейся под нулевым напряжением. Здесь следует иметь в виду, что прибор, в котором счетчик включен по схеме на рис. 8,а, будет обладать повышенной чувствительностью к импульсным электрическим наводкам («радиацию» такого происхождения уже обнаруживали). При включении же счетчика по схеме рис. 8,б определенную опасность представляет случайное касание катода — электрода большого размера, находящегося под высоким напряжением.

Журнал «Радио», 1992, № 10, с. 13

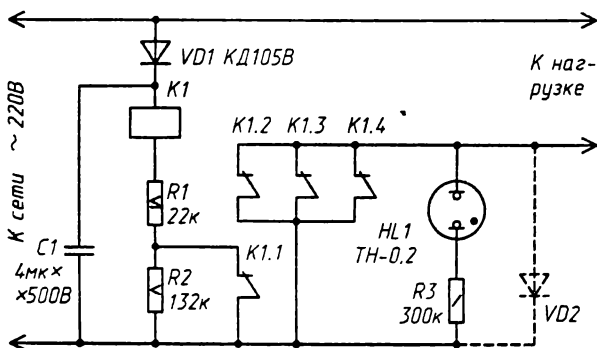
УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ И СИГНАЛИЗАЦИИ

В. СОЛОНЕНКО, Е. АЛЕШИН

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ОТ ПРЕВЫШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В ветреных районах страны на воздушных линиях электропередач случаются аварийные захлесты проводов, их касания и обрывы, из-за чего напряжение в домашних и производственных сетях может повышаться с 220 до 380 В. Несмотря на кратковременность таких ситуаций, часто выходят из строя лампы накаливания, некоторые нагревательные приборы, радиотелеаппаратура и др.

Мы разработали простое устройство (см. схему), которое при увеличении напряжения в сети до 280 В автоматически отключает нагрузку и вновь ее включает, как



только питающее напряжение уменьшится до 240 В. Нагрузка подключена через замкнутые контакты K1.2–K1.4 реле K1. Резистор R1 подобран так, чтобы реле сработало при напряжении в сети 280 В.

После срабатывания реле обесточивается нагрузка и включается сигнальная лампа HL1. Контакты K1.1, размыкаясь, подключают в цепь пита-

ния реле еще и резистор R2. При этом ток через обмотку реле уменьшается, но реле удерживает якорь.

Когда напряжение в сети пойдет на убыль, при некотором его значении реле отпустит якорь, включив нагрузку. Это значение устанавливают, подбирая резистор R2. Резисторы R1 и R2 набраны из параллельно включенных МЛТ-2. Конденсатор C1 создает некоторую временную задержку на срабатывание и отпусkanie реле, необходимую для того, чтобы очень кратковременные изменения напряжения в сети не вызывали срабатывания автомата.

Реле выбирают в соответствии с напряжением сети (по напряжению срабатывания) и мощностью нагрузки (по допустимому току через контакты). Мы использовали реле МКУ48 (паспорт РУ4.509.146), у которого контактную систему разобрали и снова собрали так, чтобы получить замкнутые пары. Желательно, чтобы контакты K1.1 при срабатывании размыкались как можно позже, а зазор между ними не превышал 0,7 мм.

Если автомат установлен в цепи дежурной лампы накаливания (в местах, где отсутствие освещения крайне нежелательно), параллельно контактам $K1.2-K1.4$ следует включить диод $VD2$ на соответствующее обратное напряжение и выпрямляемый ток. Тогда при возникновении аварийного повышения в сети и срабатывании автомата лампа будет питаться пульсирующим током, обеспечивая бесперебойное освещение.

Журнал «Радио», 1989, № 1, с. 79

В. КОЛОСОВ, А. МУРАТОВ

ЗАЩИТА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ ОТ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ В СЕТИ

Авторы знакомят с малоизвестной большинству читателей проблемой — защитой бытовой аппаратуры от одиночных высоковольтных (более 400 В) импульсов напряжения в питающей сети 220 В, рассказывают о вариантах ее реализации, сообщают о выпускаемых промышленностью компонентах защитных устройств.

Присутствие в питающей сети переменного тока 220 В×50 Гц импульсов напряжения, достигающих 1 кВ и более, для специалистов не новость. Для широкого же круга потребителей электроэнергии эти импульсы — открытие. В статье рассмотрены возможности защиты аппаратуры от возникающих в сети импульсов длительностью от десятых долей микросекунды до единиц миллисекунд. Более длительные выбросы напряжения — свыше полупериода синусоиды частотой 50 Гц — ликвидируются иными способами, которые здесь не освещены. Причины возникновения указанных импульсов различны и описаны в литературе, например в [1].

Энергия высоковольтных импульсов в питающей сети может достигать нескольких килоджоулей. Известные и широко распространенные методы снижения импульсных помех в цепях питания с помощью LC - и RC -фильтров, экранов между обмотками сетевых трансформаторов и другие методы часто не дают необходимого уменьшения энергии импульсов на выводах питания микросхем. Отмечено, что до микросхем реально доходят импульсы с энергией до миллиджоуля, вполне способные вывести аппаратуру из строя.

Другие известные методы ограничения уровня импульсов в различных цепях радиоэлектронной аппаратуры, в частности, на распределительных сетевых электрических щитах, связаны с использованием газоразрядных и полупроводниковых приборов. Газоразрядные приборы, в практике чаще называемые разрядниками, не всегда обеспечивают необходимый результат из-за сравнительно низкого быстродействия и довольно громоздки.

К полупроводниковым приборам, широко применяемым для уменьшения импульсных помех, относят металлооксидные варисторы, полупроводниковые приборы общего назначения и специальные полупроводниковые ограничители напряжения. Варисторы — это резисторы с резко нелинейной вольт-амперной характеристикой, их сопротивление значительно уменьшается при увеличении приложенного напряжения. Под полупроводниковыми приборами общего назначения имеют в виду стабилитроны, диоды импульсные и с барьером Шотки, дефензоры.

У специальных полупроводниковых ограничителей напряжения, о которых далее и пойдет речь, вольт-амперная характеристика аналогична стабилитронной. Их основное отличие от стабилитронов и других полупроводниковых приборов общего назначения — способность рассеивать большую импульсную мощность. Современ-

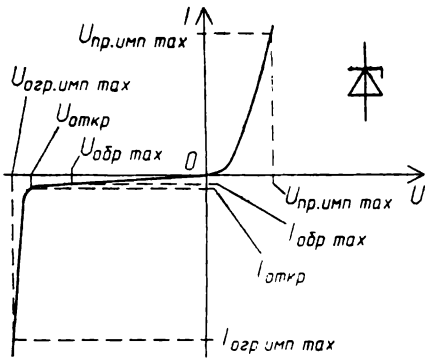


Рис. 1

ные варисторы, незначительно уступая рассматриваемым ограничителям по времени срабатывания, конкурируют с ними по технологичности и стоимости. Однако характеристики варисторов ухудшаются на некоторое время после воздействия каждого импульса помехи. У полупроводниковых ограничителей это явление отсутствует. Учитывая, что для защиты РЭА необходимы приборы с максимальным быстродействием и стабильностью характеристик, именно им следует отдать предпочтение.

Фирма GSI (США) выпускала в начале 90-х годов свыше тысячи разновидностей полупроводниковых ограничителей напряжения с максимальной допустимой импульсной мощностью до 60 кВт и напряжением ограничения от 0,7 до 3000 В. В настоящее время в СНГ также производят подобные ограничители мощностью до 30 кВт на напряжение в пределах 3...1000 В.

Принцип действия ограничителя заключается в открывании его закрытого *p-n* перехода, если приложенное к нему обратное напряжение превысит пороговый уровень. Иначе говоря, ограничитель ведет себя аналогично стабилитронам, однако туннельно-лавинному процессу в нем характерно то, что заряды переносят лишь основные носители, поэтому не происходит нежелательного накопления неосновных носителей. Этому в основном и обязано высокое быстродействие ограничителя.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) ограничителя показана на рис. 1. Как и у стабилитрона, она несимметрична. Для ограничения импульсов обоих знаков удобно два ограничителя включить встречно-последовательно. ВАХ такой пары симметрична (рис. 2).

Серийно выпускаемые полупроводниковые ограничители напряжения обычно оценивают по следующим характеристикам:

$P_{\text{имп макс}}$ — импульсная максимальная допустимая мощность рассеяния при заданных форме и коэффициенте заполнения (K_3) импульсов и температуре окружающей среды $T_{\text{окр. ср}}$. Наиболее часто указывают значение этого параметра при длительности экспоненциального импульса 1 мс на уровне $I_{\text{огр.имп макс}}$, при длительности фронта 10 мкс и K_3 меньше 0,01%, с обеспечением непревышения допустимой средней мощности рассеяния кристаллом или корпусом прибора;

$I_{\text{обр макс}}$ — обратный максимальный ток, протекающий при максимальном обратном напряжении;

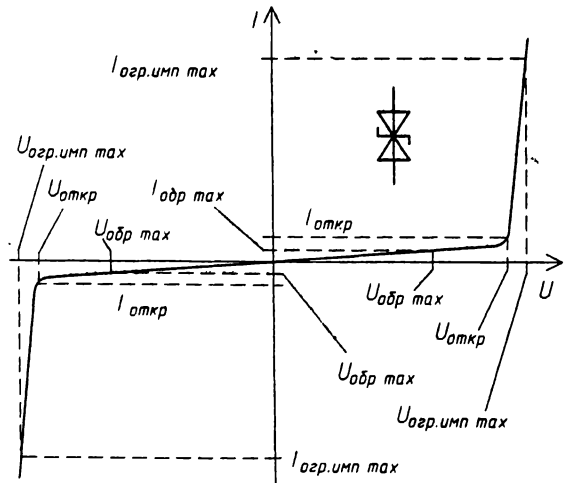


Рис. 2

$U_{\text{ОБР, МАКС}}$ — обратное максимальное напряжение, которое не должно превышать рабочего значения (ограничения рабочего напряжения при этом не должно происходить); значение $U_{\text{ОБР, МАКС}}$ обычно принимают равным 0,8 от напряжения открывания прибора;

$U_{\text{ОТКР}}$ и $I_{\text{ОТКР}}$ — напряжение и ток открывания прибора, соответствующие точке перегиба на рабочей ветви вольт-амперной характеристики;

$U_{\text{ОГР, ИМП}}$ — напряжение ограничения — импульсное обратное напряжение при максимальном значении импульсного тока ограничения, зависящем от максимальной допустимой импульсной мощности рассеяния;

$I_{\text{ПР, ИМП МАКС}}$ — прямой импульсный максимальный ток — допустимый прямой ток при заданных его форме, коэффициенте заполнения и температуре окружающей среды;

$U_{\text{ПР, ИМП МАКС}}$ — прямое импульсное максимальное падение напряжения на ограничителе при токе $I_{\text{ПР, ИМП МАКС}}$;

$K_{\text{ОГР}}$ — коэффициент ограничения, равный отношению $U_{\text{ОГР, ИМП МАКС}}/U_{\text{ОТКР}}$;

$K_{\text{ОГР}}$ изменяется примерно от 1,3 при максимальной импульсной мощности $P_{\text{ИМП МАКС}}$ до 1,2 при 0,5 $P_{\text{ИМП МАКС}}$;

$t_{\text{ВКЛ}}$ — время включения, в течение которого происходит открывание прибора в обратном направлении (для симметричных ограничителей $t_{\text{ВКЛ}} < 10^{-9}$ с).

По значениям указанных характеристик потребитель может выбрать ограничитель напряжения, необходимый для защиты радиоэлектронной аппаратуры. Симметричный (двуплечий) ограничитель включают в сеть переменного тока параллельно полезной нагрузке. В нормальном режиме сети оба его плеча закрыты и через него протекает лишь очень малый обратный ток при обоих полупериодах. Иначе говоря, ограничитель ничем себя не обнаруживает, потребляя некоторую — очень малую мощность (сотые доли ватта).

Как только в сети появится высоковольтный импульс напряжения, превышающий $U_{\text{ОТКР}}$ ограничителя, откроются оба его плеча, одно — в прямом направлении, другое — в обратном. В результате импульс будет блокирован, а на нагрузке в этот момент напряжение не превысит $U_{\text{ОГР}}$.

Следует заметить, что значение $P_{\text{ИМП МАКС}}$ зависит от длительности $\tau_{\text{и}}$ гасимого импульса и в пределах $\tau_{\text{и}} = 0,1 \dots 10$ мс приблизительно пропорционально отношению $1/\tau_{\text{и}}$. При увеличении температуры окружающей среды $T_{\text{ОКР, СР}}$ от 40 до 100 °С рассеиваемую мощность $P_{\text{ИМП МАКС}}$ необходимо уменьшать примерно пропорционально $0,024 T_{\text{ОКР, СР}}$.

Для снижения амплитуды высоковольтных импульсов на пути от сети 220 В до выводов питания микросхем наиболее целесообразно включать ограничители в состав блока питания [2].

Если в питающей сети появятся импульсы, энергия которых будет больше допустимой для примененного ограничителя, он, как и стабилитрон при слишком большом токе стабилизации, перегреется и выйдет из строя. С этого момента аппаратура, включенная в сеть, окажется незащищенной.

Поэтому существенным недостатком применения ограничителей считают отсутствие информации об их работоспособности или выходе из строя после воздействия мощных импуль-

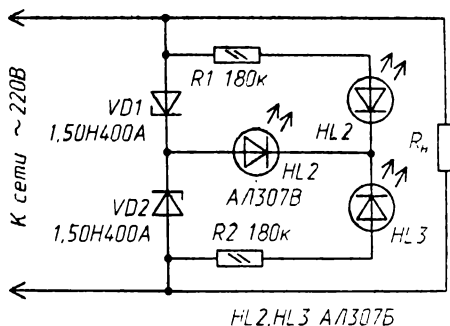


Рис. 3

сов. Чтобы обеспечить индикацию исправного состояния симметричного ограничителя, его составляют из двух одиночных и подключают к нему цепь из трех светодиодов и двух токоограничивающих резисторов (рис. 3).

Особенность работы индикатора исправности — использование светодиодов в нестандартном режиме. При исправных ограничителях *VD1* и *VD2* и положительном полупериоде напряжения сети (плюс — на верхнем по схеме сетевом проводе) ток беспрепятственно протекает через ограничитель *VD1*, открытый в прямом направлении, и через светодиод *HL1*. Ограничитель *VD2* в это время закрыт.

В результате почти все сетевое напряжение оказывается приложенным к цепи *HL3R2*, причем к светодиоду — в обратном направлении. Поэтому светодиод *HL3* открывается в обратном направлении*; ток через него ограничивает резистор *R2*. Таким образом, через всю цепь от плюсового провода до минусового протекает ток около 2 мА. Этого достаточно, чтобы обеспечить заметное свечение «зеленого» светодиода *HL1*. Светодиод *HL2* не светит, так как к цепи *HL2R1* приложено слишком малое напряжение (менее 3 В).

При смене полярности напряжения сети происходят те же процессы, только меняются местами *VD1* и *VD2*, *R2* и *R1*, *HL3* и *HL2*. То есть исправность ограничителей подтверждает зеленый сигнал индикатора. В ряде случаев описанный индикатор может одновременно служить индикатором наличия сетевого напряжения.

Легко видеть, что при выходе из строя (обрыве) ограничителя *VD1* гаснет «зеленый» светодиод *HL1* и включается «красный» светодиод *HL2*, а при порче ограничителя *VD2* — «красный» *HL3*.

Описанный модуль, получивший наименование ЗА-0, разработан в ОАО «Вычислительная техника и промышленная электроника» (г. Москва) совместно с НПК «Кварк» (г. Ташкент) и освоен в серийном производстве.

Основные характеристики модуля

Импульсная максимальная допустимая мощность, кВт, не менее, при температуре окружающей среды 25 °С	1,5
Амплитуда переменного напряжения открывания ограничителей, В, при температуре окружающей среды 25 °С (ток открывания 1 мА)	400±20
Коэффициент ограничения	1,2...1,3
Сила света светодиодов, мкд, не менее	0,5
Мощность, потребляемая от сети при отсутствии высоковольтных импульсов, Вт, не более	0,5
Габариты корпуса**, мм, не более	32×12×10
Масса, г, не более	10

Корпус модуля изготовлен из пластмассы способом заливки в форму. Климатическое исполнение УХЛ категории размещения 4.2 по ГОСТ 15150. По защите от поражения электрическим током изделие относится к II классу по ГОСТ 2757.0.

Модуль ЗА-0, кроме установки в блоки питания РЭА, рекомендуется широкому кругу пользователей и радиолюбителей для применения в лабораториях, офисах и квартирах для защиты промышленных и бытовых электронных приборов, включенных в розетки питающей сети переменного тока напряжением 220 В.

Для этой цели разработан вариант изделия, получивший наименование ЗА-01. Здесь корпус модуля снабжен стандартными штырями, позволяющими включать его в любую свободную розетку помещения.

* Эту особенность светодиодов (и ряда других электронных компонентов) уже давно подметили, исследовали и широко применяют радиолюбители. В частности, укажем на статью Нечаева И. «Светодиод в роли стабилизатора» в журнале «Радио», 1997, № 3, с. 51 (Прим. редакции).

** Без учета длины выводов — 9. 12 мм и высоты выступающих корпусов светодиодов — 3...5 мм.

Разработка защитного модуля ЗА-0 одобрена Научно-техническим фондом «Энергетическая электроника», который оказал содействие освоению изделий в серийном производстве.

Находятся в процессе освоения в производстве защитные модули на мощность 5 кВт (ЗА-1) и 30 кВт (ЗА-2), а также варианты этих изделий с вилками (ЗА-11 и ЗА-21). Эти модули следует применять в тех случаях, когда полуторакитоваттные не выдерживают сетевых высоковольтных импульсов. Разработаны также модули для защиты сетей постоянного тока, рассчитанные на импульсную мощность 1,5...30 кВт и напряжение открывания 6,8...450 В.

На первом этапе использования защитных модулей ЗА-0 и изделий на их основе поставщик обеспечит покупателям бесплатную замену вышедших из строя на новые. При повторном выходе модулей из строя потребителю будет рекомендовано приобрести более мощные приборы. При необходимости ОАО «Вычислительная техника и промышленная электроника» проведет исследование сети потребителя и даст предложения по защите РЭА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Черепанов В. П., Хрулев А. К., Блудов И. П. Электронные приборы для защиты РЭА от электрических перегрузок. Справочник. — М.: Радио и связь, 1994, с. 17.
2. Колосов В. А. Электропитание стационарной РЭА. Теория и практика проектирования. — М.: Радио и связь, 1992, с. 111.

Журнал «Радио», 1998, № 7, с. 52

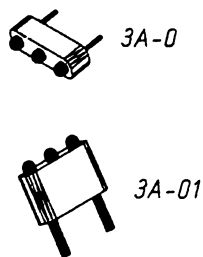


Рис. 4

А. ЗЕЛЕНИН

ПОЛУАВТОМАТ ЗАЩИТЫ РАДИОАППАРАТУРЫ ОТ «ПЕРЕПАДОВ» НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ

Защита бытовой радиоаппаратуры от скачков и резких отклонений сетевого напряжения от нормы для многих районов нашей страны остается проблемой с непредсказуемыми последствиями. Автор статьи анализирует ситуацию и делится личным опытом практического решения этой проблемы.

Предлагаемое устройство защищает радиоаппаратуру быстрым отключением от питающей сети при изменении ее напряжения более допустимых пределов. Оно актуально, прежде всего, вблизи воздушных линий электропередачи, где вероятны замыкания проводов, например, при сильных порывах ветра, велика. Особенно опасно замыкание одного из фазных проводов на «нулевой». При этом напряжение в сети повышается до 380 В. Обычно в таких случаях происходит разрыв оксидных конденсаторов блока питания и вытекание электролита, что пагубно сказывается на работе того или иного радиоаппарата.

Снижение же напряжения сети до 160 В также опасно, в частности для импульсных блоков питания. В таких случаях они работают при длительных токовых нагрузках через силовой транзистор, что может стать причиной выхода его из строя из-за перегрева.

Решать описанные проблемы мне помогает полуавтомат, схема которого приведена на рис. 1. От подобного устройства, описанного в статье Нечаева И. «Автомат защиты сетевой аппаратуры от скачков напряжения» (Радио, 1996, № 10, с. 48),

он отличается в основном лишь тем, что при скачках напряжения отключает нагрузку от сети, и повторное его включение возможно только после нажатия на пусковую кнопку *SB1*. В ранее же описанном автомате при «гулянии» напряжения сети нагрузка питается прерывисто — а это очень неблагоприятный режим работы для любой радиоаппаратуры, в особенности ПЭВМ и телевизоров.

Основой предлагаемого полуавтомата служит мощное электромагнитное реле *K1*. Для питания его обмотки постоянным током применен выпрямительный мост *VD1–VD4*, подключенный к сети через гасящие конденсаторы *C1* и *C2*. Включают устройство кратковременным нажатием на кнопку *SB1*. При этом реле *K1* срабатывает и его замыкающиеся контакты *K1.1* блокируют контакты пусковой кнопки. Конденсатор *C1* обеспечивает необходимый пусковой ток реле при включении. В рабочем режиме реле удерживается током, текущим через конденсатор *C2*, до напряжения сети не ниже 160 В. При налаживании устройства емкость конденсатора *C2* (а иногда и конденсатора *C1*) приходится подбирать для каждого типа реле индивидуально.

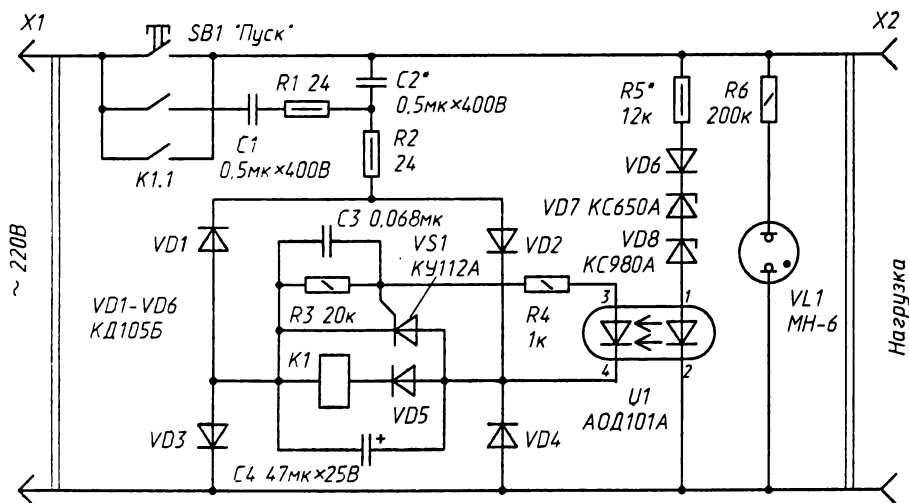


Рис. 1

При повышении напряжения сети до 240 В открываются стабилитроны *VD7* и *VD8*. Одновременно срабатывает оптрон *U1* и открывается тринистор *VS1*, блокирует цепь питания обмотки реле *K1*. В результате реле отпускает и его размыкающиеся контакты *K1.1* отключают нагрузку устройства от питающей сети переменного тока.

Конденсатор *C3*, шунтирующий резистор *R3* в цепи управления тринистром *VS1*, предотвращает срабатывание защиты от импульсных помех. Резисторы *R1*, *R2* ограничивают броски тока через контакты пусковой кнопки *SB1*, одновременно являясь «предохранителями» в случае пробоя конденсатора *C1* или *C2*.

Диод *VD5* улучшает быстродействие устройства, которое определяется в основном типом примененного реле и составляет доли секунды. Время отпускания реле РЭН33, использованного в описываемом устройстве, не превышает 4 мс, чего вполне достаточно для надежного срабатывания защиты. Резистор *R5* ограничивает ток, текущий через светодиод оптрона *U1*. Подбором его (в пределах 8...25 кОм) можно регулировать в небольших значениях (5...10 В) порог срабатывания защиты по превышению входного напряжения.

Конструктивно полуавтомат выполнен в виде переносного удлинителя. На его лицевой стенке-крышке установлены сетевая розетка *X2*, кнопочный выключатель

SB1 (КМ2-1 или П2К без фиксации) и индикатор *VL1*. Электромагнитное реле (РЭН33), триностр *VS1* и все другие детали смонтированы на печатной плате из одностороннего фольгированного материала, которая размещена в пластмассовом корпусе.

Реле *K1* может быть любого типа, на рабочее напряжение 12...60 В, а его контакты рассчитаны на ток не менее 2...3 А при напряжении сети 220 В. При этом соответственно должно быть и номинальное напряжение конденсатора *C4*.

Конденсаторы *C1* и *C2* — К73, МБМ, МБГО на номинальное напряжение не менее 350 В (*C2* лучше на 400 В). Стабилитроны *VD7* и *VD8* заменимы на аналогичные, суммарное напряжение стабилизации которых может быть от 310 до 340 В при токе 10...12 мА. При меньшем суммарном напряжении стабилизации этих приборов (250...300 В) резистор *R5* должен быть сопротивлением 30...47 кОм и большей рассеиваемой мощности. В этом случае появится возможность увеличения нестабильности порога срабатывания защиты.

Диодный оптрон АОД101А (*U1*) допустимо заменить транзисторным серии АОТ110 или АОТ127, соединив резистор *R4* с эмиттером фототранзистора, анод триноистра *VS1* — с выводом его коллектора, а между базой и эмиттером установить резистор сопротивлением 1 МОм. При этом и триностр может быть с большим током управления, например, серии КУ201 или КУ202.

Налаживание устройства сводится в основном к подбору конденсаторов *C2* и *C1*. Подбирая первый из них, добиваются отключения устройства при снижении напряжения сети до 160...170 В, а второй — надежного включения пусковой кнопкой *SB1*. Не исключен и подбор резистора *R5* — для обеспечения надежного срабатывания системы защиты при напряжении сети, превышающим 240...250 В. При этом не следует забывать о мерах электробезопасности — ведь все элементы устройства гальванически связаны с электросетью повышенной опасности.

В заключение несколько практических советов, связанных с возможными изменениями в самом устройстве защиты.

Если возникнут трудности с подбором высоковольтных стабилитронов *VD7* и *VD8*, то возможно применение одного стабилитрона КС533А с допол-

нительным транзистором КТ940А, как показано на рис. 2,а. Переменным резистором *R8* устанавливают напряжение порога срабатывания системы защиты. Однако ее надежность при этом несколько снизится, так как транзистор *VT1* может «уходить на обрыв» и устройство не отключит нагрузку в случае превышения входного переменного напряжения. Стабилитроны же, как правило, выходят из строя на «закрыва-

ние», и это приводит лишь к отключению нагрузки.

Устройство удастся упростить, если заменить триностр *VS1* и оптрон *U1* опто-

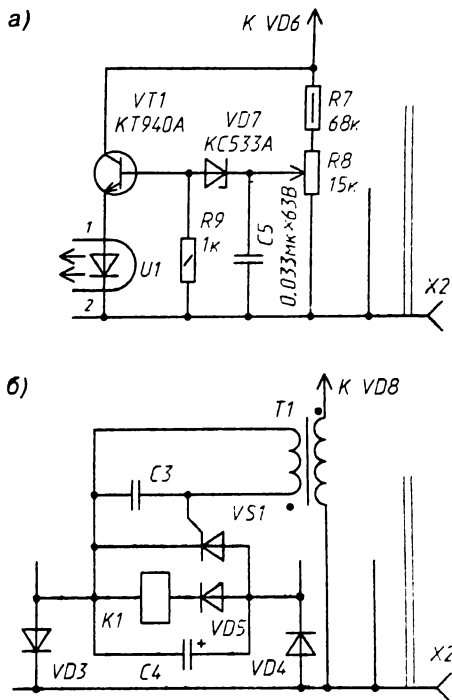


Рис. 2

менее 1 А, например, серии АОУ160. Полуавтомат с таким оптроном должен надежно блокировать по питанию обмотку реле *K1* быстрой разрядкой конденсатора *C4*. Наиболее распространенный оптрон серии АОУ103 выдерживает импульсный ток значением до 0,5 А, которого может оказаться недостаточно для надежной работы устройства.

Вообще же оптрон можно заменить маломощным импульсным трансформатором. Подойдет, например, согласующий трансформатор усилителя ЗЧ переносного транзисторного радиоприемника или аналогичный, обмотки которого содержат по 150...300 витков провода ПЭВ-2 0,15...0,3. Обмотку с меньшим числом витков подключают к цепи управления тринистором *VS1* (рис. 2,б), а обмотку с большим числом витков — вместо излучающего диода оптрона *U1*. Резисторы *R3* и *R4* в этом случае из устройства удаляют.

Длительная эксплуатация нескольких полуавтоматов, в том числе с внесенными изменениями, показала их надежную работу.

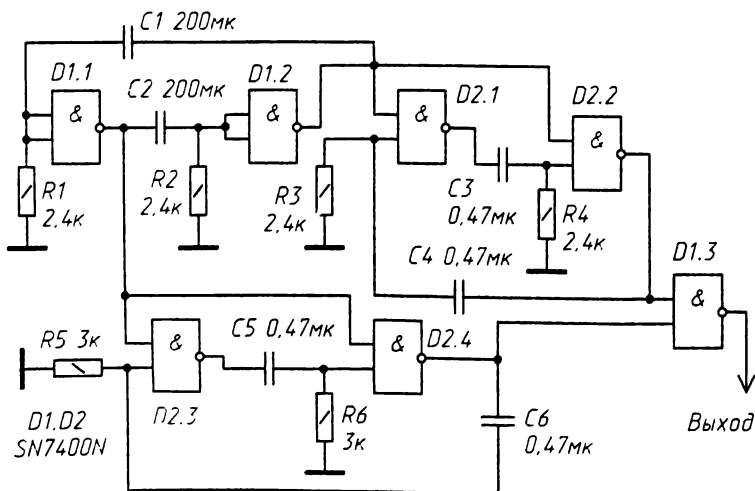
От редакции. Для надежной работы устройства в качестве *SB1* следует установить кнопку, рассчитанную на полный пусковой ток защищаемого устройства. В цепь анода тиристора *VS1* желательно установить ограничительный резистор сопротивлением порядка 10 Ом, он предохранит тиристор от возможного пробоя разрядным током конденсатора *C4*.

Журнал «Радио», 1998, № 10, с. 73

ДВУХТОНАЛЬНАЯ СИРЕНА

На рисунке приведена принципиальная схема двухтональной сирены, выполненной на семи элементах «2И-НЕ». Она состоит из трех мультивибраторов и сумматора.

Мультивибратор на элементах *D1.1* и *D1.2* работает в автоколебательном режиме и генерирует импульсы частотой около 1 Гц. Эти импульсы управляют работой ждущих мультивибраторов (*D2.1*, *D2.2* и *D2.3*, *D2.4*). Первый из них генерирует импульсы в том случае, когда на выходе элемента *D1.2* — логическая «1», второй — если в таком состоянии находится элемент *D1.1*.



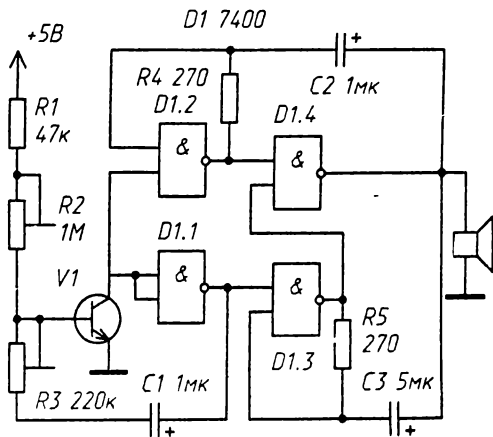
На вход сумматора подаются импульсы и разрешающий уровень логической «1» с выходов ждущих мультивибраторов. Двухтональный сигнал получается на выходе сумматора. Желаемого звучания сирены добиваются подбором времязадающих элементов в мультивибраторах.

От редакции и. Двухтональную сирену можно собрать на двух микросхемах К155ЛА3.

Журнал «Радио», 1977, № 10, с. 62

ДВУХТОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ СИРЕНА

На рисунке приведена принципиальная схема электронной сирены, собранной на одном транзисторе и микросхеме. По существу, сирена состоит из трех генераторов с различными временными характеристиками. Так, транзистор *V1*, элемент *D1.1*, конденсатор *C1* и резисторы *R1–R3* образуют генератор с тактовой частотой около 1 Гц. Желаемая частота повторения сигналов может быть подобрана подстроечными резисторами *R2* и *R3*. Элемент *D1.2*, резистор *R4*, конденсатор *C2* и элемент *D1.4* составляют второй генератор с частотой генерации около 1 кГц. И наконец, элемент *D1.3* вместе с резистором *R5*, конденсатором *C3* и элементом *D1.4* образуют третий генератор, но уже более низкой частоты, около 200 Гц. Оконечной нагрузкой сирены является громкоговоритель *B1*, подключенный к выходу элемента *D1.4*.



От редакции и. В двухтональной сирене можно применить микросхему К155ЛА3 и любой малоомощный кремниевый *p-p-n* транзистор, например КТ315Б.

Журнал «Радио», 1979, № 2, с. 61

В. БИРЮЛИН, Н. НИКИТИН, А. ИВАНОВ

СИГНАЛИЗАТОР ПОВРЕЖДЕНИЙ

Нередко на производстве возникает необходимость в сигнальном устройстве, срабатывающем при превышении контролируемым параметром определенной величины. Этим параметром может быть, например, интенсивность шума, освещенность, температура, перемещение и т. п. В подобных случаях применимы простые устройства, собранные по структурной схеме, изображенной на рис. 1. Сигнал с датчика *B1* контролируемого параметра уси-

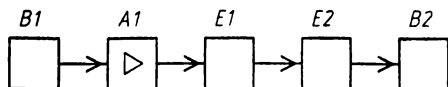


Рис. 1

лируется. В подобных случаях применимы простые устройства, собранные по структурной схеме, изображенной на рис. 1. Сигнал с датчика *B1* контролируемого параметра усили-

вается, преобразуется формирующим устройством $E1$ и поступает на пороговый элемент $E2$. Пороговый элемент вырабатывает команду для включения исполнительного устройства $B2$. В зависимости от типа датчика применяют усилитель постоянного или переменного тока. Пороговым устройством может быть компаратор, дифференциальный усилитель, триггер, приборы с S- или N-образной вольт-амперной характеристикой.

В качестве примера ниже описано устройство защиты сложных механизмов от механических повреждений. Его устанавливают на корпусе механизма. Срабатывает оно тогда, когда уровень шума механизма превышает установленное значение. Устройство испытано и эксплуатируется на компрессорах холодильных установок и обеспечивает устойчивое их отключение при механическом повреждении или утечке хладагента.

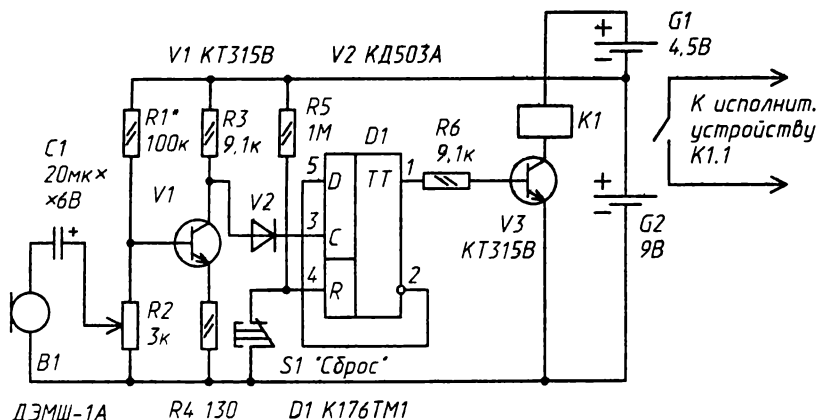


Рис. 2

Схема устройства показана на рис. 2. Датчиком $B1$ служит микрофонный капсюль. Его помещают в футляр, удобный для закрепления на корпусе компрессора. Место установки нужно выбрать таким, чтобы при возможной поломке уровень шумов был более высоким. Напряжение датчика усиливается каскадом на транзисторе $V1$ и поступает на триггерное пороговое устройство, выполненное на микросхеме $D1$. На прямом выходе триггера скачком устанавливается высокий уровень (до 9 В), который открывает ключевой транзистор $V3$. При этом срабатывает реле $K1$ и контактами $K1.1$ производит отключение питания компрессора через контактор его пульта управления.

Блокировка реле происходит автоматически, так как триггер после переключения не меняет своего состояния при любых изменениях входного напряжения. Для возврата устройства в исходное состояние после срабатывания необходимо нажать на кнопку $S1$.

Реле $K1$ — РЭС-9, паспорт РС4.524.200. Питается устройство от трех батарей 3336Л. В дежурном режиме потребление мощности в основном определяется режимом транзистора $V1$, поскольку транзистор $V3$ работает в области отсечки (начальный ток коллектора около 1 мкА), а микросхема $D1$ почти не потребляет мощности. При токе транзистора $V1$ около 100 мкА устройство потребляет примерно 1 мВт.

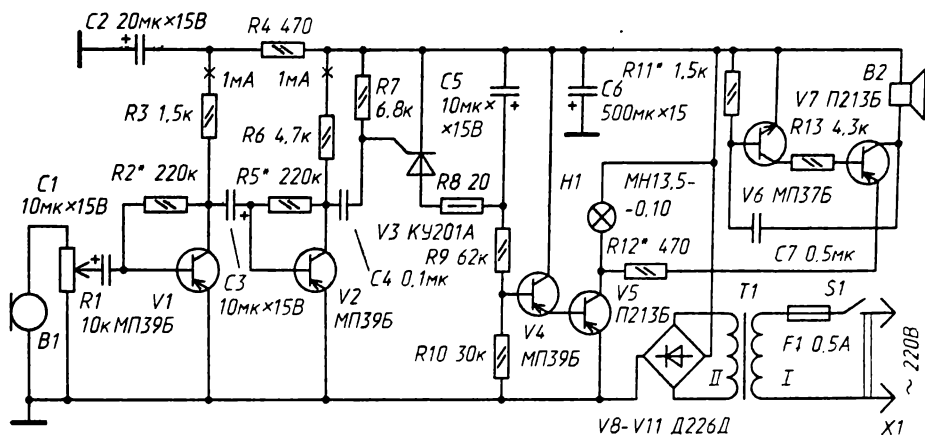
Устройство можно питать и от сети через встроенным блок питания.

Описанное устройство можно использовать также и в других узлах автоматики, например, таких, как тензореле, термореле, фотореле и т. д.

А. АПАНОВИЧ

СИГНАЛИЗАТОР ШУМА

Когда понадобится сигнализировать появление каких-нибудь звуков, например плача ребенка, или превышение уровня громкости, скажем, в классе, соберите предлагаемый прибор (см. схему). Он состоит из акустического датчика — микрофона *B1*, усилителя на транзисторах *V1* *V2*, порогового устройства на тринисторе *V3*, светового сигнализатора на транзисторах *V4*, *V5* и лампе *H1*, звукового сигнализатора на транзисторах *V6*, *V7* и динамической головке *B2*. Чувствительность сигнализатора регулируют переменным резистором *R1*.



Пока воспринимаемый микрофоном сигнал слаб, тринистор *V3* закрыт, транзисторы *V4*, *V5* также закрыты. Как только сигнал достигает заданного уровня, снимаемое с коллекторной нагрузки транзистора *V2* напряжение становится достаточным для открывания тринистора. Конденсатор *C5* разряжается через тринистор поддерживая его в открытом состоянии. Одновременно открываются транзисторы *V4*, *V5* и загорается сигнальная лампа *H1*. Через открытый транзистор *V5* резистор *R12* подключается к плюсу источника питания и включается генератор, собранный на транзисторах *V6*, *V7*. Головка *B2* издает звук.

После закрытия тринистора конденсатор *C5* заряжается через резисторы *R9*, *R10*. Питается сигнализатор от блока, выполненного на трансформаторе *T1* и диодах *V8-V11*. Напряжение питания должно быть 12...15 В. При необходимости автомат можно питать от последовательно соединенных батарей 3336Л.

Микрофоном в сигнализаторе является капсуль ДЭМ-4М, динамическая головка может быть любой мощностью 0,1...1 Вт.

Журнал «Радио», 1982, № 6, с. 53

А. ЛЕОНТЬЕВ

СИГНАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО НА ДВУПороГОВОМ КОМПАРАТОРЕ

Это устройство предназначено для световой и звуковой сигнализации ухода контролируемого параметра, например, напряжения, температуры, освещенности,

влажности сопротивления, за пределы заданной зоны. Оно способно не только сигнализировать об изменении параметров, но и формировать сигналы управления. Известные подобные устройства на сдвоенных компараторах и дифференциальных усилителях [1–3] недостаточно совершенны, поскольку требуют нескольких источников питания, да к тому же и неэкономичны.

Описываемое сигнальное устройство может стать основой системы охранной сигнализации и кодового замка. Оно отличается простотой, высокой экономичностью, обладает широкими функциональными возможностями, позволяющими использовать его в быту и народном хозяйстве.

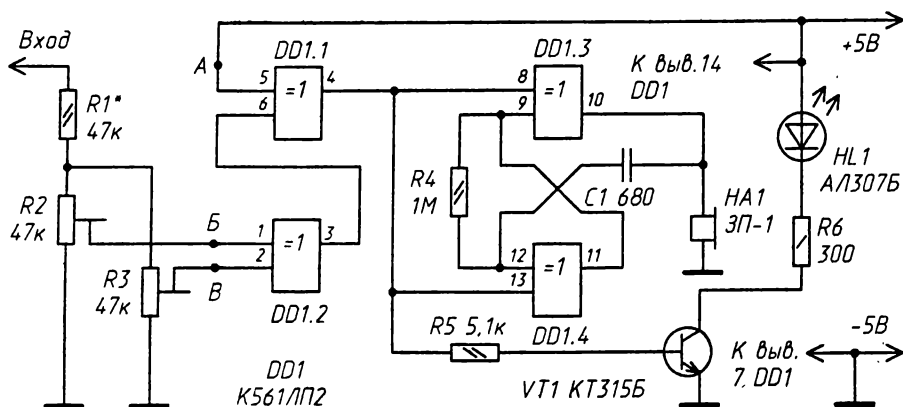


Рис. 1

В сигнальном устройстве контроля напряжения — его принципиальная электрическая схема показана на рис. 1 — использованы особенности работы логического элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, в частности, пороговый эффект и большое входное сопротивление микросхем структуры КМОП. Элемент DD1.2 выполняет одновременно аналоговые и цифровые функции, элемент DD1.1 — инвертор, DD1.3, DD1.4 — стробируемые инверторы, на которых собран несимметричный мультивибратор.

Положим вначале, что контролируемое напряжение, поданное на вход устройства, находится в пределах допустимой зоны. Элемент DD1.2 воспринимает входное напряжение, большее порогового, как высокий уровень, а меньшее порогового — как низкий. Для этого при номинальном входном напряжении резистором R2 устанавливается напряжение на верхнем по схеме входе элемента DD1.2 больше порогового, а резистором R3 на нижнем входе меньше порогового. Тогда на выходе элемента DD1.2 будет высокий уровень, на выходе элемента DD1.1 — низкий. Транзистор VT1 закрыт, мультивибратор на элементах DD1.3 и DD1.4 заторможен. В этом состоянии устройство практически не потребляет тока.

Если контролируемое напряжение, увеличиваясь, станет больше порогового, или, уменьшаясь, окажется меньше порогового, то в обоих случаях на выходе элемента DD1.2 устанавливается низкий уровень. Элемент DD1.1 инвертирует этот сигнал, транзистор VT1 открывается, мультивибратор переходит в режим генерации. В результате включается светодиод HL1 и пьезоголовка HA1 формирует звуковой сигнал.

Таким образом, элемент DD1.2 вместе с делителем напряжения R1R2R3 образуют двупороговый компаратор напряжения. Ширину контролируемой зоны входного напряжения выбирают резисторами R2 и R3, а резистор R1 определяет среднее его

значение (при номиналах, указанных на схеме, — 15 ± 1 В). Ориентировочно сопротивление резистора $R1$ можно определить из соотношения:

$$R1 = \frac{1}{2} R2 \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}}}$$

(если $R2 = R3$),

где $U_{\text{пит}}$ — напряжение питания микросхемы, $U_{\text{вх}}$ — среднее значение контролируемого входного напряжения, т. е.

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{в}} + U_{\text{н}}}{2},$$

где $U_{\text{в}}$ и $U_{\text{н}}$ — верхнее и нижнее значения контролируемой зоны соответственно.

Практически контролируемое напряжение может быть в пределах от единиц до сотен и даже тысяч вольт. Устройство удобно использовать в промышленной и бытовой аппаратуре для контроля напряжения в той или иной точке. Для этого выход мультивибратора подключают через высокоомный резистор ко входу усилителя ЗЧ аппарата, а сигнал с выхода инвертора $DD1.1$ подают (если необходимо) на вход более мощного устройства сигнализации или автоматического отключения.

При контроле температуры входную часть устройства собирают по схеме на рис. 2,а, а в случае контроля освещенности — на рис. 2,б. Термо- и фоторезисторы могут быть любыми, надо только приблизительно выдержать условие

$$R1 < \frac{R2R3}{R2 + R3}.$$

Вместо терморезистора и фоторезистора можно включить датчик влажности. Устройство с этими входными цепями способно работать в самодельном холодильнике, контролировать температуру фоторастворов или воды в аквариуме, а также освещенность и влажность в теплицах, овощехранилищах.

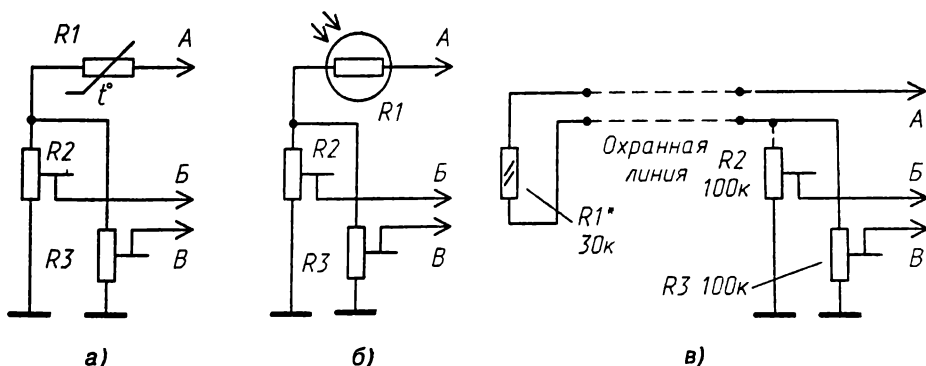


Рис. 2

Входная цепь, схема которой показана на рис. 2,в, предназначена для преобразования сигнального устройства в охранное. Оно даст тревожный сигнал в случае обрыва или замыкания охранной линии. Необходимо учитывать, что чем больше сопротивление резисторов $R1$, $R2$ и $R3$, тем устройство более экономично (так как ток, потребляемый в дежурном режиме, определяется в основном ими), но хуже его помехоустойчивость, и наоборот. При большой длине охранной линии резисторы $R2$ и $R3$ необходимо зашунтировать конденсаторами.

Число точек одновременного контроля параметров может быть увеличено до четырех, если использовать каждый элемент микросхемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ в режиме компаратора напряжения, а их выходы объединить по схеме 4И-НЕ. Наконец, используя подобные двухпороговые компараторы на основе элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, можно создать очень простой, экономичный и в то же время эффективный кодовый замок (рис. 3).

Ключ к этому замку — сборка из четырех термостабильных резисторов $R1-R4$, смонтированных на штыревой части пятиконтактного разъема $X1$. В дежурном режиме, когда ключ не вставлен в гнездовую часть разъема, на входах элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ $DD1.1-DD1.4$ будет низкий уровень. На выходе каждого из этих элементов — также низкий уровень, а на выходе элемента 4И-НЕ $DD2.1$ — высокий.

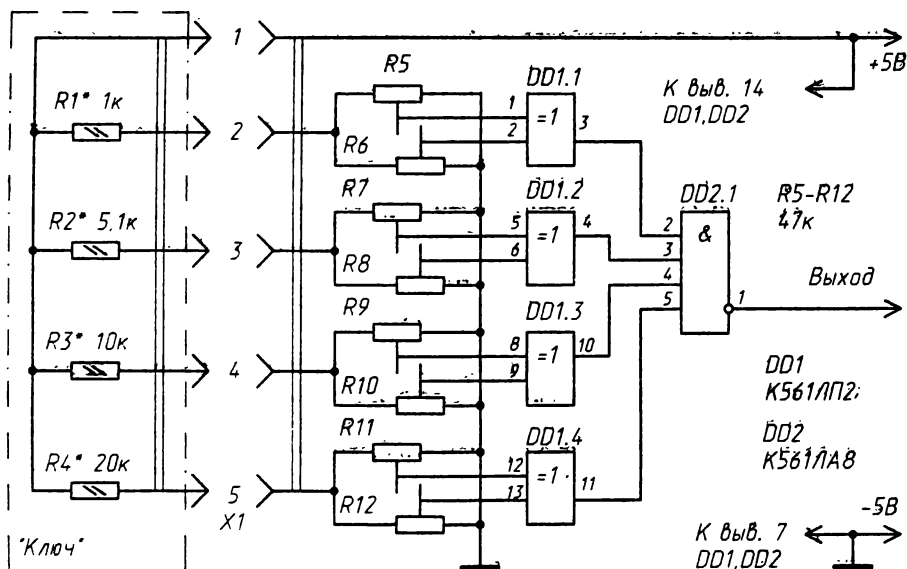


Рис. 3

При вставленном в разъем $X1$ ключе на его контактах 2–5 устанавливаются определенные значения напряжения, которые находятся в довольно узкой зоне срабатывания компараторов, собранных на элементах $DD1.1-DD1.4$. На выходе компараторов появляется высокий уровень, и элемент $DD2.1$ переключается в состояние, когда на его выходе низкий уровень, — он служит входным сигналом для исполнительного устройства (на схеме оно не показано). Свободный элемент $DD2.2$ можно использовать для инвертирования этого сигнала.

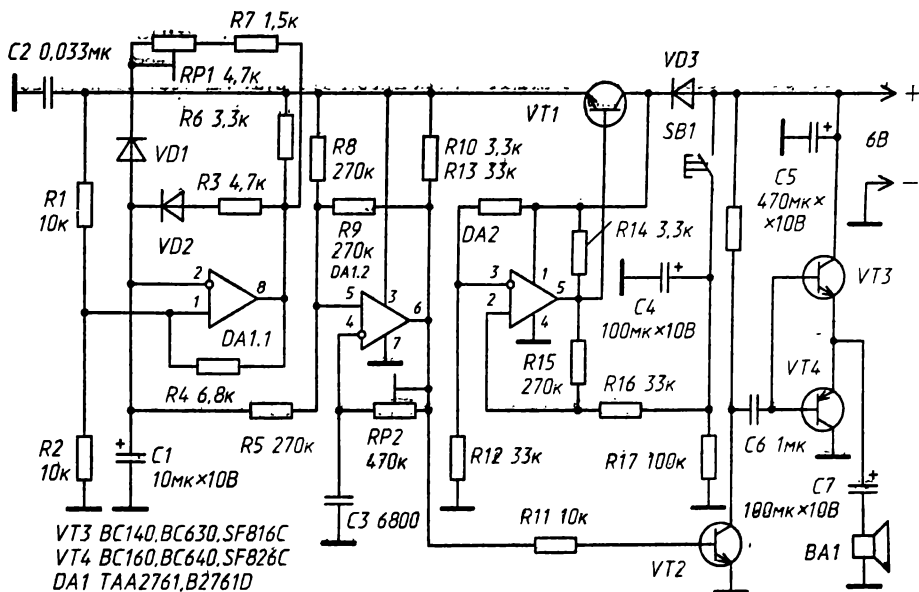
Остается добавить, что даже при незначительном отклонении сопротивления хотя бы одного из резисторов $R1-R4$ устройство не сработает, т. е. подобрать код чрезвычайно трудно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Павлов В. Индикатор уровня сигнала. — Радио, 1980, № 2, с. 79.
2. Попов А. Индикатор разности напряжений. — Радио, 1988, № 7, с. 54.
3. Двухпороговый компаратор (За рубежом). — Радио, 1985, № 7, с. 58.

ЗВУКОВАЯ СИРЕНА С УПРАВЛЕНИЕМ ОДНОЙ КНОПКОЙ

В настоящее время существует достаточно большое число схем электронных сирен, так что у радиолюбителей имеется большая возможность выбора при конструировании с учетом их возможностей и конкретных целей. В данном описании предлагается еще один вариант, отличающийся от существующих тем, что все управление сведено к одной кнопке, что удобно при использовании данного устройства на подвижных объектах (автомобилях, мотоциклах, мопедах) и в моделях с дистанционным управлением.



Принципиальная схема устройства электронной сирены приведена на рисунке. На ОУ DA1.1 выполнен низкочастотный генератор, управляющий длительностью тональных посылок.

Тональный сигнал звука сирены формируется генератором на ОУ DA1.2. Подстроечным резистором RP1 устанавливают частоту переключений звуковых посылок, а подстроечным резистором RP2 — высоту тона издаваемого звука.

Питание на микросхемы генераторов подается через транзистор VT1. Когда он закрыт, напряжение питания к микросхемам не подводится и они тока не потребляют. Управление транзистором VT1 осуществляет генератор на ОУ DA2, выполненный по типу триггера Шмитта.

В исходном состоянии (кнопка SA1 не нажата) на выходе микросхемы уровень напряжения, недостаточный для открывания транзистора VT1. При нажатии кнопки SA1 происходит зарядка конденсатора C4 и переход состояния генератора в положение с большим напряжением на выходе, которое и открывает транзистор. Это состояние сохраняется при нажатой кнопке и в течение времени разрядки конденсатора и окончания цикла формирования положительного напряжения триггером (несколько секунд) после отпускания кнопки.

Усилитель звуковой частоты выполнен на транзисторах VT2-VT4. При отсутствии сигнала все транзисторы находятся в закрытом состоянии и тока не потреб-

ляют. Транзисторы переходят в активный режим только при генерации тонального сигнала.

При конструировании устройства в качестве диодов $VD1-VD3$ возможно использование практически любых кремниевых маломощных диодов, а в качестве $VT1$ и $VT2$ кремниевых маломощных транзисторов. Звуковая головка должна иметь сопротивление не менее 8 Ом, а ее мощность и мощность рассеяния транзисторов $VT3$ и $VT4$ в зависимости от объекта, на котором используется устройство.

От редакции. При использовании отечественных радиоэлементов рекомендуем применить в качестве $DA1$ один из сдвоенных ОУ из числа К157УД2, К140УД20, К1408УД2. Поскольку микросхема $DA2$ подключена к цепям питания постоянно (для быстрой готовности включения управляющего транзистора $VT1$), то в этой позиции следует применить ОУ с малым номинальным током потребления — такому условию отвечают микросхемы К140УД12 и К1407УД2.

В качестве транзисторов $VT1$ и $VT2$ можно использовать КТ315 с любым буквенным индексом. Выбор транзисторов $VT3$ и $VT4$ определяется мощностью нагрузки. Для звуковых головок менее 1 Вт целесообразно применить транзисторы КТ502 и КТ503 (с любыми, но одинаковыми буквенными индексами). При использовании пары транзисторов КТ814 и КТ815 возможно использование звуковых головок мощностью более 3 Вт.

В качестве резистора $R18$ следует применить резистор любого типа с мощностью рассеяния не менее 0,5 Вт, остальные можно брать с мощностью 0,125 Вт.

Журнал «Радио», 1992, № 6, с. 61

Ю. ВИНОГРАДОВ

СИГНАЛЬНАЯ ДВУТОНАЛЬНАЯ «СИРЕНА»

Это электронное устройство (рис. 1) предназначено для работы в системах охранной сигнализации, питающихся от автономных источников постоянного тока — гальванических элементов или аккумуляторов.

Динамическая головка $BA1$ мощностью 4...5 Вт со звуковой катушкой сопротивлением 4...6 Ом включена в диагональ моста, образованного транзистора-

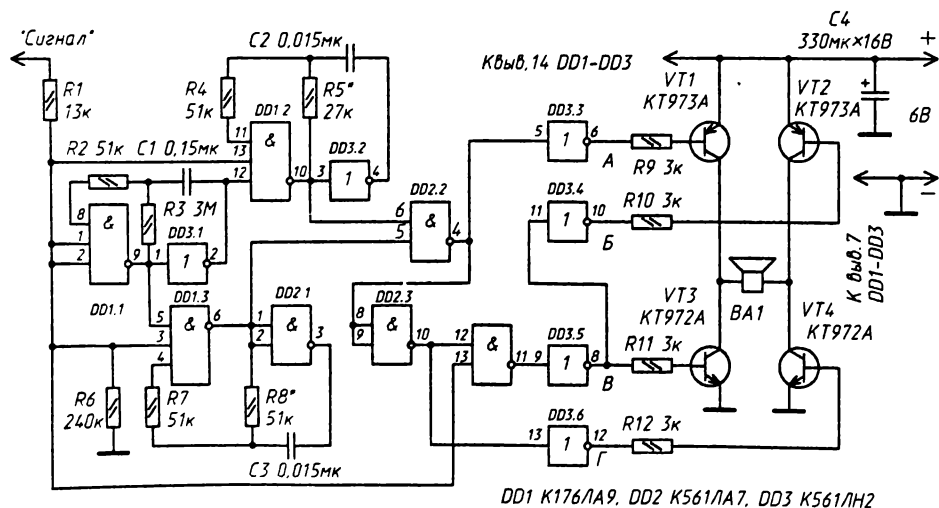


Рис. 1

ми VT1–VT4. Два тональных RC-генератора, собранных на элементах DD1.2, DD3.2 и DD1.3, DD2.1, и один коммутирующий на элементах DD1.1, DD3.1 формируют нужный сигнал звуковой частоты. При номиналах деталей времязадающих RC-цепей, указанных на схеме, частота первого тонального генератора будет примерно 1 кГц, второго — 500 Гц, а их смена будет происходить с частотой около 2 Гц. Другие элементы микросхем DD2 и DD3 входят в блок управления транзисторами.

Если на вход «Сигнал» устройства подано напряжение низкого уровня (близкое к нулевому), то все транзисторы будут в закрытом состоянии, а тональные генераторы выключены. При напряжении же высокого уровня (близкого к напряжению источника питания) включается коммутирующий генератор и, в зависимости от его состояния, один из тональных. При этом на выходе элемента DD2.2 возникает переменное напряжение (меандр) частотой, соответствующей включенному тональному генератору.

В этом режиме транзисторы VT1–VT4 открываются попеременно парами — VT1 и VT4 или VT2 и VT3. А так как транзисторы работают в режиме переключения (ключевом), то амплитуда напряжения на нагрузке BA1 будет близка к напряжению источника питания ($U_{н, ампл} \approx U_{пит} - 2U_{кэ, нас}$).

Частоты тональных генераторов могут быть иными — подбором времязадающих элементов R5, C2 и R8, C3 их нетрудно «двигать» в очень широких пределах. Один из тональных генераторов целесообразно настроить на частоту механического резонанса динамической головки. Подбором же резистора R3 и конденсатора C1 можно изменить и темп тональных посылок.

Ток, потребляемый такой «сиреной» в ждущем режиме, не превышает 2 мА, а в режиме тревожной сигнализации зависит от напряжения питания и сопротивления нагрузки:

$$I_{потр} = \frac{U_{пит} - 2U_{кэ, нас}}{R_n}$$

Опыт показывает, что $U_{кэ, нас}$ транзисторов КТ972 и КТ973 близко к 1 В.

Напряжение источника питания «сирены» может быть выше указанного на схеме, но, конечно, не больше предельного для используемых микросхем. Транзисторы при этом необходимо устанавливать на теплоотводы и использовать динамическую головку со звуковой катушкой сопротивлением не менее 8 Ом.

Если транзисторы серий КТ972 и КТ973 (или подобные им), образующие мощные комплементарные пары, с большим коэффициентом передачи тока базы

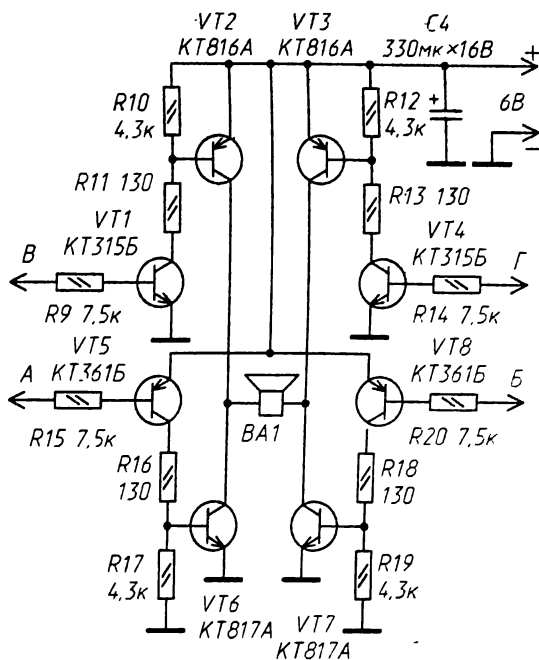


Рис. 2

приобрести не удастся, то блок транзисторных ключей можно выполнить по схеме, показанной на рис. 2. Транзисторы серий КТ315 (VT1, VT4) и КТ361 (VT5, VT8) могут быть с буквенными индексами Б, Г, Е.

В заключение — коротко о монтаже «сирены».

Динамическую головку, источник питания и собственно электронную часть системы размещайте компактно, с тем, чтобы свести к минимуму потери в соединительных проводах: при растянутых коммуникациях они могут оказаться сопоставимыми с полезной нагрузкой. К тому же помещенная в прочный металлический футляр, укрепленный в труднодоступном месте — под потолком, например, — система окажется практически недоступной для посторонних...

В качестве источника питания рекомендуем использовать аккумуляторы, лучше — герметичные. Электроосветительную сеть, на которую в ответственный момент никак нельзя полагаться, можно использовать для их подзарядки микро-токами.

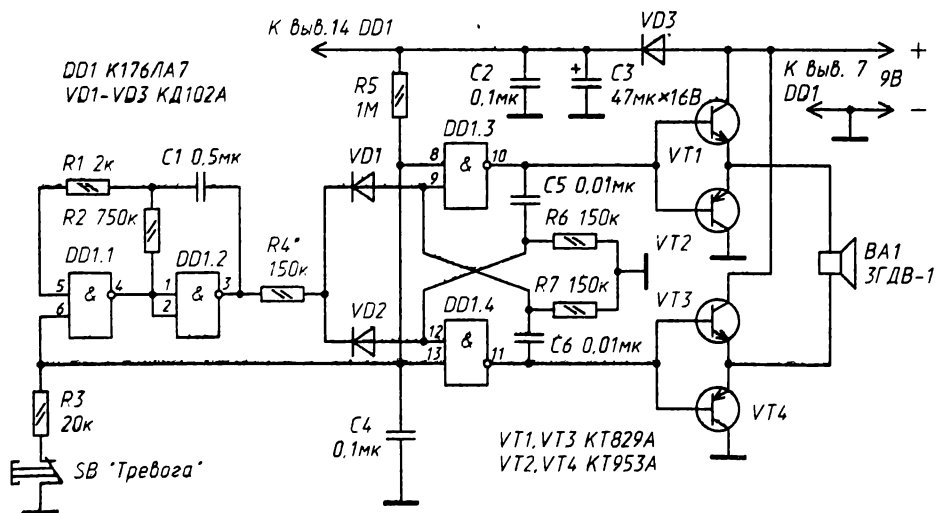
Журнал «Радио», 1994, № 6, с. 28

В. БАННИКОВ

ДОРАБОТКА ДВУТОНАЛЬНОЙ «СИРЕНЫ»

Поиски описания наиболее простого и дешевого звукового сигнализатора для сторожевого устройства привели меня к предыдущей статье Виноградова Ю. «Сигнальная двутональная «сирена». Эксперименты и анализ схемотехники этой конструкции показали, что ее можно упростить, уменьшив число используемых микросхем с трех до одной, и сэкономить несколько резисторов.

В моем варианте сигнального устройства (см. схему) два генератора импульсов — коммутирующий, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2, и тональный, выполненный на элементах DD1.3 и DD1.4. Второй из них симметричный как по схеме, так и по скважности ($Q = 2$). Это позволило оптимальным образом согласовать тональную часть с симметричным мостовым усилителем на транзисторах VT1-VT4.



Пока контакты кнопки *SB1* замкнуты (дежурный режим), оба генератора заторможены, на выходе элемента *DD1.2* низкий уровень напряжения, а на выходах других элементов — высокий. Поэтому транзисторы *VT1* и *VT3* могли бы быть открыты (высоким уровнем), но транзисторы *VT2* и *VT4* закрыты (таким же уровнем), поэтому закрыты все четыре транзистора (как и в исходном варианте устройства).

После размыкания контактов кнопки *SB1* (режим тревоги) оба генератора начинают работать, но теперь выходные сигналы тонального генератора всегда противоположны. Сразу же после нажатия на кнопку низкий уровень напряжения на выходе элемента *DD1.2* сменится высоким. В это время диоды *VD1* и *VD2* закрыты и резистор *R4* не участвует в работе тонального генератора — звучит пониженный тон частотой 500 Гц. Когда же через 0,5 с на выходе элемента *DD1.2* появляется сигнал низкого уровня и диоды *VD1* и *VD2* могут открываться, резистор *R4* оказывается подключенным (по очереди) то параллельно резистору *R6* (через диод *VD1*), то резистору *R7* (через диод *VD2*). Поэтому следующие 0,5 с звучит уже повышенный тон частотой 1 кГц. В дальнейшем оба тона периодически сменяют один другого.

При желании добиться, чтобы сперва звучал повышенный тон, левый (по схеме) вывод резистора *R4*, подключенный к выходу 3 элемента *DD2*, следует переключить на выход 4 элемента *DD1.1* первого генератора.

Цепь *R3C4* защищает входы 6, 8 и 13 элементов микросхемы от импульсных помех, наводимых в соединительных проводах кнопки *SB1*. Диод *VD3*, в свою очередь, защищает микросхему в случае ошибочной полярности подключения источника питания.

Тональный генератор настраивают в таком порядке. Сначала левый по схеме вывод резистора *R4* отключают от выхода элемента *DD1.2* — динамическая головка *BA1* должна излучать постоянный тон. Подбором резистора *R6* (или *R7*) изменяют частоту звучания «пониженного» тона. Желательно, чтобы сопротивления резисторов *R6* и *R7* были одного значения, только тогда головка *BA1* будет работать без «перекоса», а нагрузка между транзисторами *VT1–VT4* — делиться поровну. Вообще же, эти два резистора можно заменить одним, соединив его с общим проводом через два диода, включенные точно так же, как диоды *VD1* и *VD2*. Тогда настройку пониженного тона ведут подбором только одного этого резистора.

Восстановив соединение резистора *R4* с выходом коммутирующего генератора, подбором этого резистора настраивают повышенный тон. Необходимой частоты переключений добиваются подбором резистора *R2*.

Транзисторы *KT953A* (*VT2*, *VT4*) заменимы любыми из серий *KT953* и *KT973*, а *KT829A* (*VT1*, *VT3*) — из серий *KT829* и *KT972*. Диоды *VD1–VD3* могут быть любыми из серий *КД102*, *КД103*, *КД105*. Вместо микросхемы *K176ЛА7* подойдет *K561ЛА7* или *K564ЛА7*. Сопротивление звуковой катушки головки *BA1* должно быть не менее 4 Ом.

Журнал «Радио», 1997, № 4, с. 49

В. БАННИКОВ

ДВУТОНАЛЬНАЯ СИРЕНА ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ

В статье Банникова В. и Варюшина А. (Радио, 1993, № 12, с. 31) описана двутональная сирена автосторожа, в которой звукоизлучателем работает динамическая головка, служащая нагрузкой однотактного усилителя мощности ЗЧ. Как показывает практика, в ряде случаев громкость звучания сирены недостаточна.

В помещенной ниже статье Банников В. рассказывает, как можно повысить мощность звука сирены и вместе с этим существенно упростить ее цифровой блок.

В усилителе мощности ЗЧ двутональной сирены, описанной в [1], диффузор динамической головки активно работает лишь в одну сторону — либо на выталкивание звуковой катушки из магнитного зазора, либо на ее втягивание (в зависимости от полярности включения головки). Возвращают же катушку в исходное положение упругие силы подвижной системы головки.

Из-за звуковых потерь в защитном лабиринте двутональной сирены громкость ее звучания в отдельных случаях применения может оказаться недостаточной. Выходную мощность сирены можно существенно повысить, если пропускать через катушку головки ток такой формы, чтобы диффузор работал активно в обе стороны.

Для обеспечения такого режима работы головки потребуется периодически, с частотой звука, менять полярность напряжения на ее выводах. Иначе говоря, к головке нужно подвести двуполярный (симметричный относительно нуля) прямоугольный сигнал вида «меандр». Наиболее просто его получить, используя мостовой усилитель мощности ЗЧ, на вход которого поданы сигналы с выхода триггера, работающего в счетном режиме.

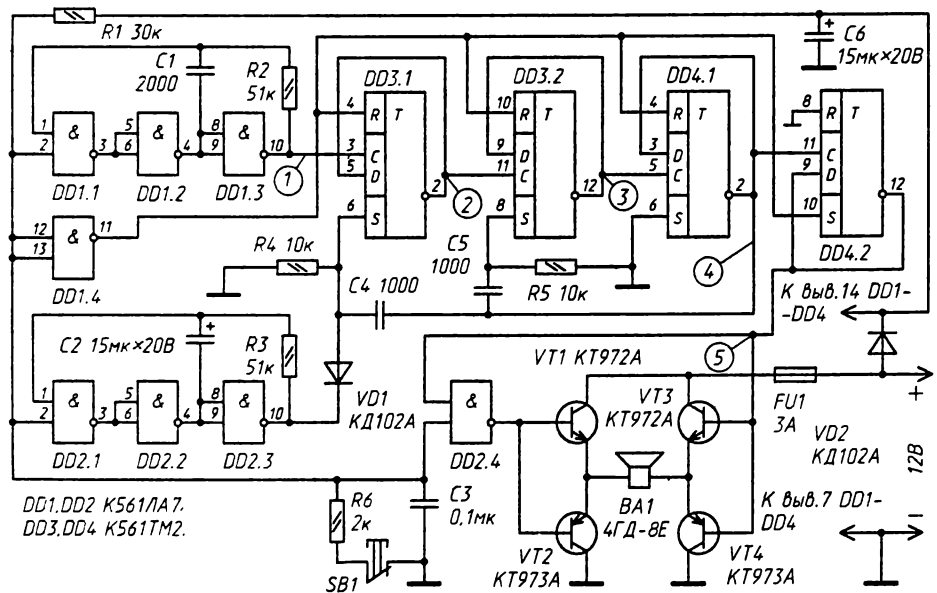


Рис. 1

Принципиальная схема двутональной сирены повышенной мощности представлена на рис. 1. В отличие от прототипа она содержит всего четыре микросхемы. Этого удалось достигнуть значительной переработкой делителя частоты. Усилитель мощности собран на транзисторах VT1–VT4.

На резисторах R1, R6, конденсаторе C3, кнопке SB1 и логическом элементе DD1.4 собран узел пуска сирены, как и в прототипе. На логических элементах DD1.1–DD1.3 собран задающий генератор, частоту которого (около 7 кГц) понижает делитель частоты, выполненный на триггерах DD3.1, DD3.2, DD4.1, DD4.2. Второй генератор (манипулятор) построен на логических элементах DD2.1–DD2.3. Его сигнал близок к «меандру» частотой около 1 Гц.

Выходной сигнал делителя частоты снимают с инверсного выхода триггера *DD4.2*. На базу транзисторов *VT3*, *VT4* этот сигнал поступает непосредственно, а на базу транзисторов *VT1*, *VT2* — через элемент *DD2.4*. Все транзисторы *VT1–VT4* включены эмиттерным повторителем, их эмиттерной нагрузкой служит динамическая головка *BA1* с сопротивлением звуковой катушки 4 Ом.

Предохранитель *FU1* защищает головку *BA1* от выхода из строя при возможном в эксплуатации пробое транзисторов *VT1–VT4*, сопровождающемся замыканием коллектора на эмиттер. Диод *VD2* предохраняет микросхемы сирены от случайной ошибочной смены полярности питающего напряжения.

В дежурном режиме контакты кнопки *SB1* замкнуты. Поэтому оба генератора заторможены в состоянии, при котором на выходе элементов *DD1.1*, *DD1.3*, *DD2.1*, *DD2.3* высокий уровень, а на выходе *DD1.2*, *DD2.2* — низкий. На выходе элемента *DD1.4* — также высокий уровень, поэтому триггеры *DD3.1*, *DD4.1*, *DD4.2* установлены в нулевое состояние. Один из входов элемента *DD2.4* соединен с инверсным выходом триггера *DD4.2*, а второй — с кнопкой *SB1*; на его выходе будет напряжение высокого уровня.

Таким образом, в дежурном режиме на базе всех транзисторов *VT1–VT4* будет высокий уровень, ток через транзисторы, а значит, и через головку *BA1* не протекает.

При нажатии на кнопку *SB1* начинают работать оба генератора, причем сигнал на выходе всех логических элементов сразу же изменяется на противоположный. Минусовой перепад на входе *C* триггера *DD3.1* не вызывает его переключения, поэтому делитель частоты пока бездействует. На выходе элемента *DD2.4* уже будет низкий уровень, а на инверсном выходе триггера *DD4.2* — еще высокий, т. е. сигналы на базе транзисторов *VT1*, *VT2* и *VT3*, *VT4* после нажатия на кнопку *SB1* окажутся взаимно обратными. Это означает, что транзисторы *VT2*, *VT3* откроются, а *VT1*, *VT4* — останутся закрытыми. В результате к правому по схеме выводу головки *BA1* будет приложен «плюс» напряжения питания, а к левому — «минус».

Как только триггер *DD4.2* переключится в единичное состояние, сигналы на базе транзисторов *VT1–VT4* поменяются на обратные, откроются транзисторы *VT1*, *VT4* и закроются *VT2*, *VT3*. Теперь уже на левом выводе головки *BA1* будет «плюс» напряжения питания, а на правом — «минус». Смена полярности напряжения на выводах головки будет происходить с частотой переключения триггера *DD4.2*. Поскольку его инверсный выход соединен с собственным входом *D*, при нажатой кнопке *DB1* частота импульсов на выходах этого триггера ровно вдвое ниже, чем на его входе *C*, а форма строго симметрична.

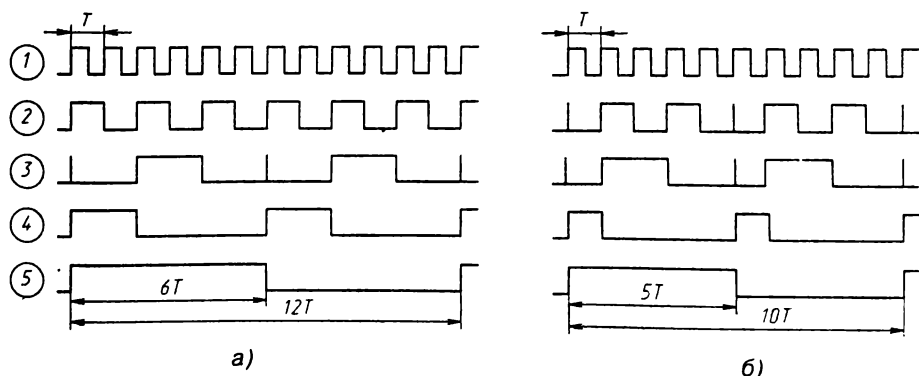


Рис. 2

Но тем не менее частота импульсов на входе *S* триггера *DD4.2* (точнее, на инверсном выходе триггера *DD4.1*) будет периодически изменяться с частотой 1 Гц. Так, когда вначале на выходе элемента *DD2.3* (на выходе манипулятора) будет низкий уровень, диод *VD1* открыт и при каждом плюсовом перепаде на инверсном выходе триггера *DD4.1* импульс, появляющийся на выходе цепи *R5C5*, будет переключать триггер *DD3.2* по входу *S* в единичное состояние. Триггер *DD3.1* пока работает в обычном счетном режиме, поскольку действие цепи *R4C4* нейтрализовано открытым диодом *VD1*.

Поэтому делитель частоты на триггерах *DD3.1*, *DD3.2*, *DD4.1*, *DD4.2* будет работать с коэффициентом деления 12 (рис. 2,а). При этом головка *BA1* будет воспроизводить колебания частотой 583 Гц (приблизительно нота «ре» второй октавы). Именно с этого — пониженного — тона начнется работа сирены.

Когда же на выходе элемента *DD2.3* появится высокий уровень, диод *VD1* закроется, включая в работу цепь *R4C4*. Теперь каждый плюсовой перепад на инверсном выходе триггера *DD4.1* будет устанавливать оба триггера *DD3.1* и *DD3.2* в единичное состояние. Поэтому делитель частоты перейдет на работу с коэффициентом деления 10 (рис. 2,б), что соответствует воспроизведению головкой *BA1* тона частотой 700 Гц (примерно нота «фа» второй октавы).

Эти два тона звучат, чередуясь до тех пор, пока нажата кнопка *SB1*. Ее отпускание немедленно прекращает работу сирены. Если почему-либо нужно, чтобы звучание сирены начиналось с повышенного тона, катод диода *VD1* подключают к выходу элемента *DD2.2*.

Частота чередования тонов сирены зависит от номиналов элементов цепи *C2R3*. Увеличив емкость конденсатора *C2* (или сопротивление резистора *R3*), можно замедлить темп переключения тонов. Если же увеличить емкость конденсатора *C1* (или сопротивление резистора *R2*), то понизится частота обоих тонов. Однако частотное соотношение тонов (5:6) всегда будет соответствовать музыкальному интервалу «малая терция», придающему звучанию сирены хотя и благозвучный, но нарочито тревожный характер.

Если же такая тревожность не нужна, а, наоборот, требуется, чтобы сигнал сирены был приятен на слух, соотношение тонов должно соответствовать «кварте» (3:4) или «квинте» (2:3). Оба эти интервала в музыкальном отношении примерно равноценны, так как относятся к разряду наиболее благозвучных (консонансных). Оказывается, что схемотехнически реализовать эти музыкальные интервалы еще проще, чем «малую терцию».

На рис. 3 показана схема делителя частоты сирены, воспроизводящей «кварту». Заметим сразу, что здесь микросхема *DD4* уже не нужна, т. е. для сирены потребуются только три микросхемы (*DD1–DD3*). Исключается также и цепь *R5C5*.

При открытом диоде *VD1*, когда на выходе элемента *DD2.3* низкий уровень, триггер *DD3.1* работает в счетном режиме; коэффициент деления частоты равен 4. Когда диод *VD1* закрыт, в действие вступает цепь *R4C4* и меняет коэффициент деления на 3.

Увеличив емкость конденсатора *C1* (на схеме рис. 1) до 6800 пФ, понизим частоту задающего гене-

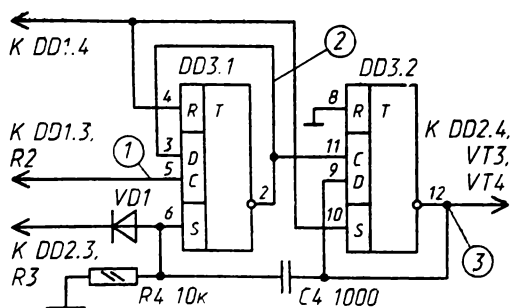


Рис. 3

ратора примерно до 2100 Гц (период T повторения импульсов менее 0,5 мс). Тогда коэффициенту деления 4 будет соответствовать частота 525 Гц («до» второй октавы), а коэффициенту 3 — 700 Гц («фа» второй октавы).

Временные диаграммы для этого варианта сирены показаны на рис. 4. Из них видно, что при воспроизведении пониженного тона скважность колебаний равна 2, но при повышенном скважность увеличивается до 3. Однако на практике такая асимметрия мало заметна на слух, громкость звучания тонов почти одинакова.

Сформировать интервал «квинту» так же просто, как и «кварту». Из рис. 4, б видно, что при работе манипулятора период повторения импульсов на инверсном выходе триггера $DD3.1$ (если не обращать внимания на очень короткий «игольчатый» импульс, который головка $BA1$ воспроизвести не сможет) изменяется в соотношении 2:3. А это как раз и есть «квинта». При $C1 = 6800$ пФ звучание соответствует нотам «до» третьей октавы и «фа» второй. Если же принять $C1 = 0,01$ мкФ, то будут звучать ноты «фа» второй октавы (700 Гц) и «си бемоль» первой (767 Гц).

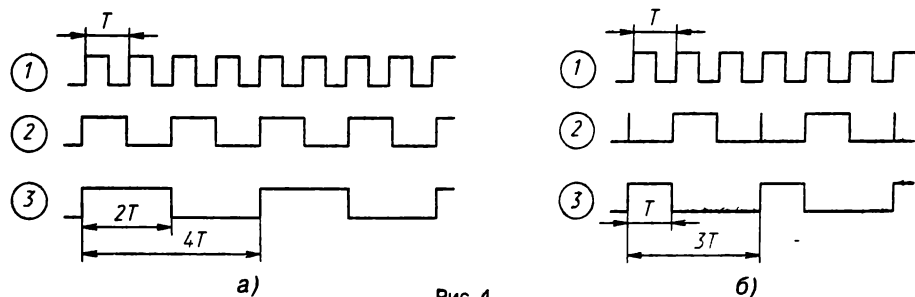


Рис. 4

В дежурном режиме сирена потребляет очень небольшой ток, поэтому выключатель питания ей не нужен. При головке с сопротивлением катушки 4 Ом в режиме тревоги потребляемый ток равен примерно 1,5 А (мощность около 20 Вт).

Поскольку транзисторы $VT1-VT4$ работают в переключательном режиме, теплоотводов для них не требуется. Сирена работоспособна при напряжении питания от 3 до 18 В. С повышением напряжения питания громкость звука и потребляемый ток увеличиваются, тональность же сигнала меняется мало.

Микросхемы $DD1-DD4$ могут быть из серии 564 или К176. В случае применения микросхем серии К176 пределы питающего напряжения сужаются. Кроме того, при использовании в манипуляторе ($DD2$) микросхемы К176ЛА7 выпуска прежних лет импульсы, формируемые генератором, могут быть асимметричны ([2]). Из-за этого время звучания тонов будет неодинаковым. Чтобы устранить этот недостаток, верхний по схеме на рис. 1 вход элемента $DD2.1$ нужно соединить с плюсовым проводом питания через диод КД102А (катодом к плюсовому проводу).

Транзисторы КТ972А можно заменить на КТ972Б или КТ829А, а КТ973А — на КТ973Б. Если нет и этих транзисторов, то вместо каждого из них придется использовать пару транзисторов, включенную по схеме составного. Вместо КТ972А подойдет пара КТ503Е (или КТ315И) и КТ815Г (или КТ817Г), а вместо КТ973А — КТ502Е (или КТ361К) и КТ814Г (или КТ816Г).

Параллельно оксидному конденсатору $C6$ следует включить еще один — керамический, емкостью 0,1 мкФ. Аналогичным образом можно повысить громкость и многотональную сирены, описанной в [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Банников В., Варюшин А. Двухтональная сирена автосторожа. — Радио, 1993, № 12, с. 31.
2. Алексеев С. Формирователи и генераторы на микросхемах структуры КМОП. — Радио, 1985, № 8, с. 31.
3. Банников В. Музыкальная сирена. — Сб. «В помощь радиолюбителю», вып. 116 (1993), с. 45.

БЛОК ПОМЕХОЗАЩИТЫ

Если не принимать мер по борьбе с сетевыми помехами, они способны в ряде случаев сделать чувствительную аппаратуру полностью неработоспособной. Автор публикуемой ниже статьи предлагает практическое средство для подавления помех из электросети.

Защищенность электронного устройства от внешних помех можно обеспечить экранированием его первичной цепи, включая сетевую обмотку трансформатора блока питания, от других частей, фильтрацией энергетической сети и экранированием устройства в целом [1]. Необходимость и объем применяемых средств помехозащиты определены соотношением уровня помех в энергетической сети и чувствительностью к помехам устройства, от нее питаемого.

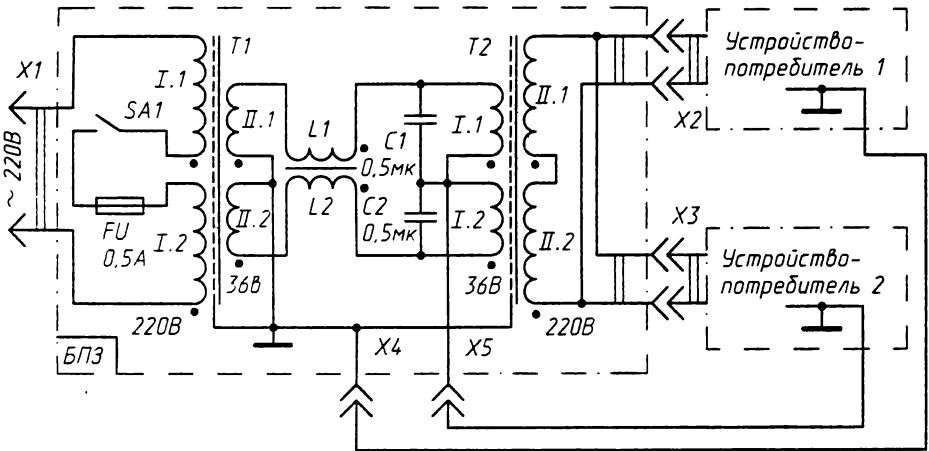


Рис. 1

К числу защищаемых относят самую разнообразную аппаратуру, в особенности работающую при малых значениях уровня и длительности сигналов. Примерами могут служить компьютер, радиоприемник высшего класса, работающий в диапазоне длинных или средних волн, осциллограф С1-83, измеряющий напряжение от 400 мкВ на частоте до 5 МГц и т. д. Блок помехозащиты включают между энергетической сетью и устройством-потребителем, чувствительным к помехам от сети или генерирующим собственные помехи. Ниже описан один из практических вариантов блока помехозащиты.

Основные технические характеристики

Коэффициент защитного действия на частоте 1 МГц, не менее	50
Частота среза фильтра нижних частот, кГц	6
Номинальная мощность нагрузку, Вт	100
Напряжение на входе, В	220
Напряжение на выходе, В	220
Число выходов, изолированных и экранированных от сети	2
Масса, кг	5
Габариты, мм	280×140×115

Из способов помехозащиты в блоке (его схема показана на рис. 1) использованы фильтрация режекторным дросселем $L1L2$ и экранирование сетевой обмотки

трансформатора $T1$. Кроме того, экранирована и выходная обмотка трансформатора $T2$, что наряду с пространственным разнесением входных и выходных цепей блока уменьшает емкостную связь между ними.

Электростатическим экраном сетевой обмотки трансформатора $T1$ и выходной обмотки трансформатора $T2$ служат магнитопроводы, арматура и низковольтные промежуточные обмотки трансформаторов, расположенные поверх высоковольтных и соединенные с общим проводом блока и устройств-потребителей. Падение напряжения промышленной частоты на индуктивном сопротивлении режекторного дросселя $L1L2$ практически равно нулю. Направление намотки и индуктивность обмоток дросселя одинаковы, а ток через обмотку $L1$ равен и противофазен току через обмотку $L2$, поэтому сумма магнитных полей обмоток равна нулю и результирующее сопротивление всего дросселя току промышленной частоты равно активному сопротивлению обмоток.

Включение симметричного фильтра нижних частот $L1C1L2C2$ в промежуточную цепь блока ликвидирует зависимость напряжения прикосновения на общем проводе или электропроводящем корпусе устройства-потребителя от емкости конденсаторов фильтра, существующую при включении фильтра в цепь сетевой обмотки. Сетевой выключатель $SA1$ с целью снижения возникающих коммутационных помех в 2...10 раз включен «за нарузкой» [2].

В блоке использованы два готовых идентичных трансформатора $T1$ и $T2$ на стержневом магнитопроводе ПЛ16х32-65, рассчитанные на напряжение высоковольтных обмоток 2×110 В и низковольтных 2×18 В. Их аналогами являются унифицированные трансформаторы ТПП296-127/220-50 [3]. Режекторный дроссель выполнен на кольцевом магнитопроводе К65х32х8 из феррита М4000. Обе обмотки наматывают одновременно, «в два провода»; число витков — 20, провод — МГШВ-0,5. Индуктивность каждой обмотки дросселя — около 1,5 мГн. Конденсаторы $C1, C2$ — МБГЧ.

Блок смонтирован в прочной коробке из изоляционного материала. Расположение основных узлов схематически представлено на рис. 2.

Коэффициент защитного действия блока измерен с помощью генератора Гб-28 и осциллографа С1-68 следующим образом. Общие провода генератора и осциллографа соединяют, образуя общий провод измерительной установки (рис. 3). Выход генератора подключают к замкнутым съемной перемычкой проводникам отключенной от сети вилки $X1$, а вход Y осциллографа — к также замкнутым проводникам разъема $X2$.

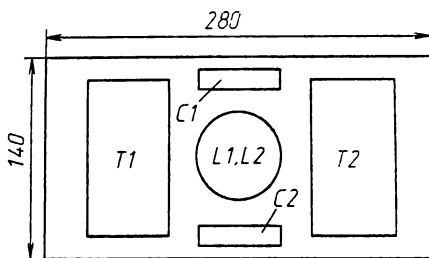


Рис. 2

Общий провод блока подключают к общему проводу измерительной установки и измеряют амплитуду A_1 сигнала на выходе блока. Затем общий провод блока отключают от общего провода измерительной установки и снова измеряют амплитуду — теперь уже A_2 — сигнала на выходе блока. Коэффициент защитного действия блока на частоте измерения рассчитывают как отношение A_2/A_1 .

В процессе измерения имитируется проникновение из энергетической сети через блок помехозащиты в устройство-потребитель несимметричных помех при включении элементов помехозащиты (измерение A_1) и их отключении (измерение A_2).

Несимметричные помехи опасны тем, что в отличие от симметричных стабилизаторы и сглаживающие накопительные элементы источников питания их подавлять не могут.

При повторении блока копирование описанной здесь конструкции не обязательно. Тип магнитопровода трансформаторов и промежуточное напряжение не критичны, важно обеспечить симметрию всех промежуточных обмоток, а также симметрию (или разделенность на две части) высоковольтных обмоток. Предпочтительна однослойная обмотка режекторного дросселя.

У режекторного дросселя также не критичны типоразмер, магнитная проницаемость магнитопровода, число колец в нем, число витков обмотки. Тип и емкость конденсаторов $C1$, $C2$ могут отличаться от указанных. Важно лишь, чтобы частота среза симметричного фильтра нижних частот $L1C1L2C2$ превышала частоту энергетической сети. Частота среза 6 кГц обеспечивает блоку работоспособность в энергетических сетях 220 В/50 Гц и 115 В/400 Гц.

Наилучшей заменой конденсаторам МБГЧ могут быть проходные конденсаторы любого типа. Допустимо параллельное включение конденсаторов меньшей емкости, имеющих по возможности широкие и несопадающие рабочие частотные интервалы.

Трансформаторы $T1$, $T2$ можно изготовить самостоятельно, переделав два одинаковых имеющихся под рукой трансформатора подходящей мощности. Если в каждом самодельном трансформаторе между высоковольтной и низковольтной обмотками будет помещен электростатический экран из листа фольги в виде одного витка с перекрытием, но незамкнутого, на всю ширину катушки трансформатора, то коэффициент защитного действия блока будет существенно больше из-за уменьшения собственной индуктивности экранов. Все экраны необходимо подключить к общему проводу блока.

Не исключены поэтапное изготовление блока и его временная эксплуатация без таких элементов, как $C1$, $C2$ и $L1L2$. Полезно предусмотреть возможность установки второго режекторного дросселя соосно с первым. Это позволит превратить фильтр в Т-образный с соответствующим увеличением коэффициента защитного действия блока и рациональнее использовать внутренний объем коробки.

Существует возможность повышения помехозащищенности, в том числе и от фона переменного тока основной частоты энергетической сети, при условии, что устройство-потребитель имеет электропроводящий кожух или внутренний общий экран. Здесь с позиции непрерывности экранирования должно рассматривать единую систему, состоящую из блока помехозащиты и защищаемого устройства-потребителя. В этом случае повышение помехозащищенности реализуют путем экранирования блока помехозащиты и проводов питания устройства-потребителя.

Экран блока может представлять собой, например, фольгу или сетку, укрепленную на всей внутренней поверхности коробки, в которой размещен блок. Экраны блока и проводов питания подключают к общему проводу.

Кроме основного назначения, блок допустимо использовать и как разделительный трансформатор для бестрансформаторных устройств-потребителей. Если

предусмотреть возможность коммутации обмоток трансформаторов блока, он будет работать как повышающий или понижающий трансформатор мощностью до 100 Вт.

В ходе испытаний блока, как средства локализации помех в реальных условиях радиоприема, получена кратность снижения помех не менее 4. Измерения проведены

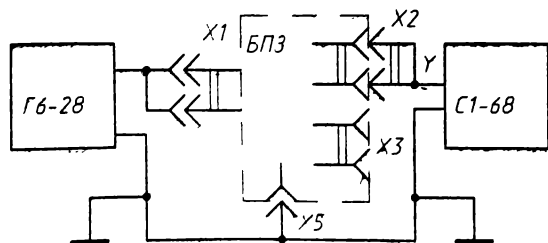


Рис. 3

в крупном жилом массиве северной части Санкт-Петербурга в частотной полосе 175...2000 кГц по методике, описанной в [4], с использованием телеграфно-телефонного восьмилампового радиоприемника без собственных средств помехозащиты. Приемная антенна — вертикальный штырь длиной 1,5 м, непосредственно соединенный с антенным входом.

Полученные результаты испытаний свидетельствуют о том, что, во-первых, при отсутствии блока помехозащиты свыше трех четвертей «объема» помех проникало в радиоприемник через энергетическую сеть, менее одной четверти — воздействовало непосредственно на антенну. Дальнейшее повышение помехозащищенности радиоприема после подключения блока возможно путем применения антенны, защищенной от промышленных помех. Во-вторых, без блока помехозащиты при указанных выше условиях дать оценку защищенности различных антенн практически невозможно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эрглис К. Э. Защита электронной аппаратуры и измерительных систем от внешних помех. — Приборы и техника эксперимента, 1969, № 4, с. 5.
2. Гурвич И. С. Защита электронных вычислительных машин от внешних помех. — М.: Энергия, 1975, с. 143.
3. Сидоров И. Н. и др. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. — М.: Радио и связь, 1985, с. 120.
4. Григорьев А. Г., Матисен А. И. Защита радиоприема на судах от помех. — Л.: Судостроение, 1973, с. 189.

Журнал «Радио», 1995, № 10, с. 56

Ю. ВИНОГРАДОВ ЭЛЕКТРОННЫЙ ПАРОЛЬ

В современные охранные системы входят, как правило, носимый брелок-генератор, излучающий особый сигнал-код, и специальный приемник, реагирующий лишь на этот сигнал-код. Мы уже знакомили наших читателей с такого рода устройствами, работающими на инфракрасных лучах. Но секретность была относительно невелика.

Публикуемая ниже статья посвящена той же теме. ИК брелок-генератор и приемник к нему имеют такое же предназначение, но сигнал-код системы формируется в соответствии с принципом, значительно эффективнее использующим время передачи и тем самым многократно увеличивающим ее секретность.

ИК ПЕРЕДАТЧИК

Независимо от характера излучения, будь то радиоволна, ультразвук или свет, особое внимание в устройствах автоматического опознавания уделяют самому сигналу. Вероятность появления точно такого же сигнала от постороннего источника должна быть пренебрежимо малой.

Кодовая посылка обычно имеет вид двоичной последовательности. Например, 1001101000111..., где единице соответствует наличие излучения, а нулю — пауза «чистого» эфира или какое-то иное излучение. Если число разрядов (знакомест) в таком сигнале обозначить латинской буквой n , то по разному расставляя единицы и нули, мы сможем получить 2^n различных их комбинаций. Так при $n = 7$ их может быть 128, при $n = 15$ — 32768, а при $n = 23$ — 8388608. Среди множества возможных какую-то одну последовательность выбирают в качестве кода, или, говоря иначе, электронного пароля.

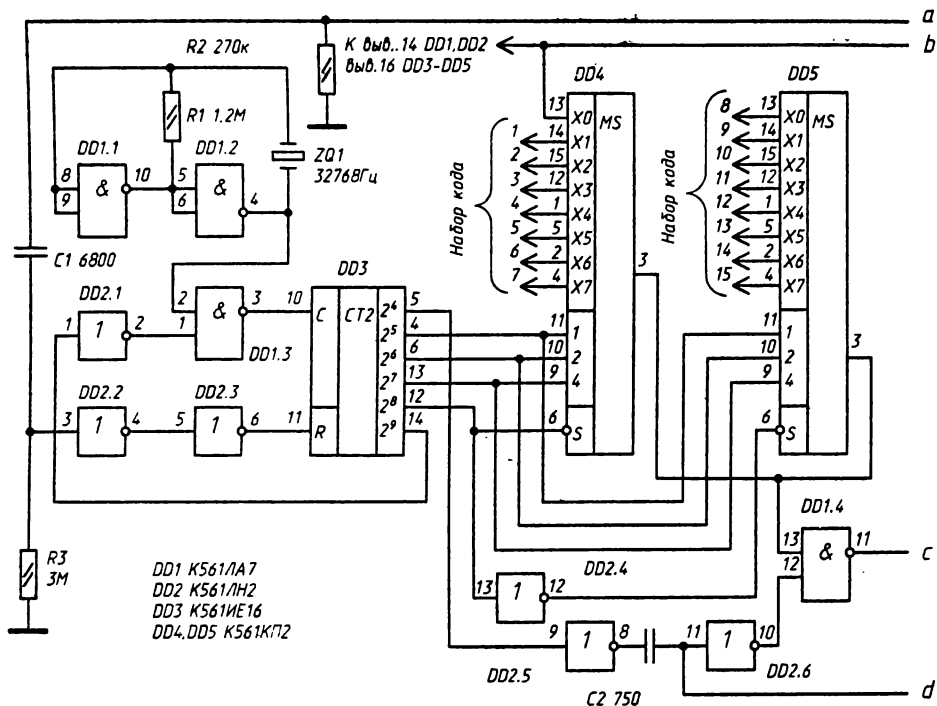
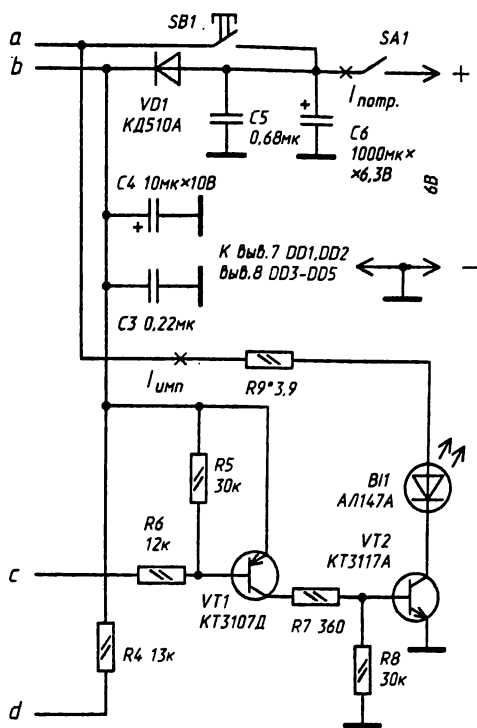


Рис. 1

Принципиальная схема генератора, формирующего подобным образом последовательность инфракрасных вспышек, приведена на рис. 1. Элементы $DD1.1$, $DD1.2$, резистор $R1$ и кварцевый резонатор $ZQ1$ образуют задающий генератор, работающий на частоте 32768 Гц. Микросхемы $DD4$ и $DD5$, каждая из которых представляет собой восьмивходовый мультиплексор-демультиплексор, работают как электронные коммутаторы. Их объединенный выход (выводы 3) оказывается соединен с одним из входов $X0-X7$ — в зависимости от адреса, поступающего на адресные входы 1, 2, 4 (выводы 11, 10 и 9) и сигнала на входе S (вывод 6) $DD4$ и $DD5$. Адрес и S -сигнал формируют счетчик $DD3$. Нетрудно вычислить, что смена адреса происходит здесь каждые 0,976 мс ($2^5/32768$ с). Это t_{3H} — длительность знакоместа в кодовой посылке.

В середине каждого знакоместа может быть сформирован короткий (длительностью около 10 мкс, $t_{имп} \approx R4C2$) импульс на выходе элемента $DD1.4$. Но такое произойдет лишь в том случае, если данному знакоместу будет соответствовать сигнал 1 на выходе коммутатора. Этот импульс откроет транзисторы $VT1$ и $VT2$ усилителя, и ток, возникший в ИК диоде $B11$, преобразуется в ИК вспышку такой же длительности.

Генерация кодовой последовательности начинается (когда источник питания включен и кнопка $SB1$ нажата) с формирования короткого импульса на входе R счетчика $DD3$ ($t_r \approx R3C1$), устанавливающего его в нулевое состояние, и заканчивается с появлением 1 на выходе 2^9 (вывод 14). Знакоместа — их 16 — следуют во времени в соответствии с их нумерацией от 1 до 15 по стрелкам входов $X1-X7$ в микросхемах $DD4$, $DD5$ — 1, 2, 3... и т. д. (нулевому знакоместу всегда соответствует 1 — это стартовый импульс пакета, не входящий в число кодообразующих). Таким образом, общая продолжительность кодовой посылки составляет $0,976 \cdot 15 = 14,6$ мс.



Нужное число-код формируют, коммутируя X-входы микросхем DD4, DD5, т. е. соединяя *i*-тую стрелку с плюсовым проводником источника питания, если в *i*-том разряде кода должна быть 1 (вход X0 микросхемы DD4, формирующий стартовый импульс пакета, уже соединен с плюсовым проводником) или с минусовым, если нужен 0. Так, например, для генерации кода 111011100111001 стрелки 1, 2, 3, 5, 6, 7, 10, 11, 12, 15 надо соединить с плюсовым, а стрелки 4, 8, 9, 13, 14 — с общим проводником источника питания. Поскольку $n = 15$, то число различных сигналов, из которых любой может быть закомутирован в качестве кодового, составляет $2^{15} = 32768$.

Источник питания кодового генератора — 6-вольтовая батарея GB1 диаметром 10,3 и длиной 16 мм (типоразмер источников питания зарубежного производства, например, батарей GP11A, E11A). Пригодна также литиевая батарея 2БЛИК-1, если в

конструкции предусмотреть для нее отсек соответствующих размеров. Зависимость тока, потребляемого генератором ($I_{\text{потр}}$), и тока в ИК диоде B11 ($I_{\text{имп}}$) от напряжения источника питания приведена в таблице.

Детали генератора монтируют на печатной плате, изготовленной из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,2...1,5 мм (рис. 2). Фольгу со стороны деталей не удаляют — ее используют в качестве общего «заземленного» проводника цепей устройства. В местах пропуска монтажных проводников или выводов деталей через отверстия в плате в ней делают выборки-кружки диаметром 1,5...2 мм (на рис. 2 не показаны). Места пайки к фольге выводов резисторов, конденсаторов и других деталей обозначены зачерненными квадратиками: место соединения с ней фрагмента печатного монтажа (проволочной перемычкой) отмечено квадратиком со светлой точкой посередине. Для пропуска выводов оксидного конденсатора C4 в плате просверлено отверстие диаметром 2,5 мм; диаметр вытравленного в фольге защитного кружка здесь должен быть больше — 3...3,5 мм.

Монтажную плату устанавливают на переднюю панель-обойму, склеенную из ударопрочного полистирола. Ее опорами служат приклеенные к панели три полистироловых столбика высотой по 8,5 мм с запрессованными в них металлическими вкладышами-гайками (резьбы M2). Батарея питания во избежание последствий возможной разгерметизации установлена в специальном отсеке.

Т а б л и ц а

$U_{\text{пит}}, \text{В}$	$I_{\text{потр}}, \text{мкА}$	$I_{\text{имп}}, \text{мкА}$
7	360	0,72
6	140	0,59
5	60	0,46
4,3	30	0,38
3,7	16	0,38
2,4	5	0,18

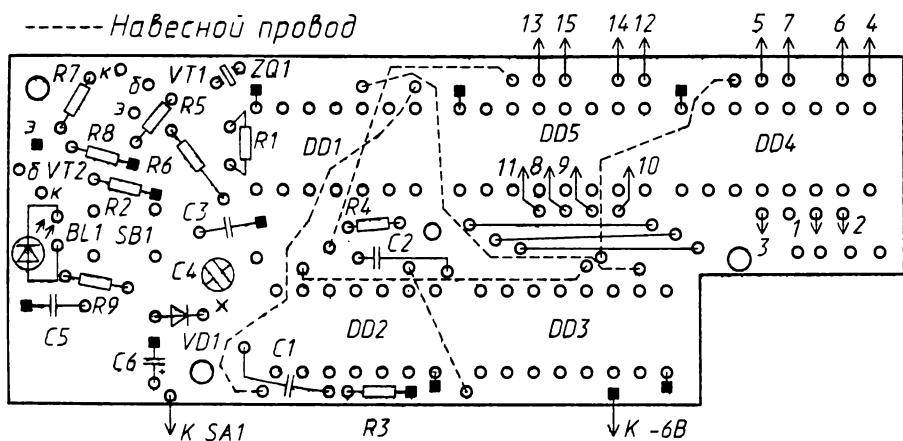
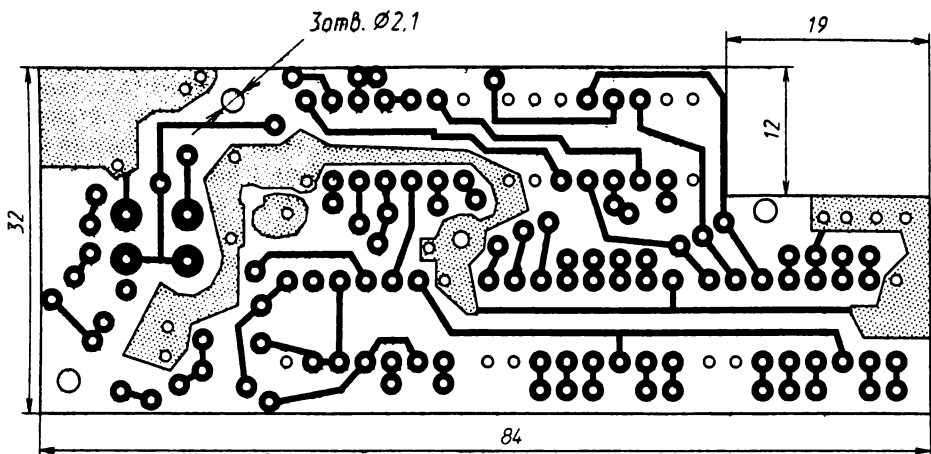


Рис. 2

Выключатель питания SA1 (ПД9-1) размещен на передней панели. Кнопка SB1 (ПКН-159 или близкая ей по габаритам) должна иметь привод длиной 6...8 мм — достаточный для его вывода сквозь отверстие в передней панели. Корпус в виде открытой коробки размерами 88×37×16 мм, в который устанавливают полностью смонтированную панель и батарею питания, склеивают из ударопрочного полистирола толщиной 1,5 мм. В стенке корпуса против ИК диода просверлено отверстие диаметром 5...6 мм, которое (во избежание попадания мусора) можно заклеить тонким пластиком. Однако стенку можно и не сверлить — мощность ИК вспышек генератора способна «пробить» 1,5..2 мм полистирола, но его «дальнобойность» в таком случае существенно уменьшится.

В кодовом излучателе можно использовать практически любые ИК диоды, ограничения — лишь габаритные высота деталей, устанавливаемых на печатную плату, не должна превышать 8 мм. Все резисторы — МЛТ-0,125. Конденсатор C4 — оксидный К50-16. Конденсатор C6 (CE-DS Marson) смонтирован параллельно плате, его номинальное напряжение должно соответствовать напряжению источника питания. Другие конденсаторы — КМ-5, КМ-6, К10-17Б.

Правильно собранный генератор налаживания не требует. Проконтролировать же его работу можно с помощью осциллографа, подключенного к коллектору транзистора *VT1*. После включения питания и нажатия кнопки *SB1* на экране осциллографа (время ждущей развертки — 20...30 мс) должна возникнуть и исчезнуть последовательность импульсов, разнесенных во времени в соответствии с закодированным кодом.

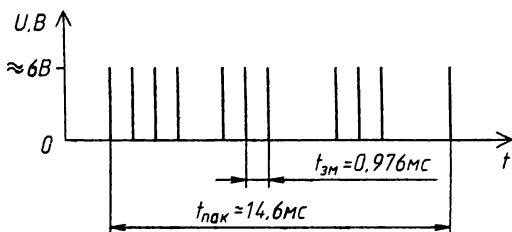


Рис. 3

Так, например, коду 111011100111001 будет соответствовать осциллограмма, изображенная на рис. 3 («лишний» импульс в начале пакета — стартовый). По амплитуде импульсов, измеренных на резисторе *R9*, можно судить о токе в ИК диоде ($I_{\text{имп}} = U_{\text{имп}}/R9$), а в быстрой развертке (20...50 мкс, тоже ждущей) — об их форме и длительности, которая должна быть в пределах 5...15 мкс.

«Двухступенчатый» запуск кодового излучателя — сначала выключателем *SA1*, а затем кнопкой *SB1*, связан с особенностью самовозбуждения кварцеванных генераторов медленным входением в рабочий режим из-за высокой добротности кварцевого резонатора.

Выключатель *SA1* можно исключить, а питание генератора осуществлять по схеме, показанной на рис. 4. Но тогда кнопку *SB1* придется нажимать дважды, так как

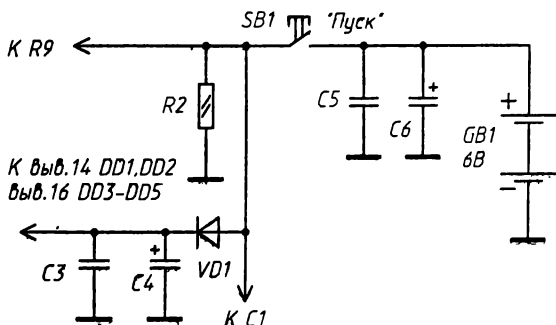


Рис. 4

первое нажатие может выдать неверную комбинацию. Без него можно обойтись и в том случае, если источником питания будет низковольтная батарея или литиевый элемент, способные обеспечить генератору длительную работу при постоянном включенных микросхемах. Например, литиевый элемент напряжением 3 В и электроемкостью 0,1 А · ч будет работать около года.

В случае питания генератора по схеме, приведенной на рис. 4, необходимо проконтролировать ток утечки конденсатора *C6* — он должен быть значительно меньше $I_{\text{потр}}$, указанного в таблице. При увеличении сопротивления резистора *R7*, ограничивающего ток в ИК диоде, емкость этого конденсатора может быть уменьшена — большая «дальнобойность» ИК излучателя (с $R9 = 3,9$ Ом, превышающая 10 м) может оказаться просто ненужной.

ИК ПРИЕМНИК

Схема устройства, принимающего кодированный сигнал инфракрасного излучателя, показана на рис. 5. Микросхема *DA1*, представляющая собой фотоусилитель, преобразует импульсы тока в фотодиоде *BL1*, возбуждаемые ИК вспышками брелока-излучателя, в импульсы напряжения, пригодные для прямого их введения в цифровой анализатор. На рис. 6,а изображен график импульсной последовательности на выходе фотоусилителя, соответствующий коду 111011100111001, который мы здесь и ниже будем рассматривать в качестве примера.

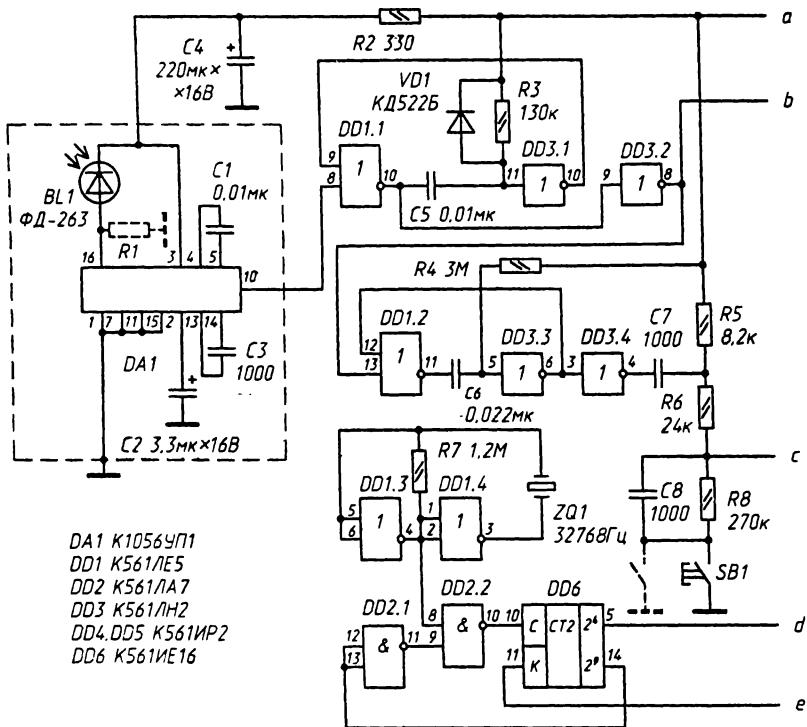
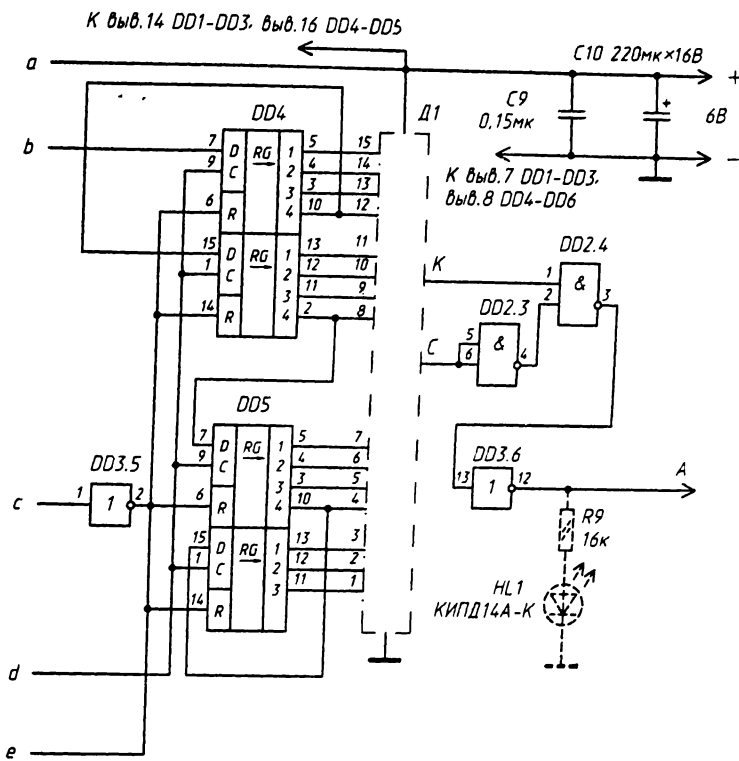


Рис. 5

В приемнике два формирователя. Один из них, выполненный на элементах *DD1.1* и *DD3.1*, расширяет каждый из входных импульсов (напомним, длительность импульсов ИК передатчика — около 10 мкс) до $t_{\Phi 1} = R3C5 = 0,6...0,8$ мс (рис. 6,б). А второй, собранный на элементах *DD1.2* и *DD3.3*, формирует импульс длительностью $t_{\Phi 2} = R4C6 = 30...50$ мс (рис. 6,г). По фронту этого импульса на выходе элемента *DD3.5* формируется короткий импульс ($t_r = R5C7 = 10$ мкс), устанавливающий сдвигающий регистр *DD4DD5* и счетчик *DD6* в нулевое состояние (рис. 6,д). Элементы *DD1.3*, *DD1.4*, резистор *R7* и кварцевый резонатор *ZQ1* образуют задающий генератор, работающий на частоте 32768 Гц (на такой же частоте, напомним, работает и задающий генератор ИК излучателя).

В сдвигающем регистре принятый сигнал (или помеха) фиксируется следующим образом. По фронту импульса первой же ИК вспышки микросхемы *DD4–DD6* устанавливаются в нулевое состояние (на их выходах возникают нули) и счетчик *DD6* начинает счет импульсов с частотой 32768 Гц. Примерно через 0,5 мс ($t_{3H}/2$) ноль на выходе 2^4 (выв. 5) счетчика *DD6* будет замещен единицей. В сдвигающем регистре *K561ИР2* такой перепад напряжения на входе *C* приводит к перемещению хранящегося в нем числа на один разряд в сторону старших (по схеме на рис. 5 — вниз), а в младший разряд микросхемы *DD4* будет вписано то значение, которое в этот момент окажется на его входе *D* (выв. 7). Это может быть и 1 — расширенный до $t_{\Phi 1}$ «единичный» импульс, и 0 — если вспышка в этом знакоместе кодовой посылки отсутствовала.

Следующий сдвиг числа произойдет через $t_{3H} = 0,976$ мс — «шаг», который сохранится в дальнейшем.



Система делает лишь 16 поразрядных сдвигов (сдвигающие импульсы, генерируемые счетчиком *DD6*, иллюстрирует рис. 6,в) — с появлением сигнала высокого уровня (лог. 1) на выходе 29 счетчика *DD6* и соответственно низкого (лог. 0) на входе *DD2.2* (выв. 9), счетчик самозаблокируется и сохранит это состояние до очередного старта системы.

Таким образом, принятая последовательность ИК вспышек преобразуется в число, хранящееся в регистре *DD4DD5*. Остается выяснить, является ли оно кодовым.

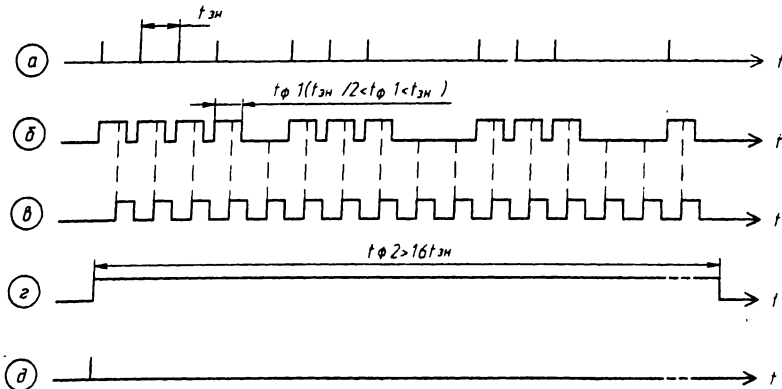


Рис. 6

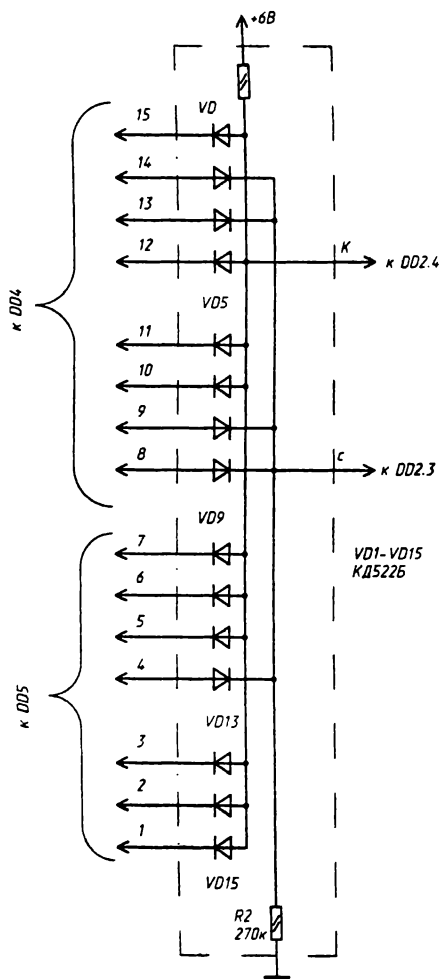


Рис. 7

Осуществляется это диодно-резисторным дешифратором *D1*, схему которого (для того же кода 1110011100111001) иллюстрирует рис. 7. Идея дешифрации проста. Все выходы регистра, на которых в соответствии с кодовой комбинацией должна быть 1, подключают к входам диодно-резисторного логического элемента И (*VD1, VD4–VD6, VD9–VD11, VD13–VD15, R1*), а выходы, на которых должен быть 0, — к входам диодно-резисторного логического элемента ИЛИ (*VD2, VD3, VD7, VD8, VD12, R2*).

Если в регистре зафиксировано число-код, то на выходе элемента И дешифратора установится напряжение высокого уровня, а на выходе элемента ИЛИ — низкого. И только в этом случае на выходе ИК приемника возникнет сигнал 1. Это «единичное» его состояние продержится до тех пор, пока не будет нажата кнопка *SB1* «Обнуление» (параллельно ей может быть включено несколько кнопок такого же назначения) или по каналу не пройдет какой-либо посторонний сигнал.

Все детали ИК приемника смонтированы на печатной плате размерами 83×54 мм (рис. 8), выполненной из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Технология изготовления самой печатной платы и приемы монтажа деталей на ней те же, что и при конструировании брелока-генератора.

Особое внимание при монтаже приемника следует обратить на экранирование фотоголовки (*BL1, DA1* и др.) обладающая высокой чувствительностью и значительной широкополосностью, она подвержена воздействию электрических сигналов различного происхождения. Экран в виде открытой плоской коробки размерами 30×15×11 мм (на рис. 8 он обозначен штриховыми линиями) изготавливают из жести по чертежу, показанному на рис. 9, и припаивают в двух-трех точках к фольге общего провода. При необходимости чувствительность фотоголовки можно уменьшить, зашунтировав вход микросхемы *DA1* резистором *R1* сопротивлением 0,2...3 МОм.

Все резисторы — МЛТ-0,125. Конденсатор *C2* — К53-30, *C4* и *C10* — импортные Ø 8 мм, остальные — КМ-6, К10-176, КД. Кварцевый резонатор *ZQ1* — малогабаритный часовой. На плате предусмотрено место (на рис. 8 обведено штрихпунктирной линией) для размещения и монтажа деталей звукового генератора, описанного в журнале «Радио», 1997, № 8, с. 44.

Для ослабления засветки фотодиода посторонними источниками света, способными существенно уменьшить чувствительность приемника, его помещают в

«колодец», склеенный из черного полистирола. Это защитит фотодиод от воздействия источников, расположенных в стороне от оптической оси. К тому же образующийся невидимый «коридор», в пределах которого только и будет возможен оптический контакт приемника с излучателем, умножит и без того немалые трудности информационного «взлома» системы.

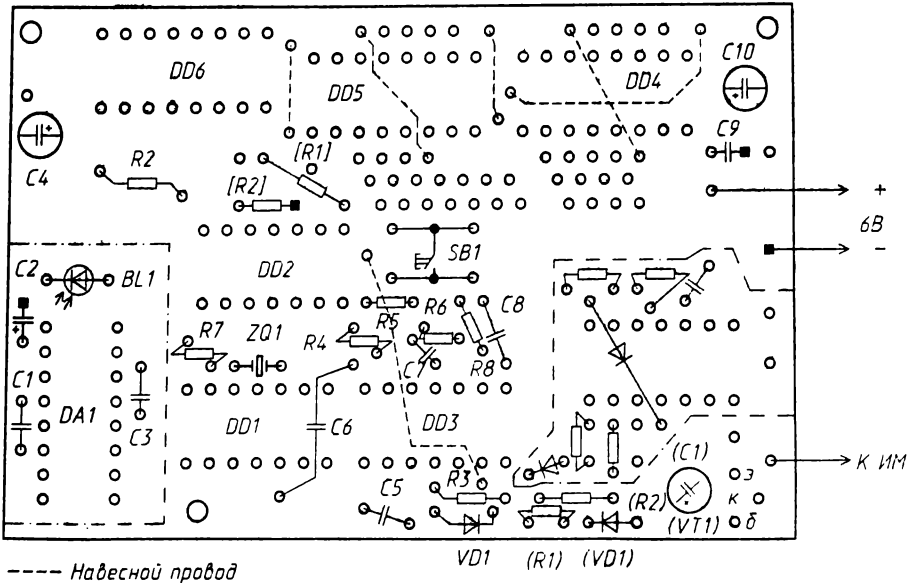
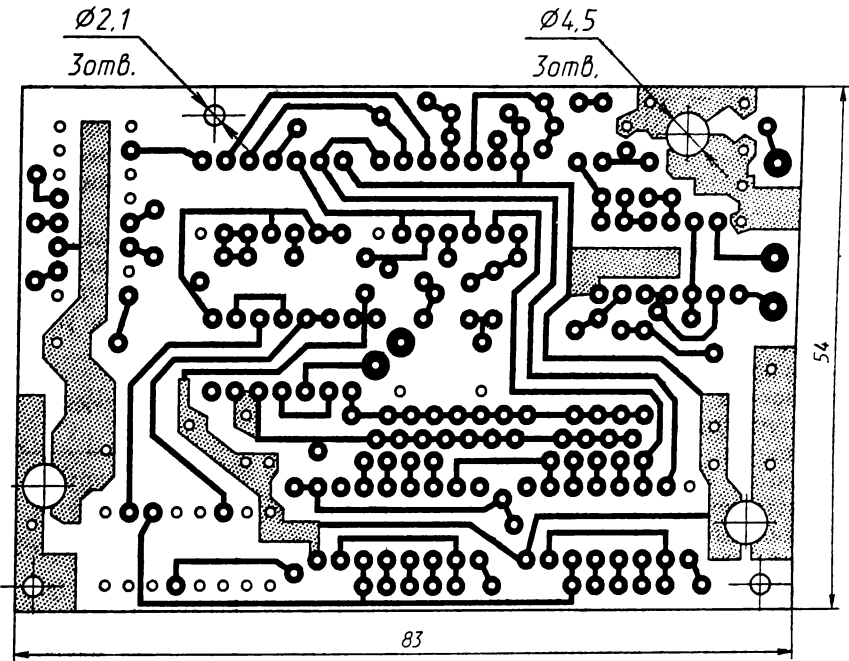


Рис. 8

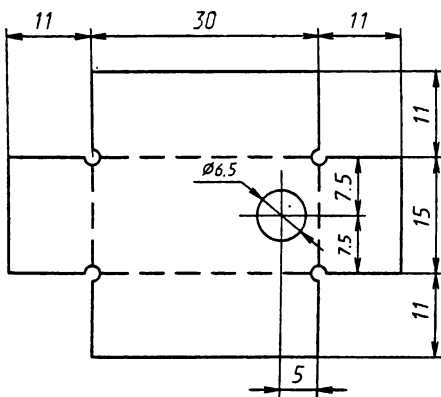


Рис. 9

самые разные сигнальные устройства. Например, светодиод *HL1* с токоограничительным резистором *R9*, показанный на рис. 5 штриховыми линиями, или упомянутый выше звуковой генератор, оповещающий о появлении «своего».

Но если по сигналу приемника охранная система должна включить, скажем, привод дверного электрозамка, в сигнал, управляющий исполнительным механизмом задержки, нужно ввести временную задержку. Схема возможного ее варианта показана на рис. 10. Запаздывание срабатывания ИМ зависит от постоянной времени *R2C1* и может составить несколько десятых долей секунды. Длительность задержки увеличится, если в эмиттерную цепь транзистора *VT1* включить диод *VD3*. Напряжение питания ИМ с учетом возникающих при его выключении экстранапряжений (диод *VD2* при индуктивных нагрузках обязателен), не должна превышать максимально допустимого для транзистора *VT1* (для *KT972A* $U_{кз\max} = 60$ В, для *KT972Б* — 45 В). Рабочий ток ИМ — не более 2 А.

Задержка срабатывания ИМ — эффективное средство в борьбе с попытками подобрать задействованный в системе код. В принятой нами системе кодирования даже секундная задержка заставит злоумышленника простоять у чужих дверей не один час. И это — при наличии у него соответствующей аппаратуры, знания принципов кодирования и времяимпульсных характеристик ИК излучения. «Подсмотреть» же работу ИК брелока-генератора, не войдя в визуальный контакт с его владельцем, несравнимо сложнее, нежели это допускают кодовые генераторы, работающие в радиодиапазоне.

Окно фотодиода полезно заклеить пленкой, ослабляющей по преимуществу видимый свет. В роли такого своеобразного инфракрасного фильтра неплохо показали себя темные пластиковые обои. Тем более, что расстояние, на котором приемник способен обнаружить и дешифровать ИК вспышки брелока-излучателя, в среднем превышает 10 м.

Приемник сохраняет работоспособность при снижении напряжения питания до 4 В, потребляемый им ток не превышает 1,4 мА.

К выходу приемника (вывод 12 элемента *DD3.6*) могут быть подключены

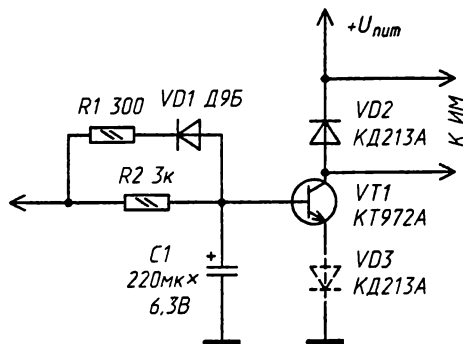


Рис. 10

Журнал «Радио», 1997, № 11, с. 46, №12, с. 38

В. БАННИКОВ

«СТОРОЖ»-АВТОМАТ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЕЙ

Известно, что электронагревательные приборы требуют постоянного присмотра. Если, к примеру, электрокипятильник, часто используемый для кипячения воды в

ное использование энергии тока, но и, главное, минимальное излучение радиопомех.

Тринистором управляет маломощный транзистор *VT1*, включенный эмиттерным повторителем. Функцию его нагрузки выполняют резисторы *R9*, *R10* и переход, управляющий электрод—катод тринистора. Источником питания транзистора, а также микросхемы *DD1* служит параметрический стабилизатор *RB*, *VD3*, *VD1*. Оксидный конденсатор *C2* — сглаживающий.

На логических элементах *DD1.1*, *DD1.2* и резисторах *R3*, *R4* собран триггер Шмитта.

Резисторы *R1*, *R2* и конденсатор *C1* образуют времязадающую интегрирующую цепь. На элементе *DD1.3* и резисторе *R6* построен фазочувствительный датчик, срабатывающий лишь в моменты, когда напряжение в сети близко к нулю. Диод *VD3* препятствует попаданию на этот датчик постоянного напряжения с параметрического стабилизатора. А элемент *DD1.4* и дифференцирующая цепь *C3R7* образуют формирователь кратковременных импульсов (длительностью около 30 мкс), которые и используются для включения (через каждые 10 мс) тринистора *VS1*. Столь короткие импульсы управления обеспечивают тринистору благоприятный температурный режим.

Коротко о работе автомата в целом. При подключении его к сети параметрический стабилизатор почти тут же начинает вырабатывать постоянный ток напряжением около 10,5 В. А так как в этот момент конденсатор *C1* пока не заряжен, на выходе элемента *DD1.1* будет напряжение высокого уровня, а на выходе элемента *DD1.2* — низкого.

Для элемента *DD1.3* низкий уровень является разрешающим, поэтому фазочувствительный датчик работает беспрепятственно: как только напряжение в сети приближается к своему нулевому значению, низкий уровень на выходе элемента *DD1.3* сменяется высоким.

Когда же напряжение в сети снова начинает возрастать, высокий уровень на выходе этого элемента вновь становится низким. При этом на выходе элемента *DD1.4* формируется импульс высокого уровня, кратковременно (на 30 мкс) открывающий транзистор *VT1*. Одновременно открывается тринистор и остается в таком состоянии на протяжении данной полуволны сетевого тока. И так — через каждые 10 мс. Автомат, следовательно, пропускает каждую полуволну сетевого напряжения. В результате через кипятильник протекает пульсирующий ток.

Такой режим работы продолжается до тех пор, пока конденсатор *C1* не зарядится до напряжения порядка 5,5 В. Тогда низкий уровень напряжения на выходе элемента *DD1.2* скачком (благодаря триггеру Шмитта) сменяется высоким, который для элемента *DD1.3* является запрещающим. Поэтому фазочувствительный датчик прекращает работу — на выходе элемента *DD1.3* постоянно присутствует низкий уровень. При этом транзистор *VT1* и тринистор *VS1* все это время остаются закрытыми, а кипятильник обесточенным.

Чтобы автомат использовать повторно, его следует временно отключить от сети (не отключая от него кипятильника). Конденсатор *C1* станет разряжаться через диод *VD2* (непреренно кремниевый) и резистор *R5*. Через этот резистор, но значительно быстрее, разряжается и фильтрующий конденсатор *C2*. Для полной разрядки конденсатора *C1* требуется около полминуты, после чего устройство готово к повторной работе.

Переменный резистор *R1* позволяет регулировать продолжительность нагрева воды примерно от 1 до 12 мин. Может показаться, что использование выдержки менее 5 мин лишено смысла. Однако это не так. Малые выдержки позволяют нагревать воду до некоторой требуемой температуры, например при подогреве

детского питания. Это к тому же расширяет возможности применения описываемого устройства.

Автомат приемлем и для других целей. Например, при $R1 = 1 \text{ МОм}$, $R2 = 220 \text{ кОм}$ и $C1 = 4000 \text{ мкФ}$, получится таймер, обеспечивающий выдержки времени от 10 мин (при $R1 = 0$) до 1 ч (при $R1 = 1 \text{ МОм}$).

Такой вариант устройства можно использовать для совместной работы с электроплиткой (мощностью до 2 кВт) при нормированном (по времени) режиме. Это позволяет, скажем, контролировать время приготовления пищи. И еще пример: если $R1 = 820 \text{ кОм}$, $R2 = 15 \text{ кОм}$, а $C1 = 100 \text{ мкФ}$, то можно получить выдержки от 1 с до 1 мин. Такой его вариант может найти самые различные применения, в том числе и при фотопечати.

Рассчитать самостоятельно нужный диапазон выдержек автомата можно, воспользовавшись приближенной формулой:

$$\tau = 0,012(R1 + R2)C1,$$

где τ — выдержка в минутах, $R1$ и $R2$ — в мегаомах, $C1$ — в микрофарадах.

Ручку-«кловик» резистора $R1$ целесообразно снабдить круговой шкалой, градуированной в выбранном диапазоне выдержек опытным путем.

О деталях. Стабилитрон $VD1$ (Д814Г) может быть Д808, Д809, Д810, Д811, КС482А или аналогичным другим на напряжение стабилизации 9...11 В.

Диод Д223Б ($VD3$) заменим на любой из серий Д226, КД226, КД105 или КД209, а диоды Д232 ($VD4$ – $VD7$) выпрямительного моста — на Д232А, Д233, Д246, Д246А, Д247.

Вместо тристора КУ202Н ($VS1$) подойдут КУ202М (при мощности нагрузки до 2000 Вт) или КУ201К, КУ201Л (до 300 Вт).

Транзистор КТ315 ($VT1$) — с буквенным индексом В или Е, подойдут также КТ3102А, КТ3102Б или КТ503 (с любым индексом).

Микросхему К176ЛЕ5 ($DD1$) можно заменить на К561ЛЕ5, 564ЛЕ5. Переменный резистор $R1$ — СП-1 с зависимостью вида А. Конденсатор $C3$ — любой керамический, $C1$ и $C2$ — любые оксидные.

Детали устройства находятся под напряжением сети! Поэтому минусовый проводник выпрямителя ни в коем случае не должен иметь электрического контакта с металлическим корпусом автомата. Вообще же, его корпус желательно изготовить из диэлектрика, например из пластмассы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Качев Ф. Автомат отключения электрочайника. — Радио, 1994, № 6, с. 27.
2. Леонтьев А., Лукаш С. Выходной узел регулятора мощности. — Радио, 1993, № 4, с. 40.

Журнал «Радио», 1996, № 5, с. 43

Е. АНГАРСКИЙ

ЗВУКОВОЙ СИГНАЛИЗАТОР ВЛАЖНОСТИ

Он вполне может стать «электронной няней», если вложить его датчик в пеленки малыша. И тогда, как только пеленки станут влажными, послышится звук из корпуса сигнализатора. Конечно, это не единственное использование данной конструкции — применение ей вы найдете сами.

Отличительная особенность сигнализатора — весьма малое потребление тока (единицы микроампер) от источника питания в режиме «ожидания», т. е. когда датчик сухой. В рабочем режиме, при появлении звука, потребляемый ток может возрасти до нескольких десятков миллиампер — это зависит от установленной громкости звука. Сигнализатор (рис. 1) состоит из двух генераторов, выполненных на элементах микросхемы *DD1*, эмиттерного повторителя на транзисторе *VT1*, телефонного капсюля *BF1* и датчика, устанавливаемого в точке контроля влажности (например, прикрепляемого к пленкам).

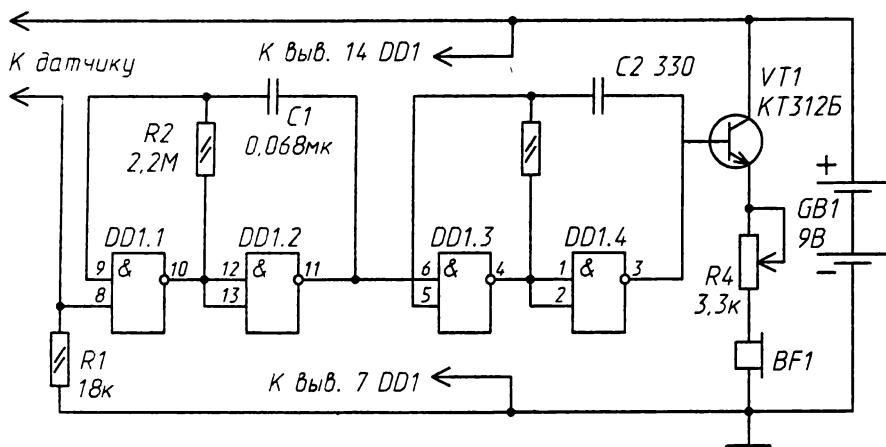


Рис. 1

Пока, например, пленки сухие, сопротивление касающегося их датчика велико, входное управляющее напряжение первого генератора (на выводе 8 микросхемы) близко к уровню логического 0. Генератор не работает.

Как только пленки станут влажными, сопротивление датчика уменьшится, напряжение на выходе делителя, образованного датчиком и резистором *R1*, станет равным уровню логической 1 или более.

Генератор начнет вырабатывать импульсы, следующие с частотой примерно 5 Гц. Они будут поступать на вход второго генератора (вывод 6 микросхемы) и запускать его. В итоге на выходе второго генератора появятся пакки низкочастотных импульсов, заполненных импульсами, следующими с частотой около 1 кГц (их вырабатывает второй генератор). Такой сигнал поступает через эмиттерный повторитель на капсюль *BF1*, и он преобразует их в прерывистый звук. Громкость звука изменяют переменным резистором *R4*.

Основная часть деталей сигнализатора смонтирована на печатной плате (рис. 2) из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Она рассчитана под постоянные резисторы МЛТ-0,125, конденсаторы КМ или КЛС, микросхему серий К176, К561 или К564, любой транзистор серий КТ312, КТ315.

Плату с остальными деталями можно разместить в корпусе размерами 45×20×115 мм. Капсюль — ТА-56М или аналогичный, сопротивлением обмотки около 50 Ом. Переменный резистор — СПО-0,15 либо другой малогабаритный, источник питания — батарея «Крона».

Датчик представляет собой пластину фольгированного стеклотекстолита размерами 20×30 мм, покрытие которой разделено пополам канавкой шириной 1...2 мм. В итоге образуются два электрода датчика, которые соединяют с остальной частью сигнализатора тонким многожильным проводом в изоляции длиной 1...2 м.

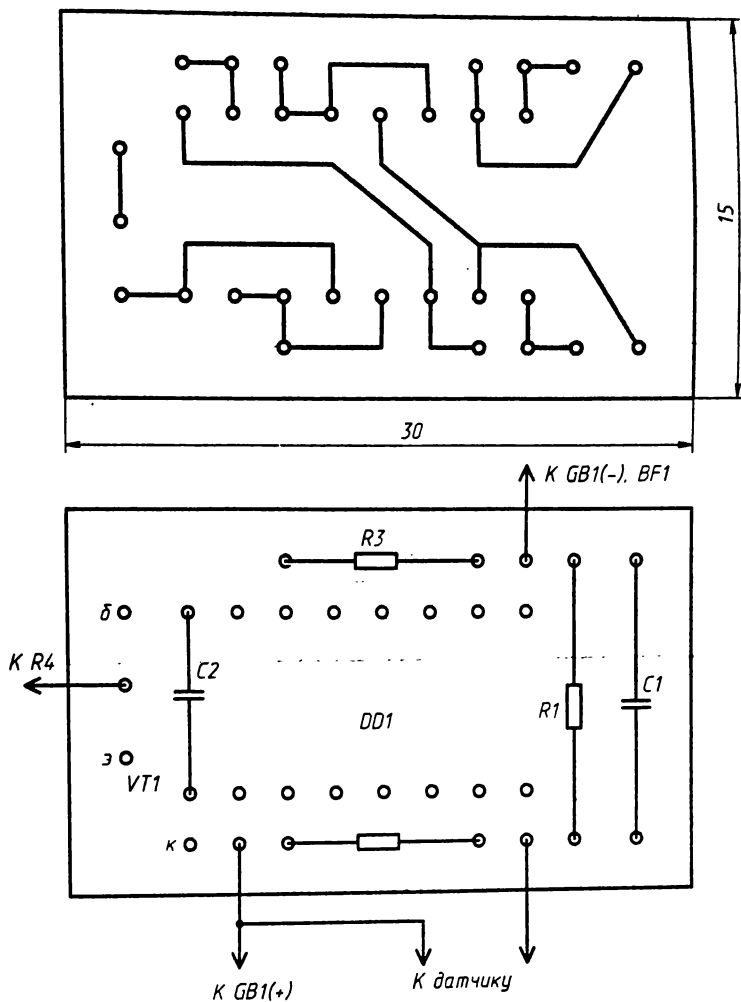


Рис. 2

При исправных деталях и монтаже без ошибок сигнализатор не требует наладивания и готов к работе сразу после подключения источника питания. Если перерывы в работе продолжительные, батарею желательно отключать. Для этих целей можно приспособить разъем — колодку питания от негодной «Кроны».

РАДИОБИБЛИОТЕЧКА

Выпуск 12

ПОЛЕЗНЫЕ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКИЕ ШТУЧКИ

Часть 1

Составитель

Артур Арамович Халоян

Редакторы

В. Я. Илющенко,

М. Ю. Нефедова

Дизайнер

С. П. Бобков

Компьютерный набор и верстка

О. В. Розанова

Сдано в набор 16.10.2001. Подписано в печать 11.12.2001
Формат 70x100/16. Гарнитура «Прагматика». Бумага газетная.
Печать высокая. Печ. л. 12. Тираж 5000 экз. Заказ **1431**

Издательское предприятие РадиоСофт
109125, Москва, Саратовская ул., д. 6/2
Лицензия № 065866 от 30.04.98

ЗАО «Журнал «РАДИО»
103045, Москва, Селиверстов пер., 10

ФГУП Владимирская книжная типография
600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7
Качество печати соответствует качеству представленных диапозитивов

ISBN 5 - 93 037 - 079 - 6



9 785930 1370799