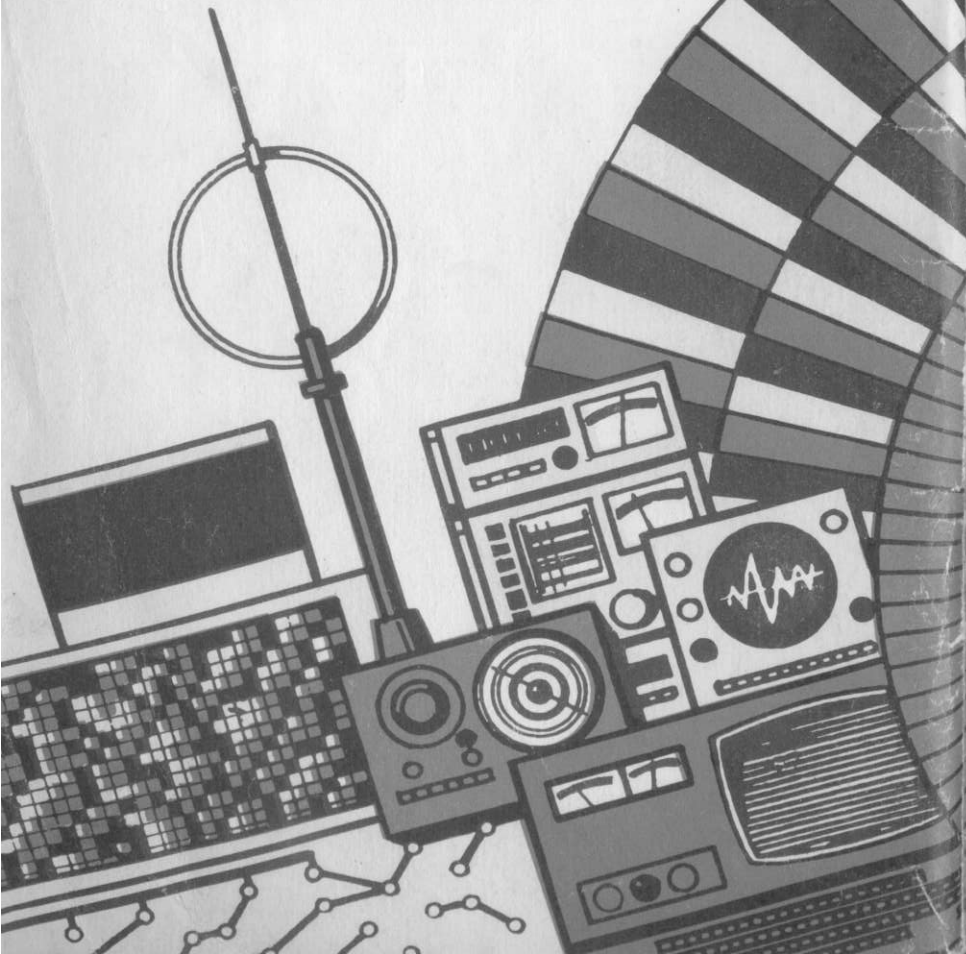


В ПОМОЩЬ
РАДИО-
ЛЮБИТЕЛЮ

В ПОМОЩЬ
РАДИО-
ЛЮБИТЕЛЮ

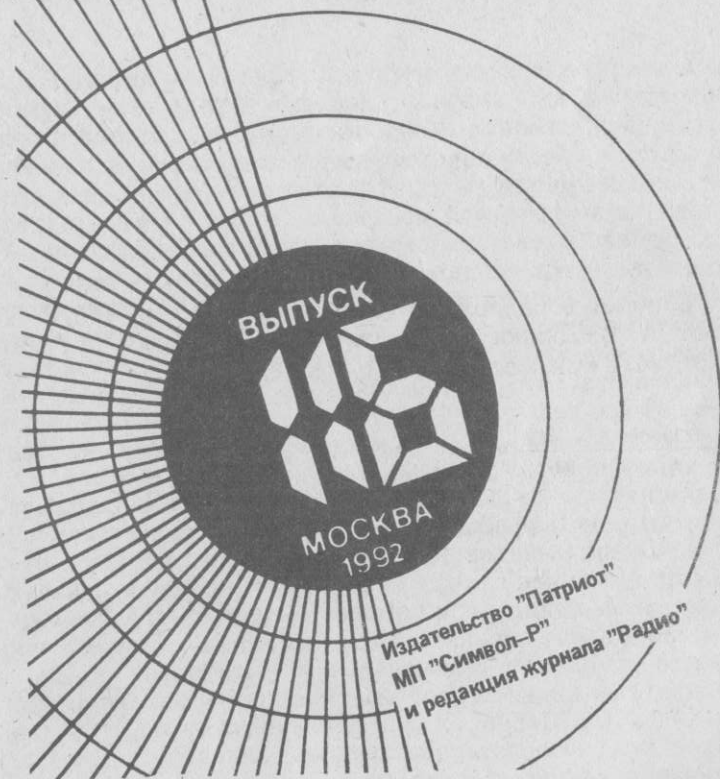
ВЫПУСК
116



ПРИЛОЖЕНИЕ
К ЖУРНАЛУ
РАДИО

В ПОМОЩЬ РАДИО- ЛЮБИТЕЛЮ

ИЗДАЕТСЯ С 1956 ГОДА
4 РАЗА В ГОД



ВЫПУСК



МОСКВА
1992

Издательство "Патриот"
МП "Символ-Р"
и редакция журнала "Радио"

ББК 32.884.19
В 80

Составитель *А. В. Дьяков*
Рецензент *В. А. Никитин*
Редактор *Л. И. Венгеренюк*

В помощь радиолюбителю: Сборник. Вып. 116/В 80.
Сост. А. В. Дьяков.— Прилож. к ж. «Радио».—М.: Пат-
риот, МП «Символ-Р», 1993.— 80 с.

В $\frac{2300000000-012}{072(02)-93}$ 8-92

© А. В. Дьяков, составительство, 1993

В ПОМОЩЬ КОНСТРУКТОРУ

СОГЛАСОВАНИЕ ПРИЕМНИКА ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С УСИЛИТЕЛЕМ

Н. Шиянов

Принцип действия полупроводниковых приемников излучения — фотодетекторов основан на внутреннем фотоэффекте в полупроводниках. В наиболее распространенных в настоящее время фотодетекторах используют два вида внутреннего фотоэффекта — фотопроводимость и вентильный эффект. В последнем случае из-за ионизации атомов полупроводника происходит генерирование ЭДС при включении облученного фотодетектора в электрическую цепь. В соответствии с этими физическими эффектами фотодетекторы относят к фоторезисторам и фотогальваническим фотодетекторам. Наибольшее распространение получили фотодиоды. Их фоточувствительный элемент представляет собой структуру полупроводникового диода с р—п-переходом.

Современные полупроводниковые фотоприемники могут содержать как один, так и несколько чувствительных элементов, располагаемых в виде линейки либо матрицы, что позволяет расширить функциональные возможности, увеличить чувствительность и быстродействие оптоэлектронной аппаратуры. Известны и варианты более сложного расположения фоточувствительных элементов.

При разработке фотоприемных устройств важнейшее значение имеют вопросы согласования фотодетекторов с радиоэлектронными узлами обработки сигнала с целью достижения заданных характеристик. Эта задача решается, как правило, с помощью специализированных каскадов предварительного усиления — согласующих усилителей, располагаемых в непосредственной близости от фотодетектора.

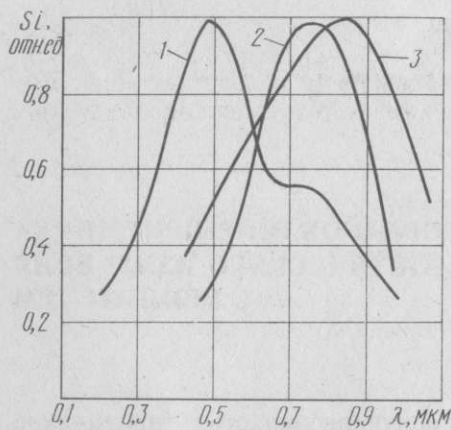


Рис. 1. Относительная спектральная чувствительность фоторезисторов
1—ФСК-1, 2—СФ-1,
3—СФ2-1

Рассмотрим основные характеристики и вытекающие из них способы согласования фотоприемников на основе фоторезисторов и фотодиодов.

Фоторезисторы являются наиболее простым видом приемников излучения, функционирование которых основано на фотопроводимости как в собственной области, так и в области примесной проводимости. Типичные спектральные характеристики фоторезисторов представлены на рис. 1. Варианты схем включения фоторезистора в фотоприемное устройство показаны на рис. 2. Напряжение источника питания E_n и сопротивление нагрузки R_n фоторезистора выбирают таким образом, чтобы предельные значения напряжения и мощности на фоторезисторе не превышали предельных для используемого типа фото-

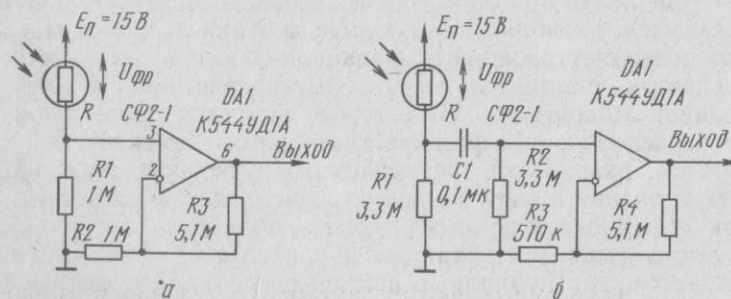


Рис. 2. Схемы включения фоторезисторов для приема постоянного (а) и модулированного (б) излучения

резистора [2]. Очевидно, что чем больше сопротивление нагрузки R_n , тем выше уровень сигнала на входе усилителя. Однако с его увеличением возрастает инерционность фотоприемника, характеризуемая эквивалентной постоянной времени

$$\tau_{\text{эк}} = \sqrt{\tau_{\text{фр}} + (R_n C_{\text{вх}})^2 + \tau_{\text{у}}^2},$$

где $\tau_{\text{фр}}$ — постоянная времени фоторезистора,
 $C_{\text{вх}}$ — входная емкость усилителя,
 $\tau_{\text{у}}$ — постоянная времени усилителя.

Для приема модулированного оптического излучения (рис. 2, б) необходимо, чтобы постоянная времени $\tau_{\text{эк}}$ была много меньше периода модуляции оптической несущей.

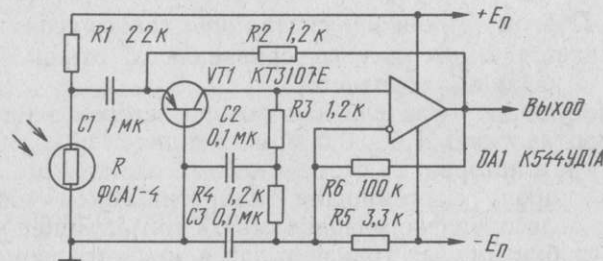


Рис. 3. Схема согласующего усилителя с низким входным сопротивлением

Фоторезисторы обладают высокой чувствительностью, однако основной недостаток, ограничивающий их область применения, — малое быстродействие, обусловленное относительно большим временем жизни носителей заряда в объеме фоторезистора. Сопротивление нагрузки фоторезисторов выбирают, в большинстве случаев, близким к его темновому сопротивлению.

Выбор принципиальной схемы согласующего каскада определяется параметрами используемого фоторезистора — темновым сопротивлением, уровнем собственного шума и чувствительностью.

Для низкоомных фоторезисторов с темновым сопротивлением 20...2000 Ом целесообразно использовать апериодические усилители с общей базой или общим эмиттером на маломощных транзисторах, работающих в микро-

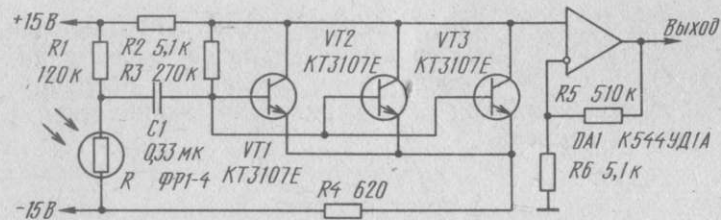


Рис. 4. Схема согласующего усилителя на составных транзисторах токовым ($I \leq 0,3 \text{ mA}$) режиме (рис. 3). В некоторых случаях используют параллельное включение нескольких транзисторов по схеме с общим эмиттером (рис. 4). В подобных каскадах среднеквадратическое значение тока сигнала в нагрузке увеличивается в N раз (N — число включенных параллельно транзисторов), а среднеквадратическое значение напряжения шумового тока лишь в \sqrt{N} раз. Поэтому отношение сигнал-шум такого усилителя увеличивается в \sqrt{N} раз по сравнению с отношением в каскаде на одном транзисторе.

Согласующие усилители для фоторезисторов с темновым сопротивлением $1,0 \dots 50,0 \text{ k}\Omega$ выполняются на биполярных транзисторах по схеме с общим эмиттером. Для фоторезисторов с темновым сопротивлением более $100 \text{ k}\Omega$ целесообразно разрабатывать согласующие усилители на биполярных транзисторах в микротоковом режиме [3] по схеме с общим эмиттером или на малощумящих полевых транзисторах (рис. 5).

При увеличении сопротивления нагрузки возрастает напряжение сигнала, что позволяет увеличить отношение сигнал-шум и тем самым чувствительность приемника. Однако «расплатой» за повышение чувствительности фотоприемника является увеличение его инерционности.

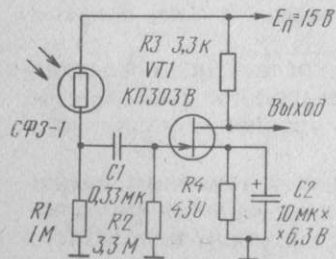


Рис. 5. Согласующий каскад на полевом транзисторе с р—п-переходом

В подобных случаях с целью расширения полосы пропускания фотоприемника применяют противозумовую коррекцию инерционности фотоприемника [4]. Ее сущность заключается в следующем. Фотоприемник на основе фотосопротивления можно представить в виде апериодического RC-звена с постоянной времени $\tau_{\text{фп}} = RC$ (рис. 6). Если в схему согласующего усилителя ввести дифференцирующее звено, постоянная времени которого $\tau = R_1 C_1$ равна постоянной времени фотоприемника, т. е. $\tau = \tau_{\text{фп}}$, то последовательное соединение фотодетектора с таким звеном эквивалентно новому апериодическому звену с постоянной времени $\tau^* = \tau_{\text{фп}}$, причем $\tau^* = (R_1 + R_2)/R_2$. По-

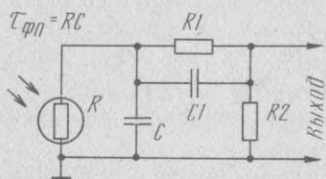
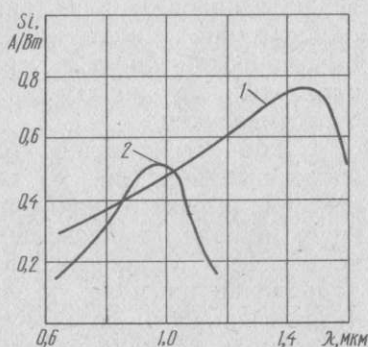


Рис. 6. Эквивалентная схема фотоприемника с коррекцией постоянной времени

Рис. 7. Спектральная характеристика германиевого (1) и кремниевых (2) фотодиодов



скольку $a > 1$, подобный фотоприемник становится менее инерционным.

В области низких частот основной вид шума фоторезистора — фликкер-шум, спектральная плотность которого обратно пропорциональна частоте. Верхняя граничная частота этого вида шума в зависимости от типа фоторезистора и качества его изготовления лежит в диапазоне от десятков герц до единиц килогерц. На более высоких частотах основными видами шумов являются тепловой и генерационно-рекомбинационный шум, спектральная плотность мощности которых не зависит от частоты. Поскольку тепловой шум пропорционален температуре, мощность может быть снижена охлаждением фоторезистора.

Современные фоторезисторы имеют малую стоимость, высокую технологическую совместимость с электролюми-несцентными излучателями. К недостаткам фоторезисто-

ров относятся значительная инерционность, температурная и временная нестабильность характеристик.

В широкополосных быстродействующих фотоприемных устройствах широко используют полупроводниковые фотодиоды. Типовые спектральные характеристики германиевых (кривая 1) и кремниевых (кривая 2) фотодиодов представлены на рис. 7. На их основе возможно создание фотоприемников самого различного назначения, работающих в диапазоне частот модуляции оптического сигнала — от постоянных потоков до импульсных сигналов с длительностью порядка единиц микросекунд и менее.

При проектировании фотоприемных устройств на основе фотодиодов нашли применение две основные схемы согласующих усилителей — усилитель с высоким входным сопротивлением и усилитель, охваченный глубокой отрицательной обратной связью и низким входным сопротивлением.

Схема согласующего усилителя с высоким входным сопротивлением (рис. 8) реализуется путем выбора достаточно высокого эквивалентного сопротивления нагрузки фотодиода, включающего входное сопротивление используемого усилителя. Благодаря этому повышается напряжение сигнала на входе усилителя и пороговая чувствительность фотоприемника. Однако вместе с этим постоянная времени входной цепи становится для большинства применений чрезмерно высокой, что сужает полосу пропускания фотоприемника $F_v = 1/2\pi \cdot R_{вх} C_{вх}$, где $C_{вх}$ — сумма емкостей фотодиода и входной емкости используемого усилителя.

С целью расширения полосы пропускания фотоприем-

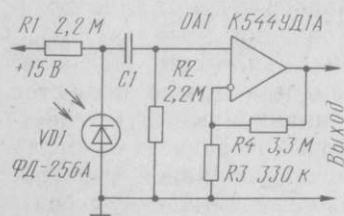


Рис. 8. Согласующий усилитель на основе усилителя с высоким входным сопротивлением

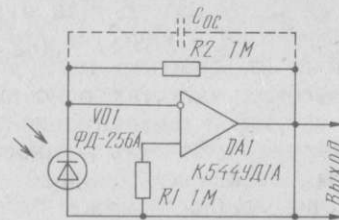


Рис. 9. Согласующий усилитель на базе операционного усилителя с глубокой отрицательной обратной связью

ного устройства каскадно с согласующим усилителем может быть включена корректирующая дифференцирующая RC-цепь, аналогичная по структуре и назначению рассмотренной выше (см. рис. 6). Для приема модулированных сигналов в схему вводится разделительный конденсатор, образующий фильтр верхних частот. Большим преимуществом рассмотренной схемы согласующего усилителя является его высокая чувствительность. Однако при высоких уровнях принимаемого сигнала усилитель перегружается, что обусловлено малым динамическим диапазоном подобных согласующих каскадов.

Для минимизации шума фотоприемного устройства и повышения тем самым его чувствительности сопротивление нагрузки следует увеличивать. С другой стороны, это приводит к сужению полосы пропускания фотоприемника и снижению его динамического диапазона. Указанное противоречие преодолевается путем использования в качестве согласующего каскада маломощного операционного усилителя, охваченного глубокой отрицательной обратной связью.

Согласующий усилитель, схема которого представлена на рис. 9, способен работать в широком динамическом диапазоне засветок, обладает высокой обнаружительной способностью. Современные операционные усилители обладают высоким коэффициентом усиления (80 дБ и более), поэтому рассматриваемый каскад можно представить как усилитель тока фотодиода. Выходное напряжение каскада $U_{\text{вых}} = -R_2 i_{\text{фд}}$. Благодаря возможности выбора достаточно высокого сопротивления R_2 резистора в цепи обратной связи операционного усилителя фотоприемники, содержащие подобные согласующие усилители, имеют чувствительность, близкую к чувствительности фотоприемника, представленного на рис. 8.

Однако согласующий усилитель с отрицательной обратной связью обладает значительно большей полосой пропускания, так как его верхняя граничная частота амплитудно-частотной характеристики F_v определяется сопротивлением $R_{o.c} = R_2$ в цепи обратной связи и емкостью $C_{o.c}$ цепи обратной связи (см. рис. 9). Эта емкость много меньше, чем емкость, приведенная ко входу усилителя, поэтому $F_v = 1/2\pi \cdot R_{o.c} \cdot C_{o.c}$.

Для приема модулированного оптического излучения и подавления постоянной составляющей излучения в схе-

мы усилителей по рис. 8, 9 необходимо ввести разделительные конденсаторы. Благодаря малому входному сопротивлению усилителя с отрицательной обратной связью, не превышающему обычно нескольких десятков Ом, рассматриваемый согласующий усилитель обладает не только малой инерционностью, но и высокой линейностью световой характеристики.

В фотовольтаическом режиме ($E_d = 0$) фотодиод обладает значительной собственной емкостью и сравнительно малым уровнем шума, обусловленным тепловым сопротивлением р—п-перехода.

В фотодиодном режиме ($E_d > 0$) при обратном смещении фотодиода его собственная емкость снижается, одновременно увеличиваются за счет дробового шума собственные шумы фотодиода. Избыточные низкочастотные шумы имеют существенное значение на сравнительно низких частотах, поэтому их необходимо учитывать преимущественно в низкочастотных фотодиодах.

Для достижения высокой чувствительности фотоприемника следует применять фотодиоды с высокой интегральной чувствительностью, малыми темновыми токами и высоким внутренним сопротивлением несмещенного р—п-перехода. Темновое сопротивление фотодиода, как правило, намного выше, чем у фотосопротивления. Соответственно выше и отношение его темнового сопротивления к сопротивлению при освещении фоточувствительной площадки.

Фотодиодный режим имеет по отношению к фотовольтаическому ряд дополнительных преимуществ: лучшую стабильность характеристик, более высокий динамический диапазон линейности, повышенную чувствительность в длинноволновой области. Недостаток этого режима обусловлен темновым током, протекающим через фотодиод в отсутствие излучения. Вследствие этого на сопротивлении нагрузки создается напряжение сдвига, имеющее экспоненциальную зависимость от температуры. При использовании кремниевых фотодиодов в фотовольтаическом режиме температурный коэффициент интегральной токовой чувствительности составляет около $0,05\%/^{\circ}\text{C}$. Последнее заставляет в некоторых случаях применять специальные меры по компенсации температурного дрейфа.

Список литературы

1. Анисимова И. Д., Викулин И. М. и др. Полупроводниковые фотоприемники.— М.: Радио и связь. 1984.— 216 с.
2. Аксененко М. Д., Бараночников М. Л. Приемники оптического излучения.— М.: Радио и связь. 1987.— 295 с.
3. Придорогин В. М. Шумовые характеристики транзисторов на низких частотах.— М.: Энергия. 1976.— 150 с.
4. Нарышкин А. К. Противозумовая коррекция в транзисторных усилителях.— М.: Связь. 1974.— 144 с.
5. Аксененко М. Д., Бараночников М. Л., Смолин О. В. Микроэлектронные фотоприемные устройства.— М.: Энергоиздат. 1984.— 207 с.

ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО

А. Ануфриев

В соответствии с инструкцией по эксплуатации автомобильных аккумуляторов их необходимо заряжать стабилизированным током. Кроме того, для устранения сульфатации периодически рекомендуется производить контрольный цикл «заряд — разряд — заряд».

Заряд аккумуляторов от источников постоянного напряжения, как известно, не может обеспечить постоянство зарядного тока, а уменьшение напряжения аккумулятора не позволяет произвести его контрольный разряд постоянным током при неизменном сопротивлении нагрузки. Для стабилизации зарядного и разрядного токов вводят регулируемые балластные резисторы. Однако такие способы несовершенны, так как требуют ручной регулировки и постоянного контроля токового режима аккумулятора.

Предлагаемое зарядно-разрядное устройство позволяет автоматически поддерживать постоянство зарядно-разрядного тока автомобильных, а также мотоциклетных аккумуляторов. Пределы регулировки зарядно-разрядного тока 2,5...10 А для автомобильных аккумуляторов и 0,6...3 А для мотоциклетных (при увеличении номиналов резисторов R15—R18 до 10 Ом).

Устройство может работать в режимах как ручного, так и автоматического заряда. В автоматическом режиме при достижении на аккумуляторе напряжения, соответствующего полностью заряженной батарее, устройство отключается от сети и переходит в дежурный режим. Известно, что необходимость частого пользования стартером для пуска двигателя и езда при пониженных оборотах не позволяют в условиях города восполнить потери энергии в аккумуляторе от генератора. Дежурный режим позволяет поддерживать аккумуляторную батарею в заряженном состоянии во время стоянки автомобиля в гараже, а также при длительном хранении аккумулятора.

Контрольный разряд аккумулятора в профилактических целях осуществляется в режиме ручного заряда. При этом по встроенному прибору контролируется напряжение на аккумуляторной батарее. При достижении напряжения 10,5 В разряд прекращают и вновь заряжают аккумулятор.

Зарядно-разрядное устройство, принципиальная схема которого приведена на рис. 1, состоит из основного выпрямителя на диодах VD2—VD5, цепочки эмиттерных повторителей на транзисторах VT2—VT8, охваченных усиленной отрицательной обратной связью (ООС) по току нагрузки, стрелочного измерителя PA1 с шунтом R13 и узла включения и отключения зарядного устройства на транзисторах VT9—VT11.

В положении тумблера SA1 «Ручн.» включается режим ручного заряда аккумулятора. При этом срабатывает реле K1, которое контактами K1.1 включает последовательно с аккумулятором цепочку эмиттерных повторителей, выполняющих роль балластного резистора, а контактами K1.2 отключает цепь разряда. Цепь заряда: обкладки конденсаторов с положительным потенциалом фильтра C1, C2, резисторы R15—R18, транзисторы VT5—VT8, контакты 1—2 SA3, шунт R13, нормально разомкнутые контакты K1.1 реле K1, контакты 3—4 SA3, предохранитель FU2, аккумулятор, обкладки конденсаторов с отрицательным зарядом фильтра C1, C2. С резистора R15 напряжение ООС подается на базу транзистора VT2 через усилитель, выполненный на транзисторе VT1. Переменный резистор R3 в цепи ООС служит для установки необходимого зарядного тока. Усилитель ООС пи-

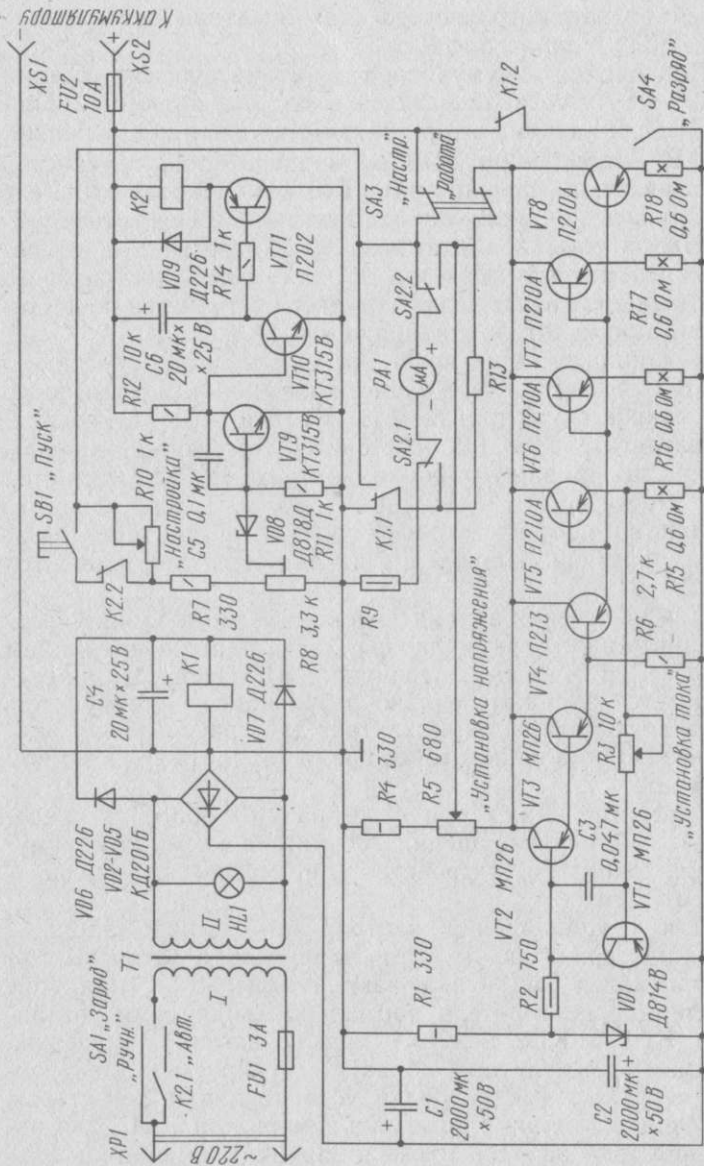


Рис. 1. Схема зарядно-разрядного устройства

тается от параметрического стабилизатора на стабилитроне VD1 и резисторе R1.

Для заряда аккумулятора в автоматическом режиме тумблер SA1 устанавливается в положение «Авт.». При этом, если аккумулятор разряжен ниже напряжения 12,8 В, стабилитрон VD8 не проводит ток, транзистор VT1 заперт, а транзисторы VT10 и VT11 отперты. Реле K2, срабатывая, включает контактами K2.1 зарядное устройство в сеть, а контактами K2.2 перестает шунтировать переменный резистор R10, с помощью которого настраивается отключение зарядного устройства по достижении аккумулятором напряжения 14,5...15 В.

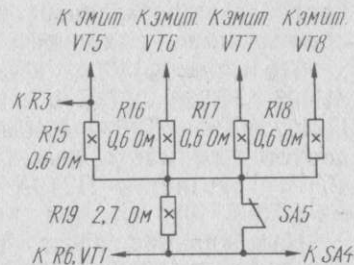
Как только напряжение на аккумуляторе достигнет 14,5 В стабилитрон VD8 начнет проводить ток, транзистор VT9 откроется, а транзисторы VT10 и VT11 закроются. В результате реле K2 обесточится, выключит зарядное устройство и, зашунтировав контактами K2.2 резистор R10, переведет его в дежурный режим. Теперь зарядное устройство включится только после того, как в результате саморазряда напряжение на аккумуляторе понизится до 12,8 В.

Для включения автоматического режима заряда среднеразряженного аккумулятора, когда напряжение на нем больше 12,8 В, нажимают кнопку SB1 «Пуск». Если предполагается заряжать сильно разряженный аккумулятор, когда его напряжения не хватает для срабатывания реле K2, необходимо на некоторое время зарядить его в ручном режиме.

В режиме «Авт.» при перегорании любого из предохранителей или нарушении контакта в клеммах аккумулятора зарядное устройство автоматически отключается от сети.

Для осуществления контрольного цикла «заряд — разряд — заряд» аккумулятор заряжают, а затем выключают тумблер SA1 и включают тумблер SA4. При этом эмиттерные повторители нормально замкнутыми контактами K1.1 и K1.2 реле K1 подключаются параллельно клеммам аккумулятора, образуя регулируемую электронную нагрузку. Ток разрядки устанавливают резистором R3 и контролируют с помощью измерителя PA1. Для измерения тока разрядки (как и зарядки) измеритель PA1 подключают параллельно шунту R13 тумблером SA2. Разрядка аккумулятора осуществляется по следующей

Рис. 2. Введение резистора R19 для использования устройства с мотоциклетными аккумуляторами



цепи: «+» аккумулятора, предохранитель FU2, контакты K1.2 реле K1, тумблер SA4, резисторы R15—R18, транзисторы VT5—VT8, контакты 1—2 тумблера SA3, шунт R13, нормально замкнутые контакты K1.1 реле K1, «—» аккумулятора.

Если предполагается использовать зарядно-разрядное устройство и для автомобильных, и для мотоциклетных аккумуляторов, то для упрощения переключения с одного вида аккумулятора на другой лучше не изменять номиналы резисторов R15—R18, как это указывалось в начале статьи, а включать в цепь эмиттеров мощных транзисторов VT5—VT8 дополнительный резистор R19 (рис. 2). При включении тумблера SA5 его контакты прекращают шунтировать резистор R19, и устройство можно использовать для работы с мотоциклетными аккумуляторами.

Мощные транзисторы VT5—VT8 устанавливают на радиаторах с площадью рассеяния 400 см² или на одном общем радиаторе с площадью рассеяния не менее 1600 см², а транзистор VT4 — на радиаторе с площадью рассеяния около 30 см². Все переменные резисторы желательно применить проволочные, типа А. В качестве реле K1 можно использовать любое реле с напряжением срабатывания 12...15 В и сопротивлением обмотки не менее 200 Ом. Его контакты должны быть рассчитаны на коммутацию постоянного тока 10 А. Например, реле типа РВМ или ТКЕ. В качестве K2 можно использовать такое же реле, но отрегулированное на напряжение срабатывания около 10 В. Из малогабаритных реле подойдут РЭС-22 (паспорт РФ4.500.129) и РЭС-32 (паспорт РФ4.500.341). Три группы замыкающих контактов таких реле используют в качестве контактов K2.1.

Сетевой трансформатор Т1 должен быть рассчитан

на габаритную мощность около 300 Вт. Его вторичная обмотка имеет выходное напряжение 20...21 В.

Транзисторы VT1—VT3 могут быть любыми из серий МП25, МП26; VT4, VT11 — любыми из серий П213—П217, VT9, VT10 — любые кремниевые маломощные с допустимым напряжением эмиттер-коллектор не менее 40 В. Транзисторы П210А можно заменить транзисторами ГТ806.

Налаживание зарядно-разрядного устройства начинают с режима разрядки. Вместо аккумулятора при этом можно использовать мощный лабораторный блок питания. Контролируя ток разрядки и напряжение на клеммах XS1, XS2 внешними приборами, проверяют пределы регулировки тока и подбирают шунт R13 для измерителя тока и балластный резистор R9 для измерителя напряжения такими, чтобы показания внутреннего измерителя PA1 не отличались от показаний внешних приборов. Шкалу измерителя тока рассчитывают на предел 10 А, а измерителя напряжения на 20...30 В. Шунт R13 подбирают из четырех параллельно соединенных отрезков манганинового или константанового провода диаметром 1 мм. Всякий раз изменяя длину шунта при подгонке показаний измерителя тока, необходимо отключать измерительную головку PA1 или переключать тумблер SA2 в верхнее по схеме положение (измерение напряжения).

Затем настраивают нижний порог срабатывания узла на транзисторах VT9—VT11. Подключив к клеммам XS1 и XS2 аккумулятор и переключив тумблер SA3 в положение «Настр.», подают на делитель R7, R8 напряжение 12,8 В от лабораторного блока питания. Можно использовать для этой цели аккумулятор, подключив к нему крайние выводы переменного резистора сопротивлением 300 Ом, а движок соединив с верхним выводом R7. Установив на движке переменного резистора относительно клеммы XS1 напряжение 12,8 В, перемещают движок резистора R8 от нижнего по схеме положения к верхнему до момента отпускания реле K2. Операцию повторяют 2—3 раза, чтобы порог срабатывания реле K2 был в пределах $12,8 \pm 0,1$ В, и отключают переменный резистор 300 Ом от аккумулятора и делителя R7, R8.

Далее проверяют работу устройства в режиме ручного заряда. Если ошибок в монтаже нет и в режиме раз-

ряда устройство функционировало нормально, то оно должно заработать сразу. Проверку осуществляют непосредственно на аккумуляторе. При необходимости изменяют пределы регулировки тока заряда подбором резисторов R15—R18. При увеличении сопротивлений этих резисторов пределы регулировки тока смещаются в меньшую сторону.

Верхний порог срабатывания узла на транзисторах VT9—VT11 необходимо настраивать перед каждой постановкой аккумулятора на заряд, так как из-за неблагоприятных условий в гараже подвижный контакт резистора R10 может окислиться и зарядное устройство может не выключаться по достижении напряжения на аккумуляторе 14,5...15 В. Для этого движок резистора R10 устанавливают в правое по схеме положение, а движок резистора R5 — в верхнее. Тумблер SA1 переводят в положение «Авт.», а тумблер SA3 — из положения «Работа» в положение «Настр.». При этом сработает реле K2, включатся зарядное устройство и реле K1, которое нормально разомкнутыми контактами K1.1 на вход узла автоматического выключения через шунт R13 подаст напряжение с движка резистора R5.

Далее, вращая движок резистора R5, по прибору PA1 устанавливают напряжение на входе узла автоматического выключения 14,5...15 В. Медленно вращая движок резистора R10 в обратную сторону, добиваются выключения устройства. После этого прекращают вращать движок R10 и сразу же переводят тумблер SA3 в «Работу».

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

ТАСТАТУРНЫЙ ТЕЛЕФОННЫЙ НОМЕРОНАБИРАТЕЛЬ

Ю. Котляров

Предлагаемый тастатурный номеронабиратель (ТТНН) предназначен для установки в телефонные аппараты (ТА) без номеронабирателя или замены имеющегося в ТА механического номеронабирателя на более удобный в эксплуатации ТТНН.

Промышленные ТА с ТТНН имеют значительную стоимость, в них применяются дефицитные микросхемы, требующие для своей нормальной работы специального источника питания (батарейного или сетевого). Предлагаемый ТТНН собран на доступных микросхемах серии К176 и не требует для своей работы специального источника питания при подключении к линии АТС с рабочим напряжением 5...60 В, т. е. практически — к любым АТС. При этом ТТНН можно подключать к линии АТС без учета полярности.

Основные технические характеристики ТТНН

Потребляемая мощность в режиме отправки импульсов, мВт, не более 3
Частота следования импульсов в отсылке, Гц 10
Длительность паузы между отсылками импульсов, с 1

Принципиальная схема ТТНН приведена на рис. 1. Устройство содержит управляемый мультивибратор (DD3.1, DD3.4), счетчик (DD2), узел совпадения (VD1—VD4), узел блокировки (DD1, DD3.3), наборный ключ (VT1, VT2), разговорный ключ (VT3, VT4) и двоично-десятичный шифратор (рис. 2).

Число импульсов в отсылке определяется введенным в счетчик числом, дополняющим его до 15, т. е. до $2^4 - 1$, так как последний импульс отсылки нейтрализуется при подключении разговорного ключа по началу этого последнего импульса.

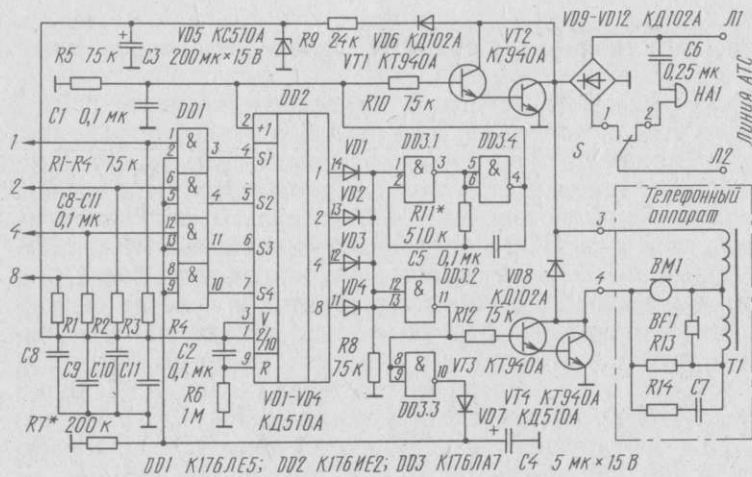


Рис. 1. Схема номеронабирателя

При включении питания счетчик DD2 через конденсатор C2 устанавливается в нулевое состояние, т.е. на входе элемента DD3.1 присутствует уровень логического 0, запрещающий работу мультивибратора, а на блокирующих входах микросхемы DD1 — уровень логического 0, разрешающий параллельную запись сигналов двоичного кода в счетчик DD2. При нажатии одной из кнопок SB1—SB10 счетчик устанавливается в соответствующее состояние. При этом на выходе узла совпадения (VD1—VD4) появляется высокий логический уровень, разрешающий работу мультивибратора. Через инверторы

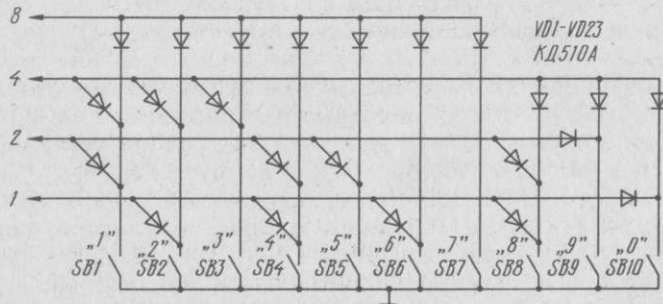


Рис. 2. Схема шифратора

D3.2, D3.3 и диод VD7 конденсатор C4 заряжается до уровня логической 1, при этом блокируется запись сигналов через микросхему DD1.

Уровень логического 0 на выходе элемента DD3.2 через транзисторы VT3, VT4 отключает телефонную трубку от линии АТС на время посылки импульсов. Мульти-вibrator генерирует импульсы с частотой повторения, определяемой цепью R11, C5. Импульсы поступают на вход счетчика DD2 и вход наборного ключа VT1, VT2, который обеспечивает набор номера абонента. После того как все выходы счетчика установятся в нулевое состояние, разговорный ключ замкнется, подключив телефонную трубку к линии АТС, мультивibrator выключается, а конденсатор C4 разряжается через резистор R7. Через некоторое время, определяемое цепью R7, C4, напряжение на блокирующих входах микросхемы DD1 понижается до уровня логического 0 и становится возможным осуществить следующую запись двоичного кода в счетчик, т. е. обеспечивается пауза между сериями импульсов, даже если нажата постоянно одна из кнопок шифратора.

Конденсатор C3 обеспечивает подпитку микросхем в паузах, при замыкании линии АТС наборным ключом VT1, VT2. Диод VD6 служит для развязки питания микросхем и транзисторных ключей. Цепь VD5, R9 служит для ограничения напряжения питания микросхем при подключении к линии АТС с рабочим напряжением более 12 В. Диодный мост VD9—VD12 позволяет подключать устройство к линии АТС без контроля ее полярности.

Печатные платы устройства выполняются на двухстороннем фольгированном стеклотекстолите. Плата номеронабирателя (рис. 3) устанавливается в ТА вместо звонковой цепи. В качестве сигнализатора вызова используется реле РЭС-10 с сопротивлением обмотки 1...4 кОм и снятым кожухом. Плата диодного шифратора устанавливается в любом свободном месте корпуса ТА.

Кнопки SB1—SB10 с символами от «0» до «9» можно использовать от неисправного микрокалькулятора, переключатель S1 — из комплекта ТА.

При проверке электронных ключей параллельно конденсатору C5 (см. рис. 1) временно подключают конденсатор емкостью около 0,5...1,0 мкФ, вместо линии

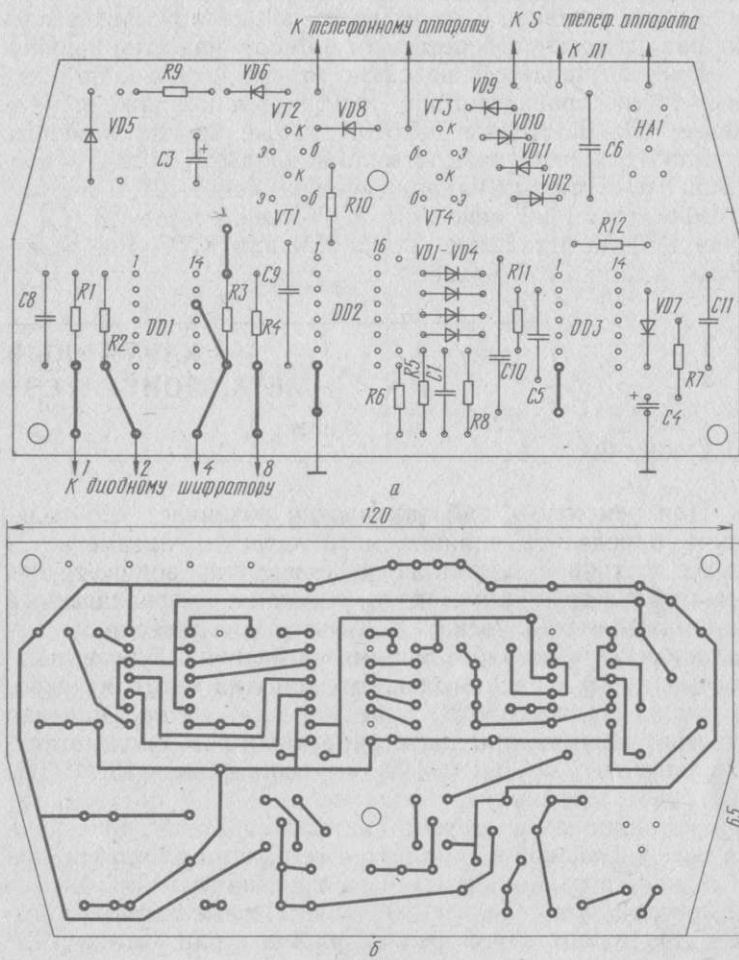


Рис. 3. Печатная плата: а — вид со стороны деталей; б — вид со стороны печати

АТС — источник питания на 24 В последовательно с лампой накаливания на 24 В и ток до 0,1 А, вторую такую же лампу подключают параллельно диоду VD8 (см. рис. 1). В исходном состоянии обе лампы горят вполнакала. При нажатии кнопки шифратора вторая лампа должна

погаснуть, а первая — вспыхивать полной яркостью столько раз, сколько соответствует номеру нажатой кнопки.

Вместо указанных на схеме можно использовать любые другие транзисторы с допустимым напряжением не менее 120 В. Диоды КД510А также можно заменить практически любыми другими, а диоды КД102А — диодами с допустимым напряжением не менее 120 В и допустимым током не менее 0,1 А. Конденсаторы С3, С4 — типа К50-16, остальные — типа КМ или КЛС. Все резисторы — типа ОМЛТ-0,25.

КАРМАННЫЙ МЕТАЛЛОИСКАТЕЛЬ

А. Сучинский

При ремонтных работах иногда возникает необходимость определить наличие металлических предметов, а также их точное расположение (электропроводка, трубы, арматура и др.). Для этого и предназначен предлагаемый карманный металлоискатель. У него по сравнению с металлоискателями, работающими на биениях, чувствительность выше и зависит только от площади металлического предмета (для любого типа металла). Максимальная чувствительность, при длине ферритового стержня магнитной антенны WA1 $L=100$ мм, составляет 13...15 см (батарея отопления).

Принципиальная схема металлоискателя приведена на рис. 1. Основой его является генератор с индуктивной обратной связью, собранный на транзисторе VT1. Частота генерации составляет 100 кГц. Переменным резистором R4 задают такой режим работы транзистору VT1, чтобы генерация только возникала. При подносе любого металлического предмета к магнитной антенне WA1 условия самовозбуждения генератора изменяются и его колебания срываются. На это реагирует пороговое устройство, собранное на микросхеме DD1, которое включает световую или звуковую сигнализацию, в зависимости от положения переключателя SA1.

На элементе DD1.1 микросхемы собран усилитель ($K_y \approx 20$) с большим входным сопротивлением, необходимым для уменьшения влияния последующих каскадов на

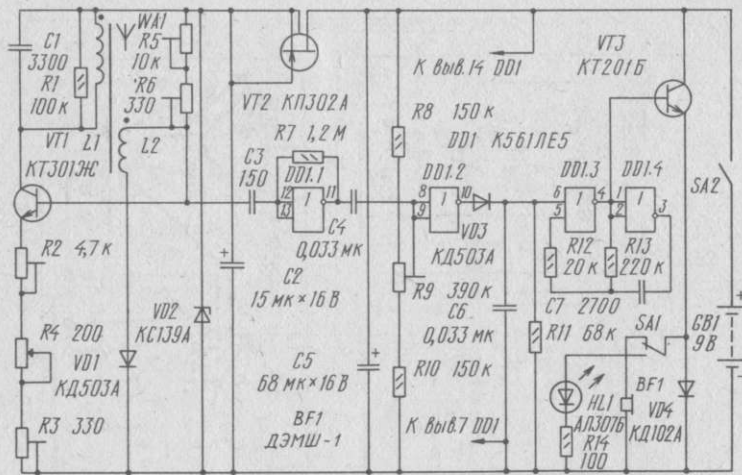


Рис. 1. Схема металлоискателя

режим работы генератора. На элементе DD1.2 собран усилитель-ограничитель в компараторном режиме. Порог переключения компаратора изменяют подстроечным резистором R9. Напряжение с выхода компаратора подается на интегрирующую цепь C6R11. Диод VD3 предотвращает разряд конденсатора C6 через малое выходное сопротивление элемента DD1.2. На элементах DD1.3 и DD1.4 собран генератор звуковой частоты с $f_r \approx 1,2$ кГц. Транзистор VT3 предназначен для развязки генератора от нагрузки. Полевой транзистор VT2 поддерживает постоянный ток через цепь VT2 + VD2. В результате при изменении режима работы генератора на транзисторе VT1 и напряжения батареи GB1 напряжение на стабилитроне VD2 изменяется незначительно. Поэтому заданный порог самовозбуждения генератора на транзисторе VT1 переменным резистором R4 при приближении и удалении металлического предмета от антенны WA1 изменяется незначительно.

Печатная плата металлоискателя из одностороннего фольгированного стеклотекстолита приведена на рис. 2.

Налаживание металлоискателя проводят в следующем порядке. Вместо батареи GB1 включают регулируемый источник тока и устанавливают напряжение на его

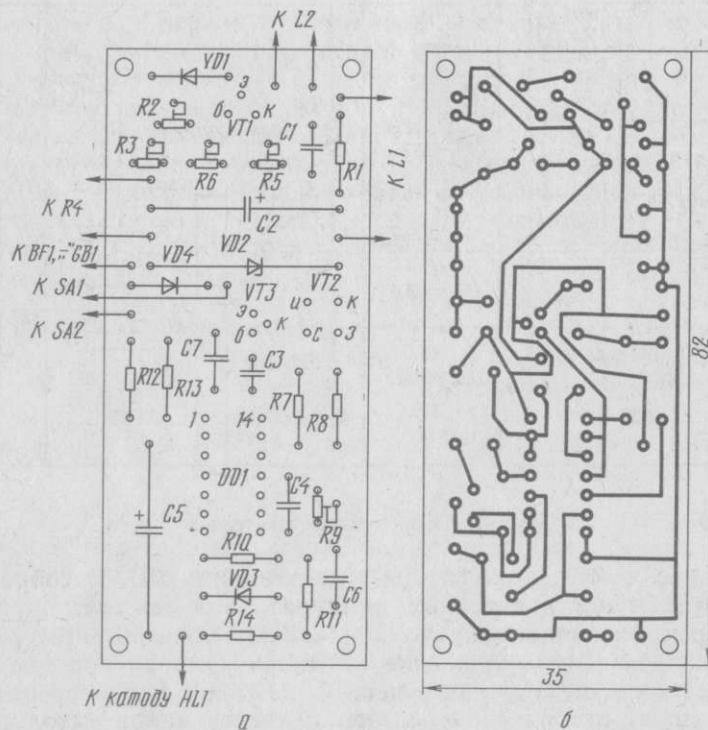


Рис. 2. Печатная плата: а — вид со стороны деталей; б — вид со стороны печати

выходе $8,4 \pm 0,1$ В. Подключают осциллограф к выводу 10 микросхемы DD1. Переводят переключатель SA2 в положение 2 (Вкл.). После этого необходимо проконтролировать плавное изменение напряжения на выходе микросхемы при плавном вращении оси подстроечного резистора R9, устанавливая ось подстроечного резистора R9 в такое положение, при котором осциллограф покажет наличие напряжения на выходе микросхемы не более 2 В. Далее отключают осциллограф от вывода 10 и подключают его к выводу 4 микросхемы DD1. Для контроля работы телефона BF1 и генератора следует проверить, равна ли частота импульсов на выходе генератора примерно $1 \frac{1}{2}$ кГц. При необходимости частоту генератора можно изменить, подбирая сопротивление резистора R13

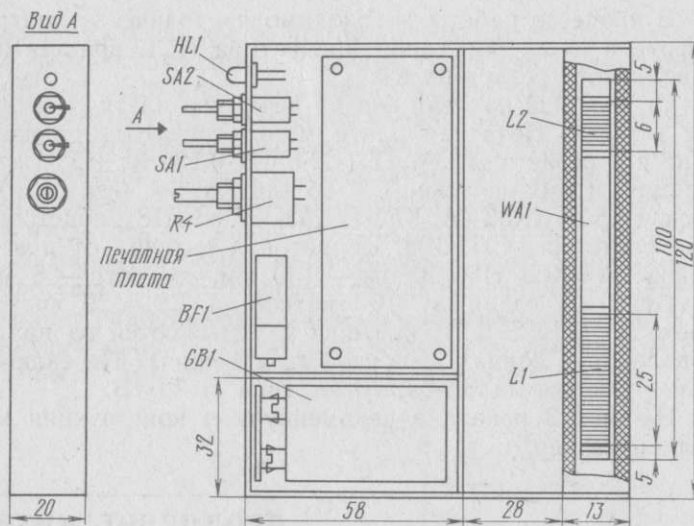


Рис. 3. Эскиз конструкции

Вращением оси подстроечного резистора R9 до такого положения, при котором генерация только бы возникала. Подключают осциллограф к выводу 11 микросхемы DD1. Устанавливают ось переменного резистора R4 в среднее положение, а оси подстроечных резисторов R5 и R6 в положение, соответствующее их максимальному сопротивлению, а резисторов R2 и R3 — в положение, соответствующее минимальному сопротивлению. Добиваются возникновения генерации с частотой 100 кГц вращением осей подстроечных резисторов R2 и R3, R5 и R6. Подносят медленно металлический предмет к антенне WA1, контролируя уменьшение амплитуды напряжения и прекращения генерации на выходе 11 микросхемы DD1. Добиваются максимального уменьшения амплитуды напряжения, поднося металлический предмет на фиксированное расстояние от антенны, вращая оси тех же подстроечных резисторов. Отключают осциллограф, подключают батарею «Крона» вместо источника тока. Переводят переключатель SA1 в положение 2. Медленно вращая ось переменного резистора R4, добиваются погасания индикатора HL1. Повторяют ту же операцию, уточняя порог погасания индикатора HL1. Металлоискатель готов к работе.

В процессе работы необходимо периодически контролировать порог погасания индикатора HL1, вращая ось переменного резистора R4.

На рис. 2, а показан вид на печатную плату со стороны деталей. Печатная плата металлоискателя разработана под резисторы ОМЛТ (С2-33Н)-0,125 Вт \pm 5%, конденсаторы керамические КМ-56 или КМ-66, электролитические К53-4 (К53-4А, К53-1, К53-1А, К53-18), подстроечные резисторы СПЗ-19а, ферритовая антенна от приемников ($\mu=400$ НН, длина — 100 мм, диаметр — 8 мм, катушка L1 содержит 100 витков, а L2 — 20 витков, провода ПЭВТЛ-0,21; катушки наматываются на противоположных концах ферритового стержня). Переключатели — любые малогабаритные, типа П1Т1-1В.

На рис. 3 показана рекомендуемая конструкция металлоискателя.

ПРОДЛЕНИЕ ЖИЗНИ ЛЮМИНЕСЦЕНТНОЙ ЛАМПЫ

А. Сучинский

С каждым годом все шире распространяются люминесцентные лампы, как более экономичные и долговечные по сравнению с лампами накаливания той же мощности. Поэтому все чаще можно видеть выброшенные сгоревшие люминесцентные лампы. Однако многие из этих сгоревших ламп можно снова использовать в бытовых условиях, если применить электронную схему для их зажигания. Эта проблема становится актуальной, если учесть и дефицит с обычными лампами накаливания.

Впервые схема для зажигания люминесцентных ламп со сгоревшими нитями накала была опубликована инж. Харизоменовым в журнале «Техника — молодежи» [1]. А далее со ссылкой на автора или без нее эта схема была опубликована в ряде изданий [2, 3]. Наиболее интересное схемное решение следует отметить у А. Халатяна [4]. А. Халатян сделал акцент на уменьшение уровня пульсации светового потока люминесцентных ламп. Для чего предложил последовательно люминесцентной

лампе, включенной в диагональ выпрямительного моста по постоянному току, включить один или два дросселя, которые сглаживают пульсации в цепи постоянного тока, что приводит к уменьшению уровня пульсации светового потока люминесцентных ламп до уровня пульсации лампы накаливания. Автору удалось не только еще более упростить схему для зажигания ламп дневного света [4], но и сделать ее гибкой, способной работать с любым типом балласта: емкостным (конденсатор), индуктивным (дроссель) или активным (лампа накаливания). Это позволяет радиолюбителю с минимальными усилиями и затратами собрать схему для зажигания люминесцентной лампы из тех деталей, которые он сможет достать.

Схема зажигания люминесцентной лампы

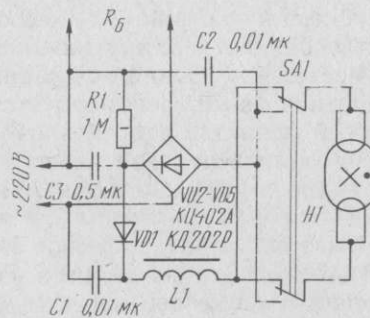


Схема приведена на рисунке и представляет собой импульсный учетверитель напряжения, что позволило максимально ее упростить и снизить требования к конденсаторам по емкости и номинальному напряжению, а также вместо четырех отдельных диодов использовать один блок выпрямительного диодного моста. Работает схема следующим образом. В первый полупериод напряжения сети заряжается конденсатор C3 через диод VD3 до амплитудного напряжения сети. Во второй полупериод напряжения сети конденсатор C2 заряжается до амплитудного напряжения сети, а конденсатор C1 до примерно удвоенного амплитудного напряжения сети. В третий полупериод напряжение сети складывается с напряжением на конденсаторах C1 и C2 и прикладывается к люминесцентной лампе. То есть в течение трех полупериодов изменения напряжения сети к люминесцентной лампе прикладывается плавно нарастающее напряжение от 0 до примерно

1000 В. В какой-то момент лампа начнет светиться, а далее в действие включатся развязывающие диоды VD2 и VD4, включив последовательно с нею по переменному току балластное сопротивление R_B . Виды балласта R_B приведены в таблице и выбираются радиолюбителем индивидуально в зависимости от решаемой задачи. Если необходимо с минимальными затратами переделать имеющуюся арматуру люминесцентной лампы заводского изготовления, целесообразно использовать в качестве балласта дроссель, который и использовался в схеме. Если необходимо избавиться от гудения дросселя, целесообразно использовать емкостной балласт. Если люминесцентная лампа будет использоваться для подсветки аквариума или комнатных растений, то для приближения ее спектра к солнечному целесообразно использовать в качестве балласта лампу накаливания. В любом случае для уменьшения уровня пульсаций светового потока люминесцентной лампы рекомендуется включать последовательно с ней один-два дросселя L1 [5]. Однако следует учесть, что люминесцентная лампа рассчитана на работу от источника переменного тока. Поэтому через некоторое время при работе лампы от источника постоянного тока может наблюдаться резкое снижение ее светового потока. В этом случае необходимо изменить полярность ее включения в схеме переключателем SA1. Рекомендуется примерно раз в месяц изменять полярность включения люминесцентной лампы переключателем SA1. Это продлит срок ее активной работы.

Вид балласта R_B	Мощность люминесцентной лампы N_1 , Вт				
	20	30	40	80	100
Емкостной	Конденсатор емкостью (мк) $\times 400$ В				
	4	6	8—10	16—20	20
Индуктивный	Используется дроссель от люминесцентной лампы соответствующей мощности				
Активный	Используется лампа накаливания на 125...135 В мощностью, примерно равной мощности люминесцентной лампы				

Конденсатор С3 можно использовать любой типа МБМ, МБГО, МБГ4-1(-2) с номинальной емкостью только 0,5 мкФ (оптимальное значение) и номинальным напряжением не менее 400 В.

Конденсаторы С1 и С2 можно использовать любые типа КСО-5, КСОТ-5, СГМ, К73-16, К73-9, К78-2, ФТ-1, ФТ-3, К75-12, К40У-9, МБМ с номинальным напряжением не менее 500 В и номинальной емкостью любой от 4700 пФ до 0,01 мкФ. Резистор R1 любого типа с номинальным сопротивлением от 100 кОм до 10 МОм и номинальной мощностью не менее 1 Вт (от нее зависит максимальное рабочее напряжение резистора). В качестве диодов VD2—VD5 целесообразно использовать диодные мосты типа КЦ402А, КЦ402Ж, КЦ405А, КЦ405Ж (с импульсным обратным напряжением 600 В), КЦ402Б, КЦ402И, КЦ405Б, КЦ405И (с импульсным обратным напряжением 500 В). Можно использовать два электрически не связанных диодных моста типа КЦ403А, КЦ403Ж, КЦ404А, КЦ404Ж (с импульсным обратным напряжением 600 В), КЦ403Б, КЦ403И, КЦ404Б, КЦ404И (с импульсным обратным напряжением 500 В), причем в этом случае в качестве диода VD1 использовать любой диод из свободного второго диодного моста. В отсутствие диодных мостов их можно заменить диодами. Требования к диодам два — желательно использовать диоды с импульсным обратным напряжением 600 В (допустимо с $U_{обр.имп} = 500$ В и лишь в крайнем случае с $U_{обр.имп} = 400$ В, так как это отражается на надежности схемы в работе) и средним прямым током не менее 300 мА для люминесцентных ламп мощностью до 40 Вт, и средним прямым током не менее 700 мА для люминесцентных ламп мощностью до 100 Вт. Для ламп мощностью до 40 Вт подойдут следующие диоды (с $U_{обр.имп} = 500 \dots 600$ В) — КД205А, КД205Е, КД209А, КД209Б, в крайнем случае можно использовать диоды с $U_{обр.имп} = 400$ В — Д226Б, Д229Б, Д237Б, КД204, КД205Б, КД209В. Для ламп мощностью до 100 Вт можно использовать диоды с $U_{обр.имп} = 500 \dots 600$ В: Д233, Д233Б, Д234Б, Д247, Д247Б, Д248Б, КД202Р, КД202М, КД203 (А—Д), КД206А, КД206Б, в крайнем случае можно использовать диоды с $U_{обр.имп} = 400$ В: Д232, Д232А, Д232Б, Д245, Д245А, Д245Б, КД202К, КД206В.

Переключатель SA1 двоянный любого типа, например ТЗ.

Устройство, собранное из исправных деталей, начинает работать сразу и в налаживании не нуждается. При первом включении схемы необходимо лишь убедиться, не подключая люминесцентную лампу, что конденсаторы С2 и С3 зарядились до напряжения примерно 300 В, а конденсатор С1 — примерно до 600 В. Монтажная плата не разрабатывалась. Конденсатор С3, диодный мост и тумблер крепились непосредственно к арматуре лампы, а остальные детали устанавливались навесным монтажом. В качестве дросселя L1 используется дроссель от люминесцентной лампы соответствующей мощности.

Список литературы

1. Харизоменов. Люминесцентной лампе — вторую жизнь //Техника — молодежи, 1973, № 11. С 28.
2. Бурмасов В. Вечная лампа //Моделист конструктор, № 11, 1978.
3. Бастанов В. Г. Люминесцентная лампа с перегоревшими нитями становится вечной. 300 практических советов. Московский рабочий, 1989, с. 181—182.
4. Халатян А. Питание ламп дневного света //В помощь радиолюбителю, вып. 67, 1979, с. 33—38.

ИНДИКАТОРЫ РАДИОАКТИВНОГО ЗАГРЯЗНЕНИЯ

С. Гудов

Индивидуальные средства индикации радиоактивного загрязнения окружающих предметов в современных условиях необходимы практически каждому человеку. Большинство применяемых дозиметрических приборов выполнены на основе счетчика Гейгера — газоразрядной лампы, находящейся в рабочем состоянии под напряжением около 400 В. При попадании радиоактивной частицы в камеру лампы происходит лавинный пробой газа, сопровождающийся падением напряжения между катодом и анодом. Специальная схема считает количество

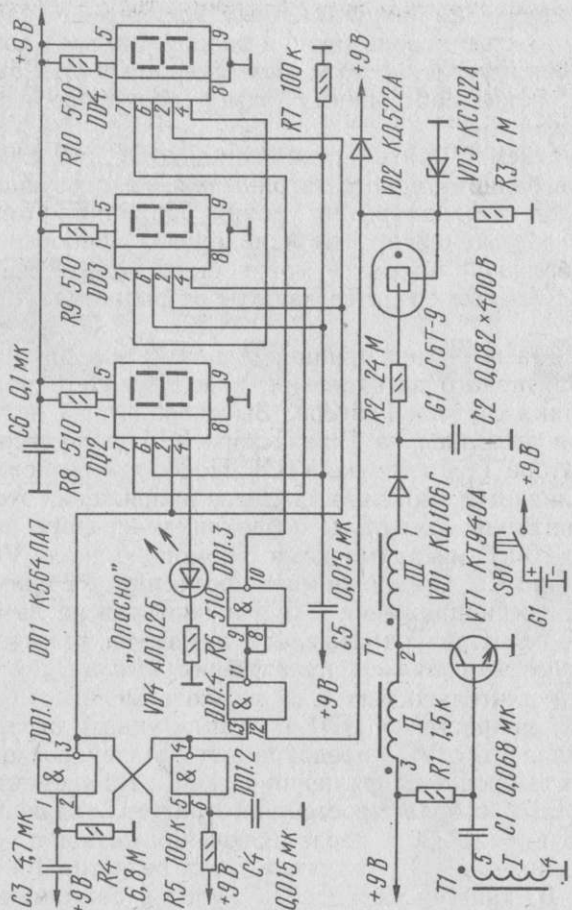


Рис. 1. Принципиальная схема дозиметра с использованием счетчика Гейгера

пробоев за фиксированный промежуток времени, тем самым определяя уровень радиации.

Вместо лампы в качестве чувствительного элемента можно использовать полупроводниковый диод. Радиоактивные частицы, падающие на пластины диода, генерируют между ними импульсы напряжений амплитудой в несколько сот микровольт, длительностью 20...30 мкс. Преимущество полупроводникового диода — более широкий диапазон чувствительности к радиоактивному излучению. Диод позволяет достаточно надежно определять

α -, β - и γ -излучения радиоактивных элементов. Значительной трудностью использования диодов в схемах дозиметров является усиление полезных сигналов малой амплитуды на уровне собственных шумов полупроводникового элемента.

В предлагаемой статье рассматриваются две схемы индикаторов радиоактивного загрязнения, использующих лампу и диод для измерения уровня радиации. Схемы дозиметров достаточно просты и надежны. Приборы занимают небольшой объем и могут быть использованы как индивидуальные средства защиты от радиоактивного излучения.

На рис. 1, а показана принципиальная схема индикатора радиоактивного загрязнения, использующего в качестве датчика счетчик Гейгера. Высоковольтный источник питания выполнен на транзисторе VT1, импульсном трансформаторе T1 и цепочке R1C1. Подбором резистора R1 устанавливается уровень выходного напряжения этого источника питания. Импульсы с блокинг-генератора частотой около 20 кГц выпрямляются с помощью диода VD1 и конденсатора C2. С высокоомного резистора R2 снимается постоянное напряжение 400 В и подается на лампу G1 типа СБТ-9. При срабатывании лампы на резисторе R3 формируются импульсы напряжения амплитудой не более 9 В и длительностью 1...3 мс, которые поступают на вход 12 микросхемы DD1.4. Амплитудный ограничитель сигнала VD2, VD3 предохраняет вход микросхемы от обратных выбросов напряжения с лампы. На элементах DD1.1 и DD1.2 собран простейший триггер, задающий время счета $t_{сч} = 25...30$ с после включения питания. Как только конденсатор C3 зарядится через резистор R4 до уровня 4,5 В, триггер перейдет в нулевое состояние и запретит прохождение сигналов на счетчики DD2—DD4. Одновременно на входы 2 гашения микросхем DD2—DD4 подается уровень логической 1, включающий светодиодную индикацию. Если входы гашения индикаторов DD2—DD4 подключить к зажиму +9 В, то можно наблюдать процесс счета радиоактивных частиц. Однако в этом случае повышается ток потребления схемы от батареи GV1. Для индикации окончания времени счета можно подключить вывод 3 элемента DD1.1 к выводу 9 индикатора DD4, предварительно отсоединив вывод 9 от общей шины питания. В этом случае загорается точка на микро-

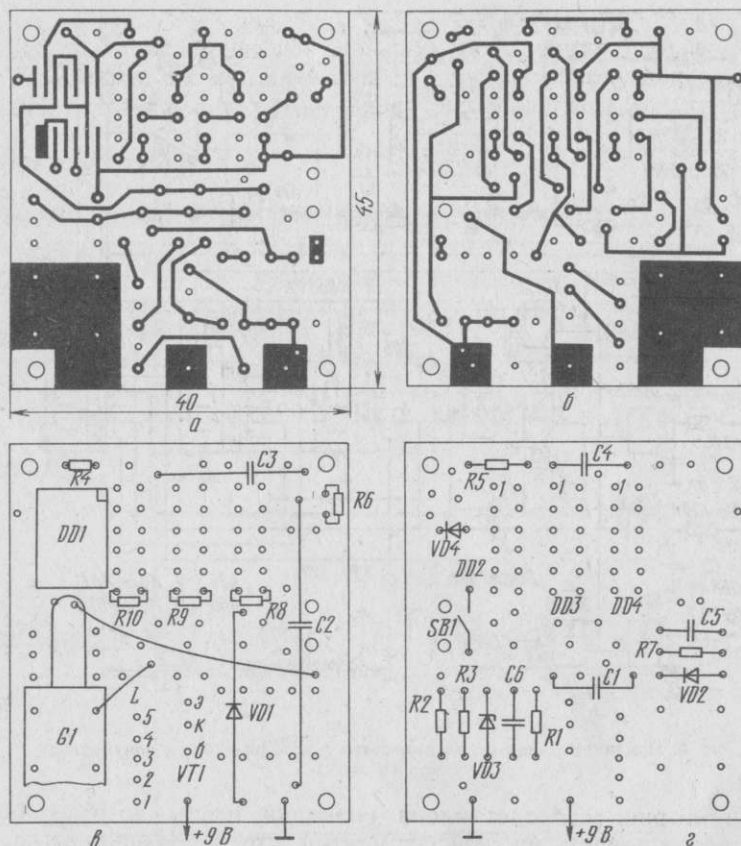


Рис. 2. Плата дозиметра:

а — вид со стороны микросхемы DD1, б — вид со стороны индикаторов, в — размещение элементов (вид а), г — размещение элементов (вид б)

схеме DD4 при завершении времени измерения. После отжатия кнопки В1 (рис. 1, б) устройство выключается. Цепочка R7C5 необходима для обнуления счетчиков перед началом работы. Если уровень радиации более 500 мкР/ч, то загорается светодиод VD4, сигнализирующий об опасности для жизни человека. Дополнительно на выходе элемента DD1.4 можно включить пьезоэлемент, подающий звуковые сигналы при регистрации каждой радиоактивной частицы.

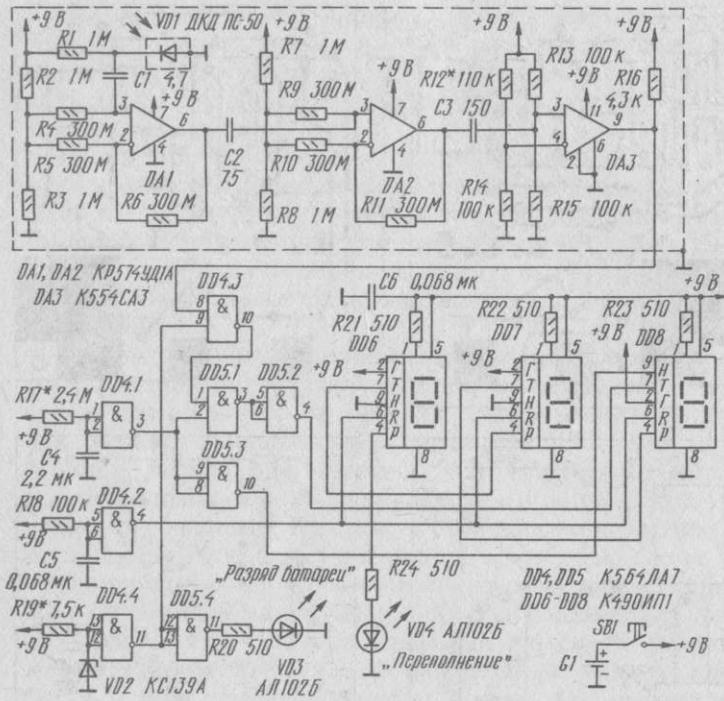


Рис. 3. Принципиальная схема дозиметра с использованием полупроводникового диода

На рис. 2 представлена разводка платы дозиметра с размещением на ней элементов схемы. Импульсный трансформатор изготовлен из ферритового кольца марки М2000НМ1 размеров $12 \times 8 \times 2$ мм. Обмотки W2 и W3 содержат по 150 витков провода ПЭВ-1 каждая, обмотка W1 — 5 витков. Для уменьшения тока потребления от высоковольтного источника питания до 5..6 мА можно использовать ферритовое кольцо больших размеров или увеличить в 2—3 раза количество витков в обмотках W2 и W3. Конструктивные размеры дозиметра, собранного на плате рис. 2 совместно с лампой и элементами питания, равны $100 \times 40 \times 20$ мм. Для питания прибора можно использовать элемент «Крона» или набор аккумуляторов (например, Д-0,06) с суммарным напряжением 5..15 В. Небольшой размер дозиметра позволяет хранить

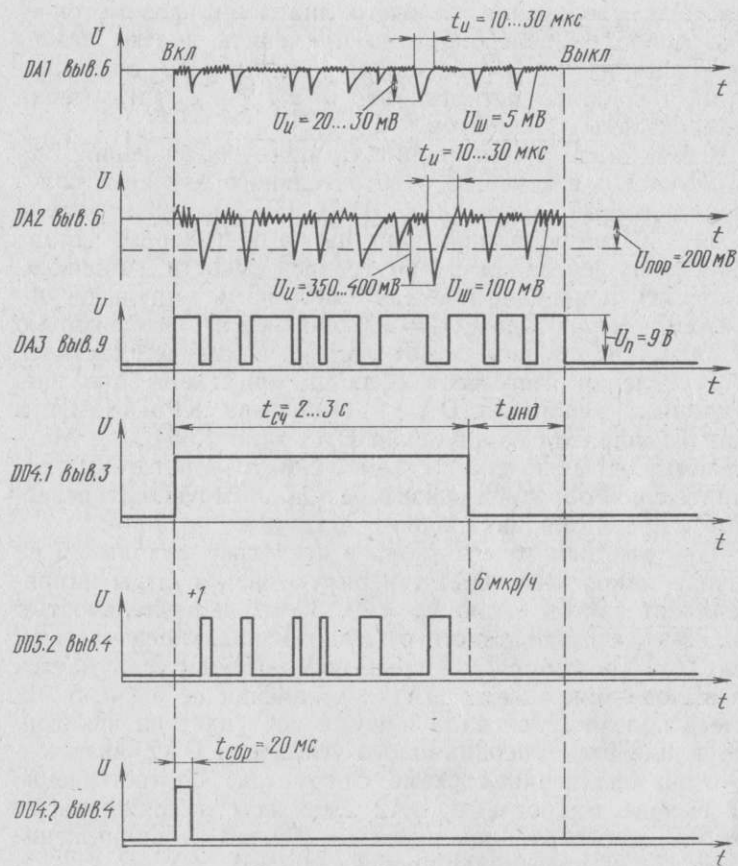


Рис. 4. Эпюры напряжений на выходах микросхем (к рис. 3)

его в кармане одежды и оперативно проводить дозиметрический контроль в любом месте помещения или на природе.

Недостатком дозиметра, выполненного по схеме рис. 1, является ограниченный порог чувствительности ламп, которые фиксируют только высокоэнергетичное γ -излучение. В реальных условиях радиоактивное загрязнение может характеризоваться значительно бóльшим спектром радиоактивного излучения, вредно действующего на организм человека и вызывающего различные тяжелые заболевания.

ния. Для увеличения рабочего диапазона дозиметрических приборов целесообразно применить вместо лампы другой датчик на основе полупроводникового диода, который позволяет регистрировать α -, β - и γ -излучения радиоактивных элементов.

Схема индикатора радиоактивного загрязнения, использующего в качестве чувствительного элемента полупроводниковый диод типа ДКД ПС-50, представлена на рис. 3. При попадании частицы на р—п-переход диода происходит перезаряд его внутренней емкости, сопровождающийся появлением между пластинами импульсов напряжения амплитудой $U_n = 300.500$ мкВ и длительностью 20...30 мкс в зависимости от энергии падающей частицы. Для усиления импульсов с диода применены два операционных усилителя DA1 и DA2 типа КР574УД1А и один компаратор напряжения DA3 типа К554СА3. Микросхема DA1 включена по схеме усилителя фототока с отрицательной обратной связью без балансирующего резистора с использованием одного источника питания.

При входном токе с диода в несколько наноампер на выходе микросхемы DA1 генерируются импульсы напряжения от частиц около $U_n = 20...30$ мВ и длительностью 20...30 мкс в зависимости от энергии падающей частицы (рис. 4). Уровень собственных шумов диода усиливается на выходе микросхемы DA1 до значения не выше 5 мВ. Смесь полезного сигнала и шума поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя DA2, включенного по аналогичной схеме фотометра. Соответственно на выходе микросхемы DA2 импульсы напряжения от частиц достигают значений $U_n = 400$ мВ, а напряжение шума $U_{ш}$ не превышает уровень 100 мВ.

Для выделения полезных сигналов на уровне шумов используется компаратор DA3, который включен по схеме с одним источником питания и нулевой точкой, соответствующей половине напряжения питания. Делителем напряжения R13R15 на неинвертирующем входе компаратора устанавливается потенциал $U_{cp} = 4,5$ В, а делителем R12R14 на инвертирующем входе DA3 подбором резистора R12 устанавливается напряжение на 200...300 мВ меньше половины напряжения питания. На выводе 9 микросхемы DA3 появляется уровень логической 1, соответствующий +9 В. Амплитуда напряжения шума $U_{ш}$ не превышает разницу напряжений на делителях, поэтому

компаратор не реагирует на собственные шумы диода. Если радиоактивная частица генерирует на выходе усилителя DA2 (сигналы больше порогового значения $U_{\text{пор}} = 200$ мВ), то компаратор переходит в нулевое состояние. Импульсы напряжения амплитудой $+9$ В и длительностью $t_n = 10 \dots 30$ мкс поступают на схему счета и индикации.

Цифровая часть дозиметра выполнена на двух микросхемах DD4 и DD5 типа К564ЛА7 и трех индикаторах DD6—DD8 типа К490ИП1, содержащих внутренние десятичные счетчики. Логический элемент DD4.1 и цепочка R17C4 задают время счета $t_{\text{сч}} = 2 \dots 3$ с, зависящее от чувствительности диода VD1 и сопротивления резистора R12.

После истечения времени $t_{\text{сч}}$ на выходе логического элемента DD4.1 появляется уровень логического 0, запрещающий через микросхему DD5.1 прохождение счетных импульсов на индикаторы DD6—DD8. Одновременно на выходе инвертора DD5.3 формируется уровень логической 1, поступающий на вход 9 индикатора DD8. Загорается точка на индикаторе DD8, означая окончание времени $t_{\text{сч}}$. Время индикации $t_{\text{инд}}$ определяется продолжительностью нажатия кнопки SB1. На элементе DD4.2 собран генератор импульсов сброса в нуль счетчиков DD6—DD8 по установочным R-входам. Импульс сброса действует в течение 20 мс после включения. Дозиметр калибруется с помощью подбора резистора R17 за счет изменения интервала счета.

Дозиметр может быть запитан от источника с напряжением $7 \dots 15$ В. При падении напряжения на источнике питания до $6 \dots 6,5$ В происходит снижение порога срабатывания компаратора DA3 до уровня шумов, а следовательно, нарушается функциональная работоспособность прибора. Для организации режима шумоподавления на микросхеме DD4.4, стабилитроне VD2 и резисторе R19 собран пороговый элемент. На входах 12 и 13 элемента DD4.4 с помощью стабилитрона поддерживается уровень напряжения $3 \dots 3,5$ В, который воспринимается КМОП-элементом DD4.4 как логический 0. При падении напряжения на источнике питания ниже критического $U_{\text{кр}} = 6 \dots 6,5$ В напряжение на стабилитроне начинает превышать половину источника питания. Выход элемента DD4.4 переходит в состояние логического 0, запрещающий

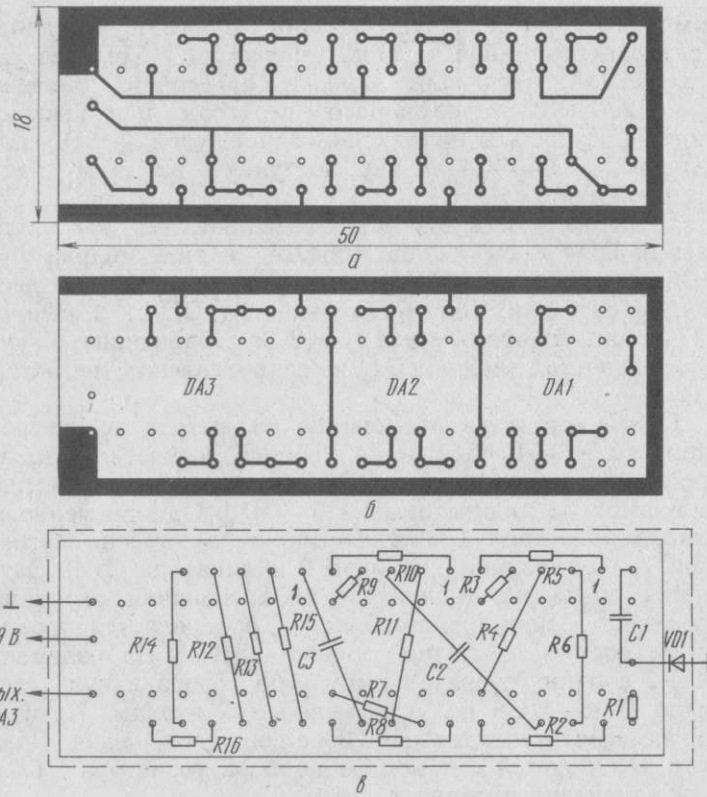


Рис. 5. Плата аналоговой части схемы дозиметра:

а — вид со стороны микросхем; б — вид с противоположной стороны;
в — размещение элементов

прохождение счетных импульсов от шума диода через элемент DD4.3 на счетчики DD6—DD8. Одновременно загорается светодиод VD3, сообщающий о необходимости замены или подзарядки элементов питания дозиметра.

Рассмотрим возможные модернизации схемы и замену элементов.

В дозиметре используются три десятичных счетчика DD6—DD8, поэтому максимальный интервал измерения прибора $t_{изм} = 1000$ мкР/ч. При переполнении счетчиков загорается светодиод VD4, сигнализирующий об опасном уровне радиации для жизни человека. Можно увеличить

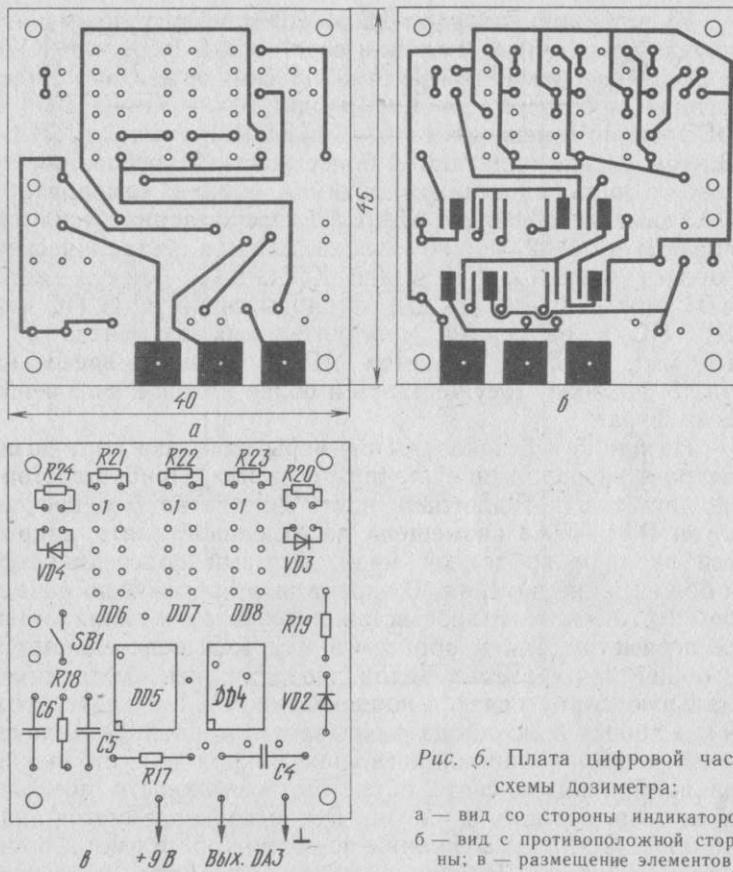


Рис. 6. Плата цифровой части
схемы дозиметра:
а — вид со стороны индикаторов;
б — вид с противоположной сторо-
ны; в — размещение элементов

диапазон измерения в 10 п раз (где п — число дополни-
тельных микросхем К490ИП1). Но при этом надо учи-
тывать, что каждая микросхема серии К490 потребляет
примерно 10 мА с включенными индикаторами и 1 мА
с выключенными светодиодами. Выключение светодио-
дных индикаторов DD6—DD8 можно осуществить подачей
нулевого потенциала на входы гашения Г на время счета
импульсов. Для этого необходимо отключить питание
+9 В с вывода 2 индикаторов и подключить их к выходу
элемента DD5.3. Аналоговая часть дозиметра потребляет
не более 10 мА, поэтому минимальный ток потребления
всего устройства может быть достигнут не более 13...15 мА.

Вместо индикаторов DD6—DD8 можно применить двоично-десятичные счетчики серий К564, К561 или К176 с дешифраторами и выходами на семисегментные индикаторы или просто на светодиоды. Микросхемы DD4 и DD5 можно заменить на элементы К561ЛА7 или К176ЛА7. В этом случае налагаются более жесткие требования на стабильность источников питания. Серия компаратора DA3 заменяется серией К521СА3. Операционные усилители DA1 и DA2 можно использовать в металлическом корпусе типа К574УД1А или К574УД1Б. Вместо диода VD1 можно применить любые диоды серий ДКД ПС или ДК ПС с размерами чувствительных элементов 50...100 мм². Тумблер SB1 типа МП-12 устанавливается на плате, но можно осуществить и более удобное включение дозиметра.

На рис. 5 и 6 показаны примеры разводки плат дозиметра и расположение элементов на них. Прибор состоит из двух плат. Аналоговая часть дозиметра с микросхемами DA1—DA3 размещена на отдельной плате, закрытой экраном из тонкой меди, который подсоединяется к общей шине питания. В экране вырезается окно размером 10,10 мм, в которое вставляется диод и запаивается по периметру. Таким образом анод диода подсоединяется к общей точке схемы. Катод диода должен иметь минимальную длину связи с конденсатором С1 и резистором R1. Рабочее окно диода закрывается тонкой металлической фольгой толщиной несколько микрон для устранения влияния квантов света с учетом возможности прохождения через фольгу α -частиц. Все выводы элементов аналоговой части схемы должны по возможности иметь минимальную длину. В экране прорезаются два отверстия для ввода питания и вывода проводника с выхода компаратора DA3.

Цифровая часть схемы располагается на отдельной плате (рис. 6). На ней размещаются индикаторы DD6—DD8, светодиоды VD3 и VD4, микросхемы DD4 и DD5, кнопка SB1. Обе платы и источник питания типа «Крона» крепятся в корпусе (рис. 7), в котором прорезается окно для фотодиода VD1. С внутренней стороны корпуса окно закрывается мелкой сеткой с целью защиты фольги, покрывающей фотодиод, от случайных соприкосновений. Платы и источник питания соединяются проводниками по возможности минимальной длины.

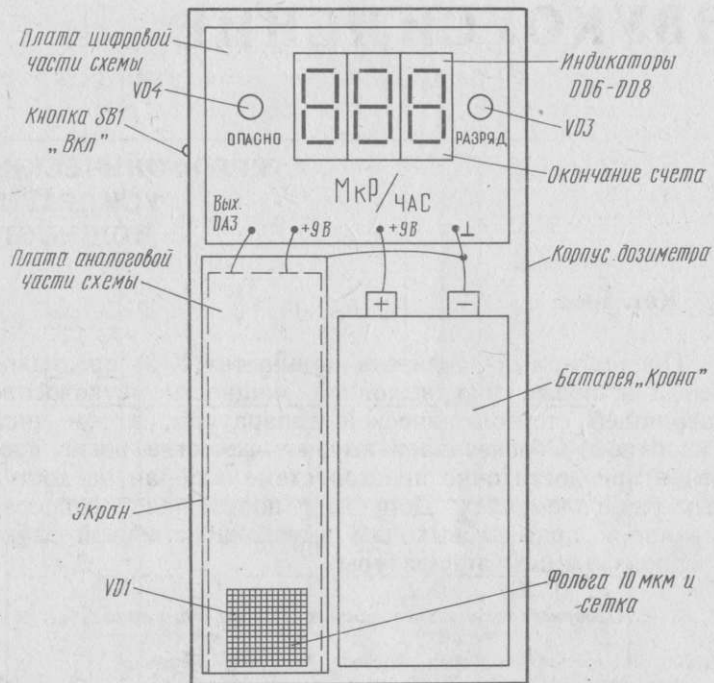


Рис. 7. Схема размещения плат и источника питания в корпусе дозиметра

Оба дозиметра были испытаны от калибровочных источников радиоактивного излучения $^{137}_{55}\text{Cs}$, $^{60}_{27}\text{Co}$, $^{241}_{95}\text{Am}$. На расстоянии 10 см от источников $^{137}_{55}\text{Cs}$ и $^{60}_{27}\text{Co}$ чувствительность дозиметра на основе диода оказалась в 2—3 раза выше по сравнению с ламповым вариантом. Кроме того, дозиметр на основе диода оказался высокочувствителен к α -излучению $^{241}_{95}\text{Am}$, в то время как прибор со счетчиком Гейгера не реагировал на α - и β -излучения, что подтверждает более широкий диапазон измерения радиоактивного фона дозиметром на основе полупроводникового диода.

ЗВУКОУСИЛЕНИЕ

СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Ю. Котляров

Предлагаемый усилитель мощности (УМ) предназначен для повышения выходной мощности звуковоспроизводящей стереофонической аппаратуры, в том числе импортной. Обеспечивает высокое качество воспроизведения при достаточно простой схеме. Собирается на доступных радиоэлементах. Допускает подключение непосредственно к прямым выходам высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуры.

Основные технические данные УМ (на один канал)

Диапазон воспроизводимых частот, Гц, при неравномерности АЧХ ± 1 дБ	15...30 000
Выходная мощность, Вт, при сопротивлении нагрузки 4 Ом	20
Максимальный уровень входного сигнала, В	1
Входное сопротивление, кОм	20
Коэффициент гармоник, не более, %	0,5

Принципиальная электрическая схема усилителя приведена на рис. 1. Каждый канал выполнен на четырех транзисторах по двухтактной бестрансформаторной схеме с комплементарными транзисторами в выходном каскаде. Для стабилизации режимов работы транзисторов и минимизации нелинейных искажений применены отрицательные обратные связи на цепочках R11R12C9 (R13R14C10). Для повышения коэффициента усиления применены положительные обратные связи на цепочках C11R17 (C12R18). Конденсаторы C7 (C8) предотвращают возбуждение УМ на высоких частотах. Токи покоя и температурная стабилизация выходных транзисторов обеспечиваются диодами VD1 (VD2). Переменные сопротивления резисторов R1 (R2) служат для ограничения

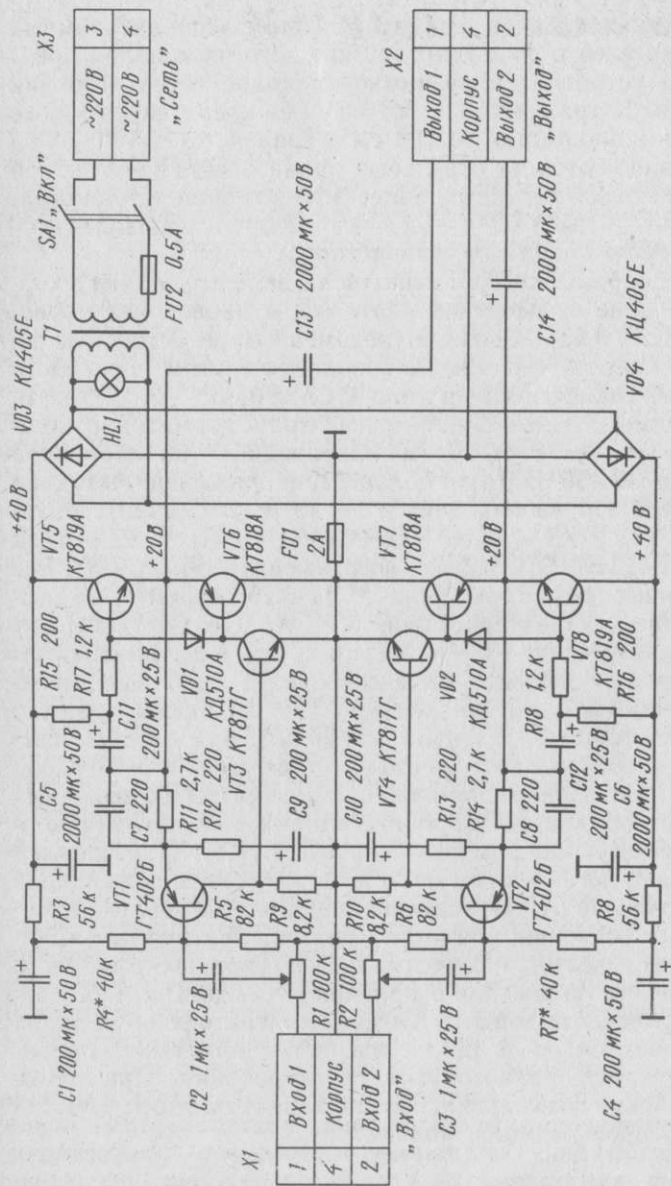


Схема усилителя мощности

входных сигналов до уровня 1 В. Применение автономных выпрямителей и фильтров для каждого из каналов практически устраняет их взаимное влияние через источник питания. К транзисторам VT3 (VT4) крепятся латунные пластины площадью 10...12 см². Транзисторы VT5—VT8 устанавливаются на отдельные радиаторы эквивалентной площадью 300 см². Для более эффективной термостабилизации диоды VD1 (VD2) рекомендуется приклеить к радиаторам выходных транзисторов.

Предохранитель FU1 выполнен в виде перемычки в корпусной шине на печатной плате (одна проволочка провода МГШВ 0,35). Связи от переменных резисторов к печатной плате выполнены экранированным проводом. Силовой трансформатор типа ОСМ2 0,063—220 В/32 В. Допустимо использование других трансформаторов мощностью не менее 50 Вт и напряжением на вторичной обмотке 32...36 В (при большем напряжении выходная мощность УМ увеличивается до 25 Вт на канал). Разъемы X1, X3 — типа 2РМ14Б4Ш1В1, X2 — типа 2РМ14Б4Г1В1 (X1, X2 можно применить типа СГ-3). Все постоянные резисторы типа МЛТ-0,25, переменные любого типа с характеристикой типа А. Электролитические конденсаторы типа К50-16, С7, С8 — КТ, КД. Транзисторы с любыми буквенными индексами, но в выходных каскадах с одинаковыми индексами. Ток выходных транзисторов в отсутствие сигнала 15...20 мА, при входном сигнале синусоидальной формы амплитудой 1 В — около 700 мА. Постоянное напряжение на эмиттерах выходных транзисторов, равное половине напряжения питания, корректируется подбором резисторов R4 (R7). При подключении УМ к линейным выходам звуковоспроизводящей аппаратуры R1 (R2) устанавливают в положение максимального усиления, при подключении УМ к прямым выходам — с известным максимальным уровнем выходного сигнала — в положение ограничения сигнала до 1 В. Так, если уровень выходного сигнала магнитофона «Шарп» составляет около 6 В, то оси потенциометров поворачивают на $\frac{1}{6}$ полного угла регулирования. При таком подключении возможно использование регуляторов тембра звуковоспроизводящей аппаратуры.

МУЗЫКАЛЬНАЯ СИРЕНА

В. Банников

Различные музыкальные автоматы, проигрывающие заданную мелодию, обычно строятся на основе перестраиваемого генератора импульсов. Изменение тона при этом, как правило, обеспечивается коммутацией входящих во времязадающую цепь резисторов различного номинала. Настройка таких автоматов достаточно трудоемка, поскольку требует хорошего музыкального слуха либо применения цифрового частотомера. Кроме того, зависимость частоты формируемых автоматом импульсов от напряжения питания и температуры может приводить к тому, что со временем его настройка сбивается и мелодия воспроизводится фальшиво. Наконец, при коммутации различных тонов в таких автоматах достаточно сложно бороться с переходными процессами, нередко проявляющимися в виде щелчков или стуков.

Избавиться от перечисленных недостатков можно, применяя для построения музыкальных автоматов принципы цифровой техники. При этом для задания опорной частоты используется тактовый генератор, а нужные тона формируются делением опорной частоты в делителе с изменяемым коэффициентом счета. Например, если частоту тактового генератора поделить на три и принять этот тон за основной (приема), то после деления той же частоты на два получается тон, который по отношению к основному составит музыкальный интервал, именуемый квинтой. Дрейф частоты тактового генератора в этом случае не будет сказываться на соотношении полученных таким образом частот, т. е. не будет приводить к появлению фальши. Однако для получения такого музыкального интервала как терция требуется иметь коэффициент счета, примерно равный 2,37.

Для того чтобы не иметь дела с дробными коэффициентами деления частоты, достаточно выбрать более высокую частоту тактового генератора и соответственно использовать большие коэффициенты счета. Например, приняв за приму частоту, период повторения которой равен $24T$ (где T — период повторения импульсов так-

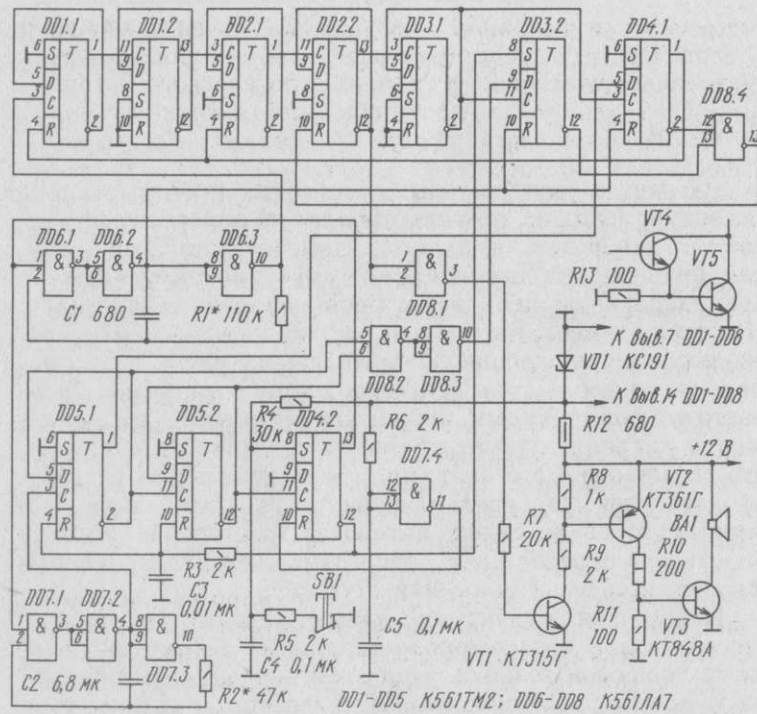


Рис. 1. Схема сирены

тового генератора), для терции и квинты период повторения будет равен соответственно 19T и 16T. Обеспечить такие сравнительно небольшие и, главное, целые коэффициенты счета уже не составляет большого труда. Эти музыкальные интервалы образуют так называемое мажорное трезвучие, являющееся хорошей основой для построения музыкального автомата.

Принципиальная схема музыкальной сирены показана на рис. 1. Тактовый генератор выполнен на конденсаторе C1, резисторе R1 и логических элементах DD6.1—DD6.3. Делитель частоты с изменяемым коэффициентом счета построен на триггерах DD1.1, DD1.2, DD2.1, DD2.2 (основная часть делителя) и DD3.1, DD3.2, DD4.1, а также логическом элементе DD8.4 (вспомогательная часть делителя). Основная часть делителя представляет собой

асинхронный вычитающий счетчик. После переключения триггера DD3.1 (представляющего собой продолжение вычитающего счетчика) в состояние логического 0 триггеры DD3.2 или DD4.1 могут сбрасывать (при наличии уровня логической 1 на D-входе одного из них) в состояние логического 0 соответственно триггер DD2.2 или триггеры DD1.1, DD2.1, DD2.2 основной части делителя. Тем самым обеспечивается изменение коэффициента счета. С инверсного выхода триггера DD2.2 импульсы через логический элемент DD8.1 поступают на вход усилителя, выполненного на резисторах R7—R11 и транзисторах VT1—VT3. Нагрузкой усилителя является динамическая головка BA1.

На конденсаторе C2, резисторе R2 и логических элементах DD7.1—DD7.3 выполнен второй импульсный генератор, служащий для переключения манипулятора, собранного на конденсаторах C3, C4, резисторах R3—R5, триггерах DD5.1, DD5.2, DD4.2 и логических элементах DD8.2, DD8.3. Музыкальная сирена приводится в действие нажатием на кнопку SA1.

При отпущенной кнопке SA1 (в исходном положении схемы) триггер DD4.2 находится в состоянии логического 0. При этом триггер DD3.2 будет в состоянии логической 1, на выходе элемента DD8.4 также будет логическая 1, а триггер DD2.2 установлен в состояние логического 0. Благодаря этому транзисторы VT1—VT3 будут закрыты. Кроме того, за счет связи логических элементов DD6.1 и DD7.1 с выходом триггера DD4.2 оба импульсных генератора заперты, а триггеры DD5.1, DD5.2 (благодаря связи с инверсным выходом того же триггера) находятся в состоянии логического 0.

После кратковременного нажатия на кнопку SA1 триггер DD4.2 переключается в состояние логической 1. При этом начинают работать оба генератора импульсов. На выходах манипулятора формируются сигналы, показанные на рис. 2, а. После того как оба триггера DD5.1 и DD5.2 снова установятся в состояние логического 0, триггер DD4.2 также возвращается в состояние логического 0 и схема переходит в исходное положение.

Если кнопку SA1 держать нажатой длительное время, то триггер DD4.2 будет удерживаться в состоянии логической 1, поэтому работа схемы не будет прекращаться (рис. 2, б). После отпускания кнопки SA1 работа схемы

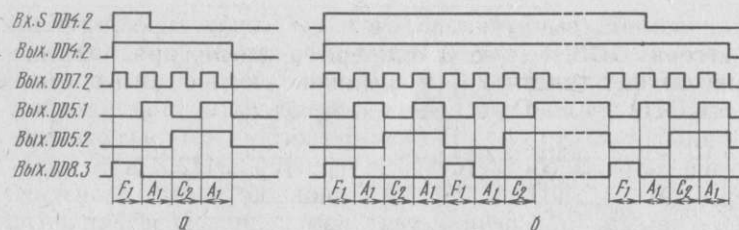


Рис. 2. Эпюры формирования выходного сигнала

заканчивается в том же порядке, что и после кратковременного нажатия на эту кнопку.

Если на D-входе триггера DD3.2 (на выходе элемента DD8.3) уровень логической 1, а на D-входе триггера DD4.1 (на выходе триггера DD5.1) — уровень логического 0, то делитель частоты работает с коэффициентом счета, равным 24. При этом период повторения импульсов на прямом выходе триггера DD2.2 равен $24T$, где T — период повторения импульсов на выходе элемента DD6.3 (рис. 3, а). Это соответствует формированию тона, который принят за приму.

Если же уровень логической 1 на D-входе триггера DD4.1, а на D-входе триггера DD3.2 — уровень логического 0, то на выходе триггера DD2.2 формируются импульсы с периодом повторения, равным $19T$ (рис. 3, б), что соответствует воспроизведению терции.

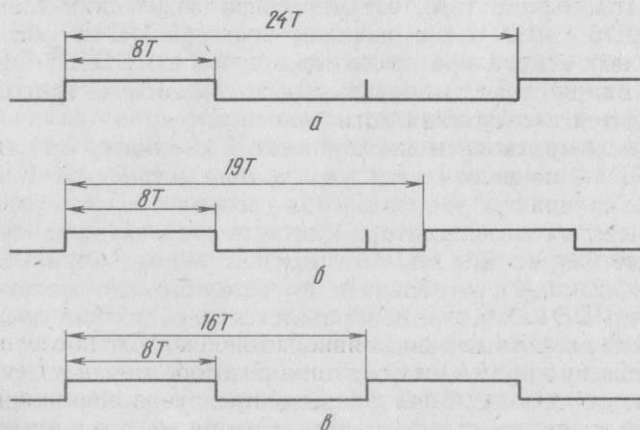


Рис. 3. Эпюры (см. по тексту)

Наконец, если на D-входе триггеров DD3.2 и DD4.1 уровень логического 0, то период повторения импульсов на выходе триггера DD2.2 равен $16T$ (рис. 3, в), что соответствует воспроизведению квинты.

Схема построена так, что после кратковременного нажатия на кнопку SA1 однократно воспроизводится мелодия, звуки которой чередуются в следующем порядке: прима, терция, квинта, терция. После этого схема переходит в исходное положение. Если же удерживать кнопку, то мелодия будет продолжаться в том же порядке следования нот. После отпускания кнопки окончание мелодии будет происходить в указанном выше порядке (последней будет терция).

Поскольку переключение схемы происходит без каких-либо переходных помех при ее работе совершенно отсутствуют коммутационные искажения сигнала. Номиналы конденсатора C1 и резистора R1 выбраны так, что частота импульсов тактового генератора составляет около 8400 Гц. При этом воспроизводятся звуки, которые примерно соответствуют следующим нотам музыкального звукоряда: «фа» 1 октавы (F_1), «ля» 1 октавы (A_1), «до» 2 октавы (C_2), «ля» 1 октавы. Как уже отмечалось, изменение частоты тактового генератора, хотя и влияет на абсолютную высоту тона, однако не искажает звуковысотного соотношения воспроизводимых нот.

Длительность воспроизведения нот определяется номиналами конденсатора C2 и резистора R2. При указанных на схеме значениях мелодия воспроизводится с длительностью звучания каждой ноты, составляющей около 0,5 с (т. е. весь фрагмент мелодии проигрывается за 2 с). При необходимости высоту тона можно изменить подборкой резистора R1, а длительность звучания — резистора R2.

Цепь R3C3 служит для задержки срабатывания триггеров DD5.1, DD5.2 после переключения триггера DD4.2 в состояние логической 1. Конденсатор C5, резистор R6 и логический элемент DD7.4 необходимы для установки триггера DD4.2 в состояние логического 0 после подачи на схему напряжения питания. Это обеспечивает ее установку в исходное положение и предотвращает случайное срабатывание сирены при включении источника питания. Поскольку в исходном положении схема потребляет очень

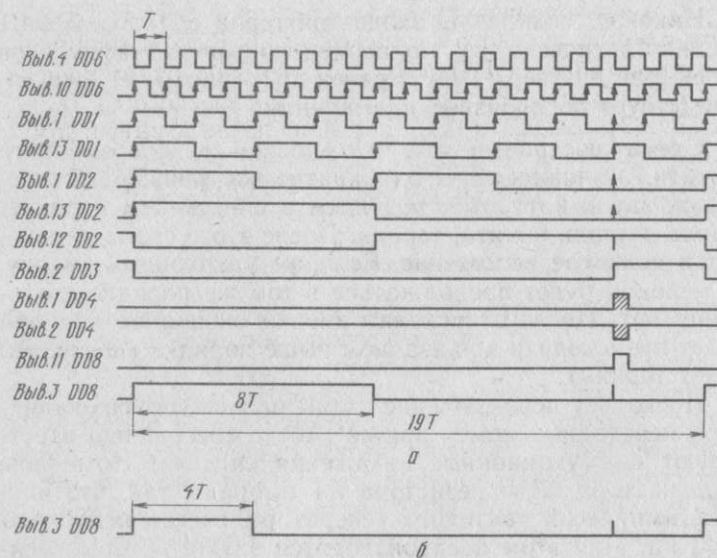


Рис. 4. Временные эпюры, поясняющие принцип деления частоты

малый ток, сирена может быть подключена к источнику питания постоянно.

Принцип работы делителя частоты поясняет временная диаграмма, показанная на рис. 4, а (запись типа «DD6:4» означает, что этот сигнал снимается с вывода 4 микросхемы DD6, в данном случае — с выхода логического элемента DD6.2. Кроме того, вертикальными стрелками здесь условно помечены передние фронты тех импульсов, которые приводят к срабатыванию по С-входу подключенных к данному выходу триггеров. Импульсы, приводящие к сбросу триггеров, для наглядности заштрихованы). Изображенный на диаграмме случай соответствует работе делителя с коэффициентом счета, равным 19. Из диаграммы видно, что работа вычитающего счетчика происходит в обычном порядке до тех пор, пока на инверсном выходе триггера DD3.1 (DD3:2) не появится уровень логической 1. Это вызывает переключение в состояние логической 1 триггера DD4.1 (поскольку, как указано выше, при работе схемы с коэффициентом счета, равным 19, на D-входе этого триггера должна быть логическая 1).

При этом происходит установка триггеров DD1.1, DD2.1 в состояние логического 0 (поскольку их R-вход соединен с выходом триггера DD4.1). Одновременно будет произведен сброс (установка в состояние логического 0) триггера DD2.2 (так как его R-вход подключен к инверсному выходу триггера DD4.1 через логический элемент DD8.4). В результате триггеры DD1.1, DD2.1, DD2.2 окажутся в состоянии логического 0, а триггеры DD1.2 — в состоянии логической 1. С появлением на выходе элемента DD6.2 (DD6:4) очередного импульса (заштрихован) происходит сброс триггера DD4.1 и работа делителя продолжается в обычном порядке.

Если производить указанный периодический сброс только триггера DD2.2, то коэффициент счета будет равен 24. Если же сбрасывать только триггеры DD2.1 и DD2.2, то коэффициент счета будет равен 20. Полученная таким образом частота по отношению к приме составит интервал, примерно равный малой терции (с точностью около 0,8%). Заменяв коэффициент счета, равный 19, на 20, можно получить так называемое минорное трезвучие. Это легко осуществить, отключив R-вход триггера DD1.1 от выхода триггера DD4.1 и присоединив его к корпусу. При этом воспроизводится мелодия, которая в нотной записи приобретает следующий вид: F₁, Ab₁ («ля-бемоль» 1 октавы), C₂, Ab₁.

Для воспроизведения музыкального интервала, именуемого кварта, коэффициент счета делителя частоты должен быть равен 18. Этот звук будет формироваться с погрешностью 0,23% (по отношению к приме). При заданной частоте тактового генератора он соответствует ноте B₁ («сибемоль» 1 октавы). Кварта будет воспроизводиться, если осуществлять периодический сброс триггеров DD1.2, DD2.1 и DD2.2.

Можно было бы сформировать уменьшенную и увеличенную квинту (коэффициенты счета для этих интервалов соответственно равны 17 и 15 при погрешности 0,22 и 0,59%), однако в музыкальном отношении (при воспроизведении простейших мелодий) эти интервалы не представляют интереса (они соответствуют нотам H₁ — «си» 1 октавы и Db — «ре-бемоль» 2 октавы). Другие музыкальные интервалы при столь малых коэффициентах счета могут воспроизводиться лишь при недопустимо больших частотных искажениях.

ИЗМЕРЕНИЯ

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР

Н. Шиянов

Одним из основных приборов, необходимых для настройки практически всех узлов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), является генератор сигнала. В настоящее время для регулировки и настройки самой разнообразной РЭА используют генератор синусоидального сигнала низких частот. Особенно широкое применение нашли подобные генераторы при разработке и настройке средств записи, усиления, обработки и воспроизведения сигналов звуковых частот.

Стабильность амплитуды таких генераторов по частотному диапазону достаточно велика. Однако уровень гармоник далеко не всегда удовлетворяет современным требованиям. Для измерения гармоник малого уровня необходим генератор сигналов с коэффициентом гармоник в несколько раз меньшим, чем предполагаемый уровень гармоник исследуемого устройства, поэтому при разработке предложенного устройства основное внимание уделено снижению нелинейных искажений сигнала.

Для контроля и настройки логических схем радиоэлектронной аппаратуры необходимы импульсные сигналы. Наиболее распространенной и в то же время простой в реализации формой такого сигнала является прямоугольная. Использование генераторов прямоугольных импульсов с регулируемой амплитудой и длительностью достаточно для настройки большинства цифровых узлов РЭА. Анализ прохождения импульсного сигнала полезен и при настройке аналоговых схем, поскольку позволяет оценить переходные и динамические искажения, а также может быть использован для экспресс-оценки полосы пропускания усилителей.

Для снижения объема работ по изготовлению генераторов обоих типов целесообразно объединить их в еди-

ную конструкцию. При этом часть узлов оказывается совместными, а выходные сигналы — синхронизированными.

Подобные генераторы принято называть функциональными (ФГ). Однако в сравнении с широко распространенными ФГ, выполненными на основе сравнения линейно-изменяющегося напряжения с пороговым уровнем в компараторе, описываемый ниже ФГ имеет следующие преимущества: 1) возможность широкодиапазонной регулировки амплитуды и длительности, а также установки произвольной полярности формируемых импульсов; 2) уровень нелинейных искажений синусоидального сигнала ФГ более чем на порядок ниже, чем у большинства типовых функциональных генераторов.

Функциональный генератор состоит из двух относительно самостоятельных частей — генератора синусоидального сигнала и формирователя прямоугольных импульсов. Структурная схема генератора синусоидального сигнала [1] приведена на рис. 1. Генератор содержит основной широкополосный усилитель, в цепь положительной обратной связи которого включен полосовой RC-фильтр (R_1, R_2, C_1, C_2), называемый также мостом Вина. Цепь отрицательной обратной связи состоит из элементов, образующих систему стабилизации амплитуды выходного напряжения. Амплитудно-частотная характеристика полосового RC-фильтра подобна частотной характеристике параллельного колебательного контура. На некоторой частоте, называемой частотой квазирезонанса, коэффициент передачи фильтра имеет максимальное значение, а фаза сигнала равна нулю. Частота квазирезонанса f_p такого фильтра зависит от параметров входящих

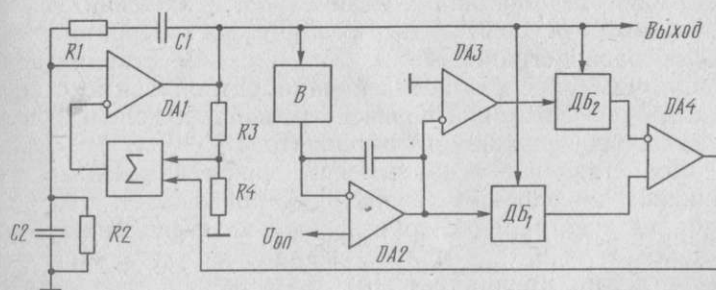


Рис. 1. Структурная схема генератора синусоидального сигнала

в него элементов следующим образом [2]: $f_p = 1/2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$. С точки зрения упрощения конструкции фильтра удобнее выбрать $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$.

При этом коэффициент передачи полосового фильтра оказывается максимальным и равным $1/3$, а частота квазирезонанса $f_p = 1/2\pi RC$. Характерно, что этому случаю соответствует также наибольшая добротность и наилучшие избирательные свойства фильтра.

Необходимое для диапазонной перестройки по частоте согласованное изменение сопротивлений R_1 , R_2 или емкостей C_1 , C_2 реализуется сдвоенными резисторами или конденсаторами. Применение сдвоенных резисторов предпочтительнее, так как не требует высококачественного экранирования.

Для самовозбуждения генератора с полосовым фильтром коэффициент передачи усилителя DA1, задаваемый элементами цепи отрицательной обратной связи, должен быть равен трем. При этом удовлетворяется условие баланса амплитуд автогенератора. Если усиление увеличивается выше этого значения, выходной сигнал растет до ограничения. В противном случае автоколебания затухают.

От усилителей генераторов с полосовыми фильтрами в сравнении с генераторами других типов требуется наименьший коэффициент передачи. За счет большой глубины отрицательной обратной связи может быть достигнут широкий частотный диапазон генерируемых колебаний с малым уровнем искажений.

Поддержание амплитуды выходного напряжения генератора на уровне, наиболее выгодном с точки зрения снижения коэффициента нелинейных искажений усилителя, может осуществляться различными способами. Наиболее распространенные из них — схемы стабилизации амплитуды с цепью нелинейной обратной связи, содержащей термистор или полевой транзистор, используемый в качестве управляемого аттенюатора.

Сопоставление основных источников нелинейных искажений в подобных генераторах показывает, что разработка усилителей с собственным коэффициентом гармоник менее 0,01% при коэффициенте усиления $K=3$ не встречает принципиальных затруднений. Значительно большие нелинейные искажения вносит цепь стабилизации уровня сигнала генератора. Это связано с тем, что

управляемый аттенюатор, входящий в ее состав, принципиально должен обладать нелинейностью, обеспечивающей возможность управления его коэффициентом передачи.

Генераторы с термисторами имеют коэффициент гармоник на средних частотах не менее 0,05...0,1%, с понижением частоты нелинейность термистера возрастает вследствие приближения периода колебаний сигнала к постоянной времени термистора. Уменьшение уровня гармоник в таких генераторах требует создания специального режима питания термистора и его токовой тренировки. Эти меры трудно реализуемы и малоэффективны.

Нелинейные искажения генераторов с полевыми транзисторами в управляемых аттенюаторах лежат, как правило, в пределах 0,1...0,3%. Столь высокие уровни гармоник обусловлены модуляцией сопротивления канала полевых транзисторов управляемым сигналом.

Сказанное указывает на то, что доминирующим источником нелинейных искажений на средних частотах является управляемый аттенюатор системы стабилизации амплитуды. Вот почему снижению его нелинейности уделялось особое внимание.

В связи с этим была отмечена следующая особенность генераторов с полосовым RC-фильтром. Напряжение обратной связи, поступающее на инвертирующий вход основного широкополосного усилителя А1, можно представить суммой двух составляющих: амплитуда первой составляющей постоянна и равна $\frac{1}{3}$ выходного напряжения генератора, амплитуда второй составляющей изменяется во времени. Характер огибающей этого сигнала обусловлен свойствами системы стабилизации амплитуды, а размах зависит от интенсивности факторов, дестабилизирующих функционирование генератора. К ним относятся температурный и временной дрейф характеристик элементов, изменение коэффициента передачи полосового фильтра по частотному диапазону и т. д. Причем амплитуда второй составляющей на несколько порядков меньше первой.

Эта закономерность позволяет снизить нелинейные искажения с помощью двухканальной цепи отрицательной обратной связи. Наибольший сигнал, имеющий амплитуду $\frac{1}{3}$ входного напряжения, поступает на инвертирующий вход усилителя DA1 по первому каналу, содержа-

щему только линейные элементы. С этим сигналом суммируется вторая составляющая, вырабатываемая системой стабилизации амплитуды. Функционирование этой системы рассмотрим подробнее.

Выходной синусоидальный сигнал усилителя DA1 выпрямляется и сравнивается в операционном усилителе DA2 с опорным напряжением, задающим уровень выходного напряжения генератора. Разность указанных напряжений интегрируется и поступает на управляющий вход первого аттенюатора DB1 непосредственно, а на управляющий вход второго аттенюатора DB2 через инвертирующий повторитель напряжения DA3.

В стационарном (установившемся) режиме генератора при условии, что коэффициенты передачи делителя R3R4 и полосового фильтра равны $1/3$, разность входных напряжений интегратора DA2 и его выходное напряжение близко к нулю. Выходное напряжение DA3 также слабо отличается от нуля. Поэтому амплитуды выходных сигналов аттенюаторов DB1 и DB2 оказываются равными. После вычитания этих сигналов и их гармоник в дифференциальном усилителе DA4 напряжение сигнала на его выходе также близко к нулю.

В нестационарном режиме изменение выходного напряжения генератора вызывает отклонение выпрямленного напряжения в ту или иную сторону относительно опорного. При этом под действием управляющих напряжений коэффициенты передачи аттенюатора DB1, DB2 изменяются в противоположных направлениях. На выходе дифференциального усилителя DA4 возникает синусоидальное напряжение, переводящее генератор в стационарный режим. Причем увеличение выходного напряжения относительно стационарного значения приводит к появлению на выходе DA4 сигнала, синфазного выходному сигналу генератора. Напротив, уменьшение выходного напряжения инвертирует фазу выходного сигнала DA4.

Использование управляемых аттенюаторов на низких уровнях напряжения сигнала, а также частичная компенсация продуктов нелинейных искажений этих аттенюаторов позволяет существенно снизить уровень гармоник синусоидального генератора.

Технические характеристики синусоидального генератора

Частота генерируемого сигнала, Гц	10...10 ⁵
Неравномерность амплитудно-частотной характеристики, не более, Дб	0,2
Выходное напряжение синусоидального сигнала на нагрузке 600 Ом, В	0...5,0
Коэффициент гармоник, не более, %:	
в полосе частот, Гц, 10 ² ...10 ⁴	0,02
то же, 10...10 ²	0,4
» 10 ⁴ ...10 ⁵	1,0
Пределы изменения синусоидального напряжения, дБ	-20, -40, -60 (дискретно)

Принципиальная схема синусоидального генератора представлена на рис. 2.

В отличие от обычных усилителей с дифференциальным входом основной усилитель синусоидального генератора содержит два дифференциальных входных каскада на транзисторах различной структуры (VT1, VT2 и VT5, VT6). По усиливаемому сигналу эти каскады включены параллельно. Благодаря использованию двойного дифференциального каскада усилитель симметричен для обеих полувольт сигнала, что существенно снижает уровень четных гармоник. Отмеченная схемотехническая особенность оказывается важной с точки зрения снижения нелинейных искажений генератора, поскольку в большинстве высококачественных RC-генераторов наиболее значимой составляющей спектра является именно вторая гармоника.

Другая особенность рассматриваемого усилителя — значительно меньшие значения силы тока, протекающего по резисторам, включенным между базами транзисторов дифференциальных пар и земляной шиной R39, R40 и R73. В рассматриваемом усилителе по указанным резисторам протекает разность базовых токов, поэтому подбором транзисторов с близкими значениями коэффициентов передачи токов базы этот ток значительно уменьшается, благодаря чему требования к согласованности сопротивлений переменных резисторов на входе и в цепи отрицательной обратной связи усилителя могут быть менее жесткими.

Отмеченное обстоятельство создает благоприятные возможности для применения усилителя с двойным дифференциальным каскадом в генераторе, перестраиваемом

сдвоенным переменным резистором. В этом случае один из переменных резисторов полосового фильтра R32 включается к базам транзисторов VT1, VT5 дифференциальных пар без применения развязывающего конденсатора. Изменение его сопротивления, необходимое для диапазонной перестройки генератора, сопровождается практически несущественным смещением постоянной составляющей выходного напряжения.

С целью снижения коэффициента шума усилителя ток покоя дифференциальных каскадов выбран достаточно малым — около 100 мкА.

Выходные сигналы дифференциальных усилителей подаются на симметричный усилитель напряжения на транзисторах VT7, VT8 и VT9, VT10. Эмиттерные повторители служат для согласования входного сопротивления усилителя напряжения с выходным сопротивлением дифференциальных усилителей, а также ослабления влияния динамической емкости на фазовую характеристику усилителя. Для снижения нелинейности усилитель напряжения охвачен местной отрицательной обратной связью, снижающей его коэффициент передачи до 8...12. Резисторы R19, R20 создают условия, близкие к режиму источника напряжения для выходных каскадов на составных эмиттерных повторителях VT12, VT13, VT14 и VT15. Такой режим способствует повышению линейности выходных каскадов основного усилителя на транзисторах VT12—VT15. Начальное смещение рабочей точки этих транзисторов регулируется переменным резистором R16. Резистор R25 предотвращает выход из строя транзисторов VT14, VT15 при кратковременных коротких замыканиях выходной клеммы усилителя на корпус.

Для обеспечения устойчивости усилителя при большой глубине отрицательной обратной связи и широкой полосе пропускания используется комбинированная частотная коррекция. Корректирующие цепи (R1C1 и R11C2) представляют собой пропорционально-интегрирующие звенья, включенные параллельно активным нагрузкам первого каскада. Частота среза амплитудно-частотной характеристики усилителя с разомкнутой обратной связью, определяемая этой цепью, составляет около 20...25 кГц. В результате сопряжения амплитудно-частотных характеристик некорректированного усилителя и указанных RC-це-

пей его амплитудная характеристика приобретает более протяженный участок с крутизной 6 дБ/окт.

Частота среза второго каскада усиления напряжения сдвинута в область частот порядка единиц мегагерц. Для повышения запаса устойчивости всего усилителя в цепи отрицательной обратной связи используется также форсирующее звено R69C19. Перечисленные меры обеспечивают частотную коррекцию, близкую к оптимальной, для коэффициента передачи усилителя, равного трем [3].

В цепь положительной обратной связи усилителя включен перестраиваемый по частоте полосовой фильтр, состоящий из сдвоенного переменного резистора R32, R40 и конденсаторов, подключаемых переключателем диапазонов SA1. Выходной сигнал усилителя поступает на систему стабилизации амплитуды, включенную в цепь отрицательной обратной связи. Гармонический сигнал с выхода повторителя напряжения на транзисторе VT16 выпрямляется и поступает на интегратор, выполненный на ОУ DA1. Опорное напряжение подается с движка подстроечного резистора R35. Напряжение, являющееся результатом интегрирования разности указанных напряжений, поступает на затвор полевого транзистора VT17.1 и вход усилителя ОУ DA2, используемого в качестве инвертирующего повторителя напряжения, выходное напряжение которого поступает на затвор VT17.2. На резисторах R52, R55 и транзисторах VT17.1, VT17.2 выполнены управляемые аттенюаторы. Нелинейность вольт-амперных характеристик каналов полевых транзисторов снижается отрицательными обратными связями, образованными резисторами R49, R50, R56 и R57. Экспериментальные результаты показывают, что для получения наибольшего положительного эффекта необходимо, чтобы постоянные напряжения на затворах полевых транзисторов не превышали 0,2...0,5 напряжения отсечки, а сопротивления резисторов в цепях обратной связи были много больше сопротивлений каналов транзисторов. Для этого сопротивления резисторов R49, R50, R56, R57 выбраны порядка сотен килоом. С той же целью на инвертирующий вход DA2 подается регулируемое постоянное напряжение, позволяющее установить наилучшее соотношение напряжений, управляющих аттенюаторами, в стационарном режиме генератора.

Разность выходных сигналов управляемых аттенуаторов усиливается дифференциальным усилителем на ОУ DA4 и через резистор R66 и один из подстроенных резисторов R68, R70—R72, подключаемых переключателем диапазонов SA1, поступает на инвертирующий вход основного усилителя. На этот же вход подается сигнал с резистивного делителя R67R73. Совокупность указанных резисторов образует делитель напряжения с коэффициентом передачи, близким к $1/3$ в цепи отрицательной обратной связи. Точная установка коэффициента передачи делителя, обеспечивающая режим автоколебаний, осуществляется подстроечными резисторами индивидуально для каждого поддиапазона.

В нестационарном режиме генератора изменение частоты, переключение поддиапазонов и другие дестабилизирующие факторы приводят к изменениям выходного напряжения генератора. Уменьшение или увеличение выходного напряжения сопровождается аналогичными процессами в цепях стабилизации амплитуды. Рассмотрим для примера последний случай. При увеличении выходного сигнала генератора возрастает напряжение на выходе выпрямителя VD6, R43, понижается управляющий потенциал на VT17.1 и увеличивается на VT17.2. Поэтому коэффициенты передачи управляемых аттенуаторов изменяются в противоположных направлениях, что приводит к увеличению амплитуды выходного сигнала усилителя ОУ DA4, синфазного с выходным сигналом генератора и понижению коэффициента передачи основного усилителя. В результате выходное напряжение генератора и средневывпрямленное значение на инвертирующем входе ОУ DA1 возвращаются к прежнему стационарному значению.

Выходное напряжение генератора измеряется двухполупериодным выпрямителем, выполненным на ОУ DA3. Выпрямитель представляет собой преобразователь «напряжение — ток» для обоих полупериодов входного напряжения. Благодаря этому кривизна вольт-амперной характеристики полупроводниковых диодов моста VD7—VD10 практически не ухудшает линейность шкалы вольтметра. Частотная погрешность вольтметра минимизирована за счет достаточно большой глубины отрицательной обратной связи.

Плавная регулировка уровня выходного напряжения генератора осуществляется переменным резистором R26. Ступенчатый делитель с шагом ослабления 20 дБ выполнен на резисторах R27—R30.

В описываемом устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ-0,125, МЛТ-0,25 с допускаемым отклонением от номинала $\pm 5\% \dots 10\%$. В качестве подстроечных резисторов можно использовать резисторы типов СПЗ-44, СПЗ-27, СПЗ-16.

Особое внимание следует уделить выбору сдвоенного переменного резистора R32, R40. Несогласованность угловых характеристик этого резистора не должна превышать 2...3%. В противном случае возможно увеличение коэффициента гармоник, повышаются требования к цепям стабилизации амплитуды и усложняется процесс настройки генератора.

Автор использовал сдвоенный проволочный резистор типа ПТП 4 кОм. Вполне допустимо применение сдвоенных переменных резисторов с другими номинальными сопротивлениями в пределах 2...50 кОм. Верхняя граница указанного диапазона связана с появлением заметных сдвигов нуля основного усилителя, сопровождающих перестройку частоты генератора. Нижняя — с сопоставимостью сопротивления резистора на высокочастотном участке поддиапазонов с выходным сопротивлением основного усилителя, увеличивающей нестабильность параметров полосового фильтра. Применение переменных резисторов, номиналы которых отличаются от указанных в схеме, потребует перерасчета емкостей конденсаторов С8...С15 в соответствии с приведенной выше формулой.

Постоянные резисторы R31, R39, а также резисторы аттенюатора R27—R30 подбираются с погрешностью не более 0,5...1,0%.

В устройстве могут быть использованы конденсаторы КМ4, КМ5 (С1, С2, С4, С7, С19). Оксидные конденсаторы типа К50-6 (С3, С6), (С16—С18), конденсатор С18 — неполярный.

В качестве конденсаторов С8—С15 следует применять пленочные или бумажные конденсаторы типов К73, К76, К70-7. Для удовлетворительного согласования шкал частотных поддиапазонов емкости этих конденсаторов необходимо подобрать с погрешностью не более

1...2%. На высокочастотном поддиапазоне возможно использование керамических конденсаторов, например типа КМ5. Для получения обозначенных на схеме емкостей конденсаторы соединяются по два параллельно. Например, для первого поддиапазона номинальная емкость конденсаторов С8, С12 образована емкостями 3,3 мкФ и 0,68 мкФ.

Полупроводниковые диоды КД521А могут заменяться на диоды КД522, КД509А, КД510А, стабилитрон КС162А — на КС156А. Транзисторы VT1, VT2, VT6 должны иметь разброс коэффициентов передачи токов базы не более 20%, VT7—VT10 — не более 20...30%. Коэффициенты передачи токов базы транзисторов VT1—VT6 должны находиться в пределах 150...250, транзисторов VT7—VT10 — в пределах 100...200, транзисторов VT12—VT15 — в пределах 80...200.

Вместо указанных на схеме возможно применение транзисторов серий КТ315 (VT1—VT3, VT10—VT12, VT14), КТ361 (VT4—VT7, VT9, VT13, VT15). Вместо полевых транзисторов VT17 можно использовать КП303 В, Г, Д, Е с напряжениями отсечки, отличающимися не более чем на 20...30%.

Операционные усилители DA1—DA4 можно заменить на К140УД8А, Б, К140УД6. В приборе использована измерительная головка РА1 типа М261М с током полного отклонения 100 мкА и сопротивлением рамки около 800 Ом. Можно использовать и микроамперметры других типов, например М4204.

Переключатели SA1, SA2 типа ПГЗ, но допустимо использовать ПГК, ПМ и другие. Выходной разъем генератора XS1 высокочастотный, типа СР50-73 ФВР может быть заменен низкочастотными унифицированными гнездами ОНЦ-ВГ-3/16-В.

Для питания устройства используется двуполярный стабилизированный источник питания, обеспечивающий напряжения ± 15 В при токе в нагрузку не менее 100 мА, изготовленный по любой из широко распространенных схем.

Большая часть элементов генератора смонтирована на печатной плате из стеклотекстолита размерами 160×60×2 мм (рис. 3, перемычки обозначены сплошными линиями и установлены со стороны элементов). Резистор R25 монтируется на выводах переменного резистора

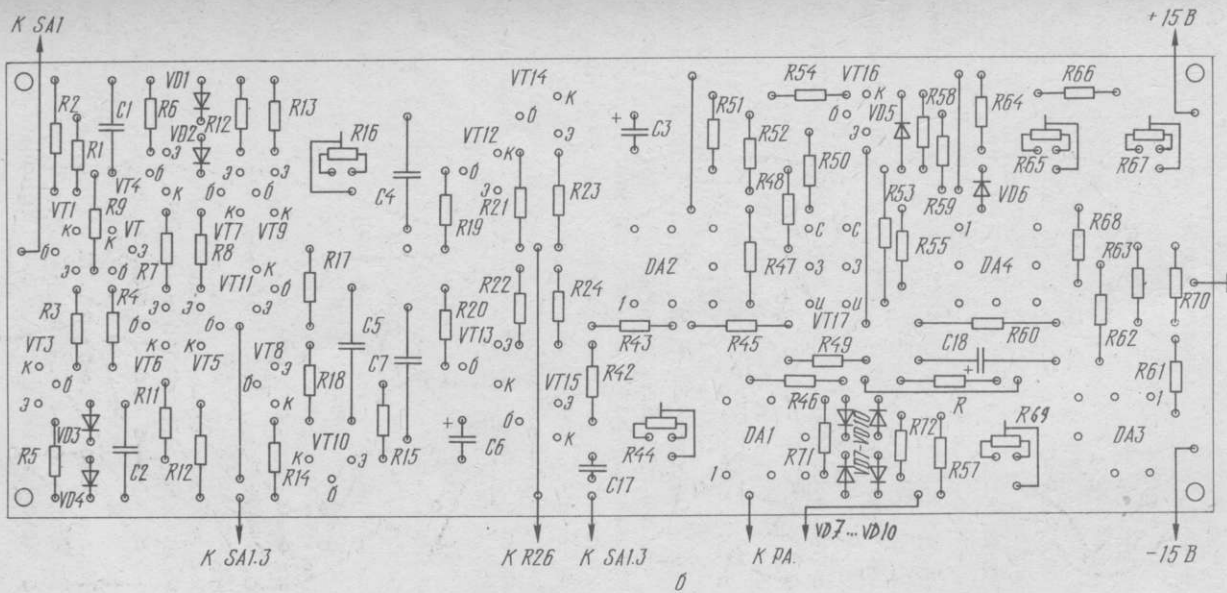
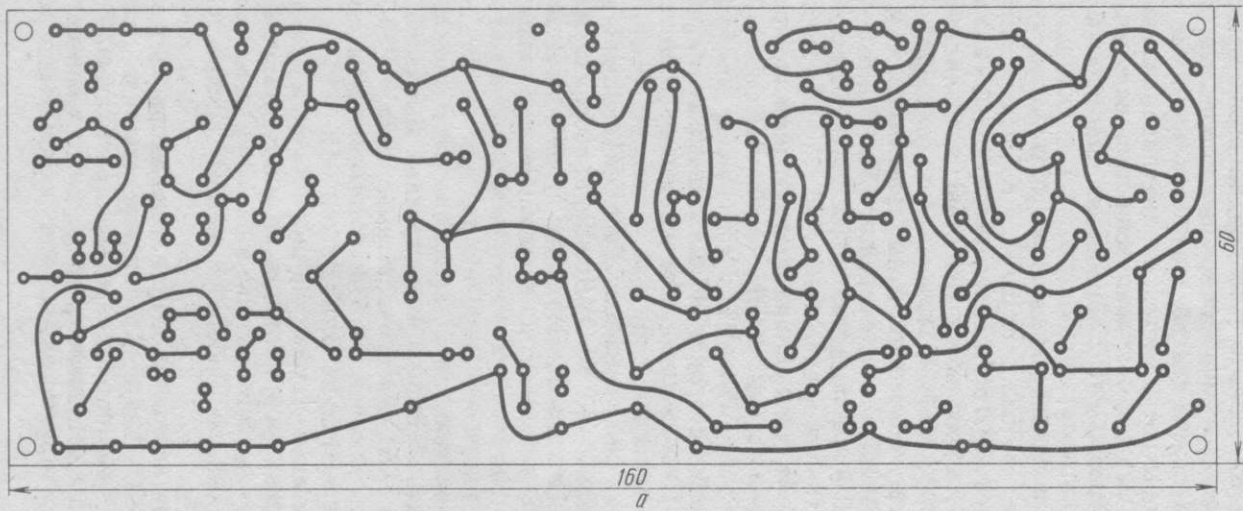


Рис. 3. Печатная плата синусоидального генератора

R26, резисторы выходного делителя R27—R30 — на выводах переключателя SA2, конденсаторы C8—C15 и резисторы R67—R73 — на дополнительной печатной плате, устанавливаемой около сдвоенного резистора R32, R40. Поскольку размеры и топология этой платы находятся в сильной зависимости от габаритов использованных конденсаторов, ее чертеж здесь не приводится. Резистор R60 и оксидный конденсатор C17 смонтированы на лепестках измерительной головки PA1.

Налаживание генератора следует начинать после тщательной проверки правильности монтажа и значений напряжений на выходах стабилизированного источника питания, которые должны находиться в пределах $\pm 14,5 \dots 16,0$ В.

После этого переходят к налаживанию основного усилителя генератора, для чего временно выпаивают один из выводов резистора R66 и контролируют режимы усилителя по постоянному току. Разность потенциалов на выводах резисторов R2, R10 должна составлять 2,3...2,7 В; на выводах R12, R14 — 1,7...2,1 В; на выводах R13, R15 — 1,1...1,5 В. Регулировкой резистора R16 добиваются тока покоя выходного каскада около 1,5...2,5 мА. Выходной потенциал усилителя должен находиться в пределах ± 10 мВ. Увеличение этого потенциала за пределы диапазона указывает на недостаточную симметрию усилителя и может быть устранено шунтированием резисторов R5 или R6 подобранным резистором с довольно большим сопротивлением (15...150 кОм).

После всего проделанного необходимо убедиться в отсутствии самовозбуждения усилителя. В правильно выполненном усилителе паразитная высокочастотная генерация не возникает. Это гарантирует отсутствие самовозбуждения в генераторном режиме. Если это не так, может потребоваться увеличение емкости корректирующих конденсаторов C1, C2, а также подбор элементов форсирующей цепи R69C19.

Затем переходят к налаживанию цепей стабилизации амплитуды сигнала генератора. После балансировки операционных усилителей движки подстроечных резисторов R32, R40, R33, R35, R37 устанавливают в среднее положение и восстанавливают контакт резистора R66 с печатной платой. Переключатель поддиапазонов устанавливается в положение, соответствующее второму поддиапа-

зону (100...1000 Гц). Совместной регулировкой резисторов R70 и R35 следует добиться возникновения генерации на этом поддиапазоне. Затем резистором R35 подбирают требуемый уровень выходного напряжения (5 В), после чего вход «синхронизация» осциллографа подключают к выходу генератора и внимательно контролируют по частотному поддиапазону форму сигнала на выходе усилителя ОУ DA4 и управляющие потенциалы на затворах VT17.1, VT17.2 вольтметром с высокоомным входом.

Подстройкой резисторов R70 и R33 следует добиться возможно малой амплитуды синусоидального сигнала на выходе ОУ DA4 и близких значений управляющих напряжений на затворах полевых транзисторов, значения которых должны находиться в пределах 0,4...1,6 В. На некоторых частотах допустима инверсия фазы сигнала. Отличие угловых характеристик двойных резисторов R32, R40 от идеальных приводит к некоторой нестабильности коэффициента передачи полосового фильтра по частоте. Вследствие этого возможно изменение амплитуд выходного сигнала DA4 по частотному диапазону в пределах 5...20 мВ.

Затем переключают генератор на третий поддиапазон (1...10 кГц), регулировкой резистора R71 добиваются устойчивой генерации и наименьшей амплитуды неискаженного сигнала на выходе ОУ DA4 в этом поддиапазоне. Регулировка генератора на первом (10...100 Гц) и четвертом (10...100 кГц) поддиапазонах не отличается от описанной. Однако следует отметить, что влияние собственной фазо-частотной характеристики и других частотно-зависимых характеристик усилителя приводит к более глубокому изменению сигнала в контрольной точке на высоких частотах, чем на низкочастотных диапазонах. Это одна из причин увеличения уровня гармоник с повышением частоты.

В случае недостаточной стабильности амплитуды генератора по частоте потребуется увеличение сопротивления резистора R44. При этом следует иметь в виду, что может несколько возрасти длительность переходных процессов в генераторе.

Градуировку шкалы и проверку кратности изменения частоты при переключении поддиапазонов проводят с помощью цифрового частотомера. Погрешность частотной

рассогласованности шкал поддиапазонов определяется преимущественно точностью подбора емкостей конденсаторов полосового фильтра и не превышает 2...3%.

При правильном монтаже вольтметр на ОУ DA3 работоспособен сразу после включения. Налаживание вольтметра сводится к установке требуемой чувствительности подбором сопротивления резистора R59, если головка PA1 имеет ток полного отклонения, отличающийся от 100 мкА. Практически в некоторых случаях удобнее корректировать чувствительность вольтметра шунтированием головки подбором резистора, устанавливаемого непосредственно на ее выводах (на схеме не показан). Неравномерность коэффициента передачи вольтметра в полосе частот $10...10^5$ Гц не должна превышать 1%.

Структурная схема формирователя импульсов функционального генератора представлена на рис. 4.

На вход формирователя подается выходной сигнал синусоидального генератора. Этим сигналом задается период следования импульсов. Компаратор ZL служит для

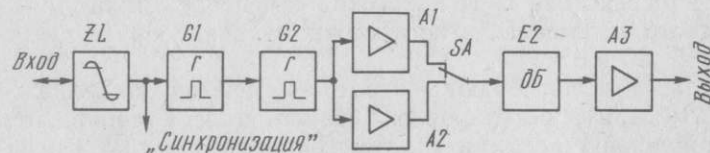


Рис. 4. Структурная схема формирователя импульсов функционального генератора

формирования прямоугольных импульсов с крутыми фронтами и спадами и скважностью, равной двум. Импульсами компаратора запускается одновибратор (ждущий мультивибратор) G1, генерирующий прямоугольные импульсы с регулируемой длительностью.

Спадом импульсов генератора G1 запускается одновибратор G2, формирующий положительные импульсы с регулируемой в широких пределах длительностью импульсов. Полученная импульсная последовательность поступает на усилитель A1, сигнал которого через аттенюатор E2 подается на выходной усилитель мощности A3.

В нижнем по схеме положении подвижного контакта переключателя SA аттенюатор E2 подключается к инвер-

тирующему усилителю А2. Выходной сигнал этого усилителя представляет собой последовательность импульсов, длительность которых равна, а полярность противоположна полярности выходных импульсов усилителя А1. Таким образом устройство позволяет формировать последовательность импульсов произвольной полярности с регулируемой в широких пределах длительностью. Особенностью описываемого формирователя является возможность изменения временного положения выходных импульсов относительно импульсов, подаваемых на вход «Синхронизация» за счет регулировки длительности импульсов генератора G1.

Синхронизация осциллографа указанным сигналом позволяет смещать осциллограмму отклика исследуемой схемы на импульсное воздействие по временной оси. Благодаря этому может быть легко выделена интересующая часть исследуемой кривой для детального изучения.

Технические характеристики формирователя импульсов

Длительность выходных импульсов, мкс	1...10, 10...100, 10 ² ...10 ³ , 10 ³ ...10 ⁴
Полярность выходных импульсов	Положительная, отрицательная
Длительность фронтов импульсов, не более, мкс	0,15
Амплитуда выходного напряжения на нагрузке 600 Ом, В	0...10
Пределы изменения задержки выходных импульсов относительно синхримпульсов, нс	20...200
Выходное сопротивление формирователя импульсов, не менее, Ом	75

Принципиальная схема формирователя импульсов показана на рис. 5.

Входной сигнал через повторитель напряжения на транзисторе VT18, служащий для развязки импульсных цепей от генератора синусоидального напряжения, подается на компаратор DA5. В компаратор введена цепь положительной обратной связи (R76R77), благодаря которой на переходной характеристике образуется зона нечувствительности. Указанная особенность, а также выбор оптимального напряжения сигнала регулировочным резистором R74 исключают повторные срабатывания компаратора за счет наложенной на синусоидальное напряжение шумовой составляющей напряжения.

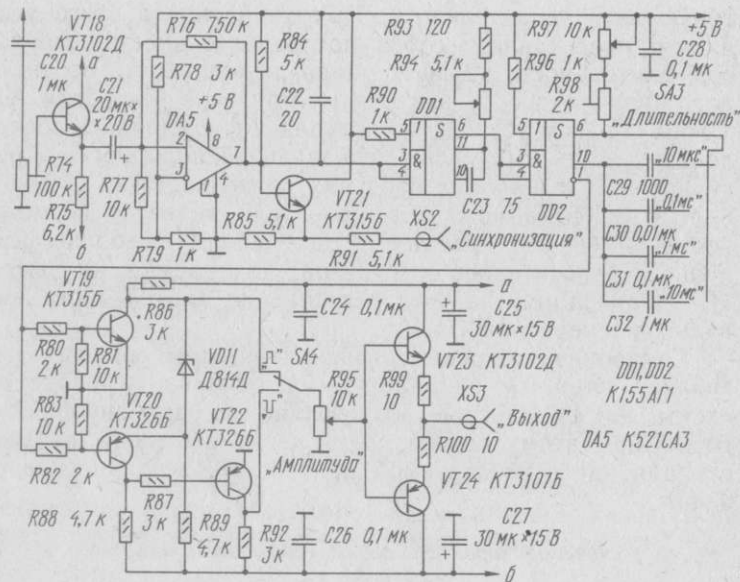


Рис. 5. Схема формирователя импульсов

Сформированные прямоугольные импульсы поступают через буферный эмиттерный повторитель на транзисторе VT18 на гнездо «Синхронизация» и вход одновибратора DD1. Регулировка длительности импульсов одновибратора осуществляется переменным резистором R94 (задержка). Спадом этих импульсов запускается одновибратор DD2.

Ступенчатое изменение длительности импульсов этого одновибратора производится переключением хронизирующих конденсаторов C29—C32, плавное — регулирующим резистором R97. Причем нижняя граница диапазона плавной регулировки устанавливается подстроечным резистором R98.

Импульсная последовательность, генерируемая одновибратором DD2, подается на ключевой каскад (VT19) и усилитель, выполненный на транзисторах VT20, VT22, инвертирующий полярность входных импульсов. На коллекторных нагрузках транзисторов VT19 и VT22 выделяются импульсы соответственно положительной и

отрицательной полярности. С помощью потенциометра R95, выведенного на переднюю панель прибора, осуществляется плавная регулировка амплитуды импульсов.

Выходным усилителем мощности служит симметричный эмиттерный повторитель напряжения на комбинированных транзисторах VT23, VT24. Основное функциональное назначение этого каскада — преобразование сравнительно высокого выходного сопротивления аттенюатора в существенно более низкое выходное сопротивление устройства.

Формирователь импульсов смонтирован на отдельной печатной плате размерами $135 \times 60 \times 2$ мм из одностороннего фольгированного стеклотекстолита (рис. 6, переключки обозначены сплошными линиями). Допускаемое отклонение от номинала всех использованных в схеме постоянных резисторов $\pm 10 \dots 20\%$. Подстроечные резисторы — типов СПЗ-44, СПЗ-27. В качестве переменных резисторов R94 (задержка), R98 (длительность импульсов) и R95 (амплитуда) допустимо использовать регулировочные резисторы СПЗ-4АМ, СПЗ-6, СПЗ-9А с линейной функциональной характеристикой. В конструкции использованы конденсаторы постоянной емкости типов КМ5, КМ6 (С20, С24, С26), К10-17, К10-7В (С22, С23), К50-6 (С21, С25, С27). Конденсаторы С29—С32 — типа К73, должны быть подобраны с погрешностью не более $\pm 2 \dots 3\%$. Они монтируются на выводах переключателя SA3.

Вместо указанных на схеме могут быть использованы транзисторы следующих серий: КТ342 (VT18, VT23), КТ312, КТ325 (VT19, VT21), КТ349, КТ361 (VT20, VT22, VT24). Переключатели: SA4 — кнопочный типа П2К, SA3 — галетный, типа ПГЗ, может быть заменен на ПГК, ПМ. В качестве розеток разъемов XS2 «Синхронизация» и XS3 «Выход» желательно использовать высококачественные гнезда типа СР50—73 ФВР.

Сигнал на выходе компаратора должен представлять собой меандр с крутыми фронтами и спадами. Следует обратить особое внимание на форму фронта и спада во всем диапазоне частот следования импульсов. На них не должны накладываться повторные короткие импульсы (дребезг), образование которых возможно в результате повторных срабатываний компаратора. Для устранения этих импульсов может потребоваться подбор

19

20

21

22

23

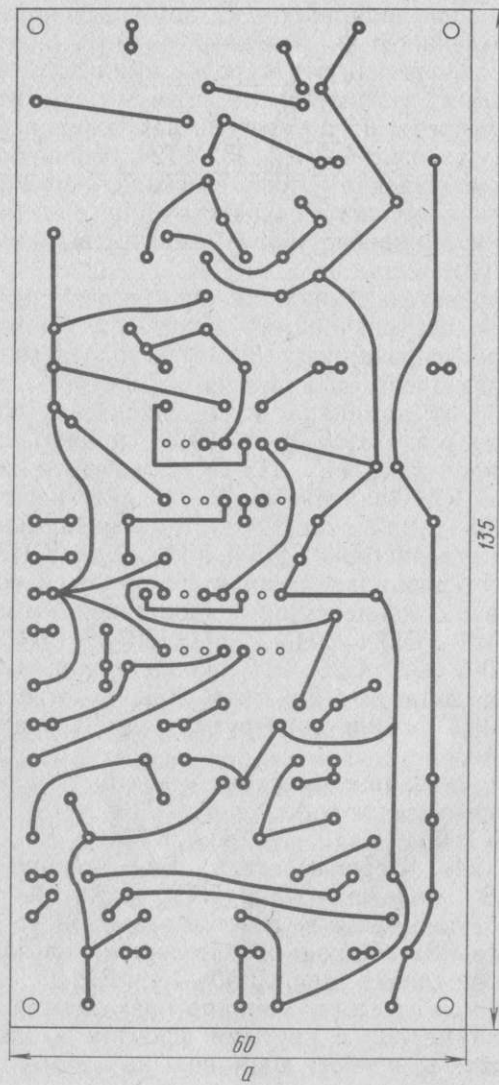
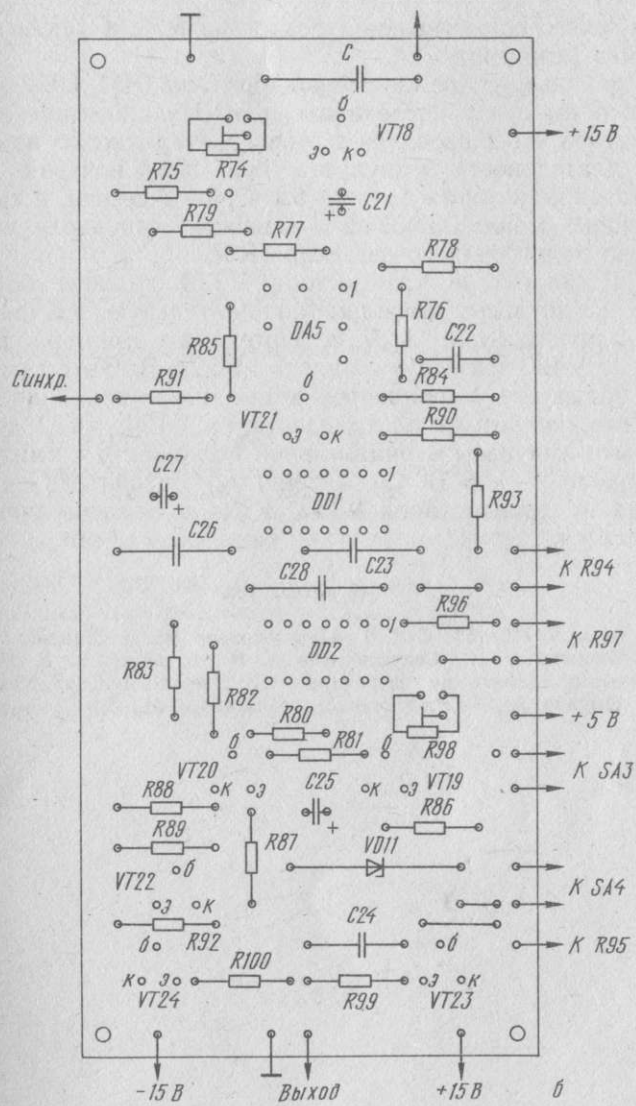


Рис. 6. Печатная плата



формирователя импульсов

наилучшего сопротивления резистора R76, а также подстройка резистора R74.

Правильно собранные одновибраторы DD1, DD2 работоспособны сразу после включения. Налаживание одновибратора DD2 сводится к проверке кратности изменения длительности импульсов при переключении поддиапазонов, которая должна быть равна десяти, а также установке минимальной длительности импульсов с помощью подстроечного резистора R98.

На коллекторе транзистора VT19 должны наблюдаться импульсы, имеющие положительную полярность и амплитуду около 14,5 В. Потенциал эмиттера транзистора VT20 должен составлять 1,5...2,5 В. В этом случае при правильно выполненной схеме на выходе инвертирующего усилителя на транзисторах VT20, VT22 должны быть импульсы отрицательной полярности с амплитудой около -14,5 В. Симметричный повторитель напряжения на транзисторах VT23, VT24 в налаживании не нуждается.

Список литературы

1. А. с. № 1190453 (СССР). Автогенератор /Н. В. Шиянов.
2. Вавилов А. А., Солодовников А. И., Шнайдер В. В. Низкочастотные измерительные генераторы.— Л.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Цыкина А. В. Электронные усилители.— М.: Радио и связь, 1982.

СОДЕРЖАНИЕ

В ПОМОЩЬ КОНСТРУКТОРУ

<i>Н. Шиянов.</i> Согласование приемника оптического излучения с усилителем	3
<i>А. Ануфриев.</i> Зарядно-разрядное устройство	11

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

<i>Ю. Котляров.</i> Тастатурный телефонный номеронабиратель	18
<i>А. Сучинский.</i> Карманный металлоискатель	22
<i>А. Сучинский.</i> Продление жизни люминесцентной лампы	26
<i>С. Гудов.</i> Индикаторы радиоактивного загрязнения	30

ЗВУКОУСИЛЕНИЕ

<i>Ю. Котляров.</i> Стерефонический усилитель мощности	42
<i>В. Банников.</i> Музыкальная сирена	45

ИЗМЕРЕНИЯ

<i>Н. Шиянов.</i> Функциональный генератор	54
--	----

Технический редактор *А. С. Журавлев*
Корректор *Н. В. Матвеева*

Подписано в печать 2.04.93. Формат 84×108¹/₃₂.
Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 4,2. Уч. изд. л. 3,97.
Тираж 25.000 экз. Цена договорная. Заказ № 5755.

Малое предприятие «Символ-Р». 103045, Москва,
Селиверстов пер., 10. МГП «Оргтехиздат».

Типография издательства «Самарский Дом печати».
443086, г. Самара, проспект Карла Маркса, 201.

ВНИМАНИЕ!
МП «Символ-Р» предлагает
«Приложения к журналу «Радио».

Мячин Ю. А. 180 типов аналоговых микросхем. Справочник. 1993 г. (I—II кв.); 10 а. л.; ил. Цена договорная.

Приводятся данные по отечественным интегральным микросхемам, операционным усилителям, интегральным стабилизаторам напряжения, усилителям низкой (звуковой) частоты, интегральным компараторам напряжения, интегральным таймерам, аналого-цифровым и цифро-аналоговым преобразователям, цоколевки, тип корпусов, ближайший зарубежный аналог.

Новые полевые и биполярные транзисторы. Справочник. Сост. Бельков А. К., Зиньковский А. И., Перельман В. Л. 1993 г. (I—II кв.); 10 а. л.; ил. Цена договорная.

Приводятся основные параметры новых полевых и биполярных транзисторов, габаритные чертежи, обозначения выводов, рекомендации по применению.

Войцеховский Д. В., Пескин А. Е. **Любительские видео- и аудиоустройства для цветных телевизоров.** 1993 г. (II кв.), 8 а. л.; ил. Цена договорная.

Приводятся схемотехнические и конструктивные решения декодеров ПАЛ и СЕКАМ на различных микросхемах, конвертеров звука ССIR—OIRT, предназначенных для использования с отечественными и зарубежными телевизорами цветного изображения, а также устройства дистанционного управления на ИК-лучах. Даются практические рекомендации по сопряжению цветных телевизоров с видеомангнитофонами и компьютерами.

«ПУТЕВОДИТЕЛЬ ПО ЖУРНАЛУ «РАДИО». 1986—1990 гг. Составители: Мстиславский А. Л., Фролов В. В. 10 а. л. Цена договорная.

Путеводитель представляет собой библиографический указатель, в котором журнальные публикации сгруппированы по тематике и снабжены краткими аннотациями.

Москвичи и гости столицы могут приобрести книги по адресу: 103045, г. Москва, Селиверстов пер., 10. Редакция журнала «Радио», МП «Символ-Р» ежедневно, кроме воскресенья, с 10.00 до 18.00.

Иногородние покупатели переводят сумму, состоящую из указанной цены книги и дополнительно 12 руб. за почтовые расходы, 2 руб. за конверт на расчетный счет МП «Символ-Р» 334570 в Комбанке «Оптимум» в Москве ГУЦБ РФ, корр. счет 161311, код 201791. На бланке почтового перевода просьба четко написать свой адрес и точное название оплаченной книги.

* * *

«Символ-Р» приглашает организации и частных лиц принять участие в распространении изданий «Приложения к журналу «Радио». Информация об условиях высылается по первому требованию. Телефоны для справок: 208-81-79 и 297-77-28.

**ФИРМА «ЛААС»
ПРИ ПОДДЕРЖКЕ ЖУРНАЛА «РАДИО»
И МП «СИМВОЛ-Р»
РАДИОЛЮБИТЕЛЯМ**

Фирма «ЛААС» предлагает Вам уникальную возможность в кратчайший срок выписать нужные радиодетали.

В каталоге сотни наименований!

Через фирму «ЛААС» в Ваш адрес быстро и с гарантией будут высланы Приложения к журналу «Радио» и другая радиотехническая литература.

Через фирму «ЛААС» каждый может вступить в члены Независимой российской ассоциации радиолюбителей.

Как выписать радиодетали, книги, какова их цена, как стать членом Независимой российской ассоциации радиолюбителей, какие права и привилегии они приобретают — все эти сведения Вы найдете в каталоге-справочнике фирмы «ЛААС».

Каталог-справочник фирма «ЛААС» выпускает четыре раза в год. Стоимость подписки на год — 60 рублей. Деньги следует перечислить на расчетный счет фирмы «ЛААС» — 467001 в Волжском филиале Комбанка «АЯР»: г. Волжск Марийской ССР, МФО 183024.

Копию платежного поручения или квитанцию о почтовом переводе направлять по адресу: 425009, Марийская ССР, г. Волжск, а. я. 6. По этому же адресу можно направлять заявки на отдельный экземпляр каталога, который «ЛААС» вышлет наложенным платежом по цене 20 руб. плюс почтовые расходы.

ЖУРНАЛ «РАДИО» И МП «СИМВОЛ-Р»

предлагают

предприятиям связи, телевидения, проектным организациям на договорных началах ПОСТАВИТЬ пакет информационных материалов для организации высококачественного приема ТВ программ с космических ретрансляторов, работающих в диапазонах 2,6; 4; 11 и 12 ГГц.

В пакет войдут:

диаграммы для определения азимута и угла места направления на ИСЗ, карты радиовидности всей территории СНГ и отдельных регионов;

сведения о зарубежных спутниковых программах;

данные о частотах, уровне сигнала в месте приема, поляризации;

данные о стандартах изображения и способе передачи звукового сопровождения.

Заявки на заключение договоров следует направлять по адресу: 103045, Москва, Селиверстов пер., 10. Редакция журнала «Радио» — МП «Символ-Р».

