

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования

«ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

А.И. Солдатов, В.С.Макаров, П.В.Сорокин

**РАСЧЕТ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНЫМИ
ИНДИКАТОРАМИ**

Учебное пособие

Издательство
Томского политехнического университета
Томск 2009

УДК 681.3.01(075.8)

ББК 32.81я73

С60

Солдатов А.И., Макаров В.С., Сорокин П.В.

С60 РАСЧЕТ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНЫМИ
ИНДИКАТОРАМИ: Учебное пособие/А.И.Солдатов. – Томск: Изд-во
ТПУ, 2009. – 105 с.

В учебном пособии приведена методика расчета схем управления дискретными индикаторами, при работе в статическом непрерывном, статическом импульсном и динамическом режимах. Методика расчета каждого типа индикаторов показана на конкретных примерах с подробным пояснением. Пособие предназначено для студентов направления 200100 «Приборостроение».

УДК 681.3.01(075.8)

ББК 32.81я73

Рекомендовано к печати Редакционно-издательским советом
Томского политехнического университета

Рецензенты

Кандидат технических наук, профессор, зав. кафедрой медицинской и биологической кибернетики ГОУВПО СибГМУ РОСЗДРАВА Я.С. Пеккер

Кандидат технических наук,
доцент кафедры СВЧиКР ТУСУР Н.Д. Хатьков

© Солдатов А.И., 2009

©Макаров В.С., 2009

©Сорокин П.В., 2009

© Томский политехнический университет,

© Оформление. Издательство Томского
Политехнического университета, 2009

ВВЕДЕНИЕ

Значительные успехи, достигнутые в области вычислительной техники и разрабатываемых на ее основе цифровых аппаратных комплексов, стимулировали широкий фронт работ по созданию электронных индикаторных устройств и систем.

В настоящее время в аппаратном обеспечении цифровых комплексов в качестве элементов индикации широко применяются жидкокристаллические, газоразрядные, полупроводниковые, вакуумные люминесцентные и другие дискретные индикаторы.

Каждый из указанных типов индикаторов, основанных на использовании различных физических принципов, предъявляет определенные требования к амплитудам управляющих напряжений и виду тока.

1. УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИНДИКАТОРОВ

Наиболее распространенными применениями полупроводниковых индикаторов являются: индикация состояния интегральных схем (панелей) и аппаратуры в целом, подсвет надписей и кнопок, создание шкал и табло.

Все эти преимущества полупроводниковых индикаторов перед индикаторной элементной базой, применявшейся ранее, позволяют проектировать приборы с меньшими габаритными размерами, энергоемкостью, повышенной эксплуатационной надежностью и более низкими затратами на проведение регламентных работ по замене индикаторов.

Полупроводниковые индикаторы могут работать в статическом непрерывном, статическом импульсном и динамическом режимах работы.

Поскольку полупроводниковые индикаторы имеют чрезвычайно низкое динамическое сопротивление при напряжениях, больших напряжения отсечки, то их необходимо подключать к источникам тока. Схема подключения светодиода к источнику напряжения, приведенная на рис. 1.1, может быть рассмотрена как подключение к источнику тока в случае, если напряжение питания $U_{ин}$ больше падения напряжения на светодиоде $U_{пр}$ при прохождении через него прямого тока $I_{пр}$ и если сопротивление токоограничивающего резистора R больше дифференциального сопротивления полупроводникового индикатора [7].

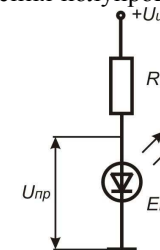


Рис. 1.1. Схема включения индикатора

Вследствие низкого дифференциального сопротивления светодиодов их не следует включать параллельно, так как незначительное изменение $U_{ин}$ и различие в дифференциальном сопротивлении может привести к резкому возрастанию тока светодиода с меньшим $U_{пр}$, к резкому возрастанию его светоотдачи и рассеиваемой мощности. Таким образом, при подключении к источнику напряжения $U_{ин}$ каждый

полупроводниковый индикатор должен быть защищен своим резистором.

При необходимости подключения к одному источнику питания полупроводниковых индикаторов различных цветов свечения (красного, зеленого, желтого) сопротивления токоограничивающих резисторов в связи с различием $U_{пр}$ рассчитываются для светодиодов каждого цвета отдельно. Один из вариантов такого подключения представлен на рис. 1.2.

Сопротивление токоограничивающего резистора в схеме рис. 2.1 может быть определено из соотношения

$$R = \frac{U_{ин} - U_{пр}}{I_{пр}}$$

где $U_{ин}$ — напряжение источника питания, В; $I_{пр}$ — прямой ток через полупроводниковый индикатор, А; $U_{пр}$ — падение напряжения на полупроводниковом индикаторе при прохождении через него прямого тока $I_{пр}$, В.

Величины $U_{пр}$ и $I_{пр}$ берутся из паспорта на полупроводниковый индикатор.

Учитывая наличие допусков на величины $U_{ин}$, $U_{пр}$, R минимальное и максимальное значения $I_{пр}$ могут быть определены из соотношений

$$I_{пр.мин} = \frac{U_{им.мин} - U_{пр.макс}}{R_{макс}}$$

$$I_{пр.макс} = \frac{U_{им.макс} - U_{пр.мин}}{R_{мин}}$$

Путем изменения напряжения источника питания и сопротивления R и ужесточения допусков на них необходимо обеспечивать, чтобы $I_{пр.макс}$ не превышал максимально допустимого по паспорту значения $I_{пр}$ и чтобы $I_{пр.мин}$ обеспечивал минимально допустимую яркость свечения полупроводникового индикатора.

На рис. 1.3 показано графическое определение максимального и минимального значений прямого тока $I_{пр}$ через полупроводниковый индикатор с учетом допусков на напряжение источника питания $U_{ин}$, сопротивление токоограничивающего резистора R , падение напряжения на полупроводниковом индикаторе $U_{пр}$. При построении приняты следующие допущения: $U_{ин} = 5 \text{ В} \pm 10\%$, $R = 300 \text{ Ом} \pm 10\%$, допуск на $U_{пр}$ приведен на вольт-амперной характеристике полупроводникового индикатора.

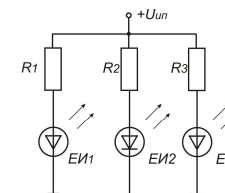


Рис.1.2. Схема включения индикаторов различных цветов свечения

На графике показаны только граничные нагрузочные прямые, определяющие максимальное и минимальное значения $I_{пр}$.

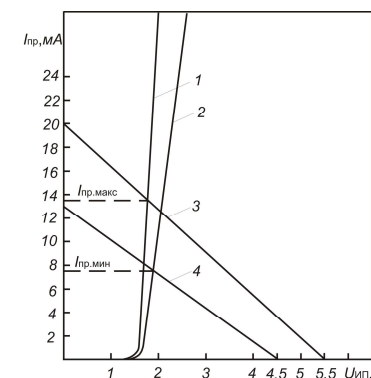


Рис. 1.3. Графический способ определения протекающего через светодиод тока: 1, 2 -- граничные значения $I_{пр}$; 3— граничная нагрузочная прямая при максимальном значении $U_{ин} = 5,5 \text{ В}$ и минимальном значении $R = 270 \text{ Ом}$; 4 — граничная нагрузочная прямая при минимальном значении $U_{ин} = 4,5 \text{ В}$ и максимальном значении $R = 330 \text{ Ом}$

Схема на рис. 1.1 является основной схемой включения полупроводникового индикатора при работе в режиме постоянного тока. Рассмотрим несколько дополнительных вариантов включения единичных индикаторов, в том числе с элементами защиты от воздействия превышающих (для данного прибора) предельно допустимые значения параметров. Критическим в данном случае для полупроводникового индикатора являются превышения прямого тока $I_{пр}$ и обратного пробивного напряжения $U_{обр}$. Причиной возмущений могут быть

переходные процессы, возникающие в источниках питания при переключениях, емкостные и индуктивные выбросы при перекоммутациях релейных и электронных схем, гальванически связанных с ППИ, наводки от ряда расположенных силовоточных цепей.

Приведенная схема подключения индикатора может быть использована при $U_{инп}$, меньшем либо равном $U_{обр}$. При таком включении не существует опасности пробоя даже при установке полупроводникового индикатора в схему обратной полярностью. При положительном импульсном выбросе $U_{инп}$ пробоя индикатора не наступает, так как он выдерживает значительные выбросы прямого пикового тока $I_{пик}$ (например, для ЗЛЗ41Б при $I_{пр}=10$ мА $I_{пик.макс} = 60$ мА). При отрицательных выбросах $U_{инп}$, не превышающих $|U_{инп}| + |U_{обр}|$, снижается $I_{пр}$ с соответствующим, естественно, снижением яркости свечения полупроводникового индикатора, при этом повреждения индикатора не происходит.

При отрицательных выбросах $U_{инп}$ превышающих $|U_{инп}| + |U_{обр}|$, необходима защита индикатора последовательным включением кремниевого диода. При расчете сопротивления токоограничивающего резистора R и выборе кремниевого диода необходимо обеспечивать значение тока через индикатор и кремниевый диод в соответствии с паспортными значениями.

Как указывалось выше, полупроводниковый индикатор работает только при протекании тока через него в прямом направлении. При необходимости работы индикатора на переменном токе требуется предусмотреть его защиту от воздействия обратного напряжения, если ожидается превышение максимально допустимого обратного напряжения для данного индикатора. На рис. 1.5.а приведена схема защиты индикатора от воздействия $U_{обр}$ с помощью кремниевого диода. При выборе диода необходимо обеспечить соответствие протекающих через него токов паспортным значениям.

Параллельно-встречное включение кремниевого диода, приведенное на рис. 1.5.а, может быть также использовано для защиты индикатора, используемого в режиме работы при постоянном токе, для защиты

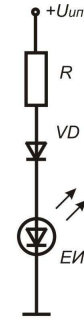


Рис. 1.4. Схема защиты индикатора при отрицательных выбросах $U_{инп}$ последовательным включением кремниевого диода

от отрицательных выбросов $U_{пит}$, превышающих $|U_{инп}| + |U_{обр}|$.

На рис. 1.5.б [12] приведена схема защиты с использованием двух индикаторов, включенных встречно-параллельно. Яркость свечения такого индикатора в результате использования обеих полуволн переменного тока будет выше яркости индикатора на схеме рис. 1.5.а. При расчете резистора R необходимо руководствоваться не столько обеспечением равенства проходящего через него тока паспортному значению $I_{пр}$, сколько превышением паспортного значения $U_{обр}$ на непроводящем полупроводниковом индикаторе.

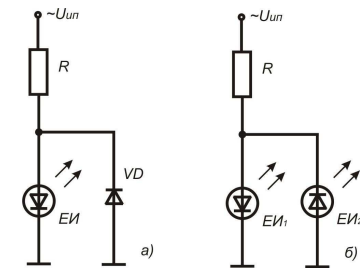


Рис. 1.5. Схема включения индикаторов в сеть переменного тока с защитой от пробоя: а — встречным включением кремниевого диода; б — встречным включением второго индикатора

На рис. 1.6 представлена схема защиты индикатора при помощи резистора R , обеспечивающего ограничение падения напряжения на

единичном индикаторе, когда он находится в непроводящем состоянии, до значения, меньшего максимально допустимого $U_{обр}$.

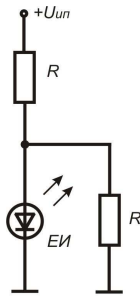


Рис. 1.6. Схема защиты индикатора параллельным включением резистора

Схемы управления индикаторами в статическом режиме. Наиболее часто используемые схемы подключения, базирующиеся [13] на возбуждении единичных индикаторов непосредственно с выходов ТТЛ-схем, приведены на рис. 1.7.

На схеме рис. 2.7, а включение индикатора происходит при единичном уровне напряжения на выходе ИМС. Сопротивление токоограничивающего резистора R определяется из выражения

$$R = (U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пр}}) / I_{\text{пр}},$$

где $I_{\text{пр}}$ — прямой ток через индикатор;

$U_{\text{вых}}^1$ — напряжение логической единицы на выходе ИМС;

$U_{\text{пр}}$ — падение напряжения на индикаторе при протекании через него прямого тока $I_{\text{пр}}$.

На рис. 1.7,б включение индикатора происходит при нулевом уровне напряжения на выходе ИМС. При этом типе включения можно использовать схемы с открытым коллектором. Сопротивление токоограничивающего резистора:

$$R = (U_{\text{ин}} - U_{\text{пр}} - U_{\text{вых}}^0) / I_{\text{пр}},$$

где $U_{\text{ин}}$ — напряжение источника питания;

$U_{\text{вых}}^0$ — нулевой логический уровень выходного напряжения ИМС.

На рис. 1.7, в включение индикатора происходит при

единичном уровне напряжения на выходе ИМС. При этом подключении используются только схемы с открытым коллектором. Сопротивление токоограничивающего резистора

$$R = (U_{\text{ин}} - U_{\text{пр}}) / I_{\text{пр}},$$

При этом выходное напряжение низкого уровня ИМС должно быть значительно ниже напряжения индикатора при прохождении через него прямого тока, т. е. $U_{\text{вых}}^0 \leq U_{\text{пр}}$

Приведенные на рис. 1.7, а и б схемы возбуждения индикаторов в выключенном состоянии потребляют по сравнению с включенным их состоянием пренебрежительно малые мощности.

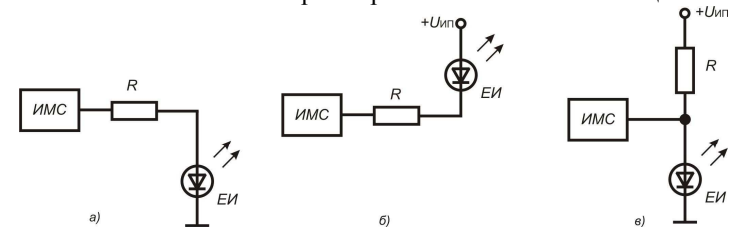


Рис.1.7. Схема возбуждения индикаторов с выхода ТТЛ-вентилей

Предлагаемые схемы управления предусматривают необходимость коммутатора напряжения для каждого индикатора. Однако в практике проектирования бывает необходимо создание дисплеев позиционного типа, т. е. с включением одного индикатора из некоторого числа N . С целью сокращения объема оборудования в качестве коммутатора напряжения могут быть применены дешифраторы 1 из 4, 1 из 8, 1 из 16. На рис. 1.8 приведена структурная схема управления дешифратором типа 533ИД7.

Приведенные схемы (рис. 1.7,а, б, в) возбуждения индикаторов имеют недостаток, заключающийся в ограниченности коэффициента разветвления из-за значительных токов потребления индикатором, сравнимых с нагрузочной способностью ТТЛ-вентилей.

С целью устранения этого недостатка в схему подключения вводят дополнительный буферный транзистор. Такие схемы подключения [14] приведены на рис. 1.9.

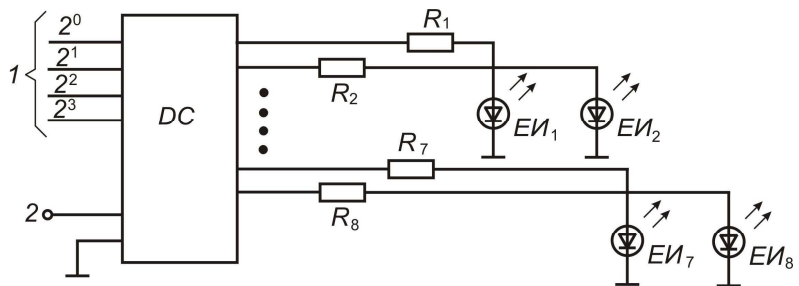


Рис. 1.8. Схема управления индикаторами позиционного дисплея дешифратором двоично-десятичного кода в десятичный:

1 — информационные входы ИМС; 2 — вход ИМС «контроль», DC — дешифратор двоично-десятичного кода в позиционный; $R_1 - R_8$ — токоограничивающие резисторы; $EИ_1 - EИ_8$ — единичные индикаторы позиционного дисплея.

В схемах, представленных на рис. 1.9,а и 1.9,г подключение индикаторов происходит при нулевых, а в схемах на рис. 1.9, б, в, д при единичных логических уровнях на выходах ИМС. Токоограничивающие сопротивления для схем подключения рис. 1.9, а — в определяются из соотношения

$$R = (U_{ип} - U_{пр} - U_{кэ\ нас}) / I_{пр}$$

где $U_{кэ\ нас}$ - падение напряжения коллектор-эмиттер насыщенного транзистора, а для схем подключения рис. 1.9, г и 1.9, д - из соотношения

$$R = (U_{ип} - U_{пр}) / I_{пр}$$

Если тип проводимости транзистора безразличен, следует применять схему рис. 1.9, б, когда индикатор должен включаться логической единицей на базе транзистора, и схему рис. 1.9, а, когда индикатор должен включаться логическим нулем на базе транзистора.

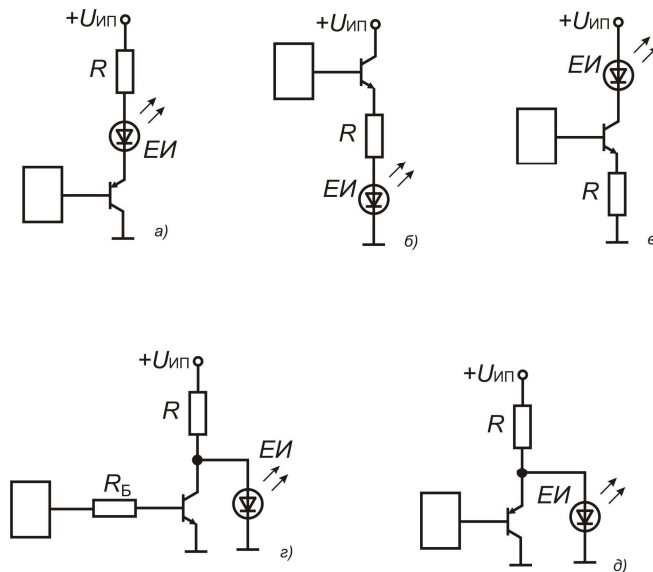


Рис. 1.9. Схема возбуждения индикаторов с использованием усилительного транзистора.

Учитывая, что наиболее рациональным и чаще встречающимся способом передачи информации является передача ее в виде двоично-десятичного кода (ДДК), рассмотрим возможности дешифрации информации из ДДК в позиционный семисегментный код цифровых индикаторов.

При передаче информации в виде ДДК наиболее простым способом управления цифровыми ППИ является способ управления в статическом режиме (режиме постоянного тока), при котором каждый индикатор обеспечивается устройствами памяти, дешифратором ДДК в позиционный код (ПК), воспринимаемый ППЦИ, а также формирователями тока.

В общем виде структурная схема управления индикатором в режиме постоянного тока представлена на рис. 1.10.

Дешифратор преобразует информацию ДДК в семиразрядный позиционный код. Полупроводниковые индикаторы являются токовыми приборами, для их нормального функционирования необходимо стабилизировать прямой ток через каждый элемент. Эту задачу выполняют формирователи тока. Таким образом, преобразованная из ДДК в

позиционный код информация поступает с нормированными по току характеристиками на управляющие входы индикатора. При необходимости индикации десятичных значений параметров, поступающие на схему управления данные должны содержать информацию о включении десятичной точки (ДТ). Эта информация по сигналу «Разрешение записи» запоминается устройством памяти ДТ, нормируется формирователем тока и подается на светодиод десятичной точки индикатора.

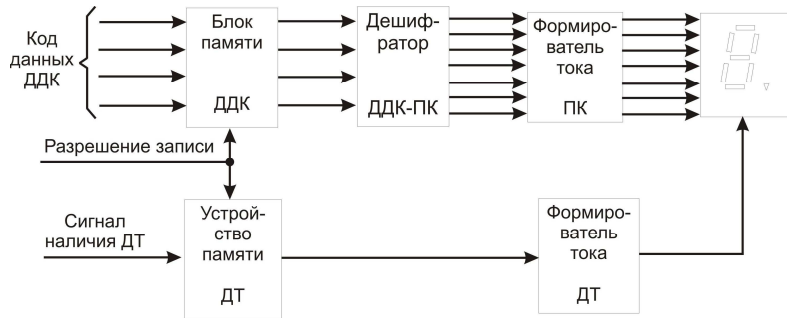


Рис. 1.10. Структурная схема управления полупроводниковым индикатором (семисегментным) в режиме постоянного тока.

Принципиальная схема управления цифровыми ППИ содержит буферные регистры, в которые записывается отображаемая информация, преобразователи кодов, в качестве которых могут выступать дешифраторы входного двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора, токоограничительные резисторы и светодиодный индикатор с общим катодом (рис.1.11).

Резисторы R1÷R7 задают режим работы светодиода, и определяются из формулы:

$$R1 = \frac{U_{вых}^1 - U_{np}}{I_{np}}$$

где $U_{вых}^1$ - выходное напряжение дешифратора высокого уровня,
 U_{np} - прямое падение напряжения на светодиоде при заданном I_{np} .
 I_{np} определяется из канделл-амперной характеристики по

требуемой величине силы света. По найденному I_{np} , из вольт-амперной характеристики, определяем U_{np} .

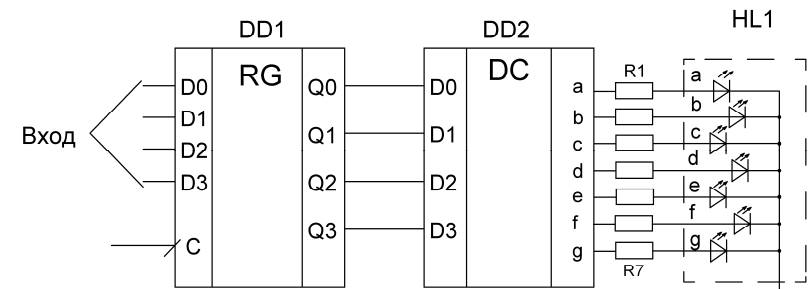


Рис.1.11. Схема управления семисегментным полупроводниковым индикатором с общим катодом в статическом режиме работы

Для светодиодного индикатора с общим катодом применяется дешифратор с активным выходом высокого уровня, типа 514ИД1. Максимальный выходной ток дешифратора должен удовлетворять условию:

$$I_{вых}^1_{max} \geq I_{np}$$

Если это условие не выполняется, то необходимо предусмотреть в схеме усилители тока, например на биполярных или полевых транзисторах рис.1.12.

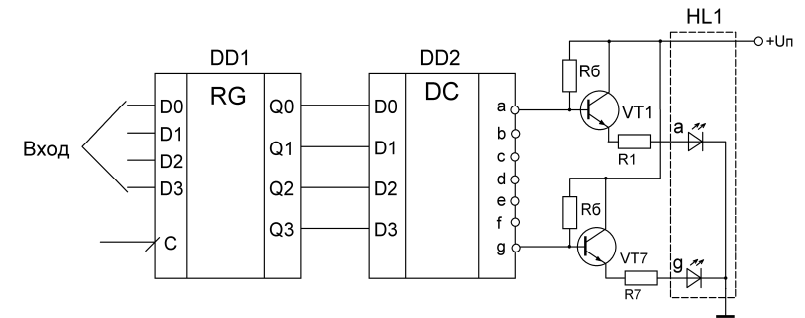


Рис.1.12 Схема включения полупроводниковых индикаторов с общим катодом в статическом режиме работы

Резисторы R1÷R7 для схемы рис.1.12 рассчитываются по формуле:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэ} - U_{np}}{I_{np}},$$

где U_n - напряжение питания,
 $U_{кэ}$ - падение напряжения на переходе коллектор- эмиттер транзистора VT1 в открытом состоянии,
 U_{np} - прямое падение напряжения на светодиоде при токе I_{np} .

Ток базы насыщения транзистора определяется из выражения:

$$I_{бн} = \frac{I_{кн}}{\beta} = \frac{I_{np}}{\beta},$$

где β – статический коэффициент передачи транзистора VT1.
 Выбираем степень насыщения $S = 2$, тогда ток базы будет равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2I_{бн}$$

Ток базы задается базовым резистором, который можно найти по формуле:

$$R_{б} = \frac{U_n - U_{бэ} - U_{R1} - U_{np}}{I_{б}}$$

Расчет схемы управления для остальных разрядов аналогичен приведенному выше.

Если в цифровом табло используется индикатор с общим анодом, то его схема управления будет отличаться только подключением общего вывода индикатора и применяемым типом дешифратора (рис.1.13).

Резисторы $R1 \div R7$ задают режим работы каждого сегмента индикатора и определяются из выражения:

$$R1 = \frac{U_n - U_{np} - U^0_{вых}}{I_{np}},$$

где U_n - напряжение питания,
 U_{np} - прямое падение напряжения на сегменте индикатора,

$U^0_{вых}$ - выходное напряжение низкого уровня дешифратора DD2.

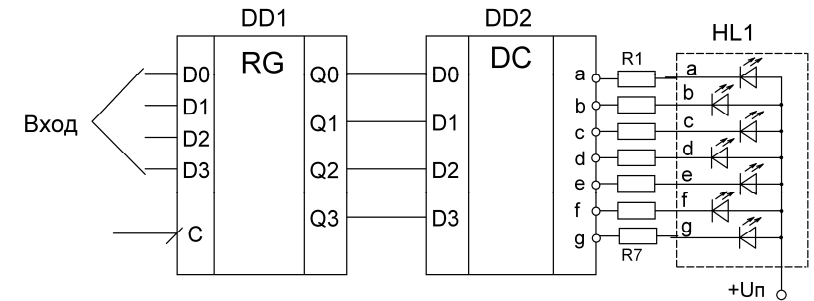


Рис.1.13 Схема включения полупроводниковых индикаторов с общим анодом в статическом режиме работы

Прямой ток через сегмент индикатора определяется аналогично, как и для индикаторов с общим катодом. Максимальный выходной ток низкого уровня дешифратора должен быть больше или равен прямому току через сегмент:

$$I_{вых}^0_{max} \geq I_{np}$$

Если ток сегмента превышает выходной ток дешифратора, то необходимо применить транзисторный усилитель (рис.1.14).

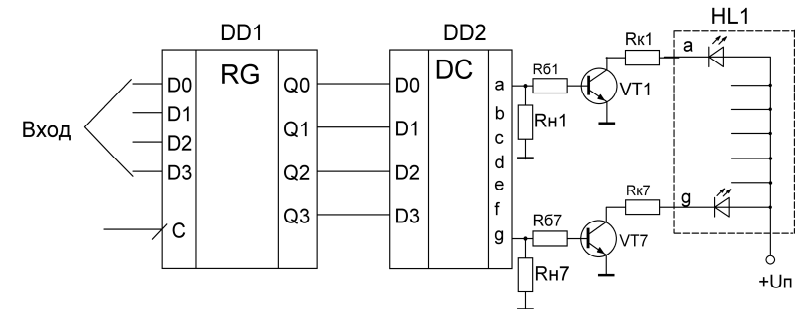


Рис.1.14. Схема включения полупроводниковых индикаторов с общим анодом в статическом режиме работы

Сопровитления $R_{к1} \div R_{к7}$ определяются из выражения:

$$R_K = \frac{U_n - U_{np.\partial} - U_{кэ}}{I_{ceг}}$$

где U_n - напряжение питания,
 $U_{np.\partial}$ - прямое падение напряжения на светодиоде,
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 $I_{ceг}$ - ток сегмента индикатора.

Ток базы насыщения транзистора определяется из тока коллектора:

$$I_{бн} = \frac{I_K}{\beta} \approx \frac{I_{ceг}}{\beta}$$

Ток базы транзистора определяется с учетом степени насыщения S:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн}$$

Выбираем степень насыщения S равной 2:

$$I_{б} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная $U^{1_{вых}}$ дешифратора можно найти сопротивление в цепи базы транзистора:

$$R_{б} = \frac{U^{1_{вых}} - U_{бэ}}{I_{б}}$$

Сопротивление нагрузки определяем из условия:

$$I_{вых}^1 = I_{б} + I_{Rн}$$

где $I_{вых}^1$ - выходной ток дешифратора при единичном выходном уровне,

$I_{Rн}$ - ток через R_n .

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U^{1_{вых}}}{I_{вых}^1 - I_{б}}$$

Статический импульсный режим работы индикаторов. При работе индикаторов в статическом импульсном режиме, принципиальные схемы включения остаются без изменения, однако в расчетах необходимо вместо постоянного тока сегмента $I_{ceг}$ использовать импульсный ток сегмента: $I_{u_{ceг}}$, который определяется из выражения:

$$I_{u_{ceг}} = I_{ceг} \cdot q^{1/n}$$

где q – скважность импульсов возбуждения индикатора,
 n – 1,4 при $q \leq 5$ и $n=1,2$ при $q > 5$.

Динамический режим работы индикаторов. В динамическом режиме работы индикаторов возможно использование двух методов индикации: поразрядный и фазоимпульсный (или знаковый).

Поразрядный метод индикации. На рис. 1.15 представлена структурная схема [7] управления цифровыми индикаторами в динамическом (мультиплексном) режиме управления с использованием поразрядного метода индикации.

В предлагаемой схеме выводы одноименных сегментов всех цифр соединены параллельно и подключены к соответствующим выходам формирователей тока 3. Генератор 7 тактирующих импульсов (ГТИ) является синхронизирующим звеном схемы. По его первому тактирующему импульсу срабатывают два устройства — устройство памяти 1, хранящее кодовую информацию в виде ДДК для всех шести цифр, и сканирующее устройство выбора цифры 6. Сканирующее устройство подключает через формирователь тока 5 общий вывод первой цифры, подготавливая ее к возможности возбуждения. По первому же тактирующему импульсу ГТИ устройство памяти ОЗУ 1 выдает на информационные входы дешифратора 2 тетраду ДДК для первой цифры. Преобразованная дешифратором 2 информация в виде позиционного кода через формирователи токов сегментов поступает на соответствующие сегменты всех цифр и индикаторов 4, замыкая токовую цепь только для первой цифры, светодиоды первой цифры светятся. По второму тактовому импульсу ГТИ сканирующее устройство отключает общий вывод первой цифры, подключая общий вывод второй. ОЗУ по второму импульсу ГТИ подключает на информационные входы дешифратора 2 тетраду ДДК для второй цифры, отключив код первой. Дешифратор преобразовывает ДДК второй цифры в позиционный код индикаторов. Цепь прохождения тока замыкается только через элементы второй цифры. Цикл

последовательного управления цифрами продолжается. Время протекания тока через светящийся элемент обратно пропорционально количеству цифр в управляемом наборе. Следовательно, значение среднего прямого тока сегментов и яркость их свечения также сокращаются. Для поддержания яркости свечения на прежнем уровне необходимо сохранять средний прямой ток за счет увеличения импульсного тока. Однако применение индикаторов большого размера, работающих при значительных токах через сегмент, влечет за собой необходимость применения мощных ключей $Y_1 — Y_6$. Действительно, в момент подключения индикатора к формирователям тока через ключ может течь суммарный ток всех сегментов (при индикации цифры 8). Так, для индикаторов ЗЛС324Б1 этот импульсный ток достигает $0,02 \cdot 7 \cdot 6 \approx 0,84$ А (при шести индикаторах, т. е. при скважности 6)

Указанным требованиям удовлетворяют дискретные транзисторы типа 2Т602А. Таким образом, для шести индикаторов требуется шесть достаточно мощных дискретных транзисторов. С уменьшением среднего тока через сегмент (у индикаторов малого размера) появляется возможность уменьшить допустимую мощность рассеяния транзистора и соответственно увеличить коэффициент интеграции их в корпусе. Поэтому данная схема наиболее эффективна для индикаторов, работающих на малых средних прямых токах через сегмент (1—3 мА).

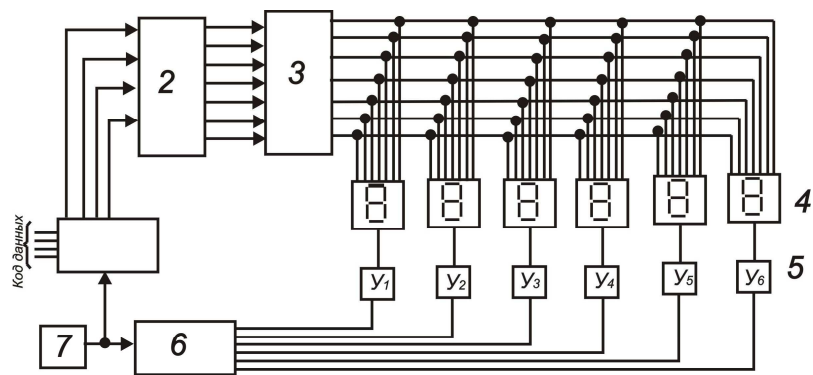


Рис. 1.15. Структурная схема управления шестью цифровыми индикаторами в динамическом режиме.

Необходимо отметить, что еще одним преимуществом схемы динамического управления индикаторами является то, что она менее

энергоемка по сравнению со схемами управления в статическом режиме. Это объясняется тем, что с возрастанием пикового тока индикаторов на GaAsP светоотдача на единицу тока увеличивается. Таким образом, для обеспечения одной и той же яркости свечения индикатора при управлении им в динамическом режиме расходуется меньшая мощность, чем в статическом непрерывном режиме.

Учитывая инерционность зрения для обеспечения восприятия информации без миганий и «размазывания», необходимо частоту возобновления информации для индикаторов, размещаемых на неподвижных объектах, поддерживать на уровне 100 Гц. Для приборов индикации, размещаемых на подвижных объектах, подверженных вибрациям, частота возобновления информации поддерживается на уровне, в 5 раз превышающем уровень вибрации. Однако с точки зрения рационального соотношения уровня сложности схем управления и удобства считывания для объектов, подверженных вибрациям с частотами, до 2000 Гц, вполне приемлема частота обновления информации 350—375 Гц.

Необходимо обратить внимание на то, что при использовании для стробирования высоких частот (10 кГц и более) скорость выключения усилительных транзисторов может оказаться недостаточной для обеспечения мультиплексного управления светоизлучающими диодами, т. е. может из-за затяжки срезов стробирующих импульсов возникнуть так называемый «эффект приведения» — цифры, которые должны быть выключены, остаются включенными, появляется паразитная подсветка фона на рабочем поле индикатора. В зависимости от условий считывания информации для предотвращения этого эффекта необходимо между выключением одного знака и включением другого предусматривать фиксированный временной интервал, равный 2—4% времени выборки знака на выходе сканирующего устройства выбора цифр.

Создание фиксированного временного интервала требует определенных аппаратных затрат, связанных с введением либо делителя частоты с ключами, либо других структурных элементов. Существует другой, более простой с точки зрения аппаратной реализации вариант, сопряженный с необходимостью несколько большего увеличения импульсного тока через светодиод. Учитывая обычно имеющееся регулирование яркости свечения индикаторов в устройстве отображения информации (т. е. наличие устройства регулирования), последовательно с регулировочным сопротивлением R_y генератора широтно-модулированных сигналов или аналогового регулятора яркости включают балластное сопротивление, обеспечивающее гарантированный временной интервал. Необходимо, однако, учитывать, что балластное сопротивление снизит средний прямой ток через каждый светодиод

каждой цифры индикаторного устройства, что повлечет за собой снижение максимального значения яркости свечения.

Принципиальная схема управления индикаторами с общим катодом для поразрядного способа индикации приведена на рисунке 1.16.

Расчет элементов схемы начинаем с определения импульсного тока через сегмент:

$$I_{u.ces} = I_{ces} * q^{1/1.4}$$

где I_{ces} - постоянный ток сегмента,
 q - скважность (в нашем примере $q = 4$).

Зная импульсный ток сегмента можно найти токоограничительные резисторы $R1 \div R7$:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэ_{VT1}} - U_{np} - U_{кэ_{VT2}}}{I_{u.ces}}$$

Ток коллектора VT1 равен импульсному току сегмента: $I_k = I_{u.ces}$

Находим ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Ток базы VT1 с учетом степени насыщения S транзистора, определяем по выражению:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы VT1 находим резистор $R_{б1}$:

$$R_{б1} = \frac{U_n - U_{бэ_{VT1}} - U_{R1} - U_{np} - U_{кэ_{VT2}}}{I_{б}}$$

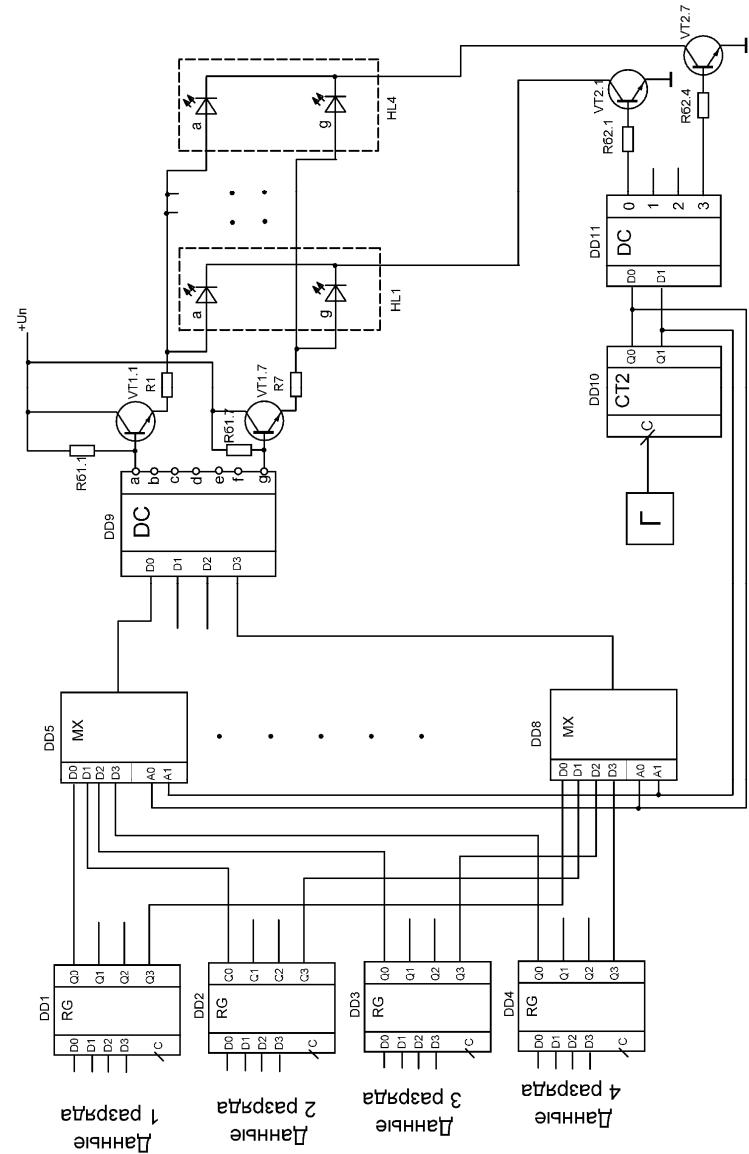


Рис. 1.16. Принципиальная схема управления 4-разрядным табло на полупроводниковых индикаторах с общим катодом для поразрядного метода

Зная требуемые I_k , U_n и I_b выбираем тип транзистора VT1.

Для выбора транзистора VT2 определим требуемые параметры, которые он должен обеспечить. Во первых, найдем ток коллектора:

$$I_{K_{VT2}} = 7 \cdot I_{u.cег}$$

Определим β исходя из максимального выходного тока дешифратора и степени насыщения VT2:

$$\beta = S \cdot \frac{I_{K_{VT2}}}{I_{B_{ВЫХ}}^1}$$

Зная U_n , I_k и β выбираем транзистор VT2.

Определим сопротивление R_{B2} :

$$R_{B2} = \frac{U_{B_{ВЫХ}}^1 - U_{бэ_{VT2}}}{I_b}$$

Если для отображения информации требуется другое количество индикаторов, то вместо $q = 4$ выбираем другое значение q .

Принципиальная схема управления 4^x – разрядным информационным табло на 7-сегментных полупроводниковых индикаторах с общим анодом для поразрядного метода индикации приведена на рис. 1.17.

Расчет элементов принципиальной схемы начнем с определения импульсного тока через один сегмент индикатора:

$$I_{u.cег} = I_{сег} \cdot q^{1/1.4},$$

где $I_{сег}$ – постоянный ток сегмента,
 q – скважность (в нашем примере $q = 4$)

Теперь можно найти величину сопротивления $R1$:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэ_{VT2}} - U_{np} - U_{кэ_{VT1}}}{I_{u.cег}}$$

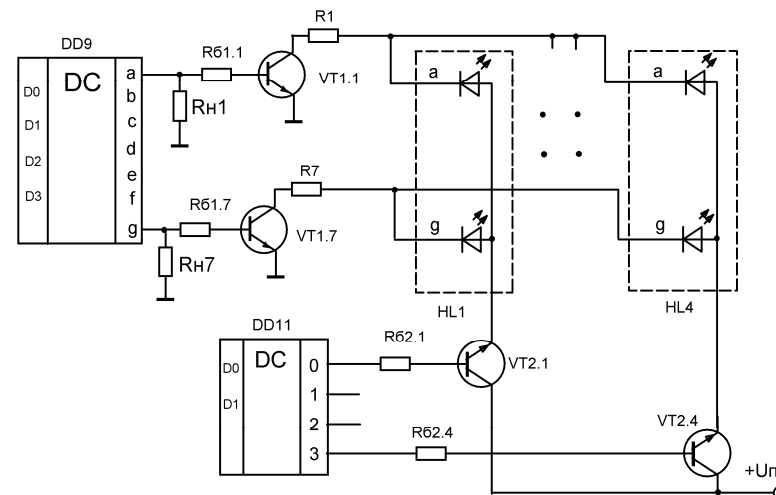


Рис.1.17. Принципиальная схема управления 4^x – разрядным семисегментным информационным табло на полупроводниковых индикаторах с общим анодом при поразрядном методе индикации.

Коллекторный ток транзистора приблизительно равен импульсному току через сегмент:

$$I_k \approx I_{u.cег}$$

Выбрав транзистор VT1 по требуемому I_k и U_n находим ток базы насыщения:

$$I_{Bн} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_{u.cег}}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S ток базы VT1 будет равен:

$$I_b = S \cdot I_{Bн} = 2 \cdot I_{Bн}$$

Зная ток базы найдем величину сопротивления в цепи базы:

$$R_{b1} = \frac{U_{B_{ВЫХ}}^1 - U_{бэ_{VT1}}}{I_b}$$

Сопротивление нагрузки определяем из условия:

$$I_{\text{вых}}^1 = I_{\text{б}} + I_{R_n}$$

где $I_{\text{вых}}^1$ - выходной ток дешифратора при единичном выходном уровне,

I_{R_n} - ток через R_n .

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U_{\text{вых}}^1}{I_{\text{вых}}^1 - I_{\text{б}}}$$

Коллекторный ток транзистора VT2 будет равен сумме токов через сегменты индикатора:

$$I_{K_{VT1}} = 7 \cdot I_{u.\text{сег}}$$

Ток базы VT2 должен быть меньше или равен выходному току дешифратора:

$$I_{\text{б}_{VT2}} \leq I_{\text{ВЫХ}}^1$$

Определим требуемое β с учетом степени насыщения S :

$$\beta = 2 \cdot \frac{I_{K_{VT2}}}{I_{\text{б}}}$$

По известным параметрам I_k , U_n и β выбираем тип транзистора.

Определим сопротивление в цепи базы VT2:

$$R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{бэ}_{VT2}} - U_{np} - U_{\text{кэ}_{VT1}}}{I_{\text{б}}}$$

Таким образом мы рассчитали все элементы принципиальной схемы.

Если величина резистора $R_{\text{б}2}$ получается отрицательной, то необходимо использовать транзисторы VT1-VT7 структуры $p-n-p$. (рис.1.18).

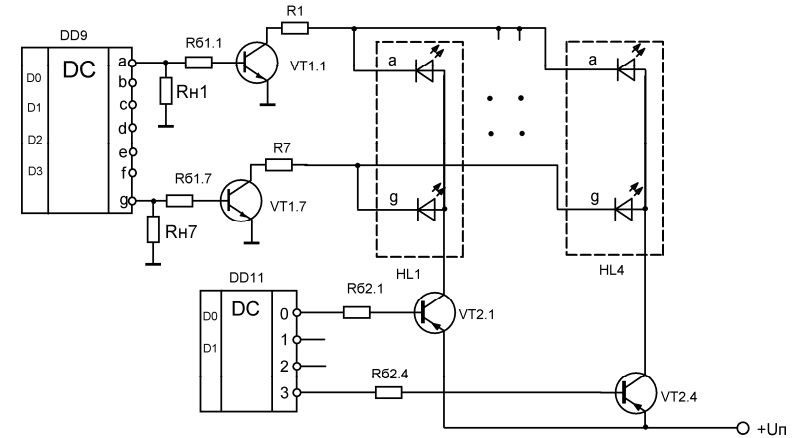


Рис.1.18. Принципиальная схема управления 4^x - разрядным семисегментным информационным табло на полупроводниковых индикаторах с общим анодом при поразрядном методе индикации.

Расчет элементов принципиальной схемы, представленной на рис.1.18 аналогичен расчету элементов принципиальной схемы, показанной на рис.1.17. Исключение составляет $R_{\text{б}2}$, которое определяется из выражения:

$$R_{\text{б}2} = \frac{U_n - U_{\text{бэ}_{VT2}} - U_{\text{ВЫХ}}^0}{I_{\text{б}}}$$

Фазоимпульсный метод индикации. Принципиальная схема управления полупроводниковыми семисегментными индикаторами с общим катодом для фазоимпульсного метода индикации представлена на рис.1.19. Для фазоимпульсного метода индикации скважность всегда равна 10.

Расчет элементов принципиальной схемы начинаем с определения импульсного тока через один сегмент индикатора:

$$I_{u.\text{сег}} = I_{\text{сег}} \cdot q^{1/1.2}$$

где $I_{\text{сег}}$ - постоянный ток сегмента,
 q - скважность импульсов возбуждения (для фазоимпульсного метода $q = 10$).

Зная импульсный прямой ток сегмента можно определить величину резистора R1:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_{np} - U_{кэVT2}}{I_{u.cег}}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{кэ}$ – напряжение коллектор – эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения,
 U_{np} – прямое падение напряжение на сегменте полупроводникового индикатора при протекании $I_{u.cег}$.

Через транзистор VT1 будет течь суммарный ток одноименных сегментов всех индикаторов, поэтому:

$$I_{эVT1} = 4 \cdot I_{u.cег} \approx I_{кVT1}$$

По требуемым параметрам I_k и U_n выбираем тип транзистора VT1. Зная его статический коэффициент передачи β определяем $I_{бн}$:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Для фазоимпульсного метода индикации степень насыщения транзистора S будет изменяться от единицы (при отображении одинаковых цифр всеми индикаторами) до 4 (при отображении разных цифр). Поэтому выбираем $I_{б} = I_{бн}$. Зная ток базы VT1 находим резистор R61:

$$R_{б1} = \frac{U_n - U_{бэVT1} - U_{R1} - U_{np} - U_{кэVT2}}{I_{б}}$$

Через транзистор VT2 течет суммарный ток всех сегментов индикатора, поэтому:

$$I_k = 7 \cdot I_{u.cег}$$

Зная максимальный выходной ток $I_{ВЫХ}^1$ инвертора DD7, можно определить минимальное значение статического коэффициента

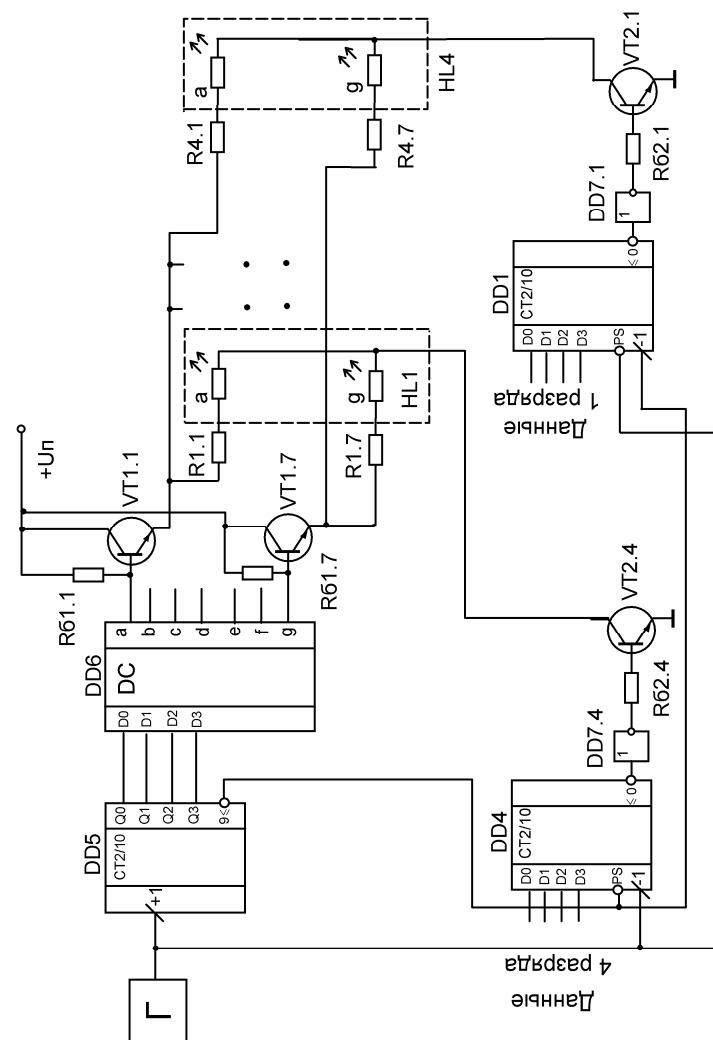


Рис. 1.19. Принципиальная схема управления полупроводниковыми семисегментными индикатором и с общим катодом для фазоимпульсного метода индикации

передачи тока β :

$$\beta = S \cdot \frac{I_k}{I_{ВЫХ}^1},$$

где S – степень насыщения транзистора VT2.

По требуемым параметрам I_k , β , U_n выбираем транзистор VT2. Исходя из требуемого тока базы определяем $R_{б2}$:

$$R_{б2} = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэVT2}}{I_{б}}$$

Если при расчете сопротивление $R_{б1}$ оказывается отрицательным, то можно применить дешифратор серии КМОП с большим значением выходного напряжения $U_{ВЫХ}^1$, либо использовать транзистор структуры $p-n-p$ (рис.1.20). В этой схеме необходимо использовать дешифратор семисегментного кода с активным нулевым уровнем на выходе. Расчет элементов принципиальной схемы не отличается от расчета схемы, показанной на рис.1.19, за исключением базового резистора $R_{б1}$:

$$R_{б1} = \frac{U_n - U_{бэVT1} - U_{ВЫХ}^0}{I_{б}}$$

Для индикаторов с общим анодом принципиальная схема управления для 4^x индикаторов показана на рисунке 1.21. Расчет элементов принципиальной схемы начинаем с определения импульсного тока через сегмент индикатора:

$$I_{и.сег} = I_{сег} \cdot q^{1/1.2}$$

где $I_{сег}$ – постоянный ток сегмента,
 q – скважность импульсов возбуждения (для фазоимпульсного метода индикации $q = 10$).

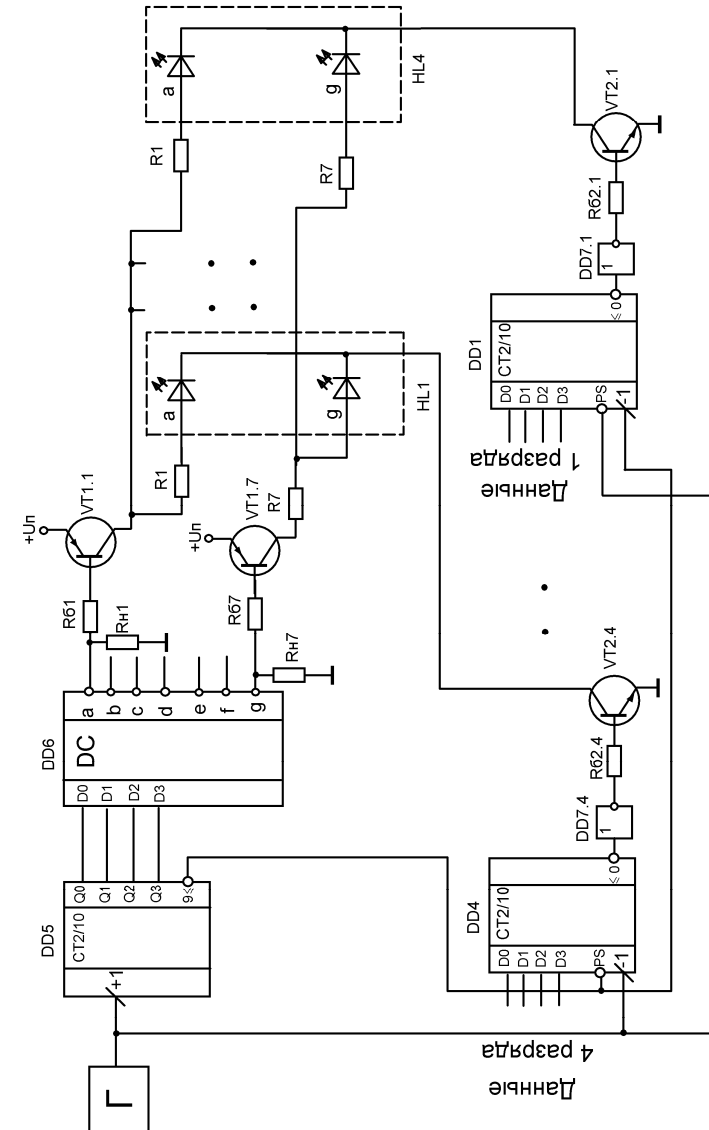


Рис.1.20. Принципиальная схема управления полупроводниковыми семисегментными индикаторами с общим катодом для фазоимпульсного метода индикации

Импульсный ток через сегмент индикатора задается резистором R1, который находится из выражения:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэ_{VT1}} - U_{np} - U_{кэ_{VT2}}}{I_{u.cег}}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{кэ}$ – напряжение коллектор – эмиттер транзистора в режиме насыщения,
 U_{np} – прямое падение напряжение на светодиоде при протекании $I_{u.cег}$.

Через транзистор VT1 течет суммарный ток одноименных сегментов всех индикаторов:

$$I_k = 4 \cdot I_{u.cег}$$

По требуемым параметрам I_k и U_n выбираем тип транзистора VT1. Зная его статический коэффициент передачи тока β определим ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Т.к. ток коллектора может изменяться от $I_{u.cег}$ до $4I_{u.cег}$, то степень насыщения транзистора S выбираем равным 1, для максимального тока коллектора и соответственно для минимального I_k степень насыщения транзистора будет равна 4. Отсюда:

$$I_b = I_{бн}$$

Зная ток базы и выходные параметры дешифратора DD6 определим сопротивление $R_{б1}$:

$$R_{б1} = \frac{U_n - U_{бэ_{VT1}}}{I_b}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{бэ}$ – напряжение на переходе база – эмиттер в режиме насыщения.

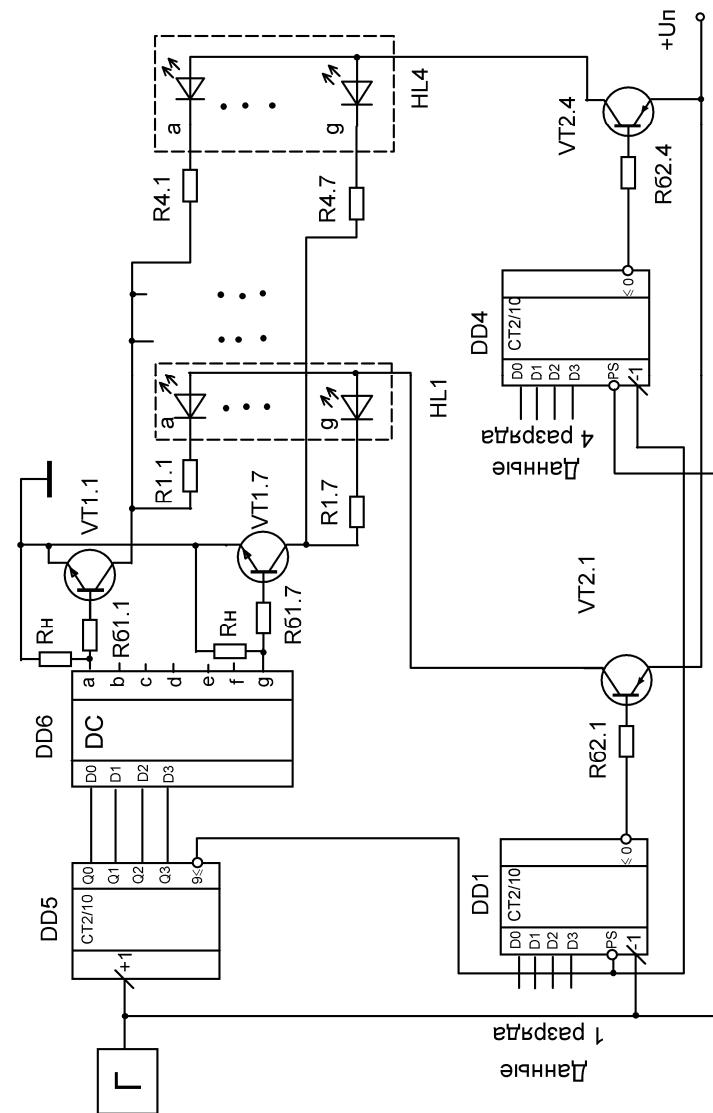


Рис. 1.2.1. Принципиальная схема управления полупроводниковыми семисегментными индикаторами с общим анодом для фазоимпульсного метода индикации

Сопротивление нагрузки определяем из условия:

$$I_{\text{вых}}^1 = I_{\bar{\sigma}} + I_{R_n}$$

где $I_{\text{вых}}^1$ - выходной ток дешифратора при единичном выходном уровне,

I_{R_n} - ток через R_n .

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U_{\text{вых}}^1}{I_{\text{вых}}^1 - I_{\bar{\sigma}}}$$

Через транзистор VT2 течет суммарный ток всех сегментов одного индикатора:

$$I_{K_{VT2}} = 7 \cdot I_{u.cег}$$

Зная выходной ток нуля вычитающих счетчиков DD1÷DD4 можно определить минимальное значение статического коэффициента передачи тока транзистора VT2:

$$\beta = \frac{I_K}{I_{\text{ВЫХ}}^0}$$

Зная I_K , U_n и β выбираем транзистор VT2. Сопротивление $R_{\bar{\sigma}2}$ определяется из выражения:

$$R_{\bar{\sigma}2} = \frac{U_n - U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}_{VT2}} - U_{\text{ВЫХ}}^0}{I_{\bar{\sigma}}}$$

где U_n – напряжение питания,

$U_{\bar{\sigma}\bar{\sigma}}$ – напряжение база – эмиттер в режиме насыщения,

$U_{\text{ВЫХ}}^0$ - выходное напряжение логического нуля вычитающего счетчика.

2 УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ВАКУУМНЫХ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ИНДИКАТОРОВ

Формирование изображения на информационном поле вакуумных люминесцентных индикаторов можно осуществлять статическим или мультиплексным способом. При статическом способе возбуждающие сигналы подаются на необходимые для получения заданного изображения аноды-сегменты и все изображение знака формируется одновременно. Формирование изображения мультиплексным способом осуществляется применительно к вакуумным люминесцентным индикаторам, имеющим два канала управления, таким как многозарядные индикаторы с параллельно соединенными анодами-сегментами и отдельными для каждого знака сетками. Так же управляют матричными и графическими вакуумными люминесцентными индикаторами.

При мультиплексном управлении в течение каждого момента времени формируется не полное изображение, а его отдельные элементы. Различают три способа мультиплексного управления с временной разверткой: по сеткам индикаторов; анодам-сегментам индикаторов; знакам.

При первом способе знаки поочередно синтезируются на каждом знакоместе (рис. 2.1). Аноды-сегменты возбуждаются со скважностью Q , равной числу знакомест. Средняя яркость свечения анодов в Q раз меньше мгновенной.

При втором способе напряжение возбуждения подается на одноименные аноды-сегменты, участвующие в формировании отображаемых знаков, а положительные напряжения на сетки отдельных знакомест подаются в моменты анодной развертки, которые соответствуют синтезируемой цифре в данном знакоместе (рис. 2.2). Средняя яркость свечения анодов ниже мгновенной в n раз (n — число сегментов в одном разряде).

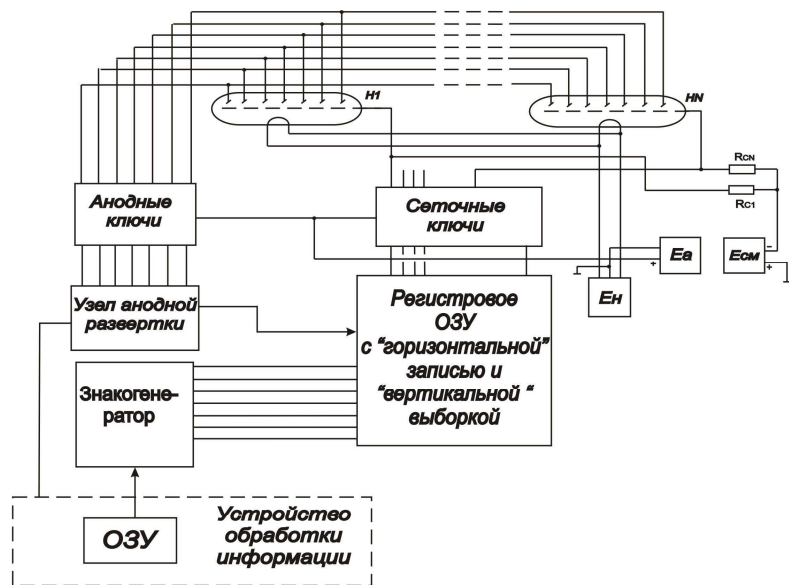


Рис.2.1. Структурная схема мультиплексного управления вакуумными люминесцентными индикаторами с сеточной разверткой

Обычно знаковосинтезирующие индикаторы отображает ограниченное число знаков, например цифры от 0 до 9 и запятую. В этих случаях можно использовать развертку по знакам (фазоимпульсный способ индикации), при которой на параллельно включенные аноды-сегменты всех знакомест поочередно подаются напряжения, соответствующие каждому из 11 знаков, а положительное напряжение подается на сетку того знакоместа, в котором в настоящее время должен отображаться соответствующий знак (рис. 2.3). Средняя яркость свечения при знаковой развертке в n раз меньше мгновенной (n — число отображаемых знаков).

Для однородного свечения анодов-сегментов на всех знакоместах индикатора при любом способе мультиплексного управления необходимо обеспечить равенство скважностей высвечивания каждого из анодов, участвующих в формировании отображаемого знака. Частота повторения должна превышать критическую частоту мельканий, при которой глаз может заметить мерцание отображения (практически >50 Гц).

Из сравнения устройств, реализующих различные типы разверток, следует, что наиболее простое (по числу узлов управления) устройство развертки по сеткам, хотя выбор оптимального вида развертки в общем случае определяется структурой кода источника информации и числом отображаемых знаков.

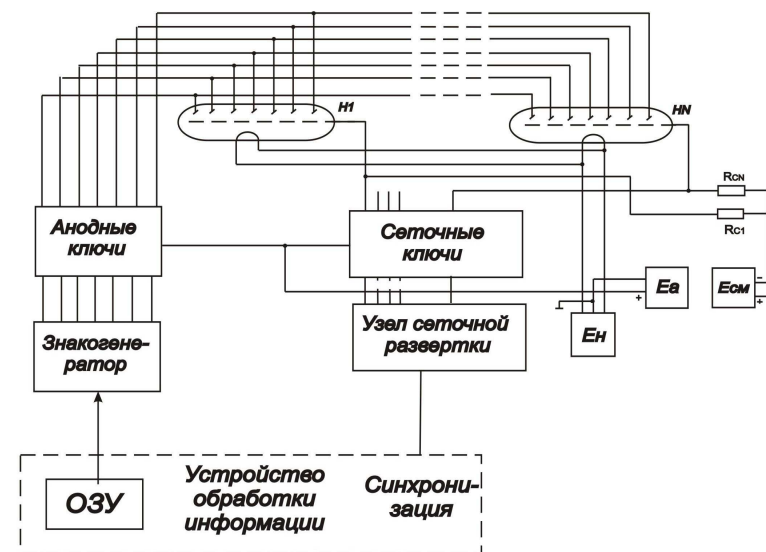


Рис.2.2. Структурная схема мультиплексного управления вакуумными люминесцентными индикаторами с анодной разверткой

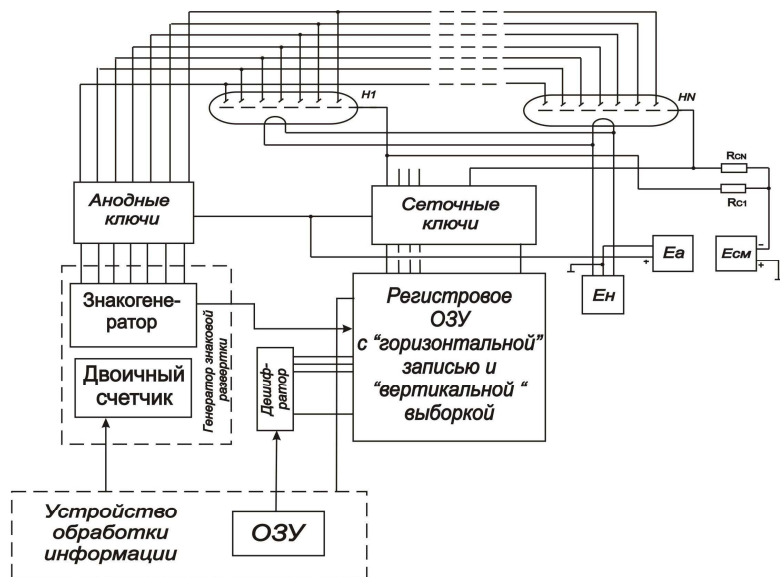


Рис.2.3. Структурная схема мультиплексного управления вакуумными люминесцентными индикаторами с фазоимпульсным методом индикации

Вакуумными люминесцентными индикаторами требуется три напряжения питания: анодное, сеточное и накала. Существует два варианта подключения анодного источника питания:

- через последовательный ключ (рис. 2.4)
- с использованием шунтирующего ключа (рис. 2.5)

Очевидно, что для коммутации анодного и сеточного напряжения в вакуумных люминесцентных индикаторах предпочтительнее вариант с последовательным ключом. Ключ можно выполнить как на биполярном, так и на полевом транзисторах. Целесообразнее применять биполярные транзисторы с *p-n-p* структурой и полевые с каналом *p* - типа. При выборе ключей следует учитывать их ток утечки в выключенном состоянии и для исключения паразитной подсветки анодов в выключенном состоянии шунтировать промежутки анод-катод резисторами, величина которых определяется из выражения:

$$Ra \leq \frac{1}{I_{ут_MAX}}$$

где $I_{ут_MAX}$ - максимальный ток утечки транзистора.

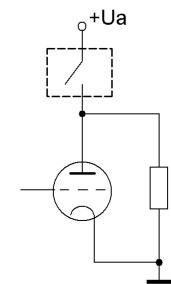


Рис. 2.4. Схема подключения анодного напряжения с использованием шунтирующего ключа

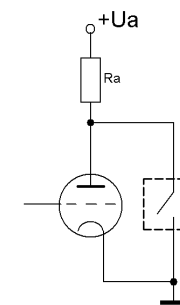


Рис. 2.5. Схема подключения анодного напряжения через последовательный ключ

При управлении по цепи сетки (например, в динамическом или статическом импульсном режимах) также возможны два варианта подключения источника сеточного напряжения. При использовании последовательного ключа для надежного запираения индикатора на время, когда на сетке нет входного сигнала, на нее необходимо подавать запирающее напряжение. Сопротивление сетки определяется из

выражения:

$$R_c \leq \frac{0,05 \cdot U_3}{I_{ут. MAX}}$$

где U_3 – запирающее напряжение на сетке,
 $I_{ут. MAX}$ – максимальный ток утечки ключа в цепи сетки при
 выбранном сеточном напряжении.

Статический режим работы индикаторов. Принципиальная
 схема управления одноразрядным семисегментным индикатором в
 статическом непрерывном режиме приведена на рисунке 2.6.

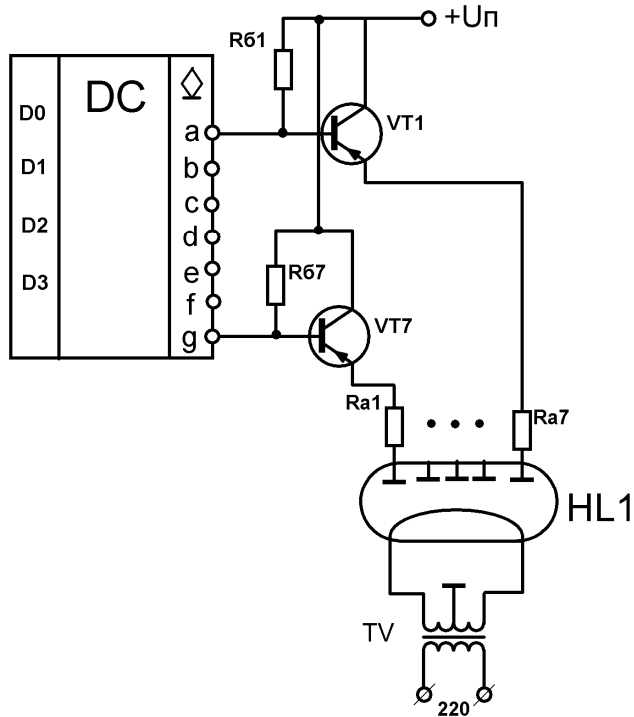


Рис. 2.6. Принципиальная схема управления одноразрядным семисегментным индикатором в статическом непрерывном режиме

Расчет элементов схемы начинаем с выбора типа индикатора и определения его номинальных параметров U_a , I_a , U_n и I_n . Зная ток анода и напряжение анода можно определить сопротивление в анодной цепи:

$$R_a = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_a}{I_a}$$

Сопротивление в цепи базы определяется исходя из тока базы. Ток базы насыщения определяется по формуле:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_a}{\beta}$$

где β – статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ.

Задавшись степенью насыщения S равной 2, определим ток базы:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Выходной ток дешифратора должен быть много больше тока базы. Зная ток базы найдем сопротивление в цепи базы:

$$R_{б} = \frac{U_n - U_{БВЛX}^0}{10 \cdot I_{б}}$$

Однако для этой схемы управления необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$U_{БВЛX}^1 \approx U_n$$

Если это условие не выполняется, то необходимо использовать другую схему управления индикаторами (рис. 2.7).

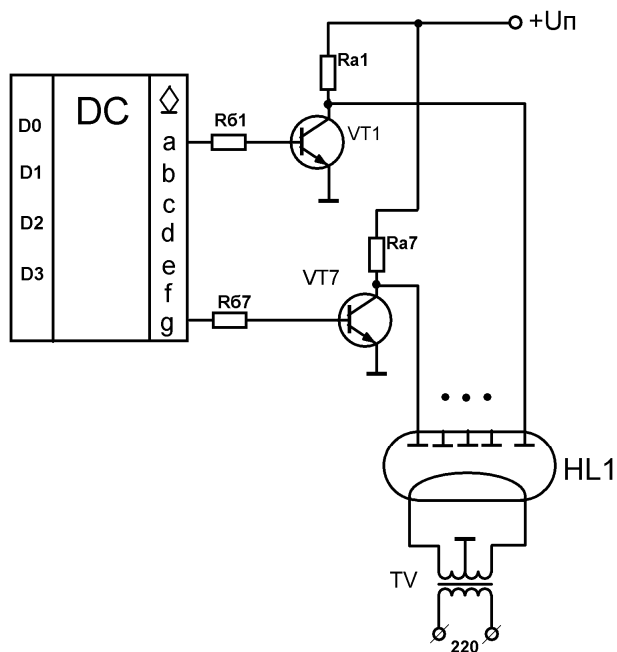


Рис.2.7. Принципиальная схема управления одноразрядным семисегментным индикатором в статическом непрерывном режиме

В этой схеме используется дешифратор с активным единичным уровнем на выходе. Сопротивление в анодной цепи задает ток через индикатор и определяется выражением:

$$Ra = \frac{Un - Ua}{Ia}$$

Ток коллектора открытого транзистора можно определить по формуле:

$$Ik = \frac{Un - Ua}{Ra}$$

Зная ток коллектора и напряжение питания, выбираем транзисторы VT1÷VT7. По току коллектора и статическому коэффициенту передачи

тока β определяем ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Базовый ток находим с учетом степени насыщения $S = 2$:

$$I_b = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Теперь можно найти сопротивление в цепи базы:

$$R_b = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэ_{VT}}}{I_b}$$

Динамический режим работы индикаторов. При работе вакуумного люминесцентного индикатора в статическом импульсном или динамическом режиме анодное и сеточное напряжение увеличивается пропорционально скважности в степени 2/5:

$$U_{a.и.} = U_a \cdot q^{2/5}$$

$$U_{c.и.} = U_c \cdot q^{2/5}$$

где $U_{a.и.}$ – импульсное анодное напряжение,
 U_a – постоянное анодное напряжение,
 q – скважность,
 $U_{c.и.}$ – импульсное сеточное напряжение,
 U_c – постоянное сеточное напряжение.

Принципиальная схема управления вакуумным люминесцентным индикатором в динамическом режиме приведена на рис. 2.8. Для работы элементов принципиальной схемы определяем импульсное анодное и сеточное напряжения:

$$U_{a.и.} = U_a \cdot q^{2/5}$$

$$U_{c.и.} = U_c \cdot q^{2/5}$$

Т.к. с увеличением анодного напряжения увеличивается соответственно анодный и сеточный токи. Увеличение тока в индикаторе происходит пропорционально напряжения с степени 3/2 (как и для любой

электронной лампы:

$$I_{a.u.} = I_a \cdot q^{\frac{2}{5} \cdot \frac{3}{2}} = I_a \cdot q^{\frac{3}{5}}$$

$$I_{c.u.} = I_c \cdot q^{\frac{2}{5} \cdot \frac{3}{2}} = I_c \cdot q^{\frac{3}{5}}$$

Зная анодное напряжение и анодный ток выбираем напряжение питания и рассчитываем анодное сопротивление:

$$R_a = \frac{U_n - U_{бэ_{VT1}} - U_{a.u.}}{I_{a.u.}}$$

Аналогично рассчитываем сопротивление в цепи сетки:

$$R_c = \frac{U_n - U_{бэ_{VT2}} - U_{c.u.}}{I_{c.u.}}$$

По требуемому току и напряжению выбираем тип транзистора VT1 и VT2.

Ток базы насыщения транзистора VT1 определяем по формуле:

$$I_{бн} = \frac{I_K}{\beta} = \frac{I_{a.u.}}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S равной 2, определяем ток базы:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы можно определить величину сопротивления в цепи базы:

$$R_{б} = \frac{U_n - U_{бэ_{VT1}} - U_{ВЫХ}^0}{I_{б}}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{бэ_{VT1}}$ – напряжение база-эмиттер транзистора VT1,
 $U_{ВЫХ}^0$ – выходное напряжение логического нуля.

Расчет сеточной цепи аналогичен расчету анодной цепи.

Недостатком приведенной схемы является требование равенства выходного напряжения логической единицы напряжению питания:

$$U_{ВЫХ}^1 \approx U_n$$

Если это условие невозможно обеспечить, то необходимо перейти от схемы с последовательным ключом (рис.2.4) к схеме с параллельным ключом (рис.2.5). Принципиальная схема управления вакуумным люминесцентным индикатором для этого случая приведена на рис.2.9. Импульсное анодное и сеточное напряжение определяется также как и в предыдущей схеме рис. 2.8:

$$U_{a.u.} = U_a \cdot q^{2/5}$$

$$U_{c.u.} = U_c \cdot q^{2/5}$$

Анодный и сеточный импульсные токи также рассчитываются аналогично схеме, показанной на рис. 2.8:

$$I_{a.u.} = I_a \cdot q^{\frac{2}{5} \cdot \frac{3}{2}} = I_a \cdot q^{\frac{3}{5}}$$

$$I_{c.u.} = I_c \cdot q^{\frac{2}{5} \cdot \frac{3}{2}} = I_c \cdot q^{\frac{3}{5}}$$

Зная ток и напряжение анода, выбираем тип транзистора VT1.

Сопротивление анодной цепи определяется из выражения:

$$R_a = \frac{U_n - U_{a.u.}}{I_{a.u.}}$$

Ток коллектора транзистора определяем по формуле:

$$I_K = \frac{U_n - U_{кэ_{VT1}}}{R_a}$$

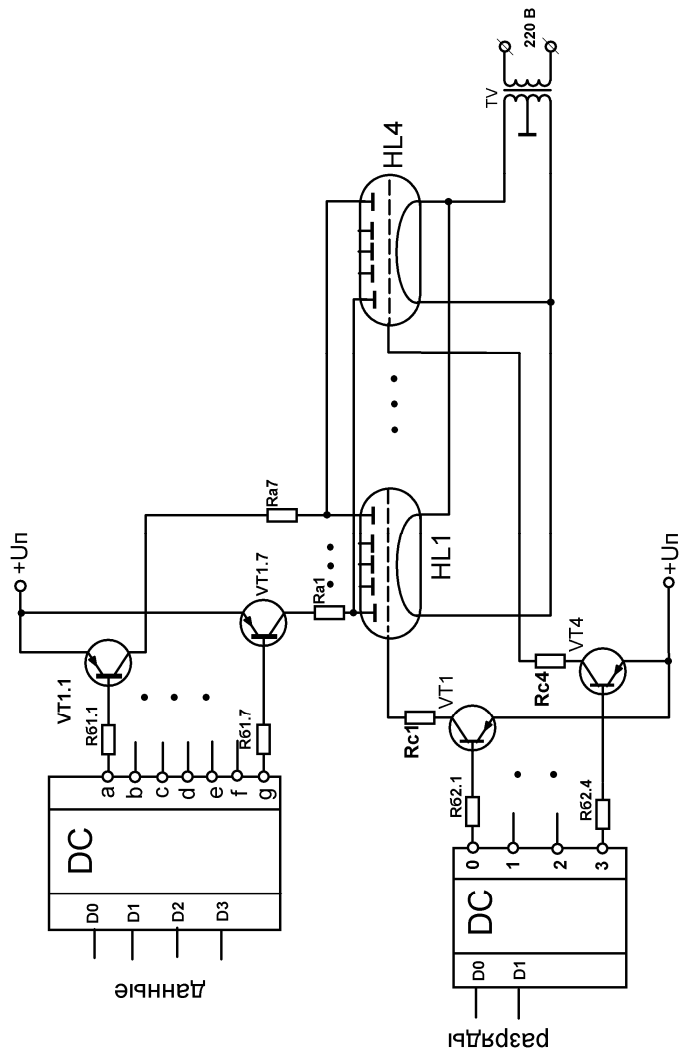


Рис. 2.8. Схема управления вакуумными люминесцентными индикаторами в динамическом режиме с последовательным ключом

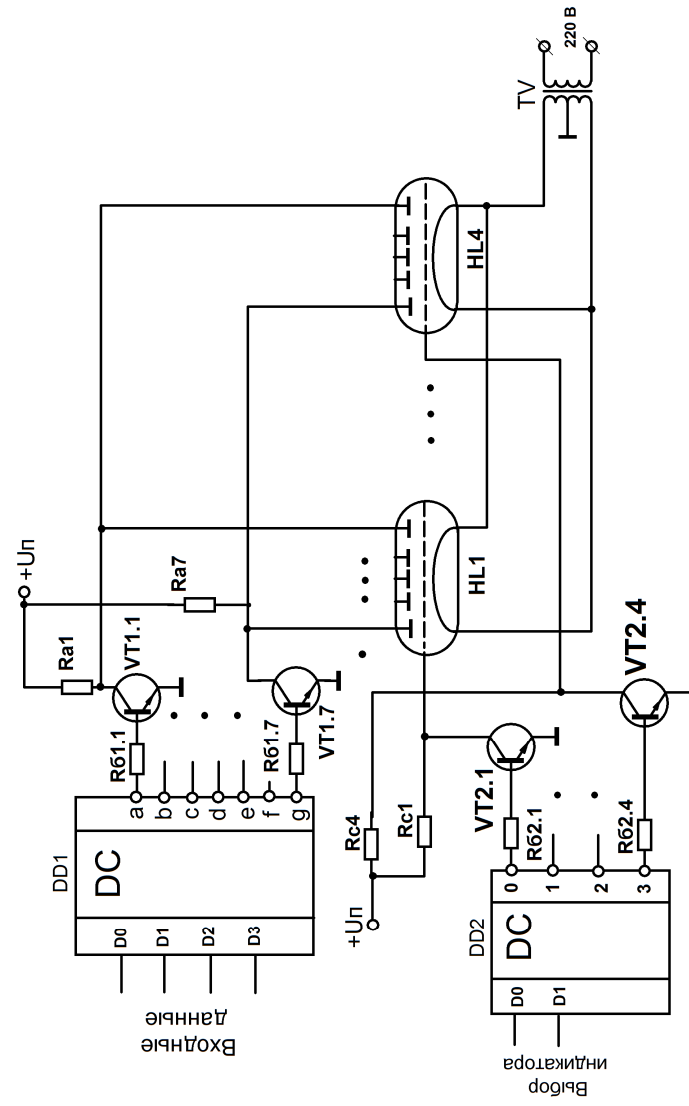


Рис. 2.9. Схема управления вакуумными люминесцентными индикаторами в динамическом режиме с параллельным ключом

Находим ток базы насыщения транзистора VT1:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S равной 2, ток базы будет равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы найдем сопротивление в базовой цепи:

$$R_{б1} = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэ_{VT1}}}{I_{б}}$$

где $U_{бэ_{VT1}}$ - напряжение база-эмиттер в режиме насыщения,
 $U_{ВЫХ}^1$ - выходное напряжение дешифратора в режиме логической единицы.

Сопротивление в сеточной цепи находится из выражения:

$$R_c = \frac{U_n - U_{с.и}}{I_{с.и}}$$

Ток коллектора транзистора VT2 будет определяться сопротивлением R_c :

$$I_k = \frac{U_n - U_{кэ_{VT2}}}{I_{с.и}}$$

Находим ток базы насыщения транзистора VT2:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S равной 2, ток базы будет равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы, можно найти сопротивление в цепи базы:

$$R_{б2} = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэ_{VT2}}}{I_{б}}$$

где $U_{бэ_{VT2}}$ - напряжение база-эмиттер транзистора VT2 в режиме насыщения,
 $U_{ВЫХ}^1$ - выходное напряжение дешифратора DD2 в режиме логической единицы.

При использовании фазоимпульсного способа индикации в анодной цепи возможно использование только последовательного ключа, в сеточной цепи можно использовать как последовательный ключ (рис.2.10), так и параллельный (рис.2.11).

Произведем расчет элементов принципиальной схемы для последовательного ключа в цепи сетки (рис.2.10). Импульсное анодное напряжение находится по формуле:

$$U_{a.и} = U_a \cdot q^{2/5},$$

где U_a - постоянное анодное напряжение,
 q - скважность импульсов возбуждения.

Импульсный анодный ток находим из выражения:

$$I_{a.и} = I_a \cdot q^{3/5},$$

где I_a - постоянный анодный ток одного сегмента индикатора,
 q - скважность импульсов возбуждения.

Зная импульсный анодный ток одного сегмента, найдем максимальный ток коллектора транзистора VT1:

$$I_{к_{МАХ}} = N \cdot I_{a.и},$$

где N - количество индикаторов,
 $I_{a.и}$ - импульсный анодный ток.

Минимальный импульсный ток коллектора транзистора VT1 равен импульсному току одного сегмента:

$$I_{K_{MIN}} = I_{a.u.}$$

Зная импульсное анодное напряжение выбираем напряжение питания схемы, которое должно превышать $U_{a.u.}$. По максимальному току коллектора и U_n выбираем тип транзистора VT1. Зная ток коллектора и статический коэффициент β , найдем ток базы насыщения:

$$I_{\bar{b}} = \frac{I_{K_{MAX}}}{\beta}$$

Зная ток базы рассчитываем сопротивление в цепи базы:

$$R_{\bar{b}1} = \frac{U_n - U_{\bar{b}\bar{e}_{VT1}} - U_{ВЫХ}^0}{I_{\bar{b}}}$$

Минимальный импульсный ток коллектора транзистора VT1 равен импульсному току одного сегмента:

$$I_{K_{MIN}} = I_{a.u.}$$

Зная импульсное анодное напряжение выбираем напряжение питания схемы, которое должно превышать $U_{a.u.}$. По максимальному току коллектора и U_n выбираем тип транзистора VT1. Зная ток коллектора и статический коэффициент передачи тока β , найдем ток базы насыщения:

$$I_{\bar{b}n} = \frac{I_{K_{MAX}}}{\beta}$$

Для случая, когда на всех индикаторах отображается одна и та же цифра, выбираем степень насыщения S равной 1, тогда для случая, когда на индикаторах отображаются разные цифры степень насыщения S будет равна 4. Отсюда ток базы будет равен:

$$I_{\bar{b}} = \frac{I_{K_{MAX}}}{\beta}$$

Зная ток базы, рассчитаем сопротивление в цепи базы:

$$R_{\bar{b}1} = \frac{U_n - U_{\bar{b}\bar{e}_{VT1}} - U_{ВЫХ}^0}{I_{\bar{b}}},$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{\bar{b}\bar{e}}$ – напряжение база-эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения,
 $U_{ВЫХ}^0$ – выходное напряжение логического нуля дешифратора

DD5.

Переходим к расчету сеточной цепи. Импульсное сеточное напряжение определяется аналогично анодному:

$$U_{c.u.} = U_c \cdot q^{2/5},$$

где U_c – постоянное сеточное напряжение,
 q – скважность импульсов возбуждения.

Импульсный сеточный ток равен:

$$I_{c.u.} = I_c \cdot q^{3/5},$$

где I_c – постоянный ток сетки,
 q – скважность импульсов возбуждения.

Ток сетки является коллекторным током транзистора VT2. Зная ток коллектора и напряжение питания выбираем тип транзистора VT2. Затем рассчитываем резистор в цепи сетки R_c :

$$R_c = \frac{U_n - U_{K\bar{e}_{VT2}} - U_{c.u.}}{I_{c.u.}},$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{K\bar{e}}$ – напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 в режиме насыщения,
 $U_{c.u.}$ – импульсное напряжение на сетке.

Зная ток коллектора, найдем ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_K}{\beta} = \frac{I_{с.и}}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S , равной 2, находим ток базы:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная $I_{б}$ можно найти величину сопротивления в цепи базы:

$$R_{б2} = \frac{U_n - U_{бэ_{VT2}} - U_{ВЫХ}^0}{I_{б}},$$

где U_n – напряжение источника питания,
 $U_{бэ}$ – напряжение база-эмиттер в режиме насыщения,
 $U_{ВЫХ}^0$ – выходное напряжение логического нуля счетчиков DD1÷DD4.

Для схемы с параллельным ключом в сеточной цепи (рис. 2.11) расчет выходной цепи не изменяется, поэтому приведем пример расчета элементов только сеточной цепи. Импульсное напряжение находим исходя из скважности:

$$U_{с.и.} = U_c \cdot q^{2/5},$$

где U_c – постоянное напряжение сетки,
 q – скважность импульсов возбуждения.

Импульсный сеточный ток также находим исходя из скважности:

$$I_{с.и.} = I_c \cdot q^{3/5}$$

Зная сеточный ток и напряжение питания, найдем величину резистора в сеточной цепи:

$$R_c = \frac{U_n - U_{с.и.}}{I_{с.и.}}$$

Зная R_c , можно найти ток коллектора транзистора VT2:

$$I_K = \frac{U_n - U_{кэ_{VT2}}}{R_c}$$

Зная ток коллектора и напряжение питания можно выбрать тип транзистора VT2.

Найдем ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_K}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S , равной 2, найдем ток базы:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Ток базы должен быть меньше или равен $I_{ВЫХ}^1$. Зная базовый ток, можно найти сопротивление в цепи базы:

$$R_{б2} = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэ_{VT2}}}{I_{б}}$$

3 УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ИНДИКАТОРОВ

Способы управления индикаторными панелями (ИП) на основе ЖК материалов определяются особенностями их физических свойств. Так, долговечность ЖКИ, работающего на постоянном токе, примерно на порядок ниже, чем при использовании переменного напряжения. Снижение долговечности в варианте постоянного тока обусловлено миграцией примесей к отражающему электроду под воздействием постоянной составляющей управляющего сигнала; в результате — падает контрастность и растет напряжение возбуждения.

Предпочтительным оказывается возбуждение ЖКИ переменным током. В этом случае на электроды передней и задней пластин подаются импульсы напряжения прямоугольной формы (рис. 3.1,а) одинаковой полярности, но сдвинутые по фазе так, что управляющее напряжение представляет собой биполярный сигнал, не имеющий постоянной составляющей (рис. 3.1,б).

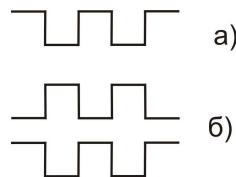


Рис.3.1. Знакопеременное управляющее напряжение ЖКИ:
а- импульсы напряжения прямоугольной формы;
б- импульсы напряжения сдвинутые по фазе

Для ЖК материалов характерна заметная инерционность при возбуждении и снятии возбуждения. Ячейка включается с запаздыванием на 10... 20 мс (время реакции) по отношению к фронту возбуждающего импульса, а время выключения (время релаксации) примерно на порядок превышает время включения (рис. 3.2,б).

Известны различные способы уменьшения времени выключения ЖК ячеек. Можно после снятия напряжения возбуждения через несколько миллисекунд подать на ячейку короткий импульс относительно большой амплитуды. При этом ускоряется процесс нейтрализации ионов, накопленных в ЖК за

время действия управляющего импульса, дипольные моменты молекул ЖК ориентируются параллельно вектору напряженности электрического поля и рассеяние света быстро прекращается. Несмотря на простоту, этот способ неудобен, так как требует использования устройства генерирования импульсов высокого напряжения.

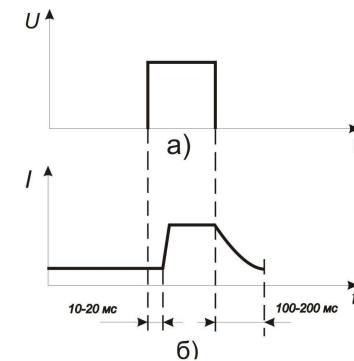


Рис.3.2. Реакция ЖК ячейки на импульс управляющего напряжения: а- импульс управляющего напряжения;
б- ток через ЖК ячейку

При возбуждении ячейки переменным напряжением после прекращения возбуждающего напряжения можно подать сигнал частотой 10... 40 кГц в течение нескольких миллисекунд; за это время ячейка гаснет. Время выключения (релаксации) сокращается до 5... 10 мс.

Возбуждение ЖКИ может осуществляться частотным или фазовым способом. Частотный способ иллюстрируется схемой, показанной на рис. 3.3. Она состоит из инвертора, двух вентилях (1 и 2) с двумя входами и транзисторного ключа. К коллектору транзистора приложено постоянное напряжение, равное удвоенной амплитуде переменного напряжения возбуждения (40 В). На вход одного из вентилях подано переменное напряжение частоты 30... 500 Гц, на вход другого — напряжение частоты 10... 40 кГц. С коллектора транзистора на сегмент индикатора подаются импульсы прямоугольной формы соответствующей частоты амплитудой 40 В. На общий электрод индикатора подается постоянное напряжение для компенсации постоянной составляющей возбуждающего сигнала. При подаче управляющего сигнала, соответствующего

режиму включения сегмента индикатора на выходе вентиля 1 формируется положительный сигнал, переключающий транзистор с частотой возбуждения 30... 500 Гц. Сигнал на выходе вентиля 2 в это время отсутствует. При изменении полярности управляющего сигнала на выходе вентиля 2 возникает сигнал гашения сегмента с частотой 10 ...40 кГц. Устройство управления (без формирователей) удобно выполнять на комплементарных МДП-схемах серии К176.

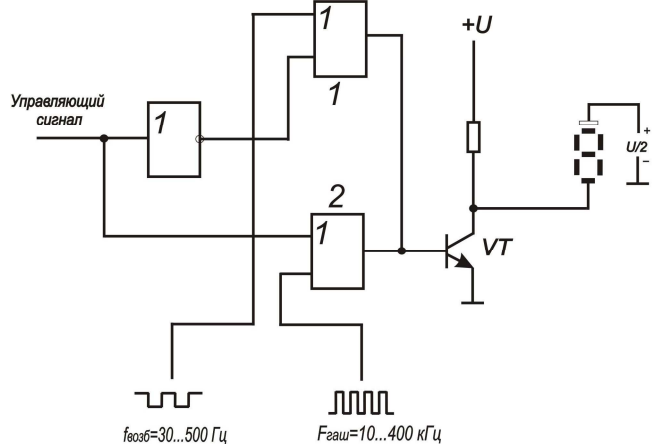


Рис.3.3. Принципиальная схема возбуждения ЖКИ сигналами переменной частоты

Фазовый метод (рис. 3.4) предусматривает подачу на входы вентилях импульсов напряжения с частотой 15... 25 Гц, сдвинутых по фазе относительно друг друга на 180°. В зависимости от уровня управляющего сигнала на сегмент с выхода формирователя подаются напряжения различных фаз. Сегмент не возбуждается при совпадении фаз на электродах ЖКИ; возбуждение происходит только при различных фазах.

По сравнению с частотным, фазовый метод позволяет вдвое снизить напряжение питания, однако при этом не удается сократить время включения ЖКИ. При использовании фазового метода информацию можно выводить до 5 раз в секунду, это достаточно для цифровых приборов, калькуляторов, электронных часов. При более высоких частотах смены информации, например при динамическом принципе индикации,

целесообразно использовать частотный метод управления.

Управление многоразрядными ЖКИ может осуществляться в статическом или динамическом режиме.

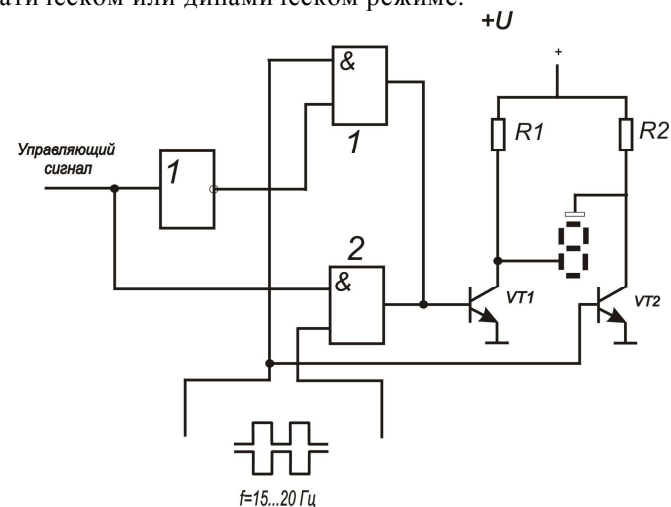


Рис.3.4. Принципиальная схема возбуждения ЖКИ фазовым методом

Структурная схема управления индикатором в статическом режиме показана на рис. 3.5. Каждое знакоместо индикатора Z_1 — Z_n подключено к регистру оперативной памяти $P_{оп}$. Каждая кодовая комбинация регистра преобразуется в сегментный код индикатора дешифраторами управления ДУ, с выхода которых информация в коде индикатора через ключи блока формирователей БФ используется для коммутации питания сегментов индикатора.

Для этого устройства управления характерно полное использование контраста знакоместа, так как время возбуждения свечения равно длительности цикла индикации. Недостаток схемы необходимость иметь для каждого знакоместа свой дешифратор и формирователь для каждого сегмента. Число внутрисхемных соединений велико, оно равно произведению числа выходов на один цифровой разряд на число цифровых разрядов.

При динамическом управлении пространственно разделенные

разряды работают последовательно во времени. Возможны два типа управления — с последовательной выборкой знакоместа и с последовательной выборкой цифры.

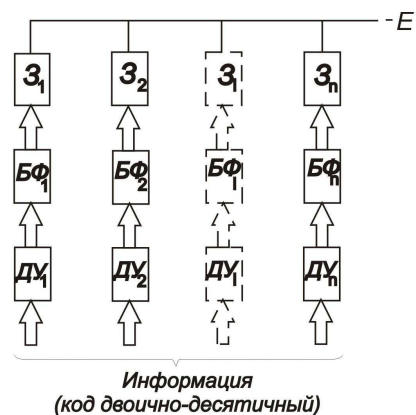


Рис.3.5. Структурная схема управления индикатором в статическом режиме

В первом случае (рис. 3.6) распределитель знакомест $P_{зм}$ последовательно через формирователи $\Phi_1—\Phi_n$ возбуждает знакоместа десятичных разрядов $Z_1—Z_n$, на которые синхронно с помощью коммутатора K , управляемого $P_{зм}$ и дешифратором цифр $ДШ_{ц}$, с регистра памяти подается информация, подлежащая индикации.

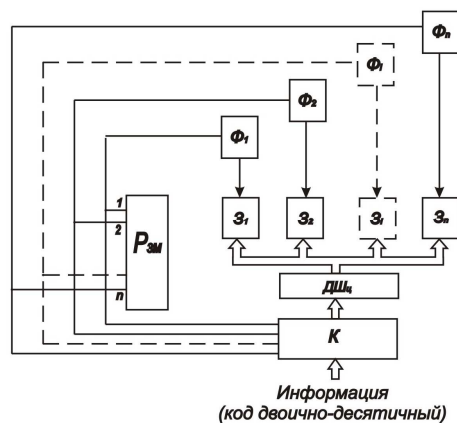


Рис.3.6. Структурная схема управления ЖКИ с

последовательной выборкой знакомест

Такт распределителя $T_p = n\tau_p$, где τ_p — время возбуждения одного разряда, а n — число разрядов. Частота распределителя $f_p = 1/T_p = 1/(n\tau_p)$ должна быть выше или равной некоторой критической частоте $f_{кр}$, при которой мерцание разрядов незаметно, т. е. $f_p = n f_{кр}$.

При последовательной выборке цифры дешифратор цифр $ДШ_{ц}$ последовательно и синхронно с генератором фазоимпульсных констант ГФК синтезирует цифры от 0 до 9 параллельно на всех знакоместах $Z_1—Z_n$ (рис. 3.7). Информация от регистра памяти в фазоимпульсном десятичном коде подается через формирователи $\Phi_1—\Phi_n$ на общий электрод знакомест. Цифра высвечивается в момент совпадения информации регистра с синтезируемой цифрой. Устройство не имеет ограничений по числу разрядов, однако работает при постоянной скважности 10 (десять цифр 0... 9), что ограничивает возможности ее использования применительно к ЖКИ с малым контрастом.

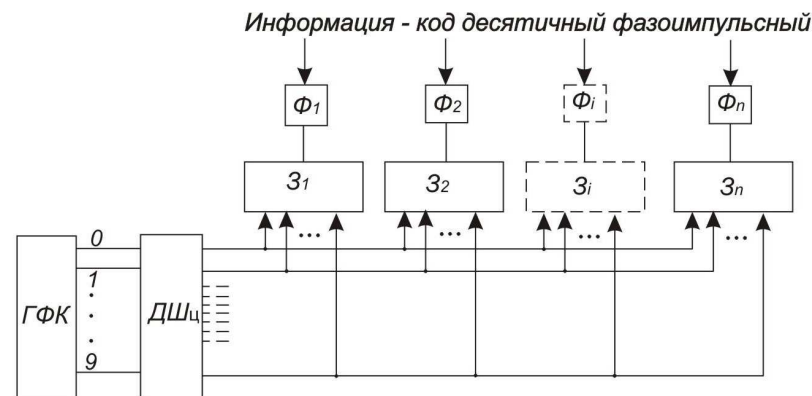


Рис.3.7. Структурная схема управления ЖКИ с последовательной выборкой цифр

Основные параметры ЖКИ: контрастность K и пропускание, пороговое напряжение $U_{пор}$, управляющее напряжение $U_{упр}$, время включения (реакция) $\tau_{вкл}$, время выключения (релаксации) $\tau_{выкл}$. Отношение интенсивности света, выходящего из ЖК ячейки в исходном состоянии, к интенсивности света в возбужденном состоянии ЖК ячейки называется пропусканием, если наблюдение ведется в направлении навстречу входящему

лучу и контрастностью во всех других случаях. Для ячеек на эффекте динамического рассеяния контраст составляет от 15:1 до 100 :1, пропускание — минимум 20:1. Для ячеек на основе твист эффекта контрастность и пропускание — от 40:1 до 100:1.

Значения порогового и управляющего напряжений определяются по коэффициенту рассеяния света в ячейке K_p . Зависимость коэффициента рассеяния света от напряжения, приложенного к электродам ячейки, показана на рис. 3.8.

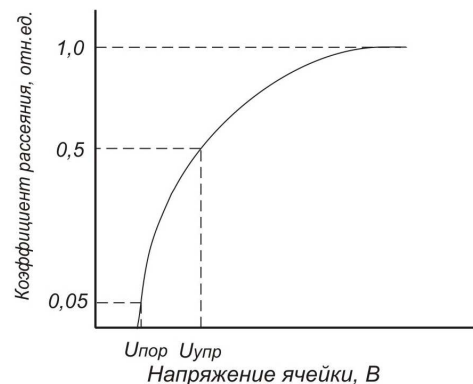


Рис.3.8. Зависимость коэффициента рассеяния света от напряжения на ячейке

Пороговое напряжение $U_{пор}$ соответствует значению $K_p=0,05$. Управляющее напряжение. $U_{упр}$ — значению $K_p=0,5$.

Значение $U_{пор}$ для индикатора, использующего эффект динамического рассеяния, увеличивается на низких и высоких частотах (индикатор становится менее эффективным). Индикаторы на основе твист эффекта обычно используют на частотах 1 ... 10 кГц. В справочных данных индикаторов указывают рекомендуемую частоту управляющего напряжения.

Время включения $\tau_{вкл}$ определяется как время, в течение которого контрастность достигает 90% установившегося значения, а время выключения $\tau_{выкл}$ — как время уменьшения контрастности от 90 до 10% установившегося значения.

При работе индикаторов в статическом непрерывном режиме применяют микросхемы серии КМОП, позволяющие менять напряжение питания от 3 до 15 вольт и тем самым обеспечить требуемый выходной уровень логической единицы превышающий пороговое напряжение индикатора. Принципиальная схема

управления приведена на рис. 3.9.

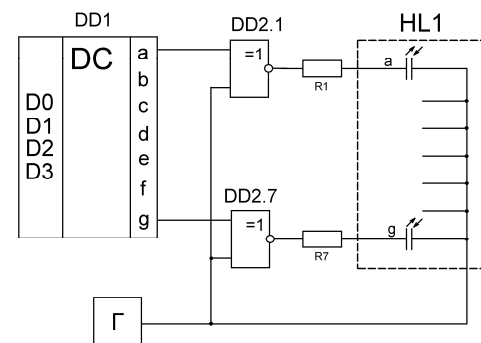


Рис. 3.9. Принципиальная схема управления ЖК индикатором в статическом режиме

Резисторы $R1 \div R7$ обеспечивают требуемый ток через сегмент:

$$R1 = \frac{U_{ВЫХ}^1 - 1,2 \cdot U_{пор} - U_{ВЫХГЕН}^0}{I_{сег}}$$

где $U_{ВЫХ}^1$ - выходное напряжение высокого уровня логического элемента DD2,
 $U_{пор}$ - пороговое напряжение ЖК – индикатора,
 $U_{ВЫХГЕН}^0$ - выходное напряжение низкого уровня генератора Г.

Требуемый уровень логической единицы обеспечивается выбором U_n ИМС. В статическом импульсном режиме работы индикатора постоянное пороговое напряжение заменяется на действующее напряжение:

$$U_{пор.дейст} = q \cdot U_{пор}$$

где q – скважность импульсов возбуждения,
 $U_{пор}$ – постоянное пороговое напряжение.

Для двухкоординатного метода управления ЖК - индикаторами целесообразно в цепи общего провода индикатора применять

логические элементы с Z – состоянием. Принципиальная схема управления 4-разрядным ЖК-индикатором приведена на рис. 3.10.

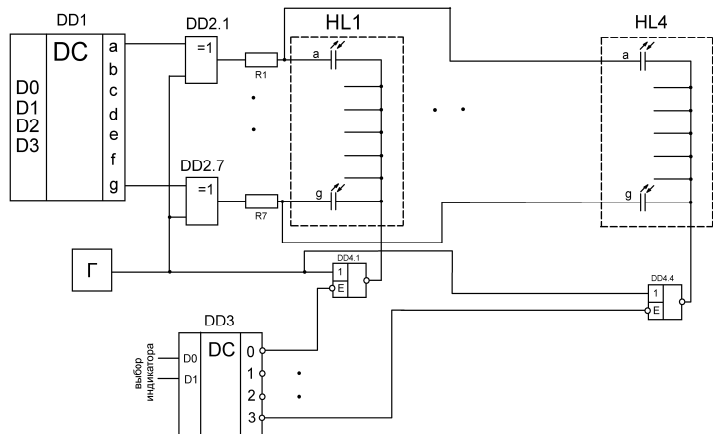


Рис.3.10. Принципиальная схема управления ЖК индикатором в динамическом режиме

Поочередная выборка элементов DD1.1 ÷ DD4.4 обеспечивает поразрядное управление ЖК-индикаторами. Резисторы R1÷R7 задают необходимый ток через сегменты индикатора:

$$R1 = \frac{U_{ВЫХ_{DD2}}^1 - 1,2 \cdot q \cdot U_{пор} - U_{ВЫХ_{DD4}}^0}{I_{сег}} \quad (1),$$

где $U_{ВЫХ_{DD2}}^1$ - выходное напряжение высокого уровня логических элементов DD2,
 q – скважность,
 $U_{пор}$ – постоянное пороговое напряжение,
 $U_{ВЫХ_{DD4}}^0$ - выходное напряжение низкого уровня логических элементов DD4.

Для обеспечения положительного значения числителя формулы [1] необходимо подбирать напряжение питания цифровых микросхем так, чтобы выполнялось условие:

$$U_{ВЫХ_{DD2}}^1 > 1,2 \cdot q \cdot U_{пор} + U_{ВЫХ_{DD4}}^0$$

Принципиальная схема фазоимпульсного способа индикации приведена на рис.3.11.

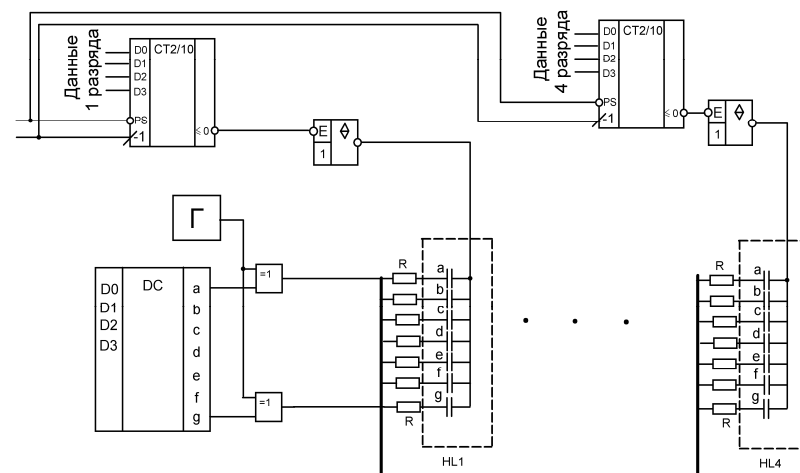


Рис.3.11. Принципиальная схема фазоимпульсного способа индикации

Расчет элементов принципиальной схемы при фазоимпульсном методе индикации не отличается от расчета элементов схемы при динамическом режиме работы.

Долговечность ЖКИ. В процессе эксплуатации ЖКИ изменяется внешний вид информационных полей, что проявляется как ухудшение и исчезновение контраста между активными и пассивными зонами, увеличивается время реакции. Изменения внешнего вида и времени реакции является следствием электрохимических явлений на границе жидкокристаллическое вещество (ЖКВ) — поверхность подложки. Скорость деградационных процессов в основном определяется постоянной составляющей напряжения возбуждения, предельно допустимое значение которого указывается в справочных данных. Наличие постоянной составляющей приводит к электролизу ЖКВ, в результате которого возникает газовыделение в объеме ЖКВ, образуются пузырьки газов, визуально воспринимаемые как черные точки. Electrodes индикатора (проводящие пленки) теряют свою прозрачность, и сегменты становятся видимыми в отсутствие напряжения возбуждения.

В результате старения нарушается ориентация молекул ЖКВ и растет ток, потребляемый индикатором. Кроме того, в процессе эксплуатации ЖКВ потребляемый ток может расти и за счет проникновения влаги через слой герметика. Влага разрушает ЖКВ. Особенно опасно сочетание влаги с воздействием высокой температуры.

При эксплуатации ЖКИ в условиях низкой температуры отдельные компоненты ЖКВ могут кристаллизоваться. Чередование замораживания и размораживания ЖКВ может привести к образованию воздушных пузырьков, которые выглядят как черные точки.

4 УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ИНДИКАТОРОВ

Для управления газоразрядным знаковым индикатором применяется дешифратор с высоковольтным выходом К155ИД1. Выход дешифратора выполнен с открытым коллектором и позволяет подключать источник питания до 60 вольт. Схема управления газоразрядного знакового индикатора в статическом непрерывном режиме приведена на рис.4.1.

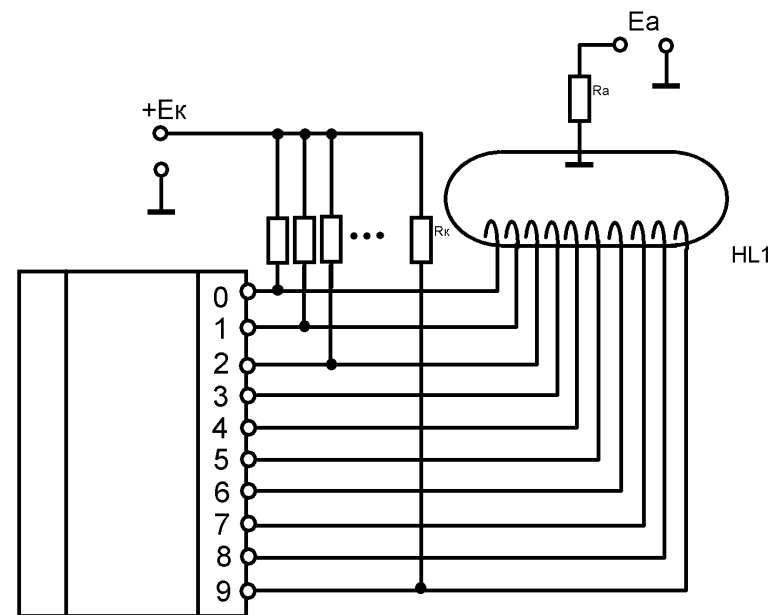


Рис. 4.1. Схема управления газоразрядным знаковым индикатором в статическом непрерывном режиме

При появлении нулевого уровня на одном из входов дешифратора, соответствующий катод подключается к минусовому выводу источника анодного напряжения. Ток протекающий от анода к катоду задается анодным резистором, величина которого определяется по формуле:

$$Ra = \frac{Ea - Un}{Ia}$$

где Ea – напряжение источника питания,
 Un – напряжения поддержания разряда.

При выборе Ea необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$Ea \geq Uв,$$

где $Uв$ – напряжение возникновения разряда.

Для исключения паразитной подсветки невыбранных катодов на выводах катодов должно быть напряжение смещение $Eсм$, которое должно удовлетворять условию:

$$Eсм \geq 40 В$$

Этот источник обеспечивает протекание зондового тока величиной (10–15)% от анодного тока:

$$Iз = (0,1 \div 0,15) \cdot Ia$$

Для обеспечения требуемого напряжения на невыбранных катодах используется источник катодного напряжения $Eк$. Его величина должна быть меньше предельно допустимого напряжения, подаваемого на выход дешифратора $Uдон$, но больше $Eсм$:

$$Eсм \leq Eк \leq Uдон,$$

где $Eк$ – напряжение катодного источника,
 Ea – напряжение питания анода,
 Un – напряжение поддержания разряда.

При работе индикатора в статическом импульсном режиме расчет катодной цепи и сопротивление анода не меняется.

В динамическом режиме работа при поразрядном методе индикации расчет катодной цепи также аналогичен статическому режиму. Схема управления газоразрядным знаковым или матричным индикатором в динамическом режиме приведена на рис 4.2

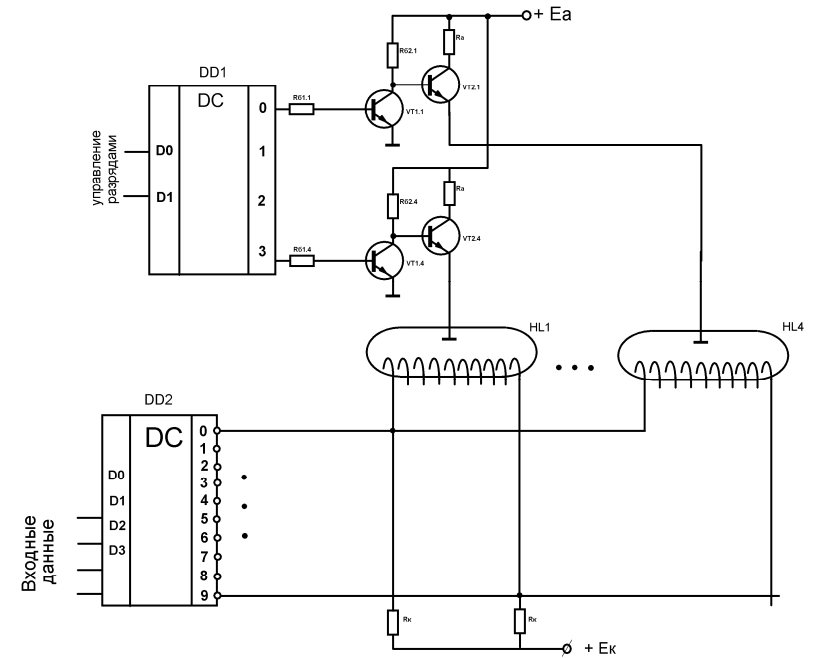


Рис.4.2. Схема управления газоразрядным знаковым индикатором в динамическом режиме при поразрядном методе индикации

Расчет анодной цепи начинаем с выбора En , которое должно быть больше напряжения возникновения:

$$En \geq Uв + Uкэ_{VT2},$$

где $Uкэ_{VT2}$ - напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT2 в режиме насыщения.

По характеристике индикатора определяем ток полного покрытия $In.n$. Этот ток задается с помощью резистора Ra :

$$Ra = \frac{Ea - Uв - Uкэ_{VT2}}{In.n}$$

Этот ток равен коллекторному току транзистора VT2. По напряжению питания и I_k выбираем тип транзистора VT2. Ток базы насыщения определяем из выражения:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_n \cdot n}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S , равной 2, ток базы транзистора VT2 равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Этот ток задается резистором $R_{б2}$, при закрытом транзисторе VT1:

$$R_{б2} = \frac{Ea - U_{бэ_{VT2}} - Un}{I_{б}}$$

где Un - напряжение поддержки разряда,
 Ea - напряжение питания.

При открытом транзисторе VT1, его ток коллектора будет определяться сопротивлением $R_{б2}$:

$$I_k = \frac{Ea - U_{кэ_{VT1}}}{R_{б2}}$$

По допустимому току коллектора и напряжению Ea выбираем тип транзистора VT1. Его ток базы насыщения найдем по формуле:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

С учетом степени насыщения S , равной 2, ток базы транзистора VT1 будет равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Этот ток задается резистором $R_{б1}$, величина которого

определяется из выражения:

$$R_{б1} = \frac{U_{БЫХ}^1 - U_{бэ_{VT1}}}{I_{б}}$$

где $U_{БЫХ}^1$ - напряжение логической единицы дешифратора разрядов DD1.

Так как выходное напряжение логического нуля дешифратора может находиться в пределах $(0 \div 0,4)$ В, то для надежного запирающего транзистора VT1 при логическом нуле на выходе дешифратора DD1, целесообразно в эмиттерную цепь транзистора VT1 включить диод: анодом к эмиттеру, катодом к земле.

Фазоимпульсный метод индикации. При фазоимпульсном управлении газоразрядными индикаторами принципиальная схема анодных ключей не меняется по сравнению с поразрядным управлением. Изменяется только схема катодных ключей, т.к. через катодные ключи может течь суммарный ток всех индикаторов. Принципиальная схема управления газоразрядными индикаторами в динамическом режиме работы при фазоимпульсном методе индикации приведена на рис. 4.3.

Расчет катодных ключей начинаем с выбора напряжения смещения катодов $E_{см}$, которое будет определяться напряжением стабилизации стабилитрона:

$$E_{см} = U_{см}$$

Ток стабилитрона будет состоять из суммы зондовых токов и тока определяемого R_k :

$$I_{см} = \frac{E_k - U_{см}}{R_k} + n \cdot I_{зон}$$

где E_k - напряжение катода,
 $U_{см}$ - напряжение стабилизации,
 R_k - сопротивление катода,
 n - количество одновременно включенных индикаторов ($n = 1 \div 4$),

$I_{зон}$ - зондовый ток ($I_{зон} = 0,1 \cdot I_a$)

С учетом степени насыщения, равной 2, ток базы равен:

$$I_{б} = S \cdot I_{б} = 2 \cdot I_{б}$$

Ток базы задается базовым резистором:

$$R_{б} = \frac{U_{БЫХ}^1 - U_{бэ}}{I_{б}}$$

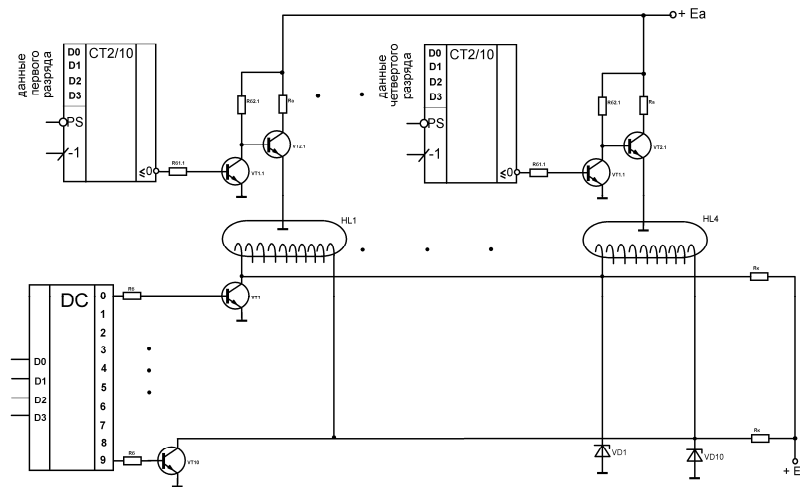


Рис.4.3. Схема управления газоразрядным знаковым индикатором в динамическом режиме при фазоимпульсном методе индикации

Минимальный ток стабилитрона будет при $n = 1$, максимальный при $n = 4$ (в нашем примере). Исходя из максимального и минимального тока стабилизации, а также напряжения стабилизации, выбираем тип стабилитрона, и рассчитываем резистор R_k . При открытии транзисторов катодной цепи, стабилитрон шунтируется и не оказывает влияния на работу схемы.

В открытом состоянии через транзистор течет ток, величина которого определяется по формуле:

$$I_k = \frac{E_k - U_{кэ_{VT}}}{R_k}$$

Ток базы насыщения транзистора равен:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

5 УСТРОЙСТВА ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ ВАКУУМНЫХ НАКАЛИВАЕМЫХ ИНДИКАТОРОВ

Вакуумные накаливаемые индикаторы могут работать в статическом непрерывном, статическом импульсном и динамическом режимах работы.

Статический непрерывный режим работы индикаторов

Наиболее рациональным и чаще встречающимся способом передачи информации является передача ее в виде двоично-десятичного кода (ДДК).

При передаче информации в виде ДДК наиболее простым способом управления цифровыми индикаторами является способ управления в статическом режиме (режиме постоянного тока), при котором каждый индикатор обеспечивается устройствами памяти, дешифратором ДДК в позиционный код (ПК), а также формирователями тока.

В общем виде структурная схема управления индикатором в режиме постоянного тока представлена на рис. 5.1. Дешифратор преобразует информацию ДДК в семиразрядный позиционный код. Вакуумные накаливаемые индикаторы являются токовыми приборами, для их нормального функционирования необходимо стабилизировать прямой ток через каждый элемент. Эту задачу выполняют формирователи тока. Таким образом, преобразованная из ДДК в позиционный код информация поступает с нормированными по току характеристиками на управляющие входы индикатора. При необходимости индикации десятичных значений параметров, поступающие на схему управления данные должны содержать информацию о включении десятичной точки (ДТ). Эта информация по сигналу «Разрешение записи» запоминается устройством памяти ДТ, нормируется формирователем тока и подается на сегмент десятичной точки индикатора.

Принципиальная схема управления одноразрядным вакуумным накаливаемым индикатором содержит буферный регистр, в который записывается отображаемая информация, преобразователь кода, в качестве которого может выступать дешифратор входного двоично-десятичного кода в код семисегментного индикатора, токоограничительные резисторы и индикатор (рис.5.2.).

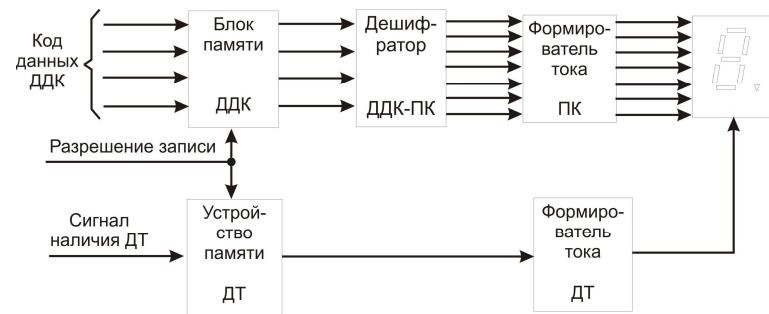


Рис. 5.1. Структурная схема управления вакуумным накаливаемым индикатором (семисегментным) в режиме постоянного тока.

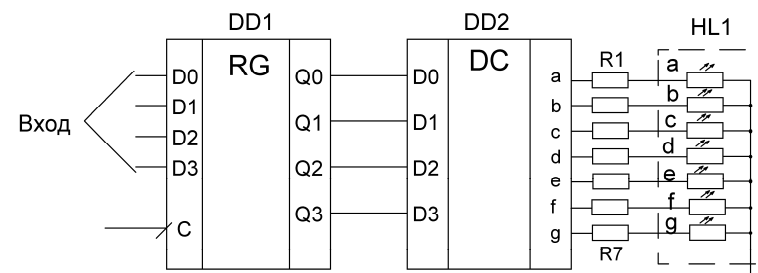


Рис.5.2. Схема управления семисегментным вакуумным накаливаемым индикатором в статическом режиме работы

Резисторы $R1 \div R7$ задают режим работы индикатора, и определяются из формулы:

$$RI = \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{ном}}}{I_{\text{ном}}}$$

где $U_{\text{вых}}^1$ - выходное напряжение дешифратора высокого уровня,

$U_{\text{ном}}$ - номинальное напряжение индикатора,

$I_{\text{ном}}$ - номинальный ток индикатора.

В приведенной схеме применяется дешифратор с активным выходом высокого уровня, типа 514ИД1. Для учета броска тока холодной нити максимальный выходной ток дешифратора должен удовлетворять условию:

$$I_{\text{вах..max}}^1 \geq (2 \div 3) \cdot I_{\text{ном}}$$

Если это условие не выполняется, то необходимо предусмотреть в схеме усилителя тока, например на биполярных или полевых транзисторах рис.5.3.

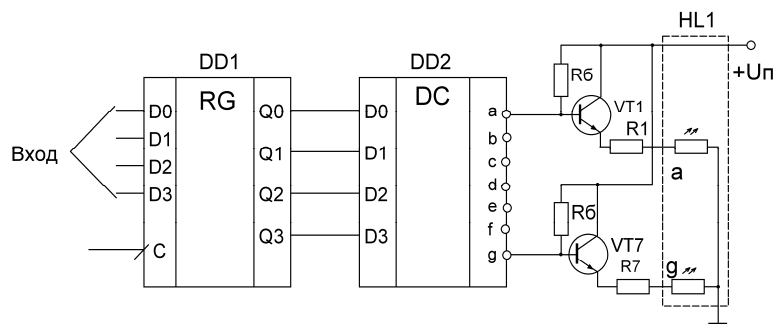


Рис.5.3. Схема включения вакуумного накаливаемого индикатора с формирователями тока в статическом режиме работы

Резисторы $R1 \div R7$ для схемы рис.2 рассчитываются по формуле:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэ} - U_{ном}}{I_{ном}}$$

где U_n - напряжение питания,
 $U_{кэ}$ - падение напряжения на переходе коллектор- эмиттер транзистора VT1 в открытом состоянии,
 $U_{ном}$ - номинальное напряжения на сегменте индикатора,
 $I_{ном}$ - номинальный ток через сегмент индикатора.

Ток базы насыщения транзистора определяется из тока коллектора:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_{ном}}{\beta}$$

где β – статический коэффициент передачи транзистора VT1.

Выбираем степень насыщения $S = 2$, тогда ток базы будет равен:

$$I_b = S \cdot I_{бн} = 2I_{бн}$$

Ток базы задается базовым резистором, который можно найти по формуле:

$$R_b = \frac{U_n - U_{бэ} - U_{R1} - U_{ном}}{I_b}$$

Где: U_n - напряжение питания,

$U_{бэ}$ - напряжение база эмиттер транзистора в режиме насыщения,

U_{R1} - напряжение на R1,

$U_{ном}$ - номинальное напряжение на сегменте индикатора,

I_b - ток базы транзистора.

При выборе типа транзистора для схемы управления необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать номинальный ток сегмента индикатора.

Расчет схемы управления для остальных разрядов аналогичен приведенному выше.

Если для управления вакуумным накаливаемым индикатором используется дешифратор с активным выходом низкого уровня типа К514ИД2, то его схема управления будет отличаться только подключением общего вывода индикатора и применяемым типом дешифратора (рис.5.4.).

Резисторы $R1 \div R7$ задают режим работы каждого сегмента индикатора и определяются из выражения:

$$R1 = \frac{U_n - U_{ном} - U_{вых}^0}{I_{ном}}$$

где U_n - напряжение питания,

$U_{ном}$ - номинальное напряжения на сегменте индикатора,

$U^0_{вых}$ - выходное напряжение низкого уровня дешифратора DD2,

$I_{ном}$ - номинальный ток через сегмент индикатора.

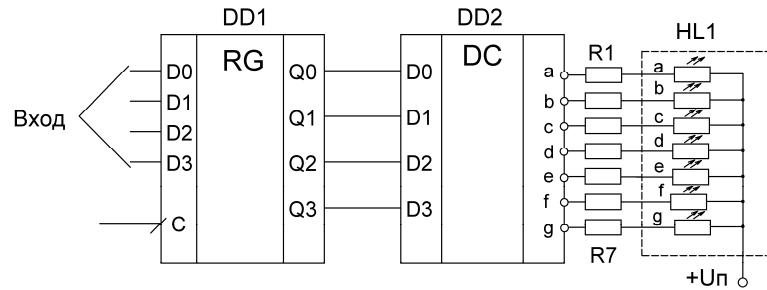


Рис.5.4. Схема управления семисегментным вакуумным накаливаемым индикатором в статическом режиме работы

Для учета броска тока холодной нити максимальный выходной ток дешифратора должен удовлетворять условию:

$$I^1_{вых.max} \geq (2 \div 3) \cdot I_{ном},$$

Если ток сегмента превышает выходной ток дешифратора, то необходимо применить транзисторный усилитель (рис. 5.5).

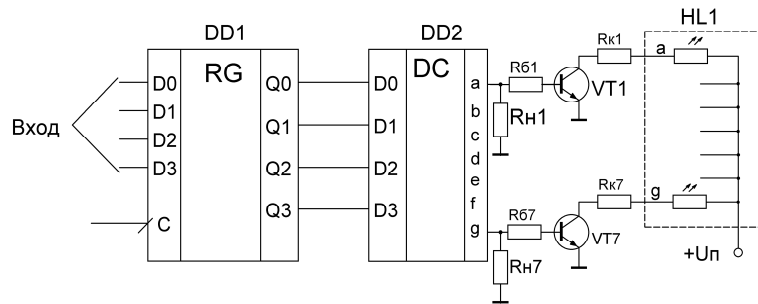


Рис.5.5. Схема включения вакуумного накаливаемого индикатора с формирователями тока в статическом режиме работы

Сопротивления $R_{к1} \div R_{к7}$ определяются из выражения:

$$R_{к} = \frac{U_n - U_{ном} - U_{кэ}}{I_{ном}}$$

где U_n - напряжение питания,

$U_{ном}$ - номинальное напряжения на сегменте индикатора,

$U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,

$I_{ном}$ - номинальный ток сегмента индикатора.

Ток базы насыщения транзистора определяется из тока коллектора:

$$I_{бн} = \frac{I_{к}}{\beta} = \frac{I_{ном}}{\beta}$$

Ток базы транзистора определяется с учетом степени насыщения S:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн}$$

Выбираем степень насыщения S равной 2:

$$I_{б} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная $U^1_{вых}$ дешифратора можно найти сопротивление в цепи базы транзистора:

$$R_{б} = \frac{U^1_{вых} - U_{бэ}}{I_{б}}$$

Сопротивление нагрузки определяем из условия:

$$I^1_{вых} = I_{б} + I_{Rн}$$

где $I^1_{вых}$ - выходной ток дешифратора при единичном выходном уровне,

$I_{Rн}$ - ток через R_n .

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U^1_{вых}}{I^1_{вых} - I_{б}}$$

При выборе типа транзистора для схемы управления необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать номинальный ток сегмента индикатора. Расчет схемы управления для остальных разрядов аналогичен приведенному выше.

Статический импульсный режим работы индикаторов

При работе индикаторов в статическом импульсном режиме, принципиальные схемы включения остаются без изменения, однако в расчетах необходимо вместо постоянного тока и напряжения $I_{ном}$ и $U_{ном}$ использовать импульсный ток и напряжение: I_u и U_u которые определяются из выражения:

$$I_u = I_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

$$U_u = U_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

где: q – скважность импульсов возбуждения индикатора,
 $I_{ном}$ - номинальный ток сегмента индикатора,
 $U_{ном}$ - номинальное напряжение сегмента индикатора.

Динамический режим работы индикаторов.

При работе индикаторов в динамическом режиме возможны два способа индикации: поразрядный и фазоимпульсный.

Поразрядный метод индикации. Принципиальная схема управления индикаторами для поразрядного способа индикации приведена на рисунке 5.6.

Расчет элементов схемы начинаем с определения импульсного тока и напряжения :

$$I_u = I_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}},$$

$$U_u = U_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

где: q – скважность импульсов возбуждения индикатора,

$I_{ном}$ - номинальный ток сегмента индикатора,

$U_{ном}$ - номинальное напряжение сегмента индикатора.

Зная импульсный ток сегмента можно найти токоограничительные резисторы $R1 \div R7$:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_u - U_{кэVT2}}{I_u}$$

где U_n - напряжение питания,
 U_u - импульсное напряжения на сегменте индикатора,
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 I_u - импульсный ток сегмента индикатора.

Ток коллектора VT1 равен импульсному току сегмента: $I_k = I_u$

Находим ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta} = \frac{I_u}{\beta}$$

Ток базы VT1 с учетом степени насыщения S транзистора, определяем по выражению:

$$I_b = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы VT1 находим резистор R_{δ} :

$$R_{\delta} = \frac{U_n - U_{бэVT1} - U_{R1} - U_{кэVT2} - U_u}{I_{\delta}}$$

где U_n - напряжение питания,
 U_u - импульсное напряжение на сегменте индикатора,
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 I_u - импульсный ток сегмента индикатора,
 $U_{бэ}$ - напряжение база-эмиттер в режиме насыщения,
 U_{R1} - напряжение на резисторе $R1$.

При выборе типа транзистора для схемы управления необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать импульсный ток сегмента индикатора. Зная требуемые I_k , U_n и I_b выбираем тип транзистора $VT1$.

Для выбора транзистора $VT2$ определим требуемые параметры, которые он должен обеспечить. Во первых, найдем ток коллектора, который состоит из суммы импульсных токов всех сегментов:

$$I_{kVT2} = 7 \cdot I_u$$

Определим β исходя из максимального выходного тока дешифратора и степени насыщения $VT2$:

$$\beta = S \cdot \frac{I_{kVT2}}{I_{BMAX}^1}$$

При выборе типа транзистора также необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Зная U_n , I_k и β выбираем транзистор $VT2$.

Определим сопротивление R_{B2} :

$$R_{B2} = \frac{U^1_{вых} - U_{бэ_{VT2}}}{I_b}$$

Если для отображения информации требуется другое количество индикаторов, то вместо $q = 4$ выбираем другое значение q .

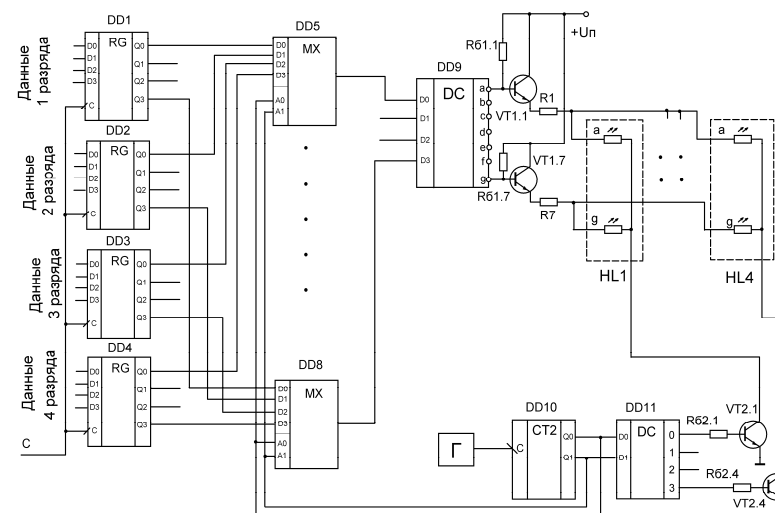


Рис.5.6. Принципиальная схема управления 4^x -разрядным вакуумным накаливаемым индикатором при подключении общего вывода индикатора к отрицательному выводу источника питания для поразрядного метода индикации

Общий вывод индикатора можно подключить не только к отрицательному выводу источника питания, но и к плюсовому. Принципиальная схема управления 4^x – разрядным вакуумным накаливаемым индикатором для этого случая при поразрядном методе индикации приведена на рис .5.7.

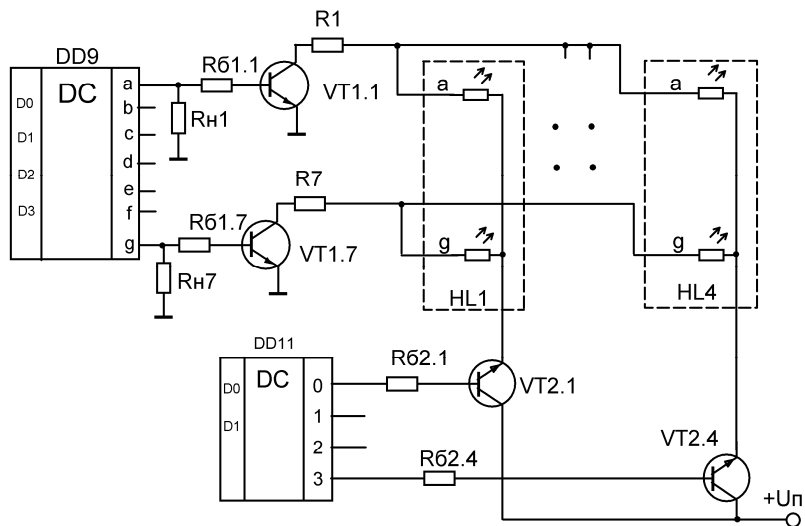


Рис.5.7. Принципиальная схема управления 4^х – разрядным вакуумным накаливаемым индикатором при подключении общего вывода индикатора к положительному выводу источника питания при поразрядном методе индикации.

Расчет элементов принципиальной схемы начнем с определения импульсного тока и напряжения индикатора:

$$I_u = I_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}},$$

$$U_u = U_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

где: q – скважность импульсов возбуждения индикатора,
 $I_{ном}$ – номинальный ток сегмента индикатора,
 $U_{ном}$ – номинальное напряжение сегмента индикатора.

Зная импульсный ток сегмента можно найти токоограничительные резисторы $R1 \div R7$:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_u - U_{кэVT2}}{I_u}$$

где U_n – напряжение питания,
 U_u – импульсное напряжения на сегменте индикатора,
 $U_{кэ}$ – напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 I_u – импульсный ток сегмента индикатора.

Ток коллектора $VT1$ равен импульсному току сегмента: $I_{к} = I_u$

Находим ток базы насыщения:

$$I_{бн} = \frac{I_{к}}{\beta} = \frac{I_u}{\beta}$$

Ток базы $VT1$ с учетом степени насыщения S транзистора, определяем по выражению:

$$I_{б} = S \cdot I_{бн} = 2 \cdot I_{бн}$$

Зная ток базы найдем величину сопротивления в цепи базы:

$$R_{б1} = \frac{U_{вых}^1 - U_{бэVT1}}{I_{б}}$$

Сопротивление нагрузки определяем из условия:

$$I_{вых}^1 = I_{б} + I_{Rн}$$

где $I_{вых}^1$ – выходной ток дешифратора при единичном выходном уровне,

$I_{Rн}$ – ток через R_n .

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U_{вых}^1}{I_{вых}^1 - I_{б}}$$

Коллекторный ток транзистора $VT2$ будет равен сумме токов через сегменты индикатора:

$$I_{кVT1} = 7 \cdot I_u$$

Ток базы VT2 должен быть меньше или равен выходному току дешифратора:

$$I_{b_{VT2}} \leq I_{вых}^1$$

Определим требуемое β с учетом степени насыщения S:

$$\beta = 2 \cdot \frac{I_{k_{VT2}}}{I_b}$$

По известным параметрам I_k , U_n и β выбираем тип транзистора. При выборе типа транзистора также необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Определим сопротивление в цепи базы VT2:

$$R_{\delta 2} = \frac{U_{вых}^1 - U_{бэVT2} - U_u - U_{кэVT1}}{I_{\delta}}$$

Таким образом мы рассчитали все элементы принципиальной схемы.

Если величина резистора $R_{\delta 2}$ в приведенной выше формуле получается отрицательной, то необходимо использовать транзистор VT2 структуры p-n-p. (рис.5.8.)

Расчет элементов принципиальной схемы, представленной на рис.5.8 аналогичен расчету элементов принципиальной схемы, показанной на рис.5.7. Исключение составляет $R_{\delta 2}$, которое определяется из выражения:

$$R_{\delta 2} = \frac{U_n - U_{бэVT2} - U_{вых}^0}{I_{\delta}}$$

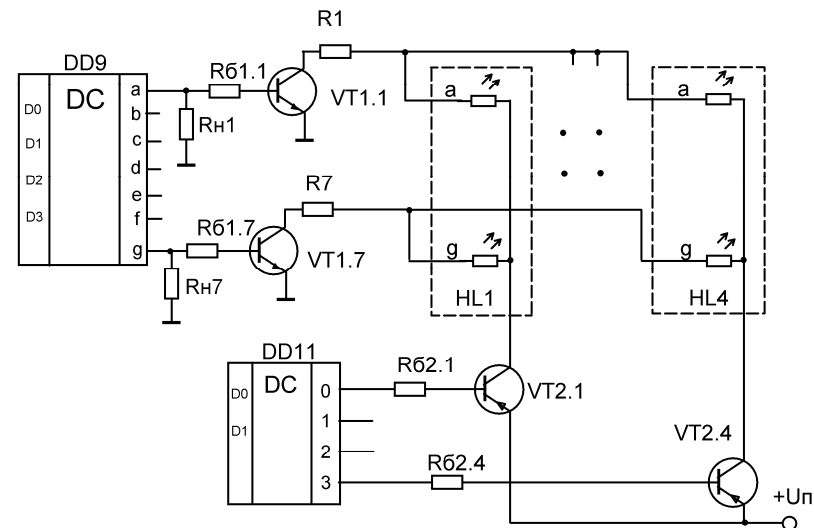


Рис.5.8. Принципиальная схема управления 4^x – разрядным вакуумным накаливаемым индикатором при подключении общего вывода индикатора к положительному выводу источника питания при поразрядном методе индикации

Фазоимпульсный метод индикации. Принципиальная схема управления вакуумными накаливаемыми индикаторами для фазоимпульсного метода индикации при подключении общего вывода индикатора к минусу источника питания представлена на рис.5.9. Для фазоимпульсного метода индикации скважность всегда равна 10. Расчет элементов принципиальной схемы начинаем с определения импульсного тока и напряжения:

$$I_u = I_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}},$$

$$U_u = U_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

где q – скважность импульсов возбуждения,

$I_{ном}$ - номинальный ток сегмента индикатора,

$U_{ном}$ - номинальное напряжение сегмента индикатора.

Зная импульсный ток сегмента можно определить величину резистора $R1$:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_u - U_{кэVT2}}{I_u}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{кэ}$ – напряжение коллектор – эмиттер транзистора в режиме насыщения,
 U_u – импульсное напряжение на сегменте индикатора при протекании I_u .

Через транзистор VT1 будет течь суммарный ток одноименных сегментов всех индикаторов, поэтому:

$$I_{кVT1} = N \cdot I_u$$

где N - количество индикаторов (в нашем случае $N=4$),
 I_u - импульсный ток одного сегмента индикатора.

По требуемым параметрам I_k и U_n выбираем тип транзистора транзистора VT1. При выборе типа транзистора необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Зная его статический коэффициент передачи β определяем $I_{бн}$:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Для фазоимпульсного метода индикации степень насыщения транзистора S будет изменяться от единицы (при отображении одинаковых цифр всеми индикаторами) до 4 (при отображении разных цифр). Поэтому:

$$I_{б} = I_{бн}$$

Зная ток базы рассчитываем базовый резистор:

$$R_{б1} = \frac{U_n - U_{бэVT1} - U_{R1} - U_u - U_{кэVT2}}{I_{б}}$$

где U_n - напряжение питания,
 U_u - импульсное напряжения на сегменте индикатора,
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 I_u - импульсный ток сегмента индикатора,
 $U_{бэ}$ - напряжение база-эмиттер в режиме насыщения,
 U_{R1} - напряжение на резисторе $R1$.

Через транзистор VT2 течет суммарный ток всех сегментов индикатора, поэтому:

$$I_{к} = 7 \cdot I_u$$

Зная максимальный выходной ток $I_{вых}^1$ инвертора DD7, можно определить минимальное значение статического коэффициента передачи тока β :

$$\beta = S \cdot \frac{I_k}{I_{ВЫХ}^1},$$

где S – степень насыщения транзистора VT2.

По требуемым параметрам I_k , β , U_n выбираем транзистор VT2. При выборе типа транзистора необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Исходя из требуемого тока базы определяем $R_{б2}$:

$$R_{б2} = \frac{U_{ВЫХ}^1 - U_{бэVT2}}{I_{б}}$$

Если при расчете сопротивление $R_{б1}$ оказывается отрицательным, то нужно использовать другую схему управления с транзистором структуры $p-n-p$ (рис.5.10).

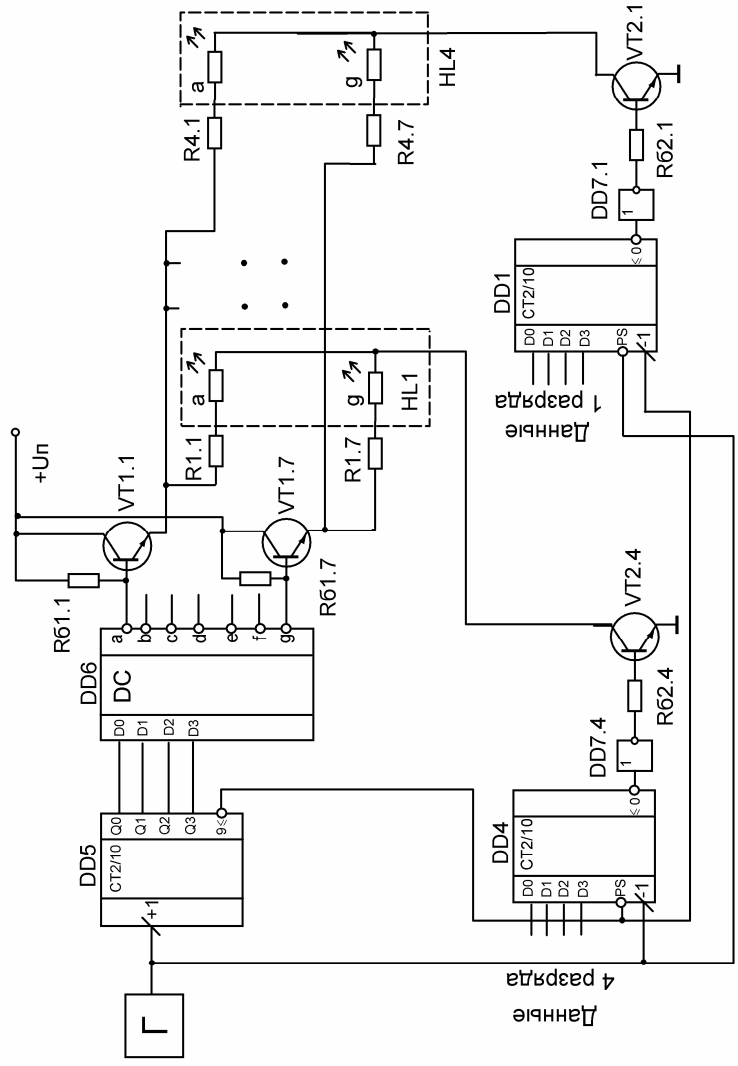


Рис. 5.9. Принципиальная схема управления вакуумными накаливаемыми индикаторами для фазоимпульсного метода индикации при подключении общего вывода индикатора к минусу источника питания

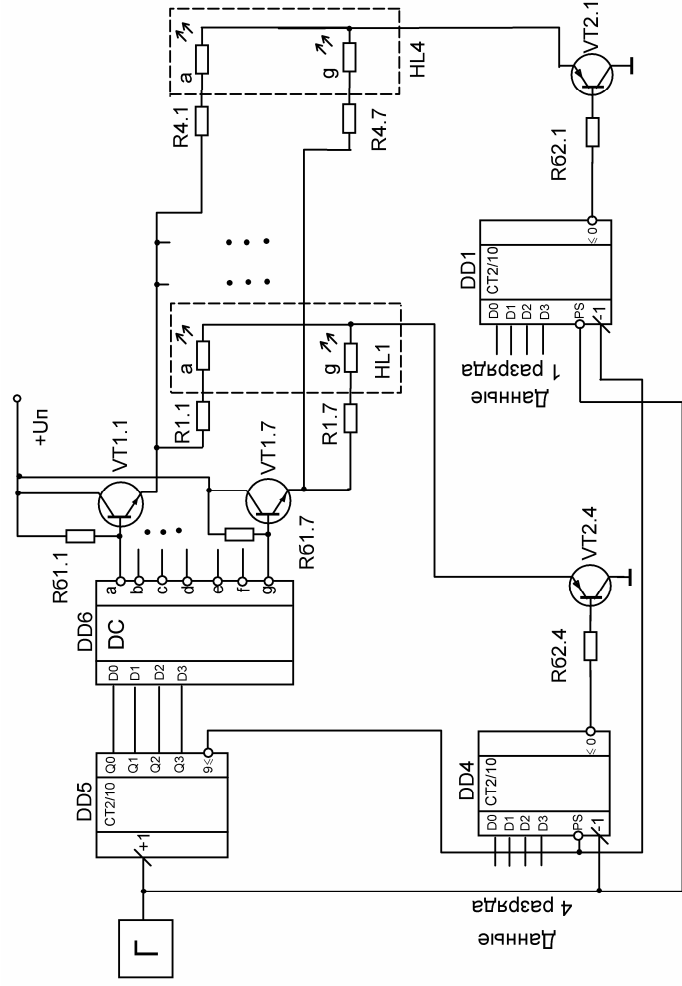


Рис. 5.10. Принципиальная схема управления вакуумными накаливаемыми индикаторами для фазоимпульсного метода индикации при подключении общего вывода индикатора к минусу источника питания

Расчет элементов принципиальной схемы не отличается от расчета схемы, показанной на рис.5.9, за исключением базового резистора $R_{\delta 2}$:

$$R_{\delta 2} = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_{R1} - U_u - U_{бэVT2} - U_{вых}^0}{I_{\delta}}$$

где U_n - напряжение питания,
 U_u - импульсное напряжения на сегменте индикатора,
 $U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения,
 $U_{вых}^0$ - выходное напряжение счетчика низкого уровня,
 $U_{бэ}$ - напряжение база-эмиттер в режиме насыщения,
 U_{R1} - напряжение на резисторе $R1$.

Общий провод индикатора можно подключить не только к минусу источника питания но и к плюсу. Принципиальная схема управления в этом случае для 4^x индикаторов показана на рисунке 5.11. Расчет элементов принципиальной схемы начинаем с определения импульсного тока и напряжения:

$$I_u = I_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}},$$

$$U_u = U_{ном} \cdot q^{\frac{1}{2}}$$

где q - скважность импульсов возбуждения,

$I_{ном}$ - номинальный ток сегмента индикатора,

$U_{ном}$ - номинальное напряжение сегмента индикатора.

Импульсный ток через сегмент индикатора задается резистором $R1$, который находится из выражения:

$$R1 = \frac{U_n - U_{кэVT1} - U_u - U_{кэVT2}}{I_u}$$

где U_n - напряжение питания,

$U_{кэ}$ - напряжение коллектор-эмиттер транзистора в режиме насыщения,

U_u - импульсное напряжение на сегменте индикатора при протекании I_u .

Через транзистор VT1 будет течь суммарный ток одноименных сегментов всех индикаторов, поэтому:

$$I_{кVT1} = N \cdot I_u$$

где N - количество индикаторов (в нашем случае $N=4$),

I_u - импульсный ток одного сегмента индикатора.

По требуемым параметрам I_k и U_n выбираем тип транзистора транзистора VT1. При выборе типа транзистора необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Зная его статический коэффициент передачи β определяем $I_{бн}$:

$$I_{бн} = \frac{I_k}{\beta}$$

Т.к. ток коллектора может изменяться от I_u до $4I_u$, то степень насыщения транзистора S выбираем равным 1, для максимального тока коллектора и соответственно для минимального I_k степень насыщения транзистора будет равна 4. Отсюда:

$$I_{\delta} = I_{\delta.н.} = \frac{4 * I_u}{\beta}$$

Выходной ток дешифратора должен быть больше или равен току базы:

$$I_{вых}^1 \geq I_{\delta}$$

Зная ток базы и выходные параметры дешифратора $DD6$ определим сопротивление $R\delta 1$:

$$R_{\delta 1} = \frac{U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{бэ}VT1}}{I_{\delta}}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{\text{бэ}}$ – напряжение на переходе база – эмиттер в режиме насыщения.

Зная величину I_{δ} и $I_{\text{вых}}^1$ определим ток через R_n :

$$I_{Rn} = I_{\text{вых}}^1 - I_{\delta}$$

Отсюда находим R_n :

$$R_n = \frac{U_{\text{вых}}^1}{I_{\text{вых}}^1 - I_{\delta}}$$

Через транзистор $VT2$ течет суммарный ток всех сегментов одного индикатора:

$$I_{\text{к}VT2} = 7 \cdot I_n$$

Зная выходной ток нуля вычитающих счетчиков $DD1 \div DD4$ можно определить минимальное значение статического коэффициента передачи тока транзистора $VT2$:

$$\beta = \frac{I_k}{I_{\text{ВЫХ}}^0}$$

Зная I_k , U_n и β выбираем транзистор $VT2$. При выборе типа транзистора необходимо учесть бросок тока при включении холодной нити, который в 2÷3 раза превышает номинальный. Поэтому ток коллектора выбранного транзистора должен в 2÷3 раза превышать расчетное значение. Сопротивление $R_{\delta 2}$ определяется из выражения:

$$R_{\delta 2} = \frac{U_n - U_{\text{бэ}VT2} - U_{\text{ВЫХ}}^0}{I_{\delta}}$$

где U_n – напряжение питания,
 $U_{\text{бэ}}$ – напряжение база – эмиттер в режиме насыщения,
 $U_{\text{ВЫХ}}^0$ - выходное напряжение логического нуля вычитающего счетчика.

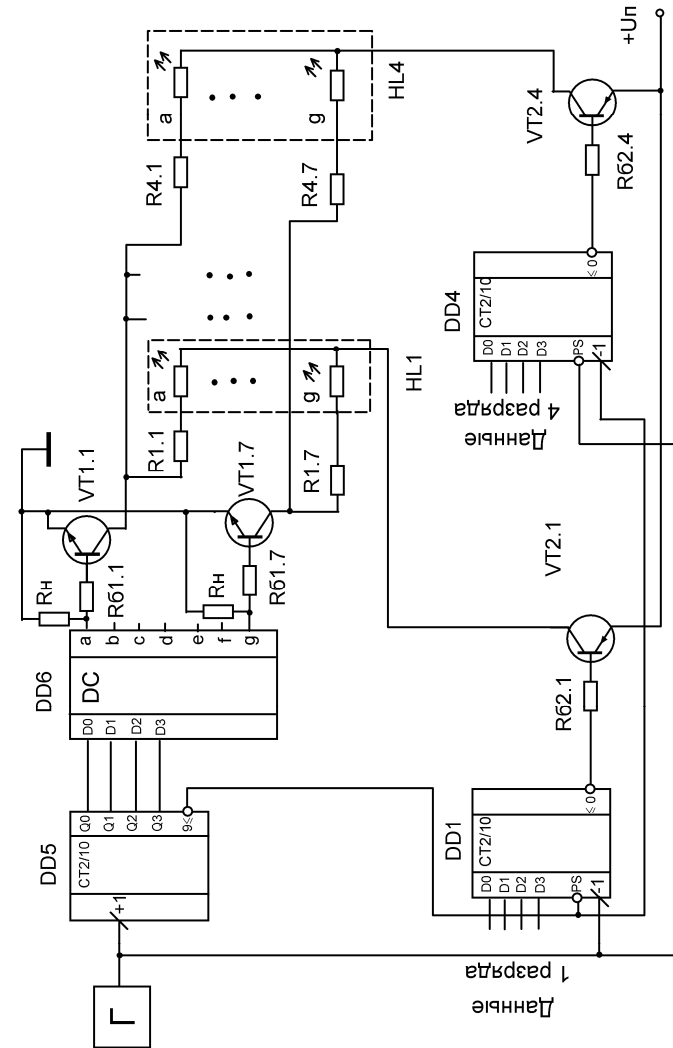


Рис .5.11. Принципиальная схема управления вакуумными накаляемыми индикаторами для фазомultipлексного метода индикации при подключении общего вывода индикатора к плюсу источника питания

6 Преобразователи кодов

Для отображения десятичных и шестнадцатеричных цифр часто используется семисегментный индикатор рисунок 6.1.

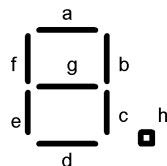


Рис.6.1. Обозначения сегментов цифрового индикатора

Для изображения на таком индикаторе цифры 0 достаточно зажечь сегменты a, b, c, d, e, f. Для изображения цифры 1 зажигают сегменты b и c. Точно таким же образом можно получить изображения всех остальных десятичных или шестнадцатеричных цифр. Все комбинации таких изображений получили название семисегментного кода. Составим таблицу истинности дешифратора, который позволит преобразовывать двоичный код в семисегментный. Пусть сегменты зажигаются нулевым потенциалом. Тогда таблица истинности семисегментного дешифратора примет вид, приведенный в таблице 6.1. Конкретное значение сигналов на выходе дешифратора зависит от схемы подключения сегментов индикатора к выходу микросхемы. Эти схемы будут рассмотрены ниже.

Таблица 6.1. Таблица истинности семисегментного декодера.

| Входы | | | | Выходы | | | | | | |
|-------|---|---|---|--------|---|---|---|---|---|---|
| 8 | 4 | 2 | 1 | a | b | c | d | e | f | g |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |

В соответствии с таблицей истинности синтезируем принципиальную схему семисегментного декодера с активными

нулевыми уровнями на выходе. Полученная принципиальная схема семисегментного дешифратора приведена на рисунке 6.1.

В табл. 6.2 представлен перечень наиболее часто применяющихся в промышленных устройствах отображения информации микросхем, предназначенных для дешифрации цифровых сигналов двоичного кода в семисегментный позиционный код цифровых индикаторов.

Таблица 6.2. Перечень наиболее распространенных дешифраторов

| Тип | Функциональное назначение | Вид цифрового индикатора | Ипр.макс каждого выхода, мА |
|-------------------|--|--------------------------|-----------------------------|
| 514ИД1, К514ИД1 | Дешифратор двоичного кода в семисегментный | 7 сегментные с ОК | 7,5 |
| 514ИД2, К514ИД2 | То же | 7 сегментные с ОА | 22 |
| 514ПР1, К514ПР1 | Дешифратор двоичного кода в семисегментный с регистром памяти | То же | 25 |
| 514ИД4А, К514ИД4А | Дешифратор двоичного кода в гексодецимальный с памятью и формирователем тока | 7 сегментные с ОК | 13 |
| 514ИД4Б, К514ИД4Б | То же | То же | 26 |
| 514ИД4В, К514ИД4В | То же | То же | 52 |
| 533ИД18 | Дешифратор двоичного кода в семисегментный | 7 сегментные с ОА | 10 |
| 514ПП1, К514ПП1 | То же | То же | 12 |
| 133ПП4 | То же | То же | 10 |

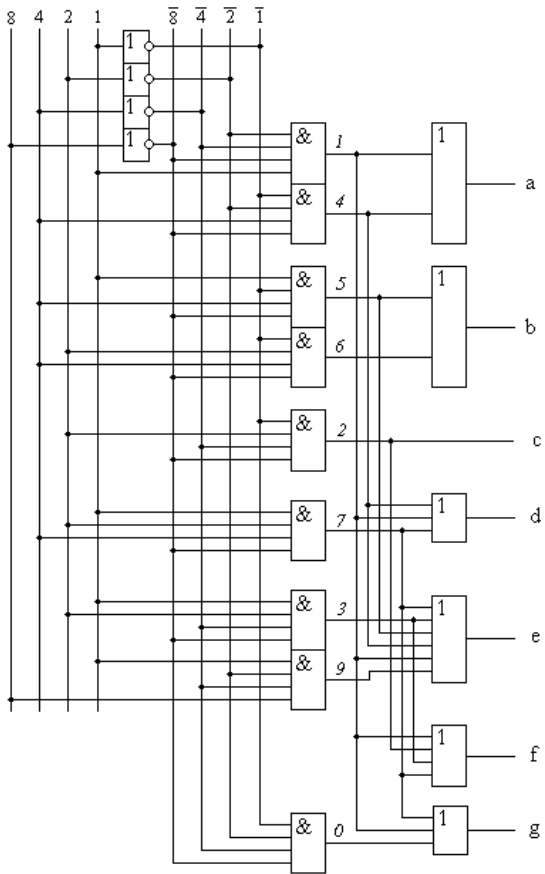


Рисунок. 6.1. Принципиальная схема семисегментного декодера с активным нулем на выходе

Если сегменты цифрового индикатора зажигаются высоким уровнем напряжения, то таблица истинности для такого дешифратора будет иметь противоположные (инверсные) значения. В соответствии с таблицей истинности можно синтезировать принципиальную схему семисегментного декодера с активными единичными уровнями на выходе. Полученная принципиальная схема семисегментного дешифратора приведена на рисунке 6.2.

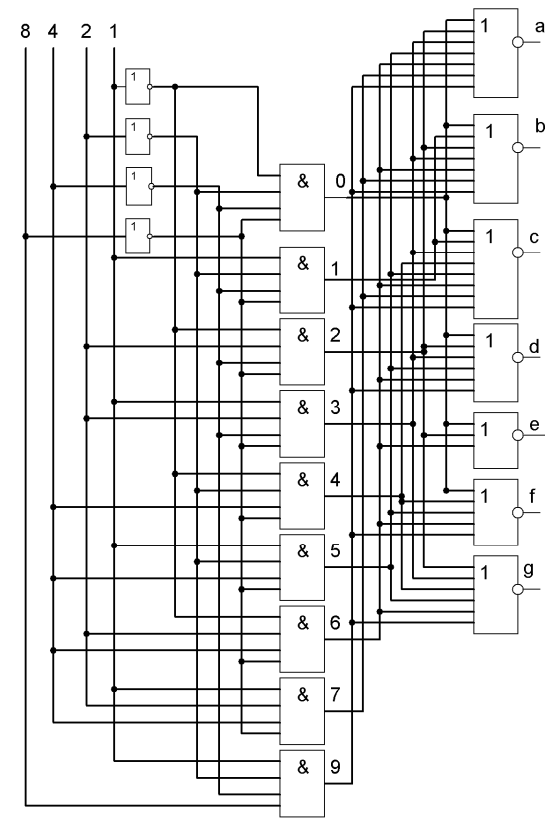


Рисунок. 6.2. Принципиальная схема семисегментного декодера с активной единицей на выходе

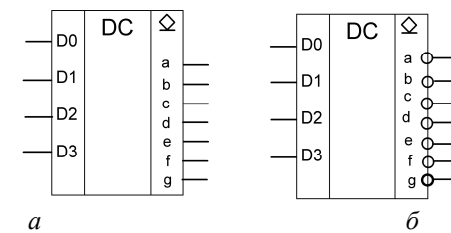


Рисунок. 6.3. Условное графическое изображение дешифраторов: а – 514ИД1, б – 514ИД2

Схемы подключения цифровых индикаторов к дешифраторам.

На рис. 6.4 представлены схемы подключения семисегментного полупроводникового индикатора с общим катодом (рис.6.4.а) и общим анодом (рис.6.4.б) к соответствующим дешифраторам двоичного кода в семисегментный позиционный код индикатора.

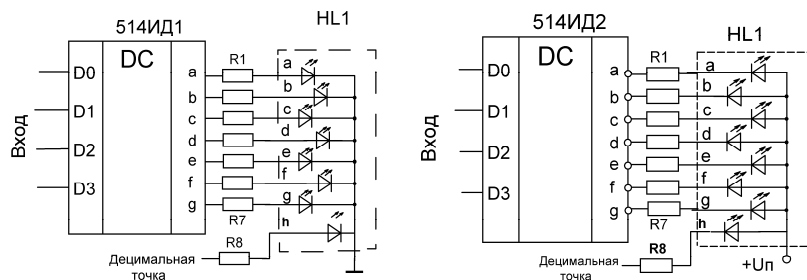


Рис.6.4. Схемы подключения индикаторов к дешифраторам

Входные каскады дешифраторов К514ИД1, 514ИД1, К514ИД2, 514ИД2 одинаковы, их принципиальные электрические схемы приведены на рис. 6.5.

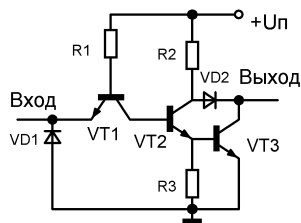


Рис.6.5. Входные каскады дешифраторов серии 514

Различие подключения индикаторов с общим катодом и общим анодом к дешифраторам объясняется различием построения выходных каскадов последних. На рис. 6.6.а и 6.6.б представлены схемы выходов микросхем К514ИД1, 514ИД1 и К514ИД2, 514ИД2 соответственно.

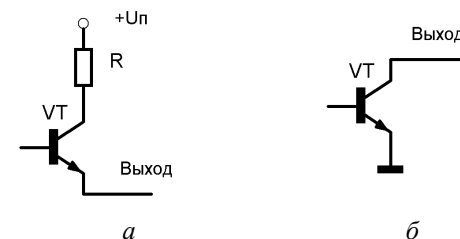


Рис.6.6. Выходной каскад дешифраторов: а - 514ИД1, б - 514ИД2

Формирователями токов для сегментов индикатора с общим анодом служат резисторы $R_1—R_7$ (рис. 6.4.б), для десятичной точки — резистор R_8 , а для десятичной точки индикатора с общим катодом (рис. 6.4.а) — резистор R .

Сопротивления $R_1—R_7$ для схемы приведенной на рисунке 6.4.б могут быть определены из следующего соотношения:

$$R = (U_{\text{ист}} - U_{\text{пр}} - U_{\text{дш}}) / I_{\text{пр}},$$

где $U_{\text{ист}}$ — напряжение источника питания, В;

$U_{\text{пр}}$ — прямое напряжение светодиода при постоянном токе через сегмент $I_{\text{пр}}$, В;

$U_{\text{дш}}$ — выходное напряжение дешифратора 514ИД2 во включенном состоянии, В;

$I_{\text{пр}}$ — прямой ток через светодиод, А (0,02 А).

При $U_{\text{ист}} = 5,5$ В, $U_{\text{пр}} = 2,5$ В, $U_{\text{дш}} = 0,45$ В $R=102$ Ом, ближайший номинал по шкале номиналов сопротивлений по ГОСТ 2825-67 составляет 100 Ом.

Аналогичные расчеты позволяют вычислить сопротивление R_8 для формирования тока десятичной точки ($R_8=120$ Ом).

Сопротивления $R_1—R_7$ для схемы приведенной на рисунке 6.4.а могут быть определены из следующего соотношения:

$$R = (U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{пр}}) / I_{\text{пр}},$$

где $U_{\text{вых}}^1$ — выходное напряжение высокого уровня, В;

$U_{\text{пр}}$ — прямое напряжение светодиода при постоянном токе через сегмент $I_{\text{пр}}$, В;

$I_{\text{пр}}$ — прямой ток через светодиод, А.

Для схемы приведенной на рисунке 6.4.а резисторы $R_1—R_7$

можно не ставить, в этом случае через сегменты индикатора будет течь максимально возможный ток. Максимально допустимые выходные токи дешифраторов для индикаторов с общим катодом и общим анодом составляют 7,5 и 22 мА соответственно. При проектировании дисплеев может возникнуть необходимость усиления мощности выходных каскадов микросхем. На рис. 6.7 а и б приведены возможные схемы включения транзисторов на выходах указанных дешифраторов.

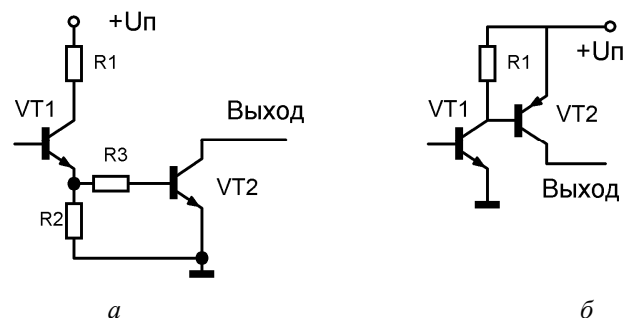


Рис 6.7. Схема подключения усилительного транзистора на выходе дешифратора К514ИД1 (а) и К514ИД2 (б)

Дешифратор-преобразователь ИД18 (рисунок 6.8.) двоично-десятичного кода в семисегментный служит для управления светодиодными индикаторами типа АЛС324Б. Обычное преобразование кода реализуется при $LT=RBI=0$ и $VI/RBO=1$. Для гашения индикатора необходимо подать $VI/RBO=0$. Режим бланкирования реализуется при $LT=1$, $RBI=0$. В этом режиме VI/RBO является выходом, на котором появляется логический ноль, если на входах DI код нуля, при этом все сегменты гаснут. При этом если на входы DI поступит код, отличный от нуля, то дешифратор, как в обычном режиме, обеспечивает высвечивание соответствующих цифр. Такое селективное гашение обеспечивает индикацию только значащих цифр в многоразрядном десятичном коде. В этом случае VI/RBO ИС старших разрядов соединяют с RBI младших последовательно. Основные параметры дешифратора 555ИД18 приведены в таблице 6.3.

Таблица 6.3. Основные параметры дешифратора 555ИД18

| Наименование параметра | значение |
|--------------------------------|----------|
| Входной ток лог. 0 для RBo, мА | 1,2 |
| Входной ток лог. 0, мА | 0,4 |
| Выходной ток лог.0, мА | 24 |
| Выходное напряжение лог.1, В | 4.5 |
| Задержки распространения, нс | 100 |
| Ток потребления, мА | 7-13 |

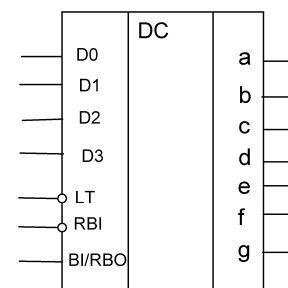


Рис.6.8. Условное графическое обозначение дешифратора 555ИД18

Для управления газоразрядными индикаторами применяется дешифратор двоичного кода в позиционный с высоковольтным выходом. Он имеет четыре адресных входа и десять выходов с открытым коллектором, к которым непосредственно подключаются катоды индикаторных ламп. Допустимый ток нагрузки не более 7 мА. Напряжение на закрытом выходе следует ограничить на уровне 60 В. Условное графическое обозначение приведено на рис.6.9.

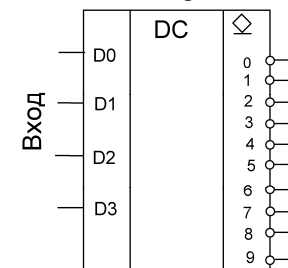


Рис.6.9. Условное графическое обозначение дешифратора 155ИД1

Основные параметры дешифратора 155ИД1 приведены в таблице 6.4.

Таблица 6.4. Основные параметры дешифратора 155ИД1

| Наименование параметра | значение |
|--|----------|
| Выходной ток закрытого выхода при напряжении на выходе 55 В, мкА | 50 |
| Выходное напряжение закрытого выхода, В | 60 |
| Входной ток лог.0 для входа А, мА | 1.6 |
| Входной ток лог.0 для входов В, С, D, мА | 3.2 |
| Входной ток лог.1 для входа А, мкА | 40 |
| Входной ток лог.1 для входов В, С, D, мкА | 80 |
| Ток потребления, мА | 16-25 |

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| Введение | 3 |
| Устройства отображения информации на основе полупроводниковых индикаторов | 4 |
| Устройства отображения информации на основе вакуумных люминесцентных индикаторов | 34 |
| Устройства отображения информации на основе жидкокристаллических индикаторов | 55 |
| Устройства отображения информации на основе газоразрядных индикаторов | 66 |
| Устройства отображения информации на основе вакуумных накаливаемых индикаторов | 73 |
| Преобразователи кодов | 95 |

Алексей Иванович Солдатов
Виктор Степанович Макаров
Павел Владимирович Сорокин

«РАСЧЕТ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДИСКРЕТНЫМИ
ИНДИКАТОРАМИ»
УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ К ВЫПОЛНЕНИЮ ИНДИВИДУАЛЬНОГО
ДОМАШНЕГО ЗАДАНИЯ

Редактор

Подписано к печати
Формат 60x84/16. Бумага офсетная.
Печать RISO. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. .
Тираж экз. Заказ . Цена С.
Издательство ТПУ. 634050, Томск, пр. Ленина, 30.