

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
«ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Е.Ю. БУРКИН, В.Н. МАКАРЕВИЧ

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
по дисциплине «Основы преобразовательной техники»

Издательство ТПУ
Томск 2005

ББК 31.264.5.я73

УДК 621.314(075.8)

Б905

Буркин Е.Ю. Макаревич В.Н.

Б905

Основы преобразовательной техники: Лабораторный практикум. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 40 с.

Лабораторный практикум включает 4 работы, охватывающие следующие разделы: статические и динамические характеристики силовых диодов и тиристоров; узлы коммутации тиристоров; трансформаторные формирователи импульсов управления силовыми тиристорами и транзисторами; динамические характеристики полевых (MOSFET) транзисторов. Для каждой лабораторной работы приведены необходимые теоретические сведения, программа работы и контрольные вопросы. Лабораторный практикум предназначен для студентов, обучающихся по направлению 550770 «Электроника и микроэлектроника».

УДК 621.314(075.8)

Рекомендовано к печати Редакционно-издательским советом
Томского политехнического университета

Рецензенты

Доктор технических наук, нач. лаб. ФГУП «НПЦ«Полюс»

Ю.М. Казанцев

Кандидат технических наук, зав. лаб. №43 НИИИН

М.М. Штейн

Кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной и
медицинской электроники ТПУ

А.Ф. Глотов

© Томский политехнический университет, 2005

© Оформление. Издательство ТПУ, 2005

ВВЕДЕНИЕ

В современной электроэнергетике значительная часть первичной электроэнергии преобразуется с помощью силовых полупроводниковых преобразователей. Постоянное расширение областей применения устройств преобразовательной техники требует адекватного улучшения и оптимизации их параметров и характеристик. Важнейшую роль в решении задач увеличения коэффициента полезного действия, уменьшения массо-габаритных показателей, электромагнитной совместимости преобразователей играет грамотный выбор типа силового полупроводникового элемента. Вид и типонаименование силового ключа определяет выбор устройств защиты от перенапряжения и сверхтоков, устройств ограничения скоростей нарастания токов и напряжений, деления токов и напряжений при групповом соединении приборов. Предлагаемый лабораторный практикум посвящен изучению основных характеристик силовых диодов тиристоров и полевых (MOSFET) транзисторов. Все лабораторные работы проводятся на универсальном стенде, фронтальным методом.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

Универсальный стенд с набором сменных модулей позволяет подробно изучить процессы в силовых ключевых элементах (диодах, тиристорах и полевых транзисторах), изучаемых в курсе "Основы преобразовательной техники". Все работы выполняются фронтально на 8 стендах, содержащих наборные поля. Схемы собираются из соответствующих модулей на наборном поле, соединения выполняются с помощью комплекта проводников.

В качестве измерительных приборов используются универсальный осциллограф С1-83, позволяющий измерять и снимать диаграммы тока и напряжения, цифровой вольтметр В7-38, позволяющий измерять переменные и постоянные токи и напряжения, а также сопротивления. В данном цикле работ используются, расположенные на стенде, три источника U_A , U_B , U_C переменного синусоидального напряжения амплитудой 18 В и частотой 50 Гц. Источники гальванически не связаны и имеют взаимный фазовый сдвиг 120 градусов.

Так как при сборке схем возможны ошибки, во избежание длительных коротких замыканий источников при их использовании в

цепь **ОБЯЗАТЕЛЬНО** должны быть включены модули с предохранителями. Кроме съемных элементов-модулей, в работах применяются габаритные элементы-дрессели и конденсаторы, размещенные в стенде стационарно. Их выводы с соответствующими обозначениями расположены в верхней части наборного поля, а сами они за стеклом в глубине стенда. При использовании в работе электролитических полярных конденсаторов необходимо обращать внимание при сборке схемы на соответствующие обозначения. Ошибка может привести к выходу из строя конденсатора и разрыву его корпуса.

ГЛАВА 1. УЗЛЫ КОММУТАЦИИ ТИРИСТОРОВ

Тиристор, включенный последовательно с нагрузкой в цепь переменного тока, запирается естественным путем при переходе тока через нулевое значение. Для прерывания тока в любой момент времени (принудительная или искусственная коммутация) используются специальные схемы – коммутационные узлы (КУ). Их классифицируют по способу подключения основного элемента КУ – коммутирующего конденсатора C_K (рис.1). В схеме КУ рис.1а конденсатор C_K с помощью дополнительного ключа K подключается параллельно запираемому тиристоры VS . На рис.1б C_K подключают параллельно нагрузке, а на рис.1в C_K включается в последовательную цепь тиристора VS и нагрузки. В последнем случае для замыкания цепи по постоянному току используют дроссель L .

Во всех схемах КУ используется один принцип – перевод тока тиристора VS в цепь коммутирующего конденсатора C_K и создания на нем обратного напряжения на время, необходимое для восстановления запирающих свойств (время восстановления). Принято называть первые две схемы КУ с параллельной, а третью – с последовательной коммутацией тиристора VS .

На рис.2 представлен пример схемы и диаграммы, поясняющие принцип работы коммутационного узла с коммутирующим конденсатором, подключаемым в момент выключения параллельно силовому тиристоры. В данной схеме первоначальный заряд конденсатора C_K при пуске производится до включения силового тиристора VS путем отпирания тиристора VS_K (подав импульс управления на управляющий электрод относительно катода). Ток заряда конденсатора протекает через открытый тиристор VS_K и нагрузку.

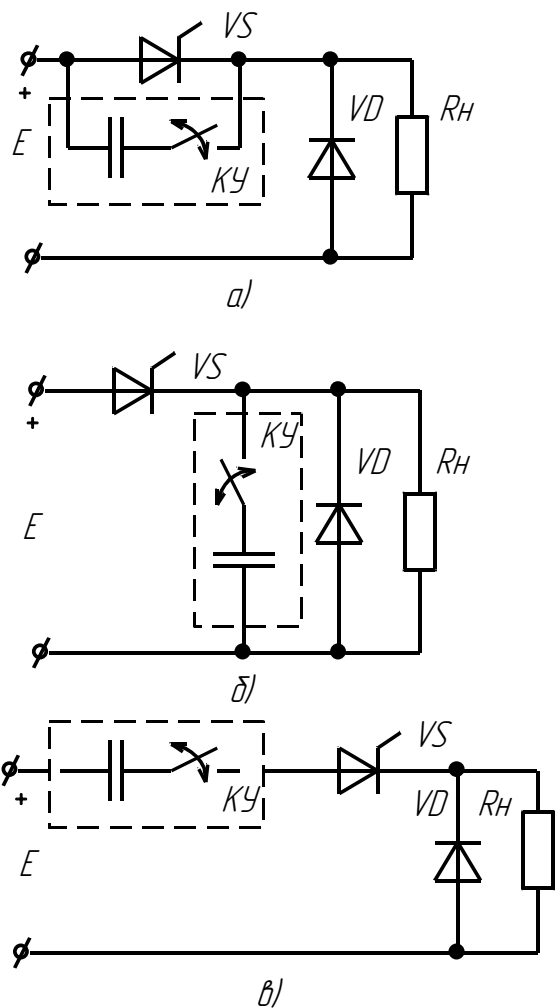


Рис.1. Основные типы коммутационных узлов: параллельного – а), б) последовательного – в)

По окончании зарядного процесса тиристор запирается, так как ток через него становится меньше тока удержания. Конденсатор при этом оказывается заряженным до напряжения приблизительно равному напряжению источника питания. Полярность напряжения показана на рисунке в скобках. В дальнейшем подобный заряд конденсатора C_K осуществляется перед очередной коммутацией силового тиристора. Как можно видеть, полярность напряжения на коммутирующем конденсаторе в исходном положении оказывается противоположной необходимой для запираения силового тиристора. Для «подготовки» коммутирующего конденсатора вводятся элементы L_K, VD_1 . В момент времени t_1 подается импульс управления на силовой тиристор VS , который, открывшись, подсоединяет источник питания параллельно нагрузке. Протекает ток нагрузки, определяемый её типом. Одновременно с этим происходит резонансный перезаряд конденсатора C_K по цепи: $(+)C_K - \text{откр.}VS - L_K - VD_1 - (-)C_K$. Так как в указанной цепи перезаряда C_K потери невелики в конце цикла перезаряда $t_2 - t_1 = t_{\hat{e}} = \pi\sqrt{L_{\hat{e}}C_{\hat{e}}}$ напряжение $U_K \approx E$ с полярностью, указанной на рис.2б без скобок. Амплитуда тока перезаряда $I_{\text{мк}} = E/\rho_K = E/\sqrt{L_K C_K}$. Необходимо отметить, что этот ток протекает через VS , суммируясь с током нагрузки. Перезаряд C_K называют подготовительным.

В момент t_3 осуществляют коммутацию (запирание) тиристора

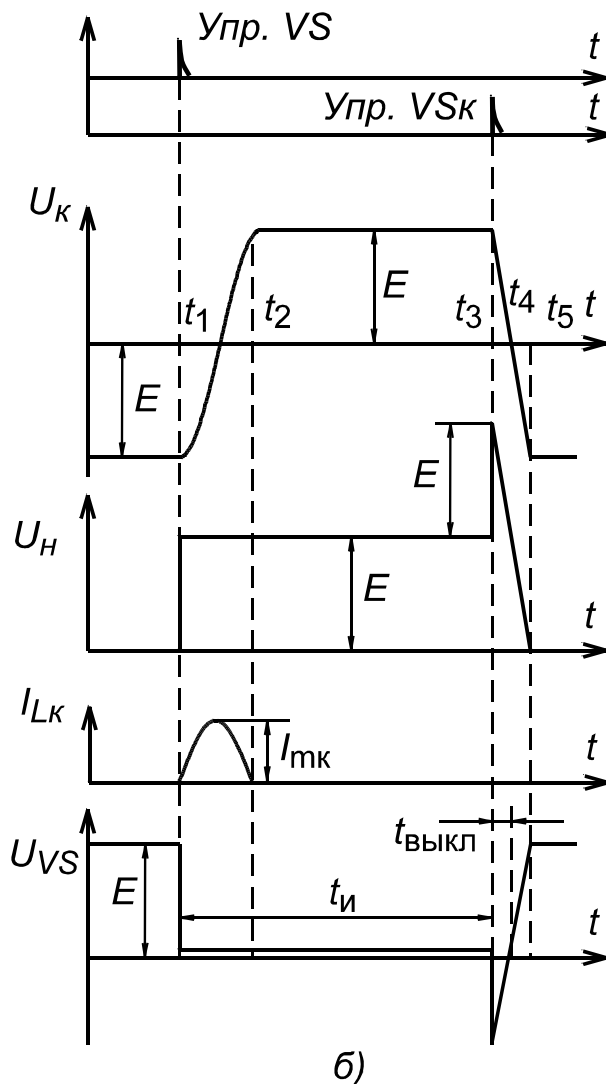
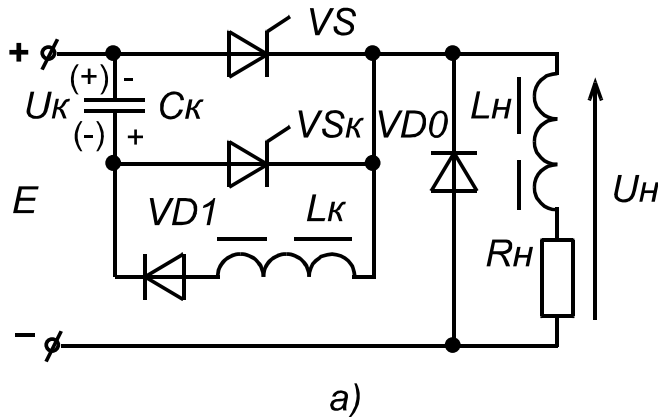


Рис.2. Схема и диаграммы работы коммутационного узла параллельного типа

VS , для чего подают отпирающий импульс на тиристор VS_K . Будем считать, что за время коммутации ток нагрузки не успевает измениться, т.е. перезаряд C_K по цепи $+C_K - VS_K - L_H - R_H - E - (-)C_K$ происходит по линейному закону. При этом в течении времени

$t_4 - t_3 = t_{\text{выкл}} = C_K E / I_H$ к тиристор VS приложено обратное напряжение и он должен восстановить запирающие свойства. После перезаряда коммутирующего конденсатора до напряжения источника питания отпирается диод VD_0 и ток нагрузки замыкается через него. В дальнейшем процессы повторяются.

Очевидно, что минимальное время открытого состояния VS $t_{и\text{min}} = t_K$, что является недостатком всех схем КУ с подготовительным перезарядом C_K . Недостатком рассмотренного КУ является также зависимость времени перезаряда $t_5 - t_3$ от нагрузки, а также удвоенное напряжение E на ней в момент коммутации.

Схема КУ изображенная на рис.3 работает аналогично предыдущей и отличается тем, что подготовительный перезаряд конденсатора C_K осуществляется не через основной тиристор VS , а с помощью дополнительного тиристора включая его синхронно с тиристором VS .

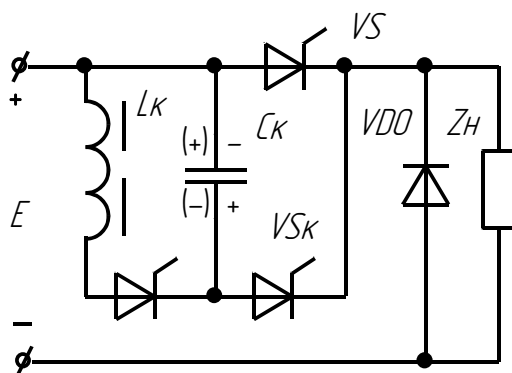


Рис.3.

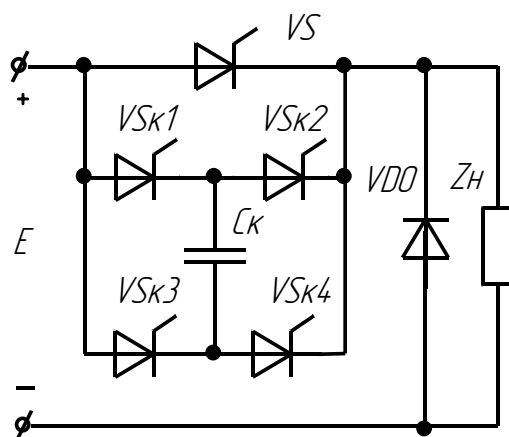


Рис.4.

В схеме изображенной на рис.4 коммутирующий конденсатор C_K включен в диагональ моста, образованного коммутирующими тиристорами $VS_{K1} \dots VS_{K4}$. Эти тиристоры попарно подключают конденсатор C_K с требуемой полярностью для запираения силового тиристора. Таким образом, оба такта перезаряда конденсатора используются для запираения тиристора, а контур подготовительного перезаряда в схеме отсутствует.

В рассмотренных КУ осуществляется т.н. «жесткая» коммутация, когда через тиристор протекают весьма большие обратные токи за время рассасывания накопленного заряда и возникают всплески напряжения, снижающие надежность схемы. Режим «мягкой» коммутации получают, используя ток колебательного $L_K C_K$ контура, направленный встречно току нагрузки, силовой тиристор VS при этом шунтируют обратно включенным диодом. На рис.5 приведена схема тиристорного ключа с «мягкой» коммутацией и диаграммы его работы.

Обратное напряжение на тиристоре VS , равное падению напряжения на проводящем диоде VD_1 соответствует времени $t_{\text{ВЫКЛ}} = t_5 - t_4$, когда ток резонансного контура $L_K C_K$ превышает ток нагрузки I_H (рис.5 б). Так как $t_{\text{ВЫКЛ}} = 2\theta / \omega_K$, где θ – угол выключения, $\omega_K = 1 / \sqrt{L_K C_K}$ – частота контура, получим:

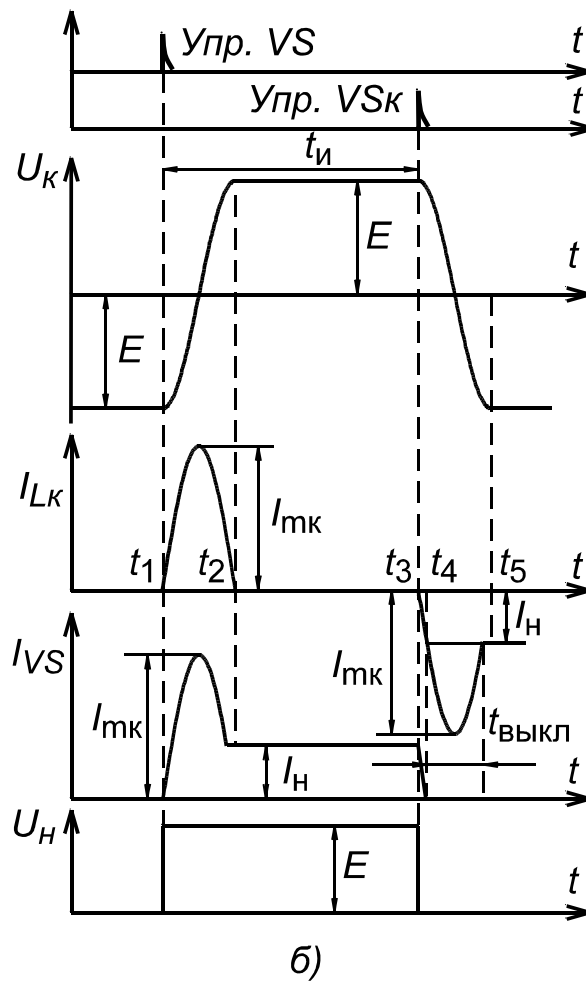
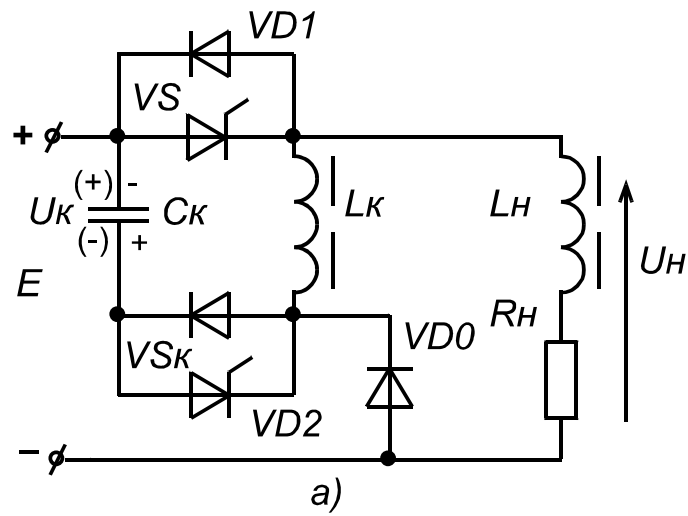


Рис.5. Схема и диаграммы работы коммутационного узла параллельного типа с «мягкой» коммутацией

$$I_H = I_{\text{мк}} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right). \quad (1)$$

Выражая отсюда $t_{\text{ВЫКЛ}}$, получим:

$$t_{\text{выкл}} = \frac{2}{\omega_K} \operatorname{arctg} \left(\sqrt{\frac{I_{\text{мк}}^2}{I_{\text{н}}^2} - 1} \right) = \frac{2}{\omega_K} \operatorname{arctg} \left(\sqrt{\left(\frac{E}{\rho_K I_{\text{н}}} \right)^2 - 1} \right) \quad (2)$$

Обычно требуемые значения L_K, C_K получают путем подстановки в (2) заданных значений $t_{\text{выкл}}, I_{\text{н}}, E$ с учетом $\rho_K = 1/\omega_K C_K$.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1 ИССЛЕДОВАНИЕ КОММУТАЦИОННОГО УЗЛА ТРИОДНОГО ТИРИСТОРА

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью настоящей лабораторной работы является экспериментальное исследование схемы коммутационного узла для тиристора, включенного в цепь постоянного тока.

1. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

- 1.1. Тиристоры – $VS1, VS2$ – КУ201А
- 1.2. Резисторы – $R1=R2=1\text{к}\Omega; R_{\text{н}}=240\text{ Ом}$
- 1.3. Конденсатор C_K – МБМ – 160 В – 0,5 мкФ
- 1.4. Модули $A1, A2$ генератора на однопереходном транзисторе
- 1.5. Диоды – $VD1$ – КД213А (КД2999), $VD2$ – Д226

2. ПРОГРАММА РАБОТЫ

- 2.1. Собрать на стенде схему регулятора постоянного напряжения на тиристоре с коммутационным узлом, согласно рис.1.
- 2.2. Установить частоту генерации модуля $A1$ равной приблизительно 1 кГц, а частоту генерации модуля $A2$, поставив его на место $A1$, вдвое выше.
- 2.3. Восстановить схему и убедиться, что коэффициент заполнения импульса напряжения на тиристоре равен $\gamma = 0,5$. В случае необходимости подстроить его величину резистором, расположенным на модуле $A2$.
- 2.4. Снять и сфазировать следующие диаграммы токов и напряжений: $U_{R_{\text{н}}}, U_{VS1}, I_{VS1}, U_{C_K}, I_{C_K}, U_{L_K}, I_{L_K}, U_{VD1}, U_{VS2}, I_{VS2}, U_{\text{вых}A1}, U_{\text{вых}A2}$.

2.5. Определить влияние резистора $R1$ на диаграммы напряжения на диоде $VD1$ и дросселе. Снять осциллограммы напряжения и тока дросселя и диода при отсутствии резистора $R1$.

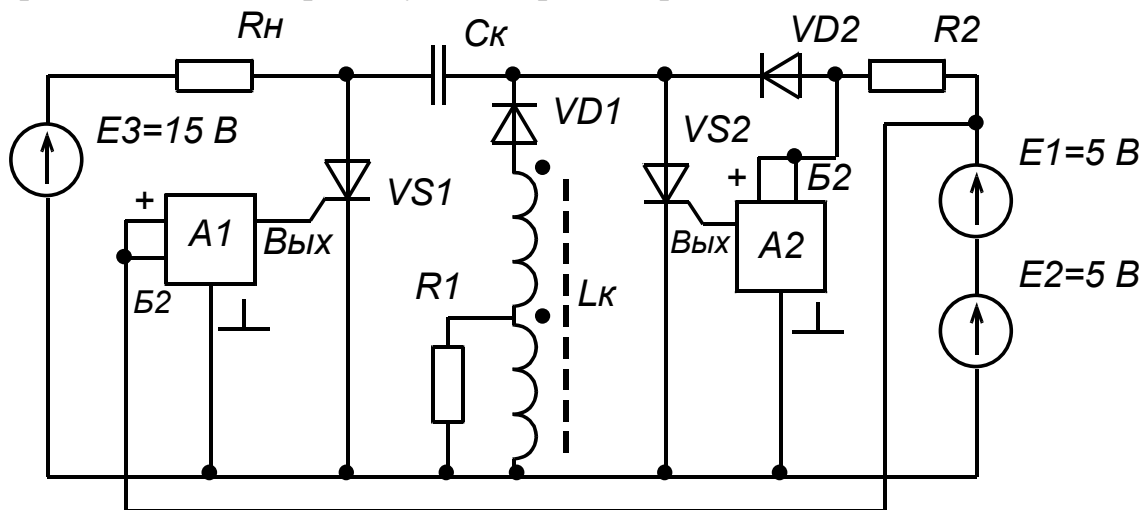


Рис. 1

3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

- 3.1. Название и программа работы.
- 3.2. Исследуемая схема и снятые осциллограммы
- 3.3. Выводы по работе, содержащие описание принципа действия КУ, отличие полученных осциллограмм от теоретических, влияние резистора $R1$.
- 3.4. Ответ на контрольный вопрос, указанный преподавателем

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 4.1. Приведите другие схемы коммутационных узлов. Поясните, в чем заключаются их достоинства и недостатки.
- 4.2. Поясните работу модулей $A1$, $A2$. Приведите пример схемы формирователя импульса управления тиристором с гальванической развязкой.
- 4.3. Поясните назначение резистора $R1$ и диода $VD2$.
- 4.4. Как изменится режим работы коммутационного узла при подключении встречно-параллельно силовому тиристорному диоду?
- 4.5. Какие процессы изменятся в схеме, если будет использоваться одна полуобмотка дросселя Lk ?
- 4.6. Какие процессы в исследуемой схеме ограничивают диапазон изменения коэффициента заполнения? Приведите выражения для минимального и максимального значений коэффициента заполнения.
- 4.7. Какую длительность управляющего импульса требуется обеспечить, если последовательно с нагрузкой включена

индуктивность величиной 20мГн , а ток удержания VSI составляет $0,1\text{А}$?

4.8. Какие факторы определяют величину напряжения, до которого перезаряжается через L_k коммутирующий конденсатор?

4.9. Приведите условия запираания тиристора.

4.10. Как влияют коммутационные процессы на диаграмму выходного напряжения?

ГЛАВА 2. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ФОРМИРОВАТЕЛИ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРАМИ И ТИРИСТОРАМИ

Трансформаторное управление силовыми транзисторами или тиристорами может потребоваться по следующим причинам:

1. Когда необходимо обеспечить гальваническую развязку и изоляцию системы управления от силовой цепи. Это необходимо в том случае, когда нет общей точки системы управления и силового транзистора, а также для увеличения помехозащищенности управляющих цепей.
2. Когда требуется обеспечить согласование уровней входных и выходных напряжений, что реализуется соответствующим выбором коэффициента трансформации управляющего трансформатора.
3. Когда нужно обеспечить синхронное управление несколькими полупроводниковыми приборами от одного управляющего сигнала (например, при групповом соединении).

Как правило, трансформатор в формирователях импульса работает в одноконтурном режиме. Принципиальным моментом здесь является необходимость размагничивания трансформатора за время разомкнутого состояния ключа (время паузы). Из-за этого сложно реализовать трансформаторный формирователь импульса, если коэффициент заполнения стремится к единице. Размагничивание трансформатора осуществляется путем сброса энергии накопленной в индуктивности намагничивания либо в дополнительное активное сопротивление (рис.2.2) (возможен вариант со стабилитроном вместо резистора), либо в источник питания с помощью дополнительной рекуперационной обмотки (рис.2.3).

ПРИБЛИЖЕННАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

В схемах трансформаторных формирователей импульса управления трансформаторы часто работают по частному циклу петли

гистерезиса. Для расчета трансформатора используется закон электромагнитной индукции, согласно которому:

$$\Delta B = B(t_{\text{и}}) - B(0) = \frac{1}{S_{\text{ст}} W_1} \int_0^{t_{\text{и}}} U_1(t) dt = \frac{U_m t_{\text{и}}}{S_{\text{ст}} W_1}, \quad (3)$$

где ΔB – изменение магнитной индукции в течении импульса ($t_{\text{и}}$), Тл; $U_1(t)$ – напряжение на первичной обмотке трансформатора (для прямоугольного импульса U_m – амплитуда); $S_{\text{ст}}$ – площадь сечения стали магнитопровода; W_1 – число первичных витков.

В случае отсутствия размагничивания изменением индукции задаются следующим образом: $\Delta B = (0.7 - 0.9)(B_s - B_r)$, где B_s – индукция насыщения, B_r – остаточная индукция.

Определив параметры импульса, тип и материал магнитопровода находим произведение:

$$S_{\text{ст}} S_0 = \frac{2\sqrt{\gamma} P_{\text{н}}}{\Delta B f K_{\text{ст}} K_0 j \eta} \quad (4)$$

Здесь S_0 – площадь окна магнитопровода; γ – коэффициент заполнения импульса; $P_{\text{н}}$ – активная мощность, потребляемая от трансформатора; $K_{\text{ст}}$ – коэффициент стали, используется для ленточных магнитопроводов, чтобы характеризовать содержание стали в сечении магнитопровода. С увеличением толщины ленты приближается к единице; K_0 – коэффициент заполнения окна (типовое значение 0,3); j – плотность тока (типовое значение 3 А/мм^2); η – коэффициент полезного действия.

По полученному произведению $S_{\text{ст}} S_0$ находим из справочника [12] магнитопровод с ближайшим значением этого произведения.

Определив параметры сердечника, рассчитываем число первичных витков по следующему выражению

$$W_1 = \frac{U_m \gamma}{\Delta B S_{\text{ст}} K_{\text{ст}} f} \quad (5)$$

Зная число первичных витков и коэффициент трансформации, находим число вторичных витков

$$W_2 = W_1 n_{тр}. \quad (6)$$

Далее рассчитываем действующие значения тока обмоток и определяем требуемое сечение и диаметр провода

$$S_{пр1} = \frac{I_{д1}}{j}; S_{пр2} = \frac{I_{д2}}{j}; d_{пр} = \sqrt{\frac{4I_{д}}{\pi j}} \quad (7)$$

Выбрав тип и диаметр обмоточного провода, проверяем заполнение окна сердечника проводом:

$$\frac{S_{пр1}W_1 + S_{пр2}W_2}{K_o} < S_o. \quad (8)$$

Если условие (8) не выполняется, то осуществляем выбор следующего по размеру сердечника и весь последующий расчет повторяется до выполнения условия (8).

После определения основных параметров трансформатора определяется ряд дополнительных, среди которых:

- тип изоляции;
- число витков в слое, число слоев;
- сопротивления обмоток;
- потери в трансформаторе (в меди и стали);
- ориентировочные значения проходной емкости и индуктивности рассеяния;
- индуктивность намагничивания.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2 ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ И ТИРИСТОРОВ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью настоящей лабораторной работы является экспериментальное исследование типовых схем трансформаторных формирователей импульсов управления тиристорами и транзисторами.

1. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

1.1. Транзистор VT1 – КТ908

1.2. Резисторы – R1=120 Ом; R2=1к2

- 1.3. Модуль $A1$ генератора на ОУ
- 1.4. Трансформатор $TV1$ – Т0Т132
- 1.5. Диоды $VD1$, $VD2$ – КД213 (КД2999); $VD3$ – КД212А
- 1.6. Шунт для измерения тока – 1 Ом.

2. ПРОГРАММА РАБОТЫ

- 2.1. Собрать на стенде схему согласно рис.2.1.
- 2.2. Снять и сфазировать осциллограммы следующих токов и напряжений: напряжения на обмотках трансформатора TV_1 , ток первичной обмотки трансформатора, напряжения $U_{кэ}$ и $U_{бэ}$, установив длительность импульса управления равной 50мкс.
- 2.3. Собрать на стенде схему согласно рис.2.2.
- 2.4. Снять и сфазировать осциллограммы следующих токов и напряжений: напряжения на обмотках трансформатора TV_1 , ток первичной обмотки трансформатора, напряжения $U_{кэ}$ и ток коллектора транзистора, напряжения на резисторах $R1$ и $R2$, напряжение на диоде $VD1$. Длительность импульса управления оставить равной 50мкс.
- 2.5. Собрать на стенде схему согласно рис.2.3.
- 2.6. Длительность импульса управления установить такой, чтобы коэффициент заполнения импульса управления был равен 0,5. Снять и сфазировать осциллограммы следующих токов и напряжений: напряжения на обмотках трансформатора TV_1 , ток первичных обмоток трансформатора, напряжения $U_{кэ}$ и ток коллектора транзистора, напряжение на резисторе $R1$, напряжение на диоде $VD1$.
- 2.7. Снять осциллограмму напряжения на нагрузке, поставив вместо $VD2$ – $VD3$.

3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕА

- 3.1. Название и программа работы.
- 3.2. Исследуемые схемы, осциллограммы, таблицы, графики.
- 3.3. Выводы по работе.
- 3.4. Ответ на контрольный вопрос, указанный преподавателем.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 4.1. Чем обусловлен выброс напряжения на коллекторе транзистора?
- 4.2. Чем ограничена длительность импульса в схемах рис.1,2,3?

- 4.3. По диаграммам вычислите индуктивность намагничивания трансформатора. Поясните ход решения.
- 4.4. Нарисовать схему замещения трансформатора и пояснить физический смысл всех ее компонент.
- 4.5. Какие диаграммы изменятся в схеме рис.2.2 если трансформатор заменить двухобмоточным дросселем?
- 4.6. В чем состоит физическое и конструктивное отличие между трансформатором и дросселем? Какие материалы и типы магнитопроводов используются для создания трансформаторов и дросселей?
- 4.7. Расскажите, как можно ограничить выброс коллекторного напряжения на транзисторе.
- 4.8. Поясните методику расчета импульсного трансформатора для схемы рис.2.3.
- 4.9. Нарисовать диаграмму входного тока реального трансформатора с переменным синусоидальным напряжением на первичной обмотке и последовательно соединенными диодом и активным сопротивлением на вторичной обмотке.
- 4.10. Предложите три варианта схемы генератора $A1$.
- 4.11. Поясните назначение $VD1$ и $R2$ в схеме рис.2.2. Приведите выражение для расчета величины $R2$ и параметры для выбора $VD1$.
- 4.12. Поясните назначение диода $VD1$ в схеме рис.2.3.
- 4.13. Поясните диаграмму тока транзистора в схеме рис.2.2. Поясните, каким образом осуществляется выбор транзистора. Приведите пример.
- 4.14. Каким образом, и какие параметры трансформатора влияют на параметры выходного импульса?
- 4.15. Приведите другой вариант схемы формирователя импульса.

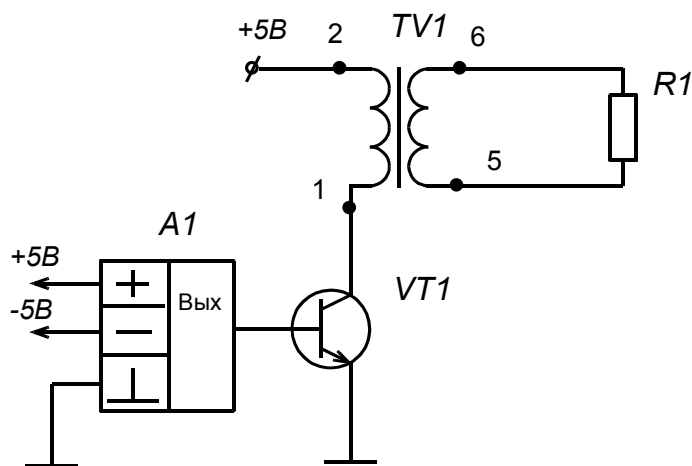


Рис.2.1.

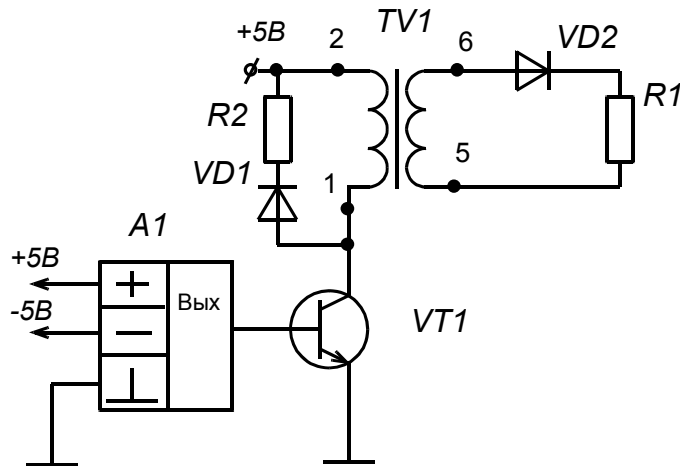


Рис.2.2.

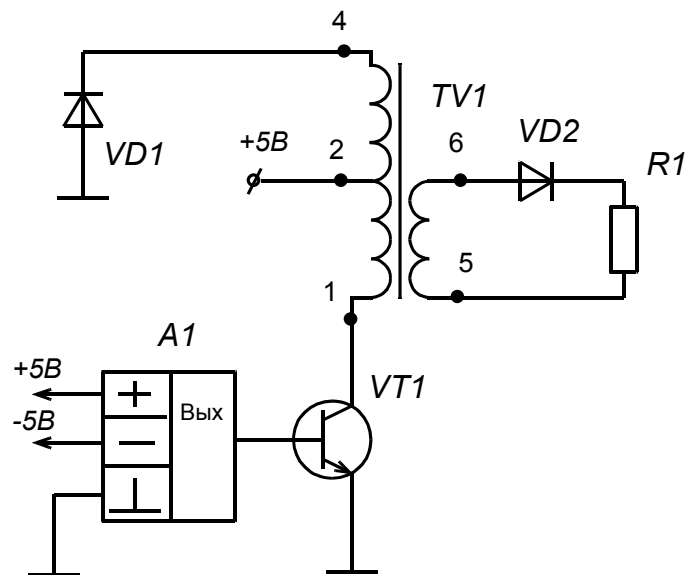


Рис.2.3.

ГЛАВА 3. СИЛОВЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ И ТРАНЗИСТОРНЫЕ МОДУЛИ

Семейство полевых транзисторов достаточно широко, однако в преобразовательной технике в основном используются транзисторы типа *MOSFET* (*metal-oxide-semiconductor-filled-effect transistor*), в отечественной литературе МОП, МДП-транзисторы. Обозначение МОП транзисторов с индуцированными п- и р- каналами показано на рис.6.

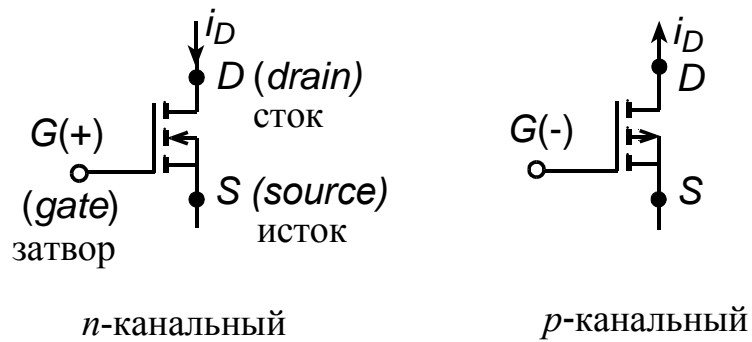


Рис.6. обозначение полевых транзисторов с изолированным затвором. Обычно подложка объединена со стоком

Для того чтобы «открыть» полевой транзистор необходимо зарядить входную емкость затвор–исток до напряжения выше порогового. Типичная входная характеристика показана на рис.7.

Видно, что включение транзистора происходит не с нулевого напряжения на затворе. Напряжение на затворе, при котором формируется канал под затвором, и ток увеличивается до величины 250 мкА, называют пороговым напряжением – U_{TH} . Его величина для высоковольтных транзисторов (200–1000В) составляет (типичное значение) – 4–6В, а для низковольтных (<200В) составляет 2–4В. Максимальная величина затворного напряжения обычно ограничена значением ± 20 В. Превышение её приводит к пробоем затвора и выходу транзистора из строя. Для защиты рекомендуется использовать в формирователях импульса стабилитроны, причем располагать их в

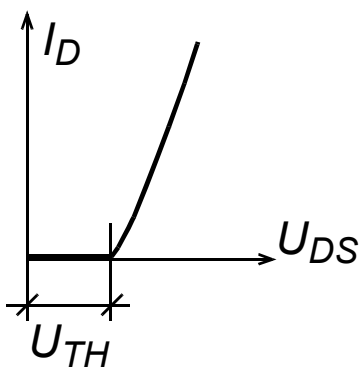


Рис.7. Входная характеристика полевого (MOSFET) транзистора

непосредственной близости от затвора, чтобы исключить влияние паразитной индуктивности подводящих проводов.

В открытом состоянии полевой (MOSFET) транзистор ведет себя как активное сопротивление сток-исток, напряжение стока (U_{DS}) пропорционально току стока (I_D). Связь между ними называют

сопротивлением в открытом состоянии – $R_{DS(on)}$. Величина этого сопротивления определяет мощность потерь в транзисторе от протекания тока стока.

$$P_{cond} = I_{Dд}^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (9)$$

Здесь $I_{Dд}$ – действующее значение тока стока.

Сопротивление $R_{DS(on)}$ существенно зависит от температуры кристалла транзистора T_j и увеличивается с увеличением температуры T_j . Как

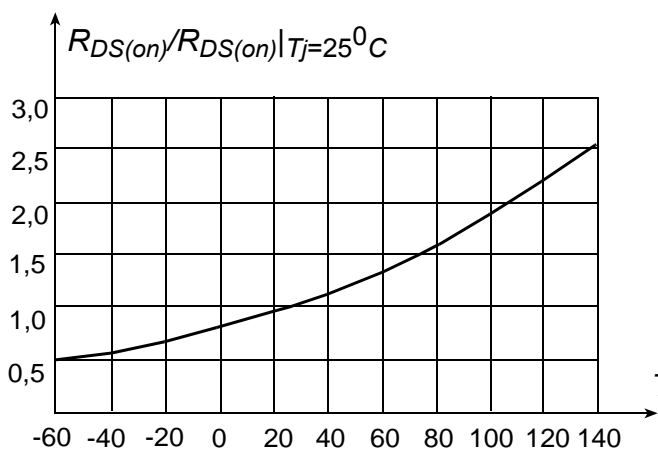


Рис.8. Нормализованная зависимость сопротивления в открытом состоянии от температурного перехода

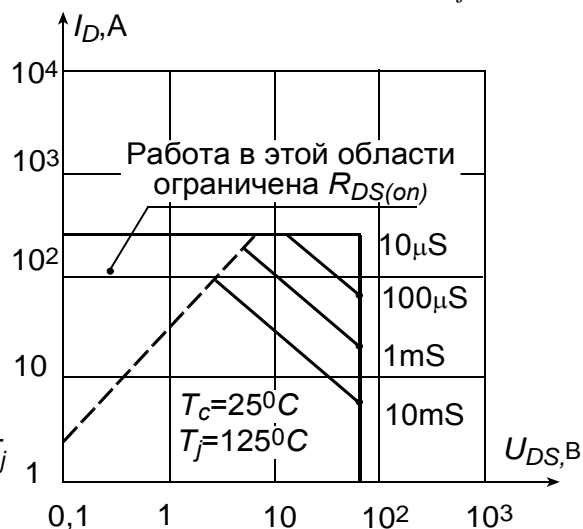


Рис.9. Типичный вид области безопасной работы (SOA) для транзистора с $U_{DSmax}=60$ В и $I_D=60$ А

правило, зависимость $R_{DS(on)}=f(T_j)$ приведена в справочных материалах. Типичный вид этой характеристики показан на рис.8.

Как можно видеть, зависимость эта носит слабо-нелинейный характер.

При максимальной температуре перехода $T_j=150^{\circ}C$, сопротивление увеличивается приблизительно в 2 – 2,5 раза по сравнению с сопротивлением при температуре кристалла $T_j=25^{\circ}C$. Такая сильная температурная зависимость (причем с положительным температурным коэффициентом) позволяет легко соединять параллельно полевые транзисторы без дополнительных выравни- вающих цепей, что невозможно, или, по меньшей мере, затруднительно с биполярными транзисторами, диодами, тиристорами, и, в общем, IGBT транзисторами. Математически, зависимость сопротивления в открытом состоянии $R_{DS(on)}$ от температуры кристалла T_j определяется следующим образом:

$$\frac{R_{DS(on)}(T_j)}{R_{DS(on)}(25^{\circ}C)} = \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_j - 25^{\circ}C} \quad (4)$$

где $\alpha=0,6\dots0,9$.

Температура перехода T_j оказывает существенное влияние на использование полевого транзистора, в этом он схож с диодами и тиристорами, и существенно отличается от биполярного транзистора. Так, если при выборе биполярного транзистора, мы вынуждены брать достаточно большой запас по максимальному току (обычно 60–70% от предельно допустимого значения), то использование полевого транзистора этим не ограничено. Главное, организовать эффективное охлаждение транзистора и не допускать превышения максимальной температуры перехода T_{jmax} (типичное значение для транзисторов с $U_{DSmax} > 200V$ составляет $T_{jmax} = 150^{\circ}C$, а для низковольтных транзисторов $T_{jmax} = 200^{\circ}C$). Кроме того, если у биполярного транзистора максимальное значение импульсного тока – это не повторяющаяся величина, незначительно превышающая постоянный коллекторный ток, то у полевого транзистора максимальное значение импульсного тока (I_{DM}) обычно в 4 раза больше постоянного. Поэтому можно спокойно использовать транзисторы в импульсном режиме с током, не превышающим эту величину, если не происходит перегрева кристалла. Продолжая сравнение с биполярным транзистором нужно отметить, что вследствие того, что ток стока формируют основные носители заряда, отсутствует такое явление как рассасывание избыточного заряда, кроме того, переключение полевого транзистора происходит существенно быстрее, чем биполярного. Соответственно динамические потери в полевом транзисторе при той же частоте работы существенно меньше.

Область безопасной работы полевого транзистора показана на рис.9. Рабочая область ограничена тремя прямыми: максимальным напряжением сток-исток, максимальным постоянным током стока и максимальной мощностью.

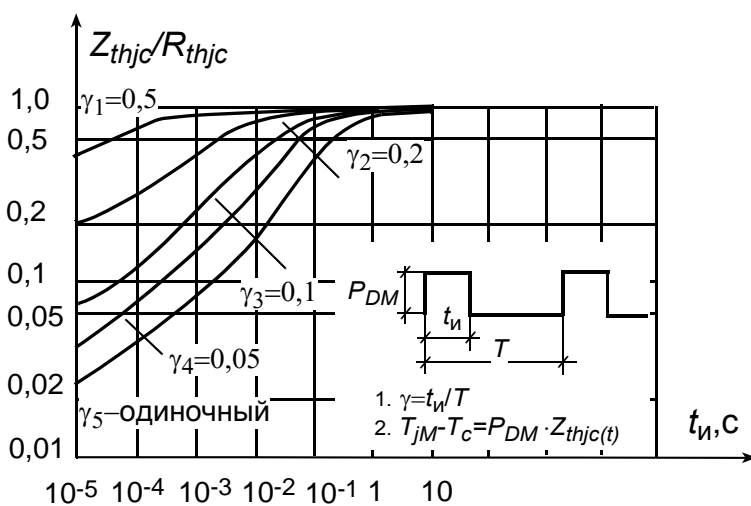


Рис.10. Типичный вид зависимости переходного теплового сопротивления

напряжением сток-исток, максимальным постоянным током стока и максимальной мощностью.

Как правило, область безопасной работы представлена в логарифмическом масштабе, из-за этого кривая максимальной мощности изображается прямой линией. Также область максимальных режимов соответствует

температуре перехода – $T_j=125^0C$, т.е. практически при максимальной температуре перехода T_{jmax} . Из-за этого при проектировании необходимо строго следить, чтобы рабочая точка во всех режимах работы не выходила за границы ОБР. Если сравнивать ОБР полевого и биполярного транзисторов легко видеть, что у полевых транзисторов отсутствует вторичный пробой, свойственный биполярным транзисторам. Из-за этого ОБР шире и определяется только температурой перехода. Чем короче длительность импульса тока, тем шире ОБР, а при длительностях импульса $t_{и}<10\mu S$ ОБР становится квадратной. Из-за сильной зависимости от температуры перехода T_j , более важной становится зависимость переходного температурного сопротивления переход-корпус Z_{thjc} от длительности импульса тока I_D и его коэффициента заполнения $\gamma=t_{и}/T$. Типичный вид этой зависимости показан на рис.10.

С помощью неё можно определить температуру перехода под воздействием импульсной мощности, так как в этом случае температура пульсирует на каком-то уровне (рис.11). Причем чем выше частота прикладываемой импульсной мощности, тем меньше пульсация температуры. Также чем меньше длительность импульса мощности, тем меньше изменение температуры перехода. Важно помнить, что средняя температура перехода T_j зависит от средней мощности, которая выделяется в транзисторе, но амплитудная, максимальная температура сильно зависит от частоты работы транзистора. Средняя мощность, выделяющаяся в транзисторе от протекания импульсного тока находится из следующего выражения

$$P_{TOT(AV)} = (E_{on} + E_{cond} + E_{off}) f \quad (10)$$

Здесь E_{on} , E_{off} – энергия, выделяющаяся в транзисторе во время коммутации (включения, выключения); E_{cond} – энергия, выделяющаяся

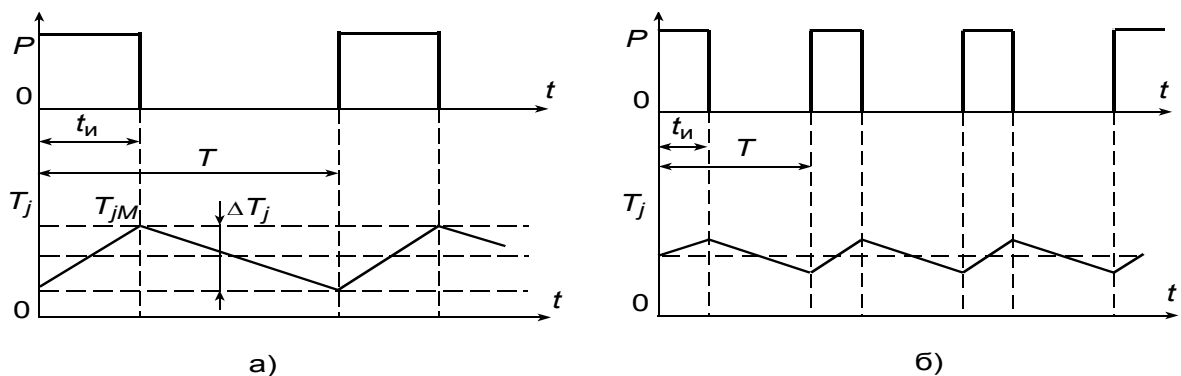


Рис.11. Сравнительные кривые изменения температуры кристалла T_j :
а) – на низкой частоте; б) – на высокой частоте

в транзисторе в статике. Все типы энергии находятся из общего выражения

$$E = \int_{t_1}^{t_2} i(t)U(t)dt \quad (11)$$

так

$$E_{cond} = \int_0^{t_n} I^2(t) \cdot R_{DS(on)} dt = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot t_n, \quad (12)$$

где I_D – действующее значение тока стока.

Энергии переключения сильно зависят от топологии схемы, в которой работает транзистор, от наличия и типа защитных, демпфирующих цепей. Два типичных случая, соответствующих активной и активно-индуктивной нагрузке показаны в табл.1.

Таблица 1

Включение E_{on}	Выключение E_{off}
1) активная нагрузка	
$E_{on} = \frac{I_{DM} \cdot U_{DM} \cdot t_{ir}}{6}$	$E_{off} = \frac{I_{DM} \cdot U_{DM} \cdot t_{if}}{6}$
2) активно-индуктивная нагрузка	
$E_{on} = \frac{I_{DM} \cdot U_{DM} \cdot t_{ir}}{2}$	$E_{off} = \frac{I_{DM} \cdot U_{DM} \cdot t_{if}}{2}$
Примечание: t_{ir} , t_{if} – время нарастания и спада тока стока.	

Средняя температура перехода находится из следующего соотношения

$$T_{j(AV)} = T_C + P_{TOT(AV)} \cdot R_{thjc}, \quad (13)$$

где T_C – температура корпуса транзистора; R_{thjc} – тепловое сопротивление переход-корпус.

Вычисленная по выражению (13) температура будет соответствовать либо постоянному току стока, либо импульсному с

частотой > 3 кГц. При низкой (< 3 кГц) частоте работы транзистора необходимо вычислить пиковую температуру перехода T_{jM} из следующего равенства

$$T_{jM} = T_C + P_{TOTM} \cdot Z_{(thjc)p}, \quad (14)$$

где $P_{TOTM} = \frac{E_{on} + E_{cond} + E_{off}}{t_{и}}$ – амплитудная мощность,

выделяющаяся в транзисторе; $Z_{(thjc)p}$ – тепловое сопротивление, найденное из характеристики рис.10, для соответствующих длительности и коэффициента заполнения импульса тока.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Время включения t_{on} полевого транзистора складывается из времени задержки включения $t_{d(on)}$ и времени нарастания тока t_r , которое определяется по двум точкам на кривой спада напряжения: $0,1$ и $0,9 U_{DM}$. Аналогично время выключения t_{off} складывается из времени задержки $t_{d(off)}$ и спада тока t_f .

На величину времени переключения сильное влияние оказывает

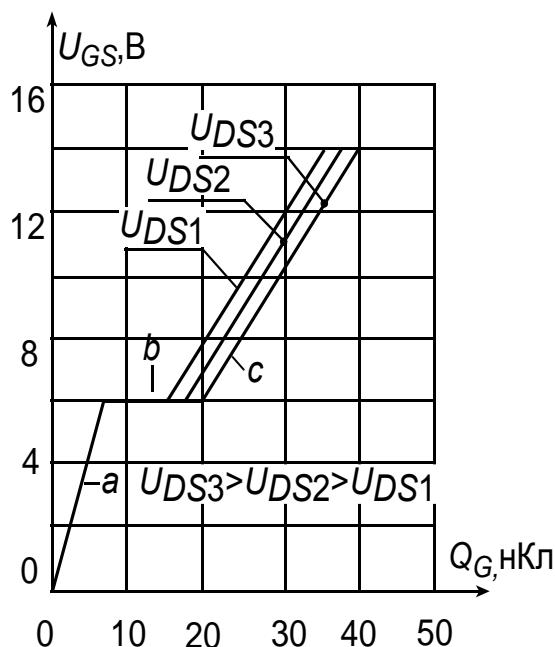


Рис.12. Зависимость напряжения на затворе от заряда затвора для различных напряжений сток-исток

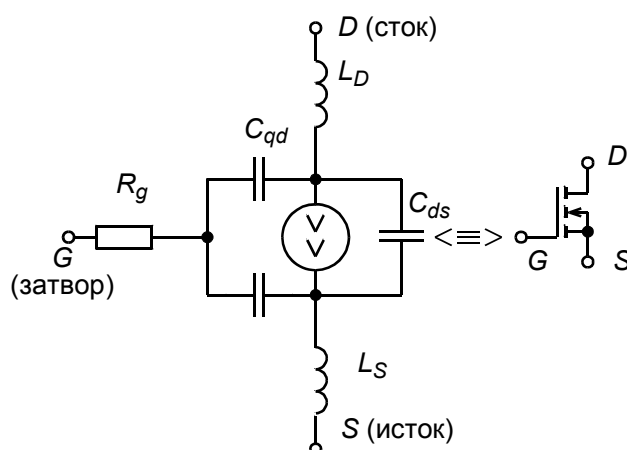


Рис.13. Эквивалентная схема полевого транзистора с учетом паразитных параметров, влияющих на его динамические свойства

величина затворного сопротивления. В общем случае, не привязываясь к топологии схемы формирователя импульса, динамические характеристики определяются затворным зарядом и скоростью его "доставки". Типичный вид зависимости напряжения на затворе U_{GS} от заряда затвора Q_G показан на рис.12. Характер этой зависимости обусловлен, в основном, межэлектродными емкостями полевого транзистора: C_{gs} – емкость затвор-исток; C_{gd} – емкость затвор-сток (емкость Миллера); C_{ds} – емкость сток-исток. Эквивалентная схема полевого транзистора, учитывающая параметры транзистора, влияющие на его динамические свойства, показана на рис.13. Здесь R_g – паразитное (или встроенное) сопротивление затвора; L_S и L_D – индуктивности выводов стока и истока – составляют обычно несколько десятков нГн.

Емкости C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} – емкости, которые можно определить из параметров, данных в ТУ. Так, в ТУ обычно приведены следующие параметры: C_{iss} – входная емкость, pF ; C_{oss} – выходная емкость, pF ; C_{rss} – обратная передаточная емкость, pF . Связь между емкостями эквивалентной схемы и параметрами, приведенными в ТУ, выражается следующим образом

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}, C_{ds} \text{ – закорочена}$$

$$C_{rss} = C_{gd}$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd}$$

Емкость затвор-исток (C_{gd}) является наиболее важным параметром т.к. обеспечивает обратную связь между входом и выходом и в динамике существенно увеличивает эквивалентную емкость затвора.

В начальный момент времени подается управляющий импульс с формирователя импульса (например, от источника напряжения через затворный резистор) и пока напряжение на затворе не достигнет порогового напряжения U_{th} будет происходить заряд только емкости затвор-исток (C_{gs}). Этот процесс соответствует участку "а" зависимости $U_{GS}=f(Q_G)$.

В тот момент, когда напряжение на затворе достигает порогового уровня, транзистор начинает переключаться, что приводит к изменению напряжения сток-исток U_{DS} , и соответствующему изменению заряда в емкости C_{gd} . Перезаряд этой емкости обеспечивается формирователем импульса, и пока этот процесс не завершится, напряжение на затворе остается неизменным (участок "б")

на рис. 12). Ясно, что чем больше среднее значение затворного тока, тем быстрее осуществляется заряд всех емкостей, и тем короче будут времена задержек и переключения.

Емкость Миллера нелинейно зависит от напряжения сток-исток. В общем случае, чем больше напряжение U_{DS} , тем больше величина этой емкости.

В тот момент, когда напряжение сток-исток спадает до величины открытого состояния, напряжение на затворе начинает увеличиваться при том же токе медленнее, чем в начале процесса переключения из-за того, что приходится заряжать и емкость C_{gs} , и емкость C_{gd} . Заряд происходит до величины напряжения, определяемого формирователем импульса. Если транзистор включился, то увеличение этого напряжения не приводит к уменьшению $R_{DS(on)}$, в то же время большое затворное напряжение увеличивает задержку при выключении транзистора.

Обычно предпочитают компромисс, между надежным отпиранием транзистора и задержкой выключения. Типичное значение затворного напряжения – $U_{gs}=12-15$ В.

Из характеристики рис.12 легко определить средний ток формирователя импульса, который обеспечит требуемое время переключения

$$I_{cp} = \frac{\Delta Q}{\Delta t}, \quad (15)$$

где ΔQ – требуемый заряд; Δt – желаемое время переключение.

Так, например, если требуется получить время спада (нарастания) напряжения U_{DS} равное 20 нс, $t_f=20$ нс, при напряжении U_{DS3} (см. рис.12) требуемый средний ток будет определяться следующим образом

$$I_{cp} = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = \frac{(20-5) \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-9}} = 0,75 \text{ А} \quad (16)$$

Если управление транзистором осуществляется от источника напряжения через затворное сопротивление, то его величину можно определить следующим образом

$$R_3 = \frac{E - U_{th}}{I_{cp}} \quad (17)$$

здесь E – напряжение, обеспеченное формирователем импульса; U_{th} – пороговое напряжение транзистора. Для нашего примера при $E=12\text{В}$ сопротивление затвора определяется следующим образом

$$R_3 = \frac{12 - 6}{0,75} = 8\text{Ом} \quad (18)$$

УПРАВЛЕНИЕ СИЛОВЫМИ *MOSFET*, *IGBT* ТРАНЗИСТОРАМИ И СИЛОВЫМИ МОДУЛЯМИ НА ИХ ОСНОВЕ

Управление *MOSFET* и *IGBT* транзисторами существенно отличается от управления биполярными транзисторами. Несмотря на схожесть топологий схем формирователей импульсов управления, принципиальным является различие предъявляемых к ним требований. Для отпирания биполярного транзистора (перевода рабочей точки в активную область или область насыщения) требуется наличие базового тока. Причем у транзисторов на десятки ампер коэффициент передачи тока невелик (типичные значения 5–15), вследствие чего мощность формирователя управляющего импульса составляет единицы, а иногда и десятки ватт (очень неудобно, особенно в системах с автономным питанием). От этого недостатка избавлены составные биполярные транзисторы (схема Дарлингтона). Однако при этом прямое падение напряжения таких транзисторов существенно больше, что приводит к увеличению статических потерь. В свою очередь, для отпирания полевого транзистора (*MOSFET*, *IGBT*) необходимо, чтобы напряжение на затворе относительно истока (U_{GS}) стало больше порогового уровня, и так как затвор электрически изолирован от канала протекания силового тока, то после заряда относительно небольшой затворной ёмкости ток формирователя практически равен нулю (существует небольшой (мкА) ток утечки).

В силу того, что затвор представляет собой нелинейную емкость, большое влияние на процессы переключения транзистора оказывает сопротивление в цепи затвора (R_i). В общем случае, чем больше его величина, тем медленнее транзистор переключается. Рассмотрим более детально эти явления.

п.1.1. На рис.14 показана типичная схема включения транзистора

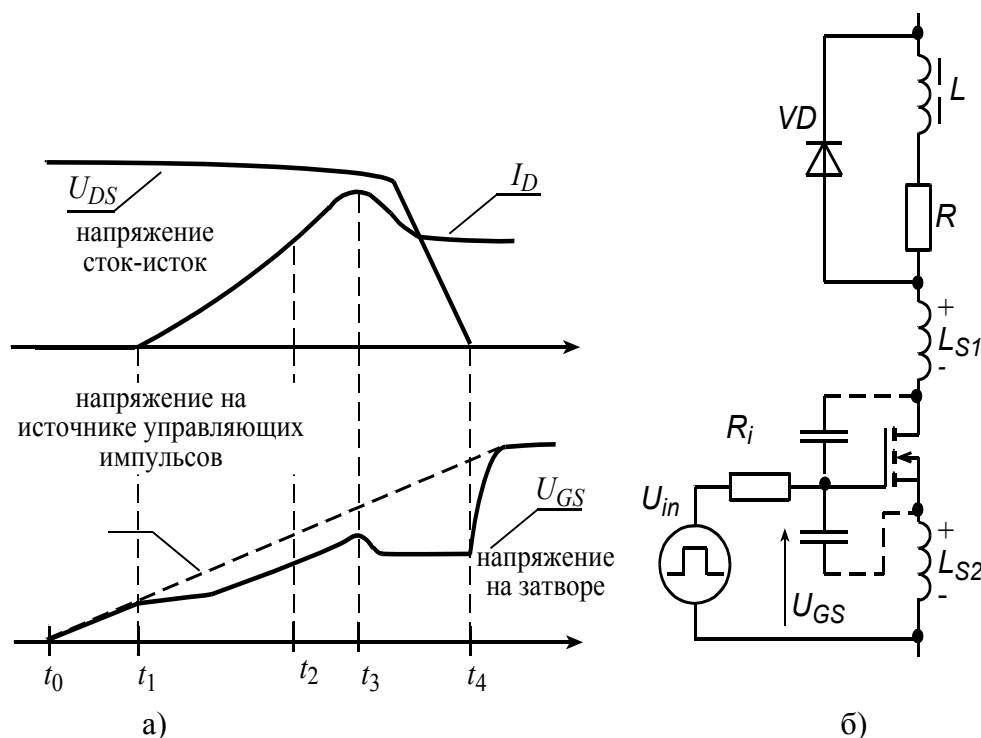


Рис.14. Диаграмма включения полевого транзистора

и диаграммы включения. В момент времени t_0 начинается нарастание управляющего импульса. В момент времени t_1 напряжение на затворе достигает порогового значения и начинает нарастать ток стока.

Нарастание тока порождает отрицательную обратную связь, т.к. напряжение на паразитной индуктивности U_{LS2} стремится уменьшить непосредственное напряжение на затворе, и затормозит нарастание тока.

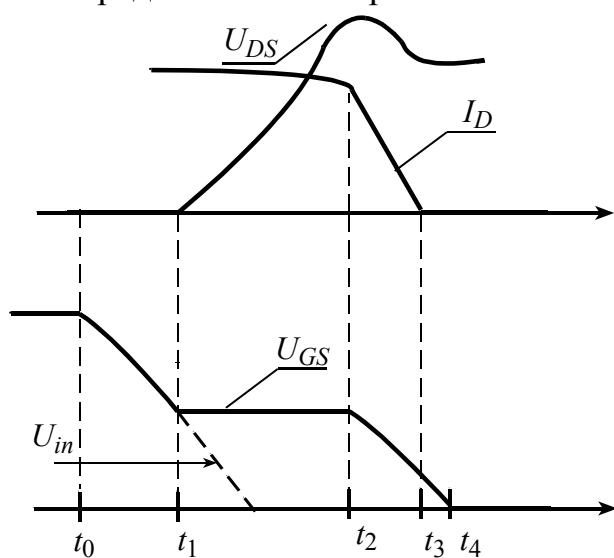


Рис.15. Диаграммы выключения полевого транзистора

Кроме того, нарастание тока стока I_D порождает так называемый «эффект Миллера». Из-за нарастания тока появляется напряжение на паразитной индуктивности последовательной со стоком L_{S1} (неохваченная, «unclamped» индуктивность), что приводит к уменьшению напряжения сток-исток. Этот процесс сопровождается разрядом емкости сток-затвор, причем ток разряда протекает через внутреннее

сопротивление формирователя, из-за чего уменьшается, а вернее замедляется нарастание собственно затворного напряжения U_{GS} . Эти явления обратной связи наблюдаются в течение всего времени нарастания стокового тока (t_1-t_3). В момент времени t_2 ток через транзистор становится равным току обратного диода VD , но из-за задержки восстановления запирающих свойств диода он продолжает нарастать (до момента времени t_3). В момент времени t_3 восстанавливается обратный диод VD , а напряжение и ток транзистора начинают спадать. Скорость спада напряжения сток–исток U_{DS} почти исключительно определяется эффектом Миллера. Скорость спада будет такой, чтобы обеспечить равновесие между затворным напряжением и током стока, определяющимся нагрузкой. Из-за этого напряжения на затворе падает, когда падает ток восстановления обратного диода и остается постоянным пока остается постоянным ток стока и спадает напряжение сток–исток U_{DS} (момент времени t_3-t_4 на диаграмме рис.14,а). Ясно, что чем меньше сопротивление R_i формирователя, тем больше перезарядный ток емкости сток–затвор транзистора (емкости Миллера) и меньше время спада напряжения на стоке. Окончательно, в момент времени t_4 транзистор включен полностью и напряжение на затворе достаточно быстро нарастает до напряжения, обеспечиваемого формирователем импульса.

п.1.2 Сходные рассуждения применимы и к выключению полевых и *IGBT* транзисторов. На рис.15 показана типичная диаграмма процесса выключения транзистора.

В момент времени t_0 начинает спадать управляющее напряжение U_{in} . К моменту t_1 оно спадает до уровня соответствующего току, который протекает через транзистор в данный момент и рабочая точка переходит в активную область, (транзистор выходит из насыщения). Напряжение сток–исток U_{DS} начинает в этот момент нарастать. Эффект Миллера регулирует скорость нарастания напряжения на транзисторе и удерживает напряжение на затворе постоянным в соответствии с током протекающим через транзистор. Аналогично включению, скорость нарастания напряжения на стоке зависит от сопротивления формирователя импульса. В момент t_2 напряжение на транзисторе достигает своей статической величины, и ток стока и напряжение на затворе начинают спадать со скоростью, определяемой сопротивлением формирователя импульса.

На рис.16 представлен вариант схемы формирователя импульса. Здесь на транзисторах VT_1 и VT_2 собран комплементарный буферный каскад. Выбор транзисторов осуществляется по требуемому импульсному току. В качестве управляющей микросхемы может

выступить не только цифровая логика, но и компараторы, и операционные усилители.

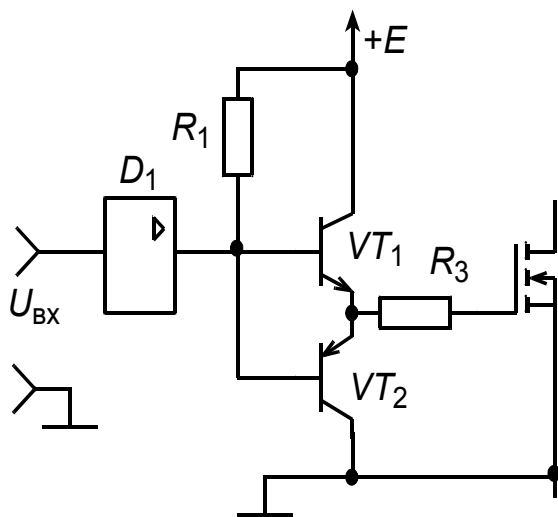


Рис.16. Простая интерфейсная схема, обеспечивающая заряд и разряд затворной ёмкости током до 1А

Кроме этого существует ряд специализированных микросхем основанных на том же принципе. Эти драйверы имеют гарантированные временные параметры (переключения, задержка распространения), а также значительные импульсные выходные токи. (Например, серия *IR21xx*; *IR22xx*).

Если говорить о сериях *IR21xx*, *IR22xx* нельзя не сказать о том, что эти микросхемы позволяют управлять потенциальными транзисторами, к сожалению,

выход и вход подобных микросхем гальванически связан, что ограничивает их применение по мощности приблизительно на уровне 10кВт.

Для управления транзисторами с максимальным током более 50А используют специализированные гибридные микросхемы (например, *EXB840–844* фирмы *FUJI* или *ML57959L* фирмы *MITSUBISHI*) и полнофункциональные драйверы (например, типа *SCALE*).

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ (MOSFET) И ЗАЩИТНЫХ RC И RCD ЦЕПЕЙ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью настоящей лабораторной работы является экспериментальное исследование динамических характеристик полевых транзисторов и защитных цепей.

1. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

- 1.1. Транзистор *VT1* – *IRF630*
- 1.2. Резисторы – $R1=R4=1\text{к}\Omega$; $R2=R3=120\ \Omega$
- 1.3. Конденсатор $C1=0,047$
- 1.4. Диод *VD* – *КД213* или *КД2999*
- 1.5. Модуль генератора на ОУ – *A1*

- 1.6. Модуль усилителя мощности $A2$
- 1.7. Дроссель $L1$ – модуль дросселя на чашке Б30
- 1.8. Шунт для измерения тока – 1 Ом
- 1.9. Набор соединительных проводов

2. ПРОГРАММА РАБОТЫ

- 2.1. Ознакомиться с теоретическим разделом.
- 2.2. Собрать на стенде схему согласно рис.3.1, приняв $R1=1к2$
- 2.3. Снять и сфазировать осциллограммы напряжений в следующих точках: U_{R1} , U_{R2} , U_{DS} , U_{GS} , $U_{\text{ВЫХ}A2}$. Тщательно зарисовать и сфазировать процессы переключения транзистора. Измерить времена нарастания и спада напряжения и тока.
- 2.4. Поставить параллельно $R1$ резистор $R4$ (Уменьшить сопротивление резистора в два раза).
- 2.5. Снять и сфазировать осциллограммы напряжений в следующих точках: U_{R1} , U_{DS} , U_{GS} . Также как и в п.2.2 тщательно зарисовать и сфазировать процессы переключения транзистора. Сделать вывод о влиянии сопротивления затворного резистора на процессы переключения.
- 2.6. Собрать на стенде схему согласно рис.3.2 приняв $R1=1к2$
- 2.7. Снять и сфазировать осциллограммы напряжений в следующих точках: U_{R2} , U_{DS} , U_{L1} , I_{VD2} , I_D .
- 2.8. Собрать на стенде схему с защитной RC -цепью, согласно рис.3.3, приняв $R3=120$ Ом и $C1=0,047$.
- 2.9. Снять и сфазировать осциллограммы напряжения сток–исток U_{DS} , тока стока I_D и осциллограммы защитной RC -цепи.
- 2.10. Собрать на стенде схему с защитной RCD -цепью, согласно рис.3.4, приняв $R3=120$ Ом и $C1=0,047$.
- 2.11. Снять и сфазировать осциллограммы напряжения сток–исток U_{DS} , тока стока I_D и осциллограммы напряжений и токов на всех элементах защитной RCD -цепи.

3. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

- 3.1. Название и программа работы.
- 3.2. Исследуемые схемы, осциллограммы, таблицы, графики.
- 3.3. Выводы по работе.
- 3.4. Ответ на контрольный вопрос.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 4.1. Чем обусловлен выброс напряжения на стоке транзистора?
- 4.2. Поясните процесс включения транзистора.

- 4.3. Поясните процесс выключения транзистора.
- 4.4. Нарисуйте схему замещения полевого транзистора в открытом состоянии, поясните температурную зависимость параметров входящих в нее и напишите выражение для нахождения статических потерь.
- 4.5. В чем состоит отличие между полевым, биполярным и IGBT транзисторами?
- 4.6. Нарисуйте «динамическую» эквивалентную схему полевого транзистора и поясните ее компоненты.
- 4.7. Предложите два варианта схемы формирователя импульсов с гальванической развязкой. Поясните принцип их действия.
- 4.8. Расскажите о способах защиты по току полевых и IGBT транзисторов. Предложите схему формирователя импульсов с подобной защитой и поясните принцип ее действия.

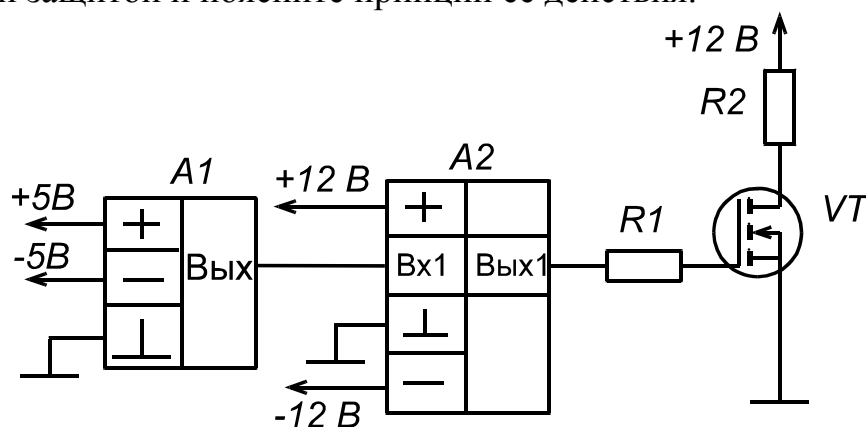


Рис.3.1

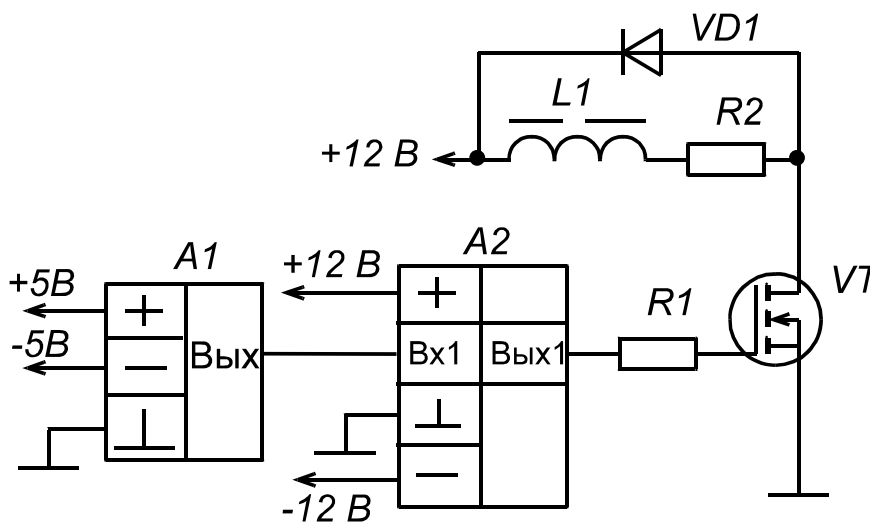


Рис.3.2

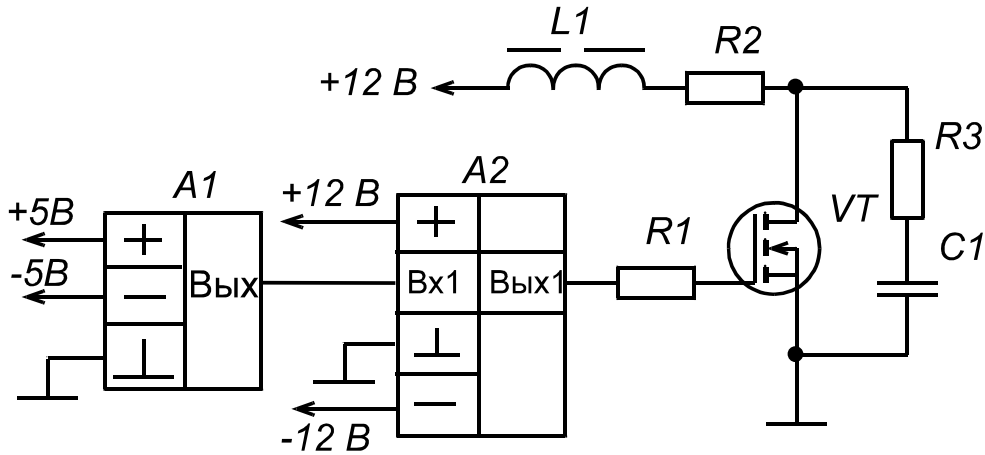


Рис.3.3

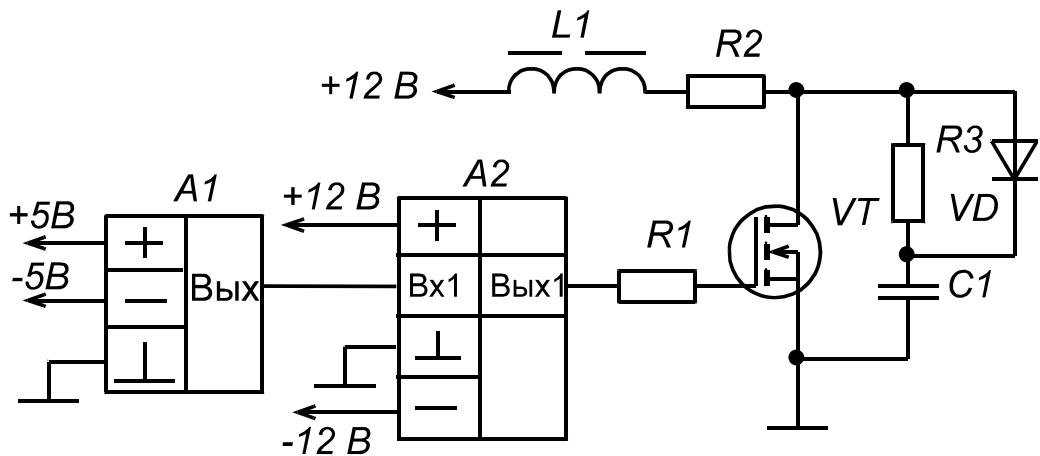


Рис.3.4

ГЛАВА 4. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИЛОВЫХ ДИОДОВ

Диод – полупроводниковый прибор, имеющий один $p-n$ переход, и предназначен для выпрямления переменного тока. Типичная вольт-амперная характеристика показана на рис.17. Если к диоду приложить обратное напряжение U_R , то будет протекать небольшой (единицы, доли мА) обратный ток i_R и диод, в целом, будет находиться в непроводящем состоянии. Обратный ток обусловлен тремя составляющими:

$$i_R = i_d + i_{sc} + i_s, \quad (19)$$

здесь i_d – диффузионный ток в нейтральной зоне полупроводника, i_{sc} – ток обусловленный генерацией электронно-дырочных пар в области объемного заряда, i_s – ток обусловленный

поверхностными утечками. С увеличением температуры кристалла происходит увеличение обратного тока, которое можно ориентировочно определить по следующему выражению [13]

$$i_R(T) \cong i_R(T_0)e^{\alpha(T-T_0)}, \quad (4)$$

где $i_R(T)$ – обратный ток диода при температуре кристалла полупроводника равной T ; T_0 – температура кристалла при которой в

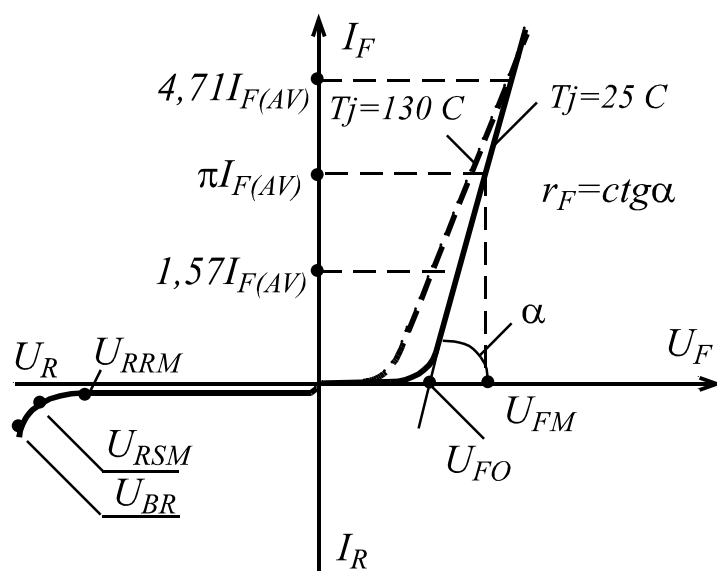


Рис. 17 Характерные точки ВАХ диода

справочном листке задан обратный ток (обычно – 25°C); α – коэффициент, лежащий в диапазоне $0,03-0,08 \text{ K}^{-1}$.

Под воздействием обратного напряжения происходит увеличение ООЗ w_p , при этом у силовых диодов это расширение происходит в основном в сторону низкоомной n -области, называемой базой диода. При некотором напряжении происходит полное заполнение n -

области диода и происходит «пробой» прибора. Напряжение, при котором происходит это явление, называют напряжением смыкания.

На обратной ветви ВАХ выделяют три характерные точки см.рис.17: напряжение пробоя – U_{BR} , напряжение начала лавинного пробоя, который переходит в тепловой, с последующим разрушением диода; неповторяющееся импульсное обратное напряжение – U_{RSM} , напряжение однократно возникающее и не приводящее к выходу из строя диода; повторяющееся импульсное обратное напряжение – U_{RRM} , напряжение долговременное постоянное или импульсное воздействие которого не приводит к выходу из строя диода. Напряжение U_{RRM} , выраженное в сотнях вольт называют классом диода по напряжению (например, у диода 10-го класса $U_{RRM} = 1000 \text{ B}$).

Существует ряд факторов ограничивающих величину обратного напряжения:

- явление лавинного пробоя р-п перехода, суть которого состоит в «выбивании» электронов (и образовании свободных электронно-дырочных пар) из кристаллической решетки полупроводника свободными зарядами. Этот эффект определяется энергией подвижного заряда приобретаемого им за время свободного пробега и пропорционален приложенному к р-п переходу напряжению. При определенном напряжении вероятность генерации свободных носителей становится достаточной для того чтобы этот процесс приобрел лавинообразный характер. Обычно явление лавинного умножения описывают с помощью коэффициентов размножения электронов и дырок [13];
- явление поверхностного пробоя диода. Связано с наличием неконтролируемых примесей на поверхности диода;

Если к диоду приложить прямое напряжение U_F , то будет протекать прямой ток i_F , определяемый топологией внешней схемы. Напряжение на диоде в открытом состоянии определяется по прямой

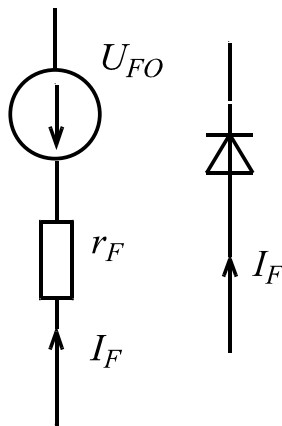


Рис.18 Схема замещения диода в прямом смещении

ветви ВАХ, см. рис.17. Зная параметры прямой ветви ВАХ, диод в проводящем состоянии представляют последовательно соединенными источником напряжения U_{FO} и сопротивлением r_F , рис.18. Величины порогового напряжения – U_{FO} и дифференциального сопротивления – r_F определяются путем спрямления прямой ветви ВАХ по двум точкам $1,57 I_{F(AV)}$ и $4,71 I_{F(AV)}$, где $I_{F(AV)}$ – максимально-допустимое среднее значение прямого тока, длительно протекающего через диод.

Используя параметры схемы замещения находят мощность потерь в диоде от протекания прямого тока (статические потери) по следующему выражению

$$P_{VDcp} = U_{FO} \cdot I_{VDcp} + r_F \cdot I_{VDд}^2, \quad (20)$$

здесь I_{VDcp} , $I_{VDд}$ – среднее и действующее значения тока протекающего через диод в открытом состоянии. В закрытом состоянии потери в диоде определяются произведением обратного тока и приложенного к диоду напряжения. Величина этих потерь существенна только при высоких напряжениях (единицы кВ и выше), в других случаях ими можно пренебречь.

Процесс включения вентиля (переход в проводящее состояние) осуществляется практически мгновенно и ограничен паразитными индуктивностями выводов вентиля.

Процесс выключения диода осуществляется в течении некоторого времени из-за того, что в ООЗ существует избыточный заряд, который мгновенно исчезнуть не может. На рис.19 показана диаграмма, поясняющая процесс выключения диода.

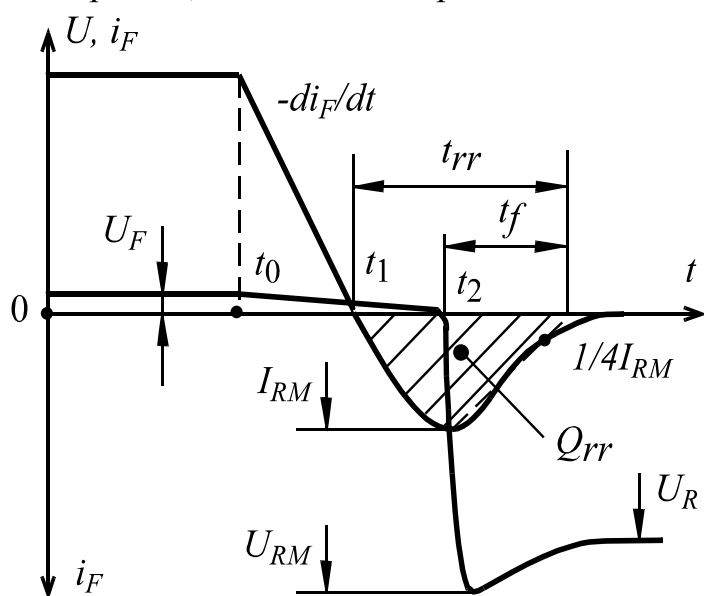


Рис. 19 Мгновенные значения напряжения и тока диода при его «выключении»

В момент t_0 ток диода начинает спадать со скоростью $-\frac{di_F}{dt}$, которая определяется внешней схемой (внешней индуктивностью, скоростью переключения внешнего ключа). Так как уменьшается ток, протекающий через диод, то уменьшается и прямое напряжение на диоде U_F . В момент времени t_1 ток через диод становится равным нулю, но

поскольку в ООЗ р-п перехода существует избыточный заряд, который не успел рекомбинировать к этому моменту диод продолжает оставаться «закороткой» и

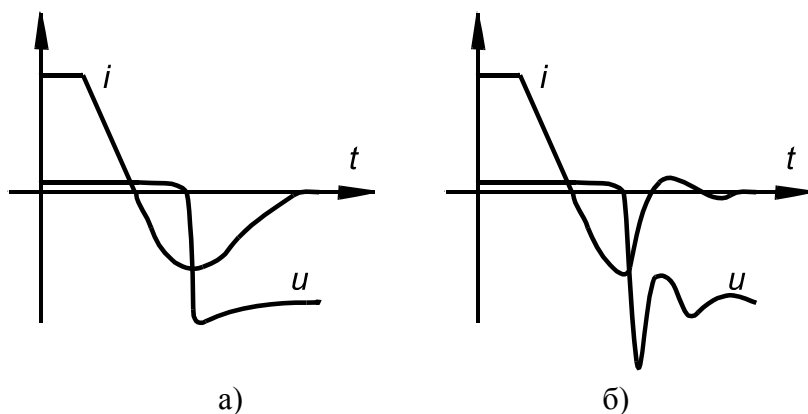


Рис. 20 «Мягкое» – а) и «жесткое» - б) восстановление диода

и начинает нарастать обратный ток. Избыточный заряд продолжает рекомбинировать, и в добавлении к этому выносятся обратным током, при этом, несмотря на то, что протекает обратный ток

напряжение на диоде сохраняет свою полярность. В момент времен t_2 происходит восстановление диода, т.е. диод достаточно резко переходит из проводящего состояния в непроводящее, как бы

«выключается». Напряжение на нем становится обратным, и в тот момент, когда оно становится равным напряжению на диоде в статике ток диода начинает спадать. Так как существует паразитная индуктивность в цепи диода (подводящие провода, выводы диода), то на диоде формируется выброс напряжения U_{RM} обусловленный запасенной в ней энергией. Чем более резко выражен процесс восстановления диода тем больше величина выброса (рис.20).

Для защиты диода от перенапряжения обусловленного выбросом обратного напряжения используют защитную последовательную RC-цепь (или снаббер), подключаемую параллельно диоду.

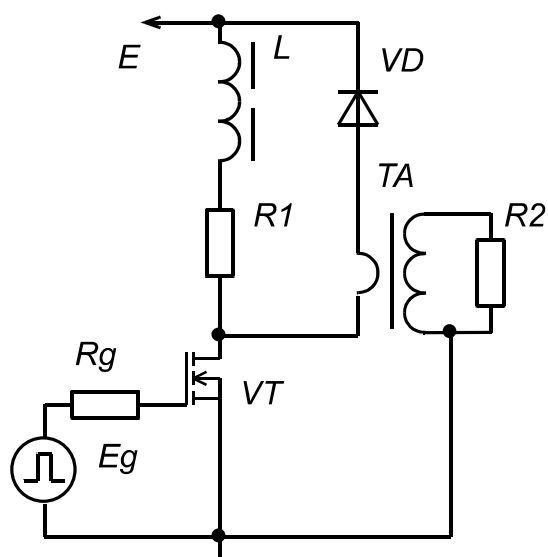


Рис.21 Схема для снятия динамических характеристик диода

Также специально изготавливают диоды с «мягким» (soft) восстановлением. В справочных материалах процесс восстановления диода характеризуется зарядом обратного восстановления – Q_{rr} и временем обратного восстановления – t_{rr} (см. рис.19). На рис.21. показана типичная схема для снятия динамических характеристик диода. К моменту включения транзистора через диод замыкается ток дросселя и он находится в проводящем состоянии. Включение транзистора

приводит к запираанию диода, а сам процесс регистрируется с помощью трансформатора тока TA . В устройствах силовой электроники часто встречается подобная работа силового ключа и диода. Как правило, скорость нарастания обратного тока, которая ограничена паразитной индуктивностью и скоростью включения транзистора достаточно велика, и величина амплитуды обратного тока может достигать значений существенно превышающих номинальные значения тока диода и транзистора. «Иголку» тока при восстановлении диода в подобных схемах называют «сквозным» током. Наличие «сквозного» тока приводит к увеличению динамической мощности потерь диода и транзистора, что приводит к перегреву их переходов и снижению надежности работы полупроводниковых приборов. Также при определенной величине этого тока может быть превышена энергия переключения силового транзистора и выход его из строя. Для системы управления преобразователем наличие «сквозного» тока усиливает проблему электромагнитных помех.

Динамические потери, вызванные восстановлением диода, могут быть вычислены по следующему выражению

$$P_{RAV} = f \cdot U_{RM} \cdot Q_f, \quad (21)$$

где f – частота переключения диода, U_{RM} – амплитуда выброса напряжения на диоде, Q_f – заряд выносимый в течении времени спада обратного тока t_f (см. рис.17). Для выпрямительных диодов (работающих на частоте сети 50Гц, 400Гц) этой составляющей общих потерь можно пренебречь.

Общие потери мощности в вентиле являются суммой статической мощности потерь в открытом и закрытом состоянии и динамической мощностью потерь при выключении диода:

$$P_{TOT} = P_{VDст} + P_{VDзакр} + P_{RAV} \quad (9)$$

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4. ИССЛЕДОВАНИЕ СИЛОВЫХ ДИОДОВ

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью настоящей лабораторной работы является экспериментальное исследование основных характеристик силовых диодов.

2. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

- 2.1. Диоды – $VD1$ – Д226Б, Д7Г, стабилитрон Д814Б
- 2.2. Резисторы – $R1=R3=1к2$; $R2=120$ Ом
- 2.3. Модуль $A1$ генератора на ОУ
- 2.4. Транзистор $VT1$ – IRF630
- 2.5. Шунты $Rш1$, $Rш2$.

3. ПРОГРАММА РАБОТЫ

- 3.1. Исследование основных параметров диодов.
 - 3.1.1. Собрать схему рис.4.1.
 - 3.1.2. Снять с помощью осциллографа ВАХ диодов: Д226Б, Д7Г и стабилитрона Д814Б. Для

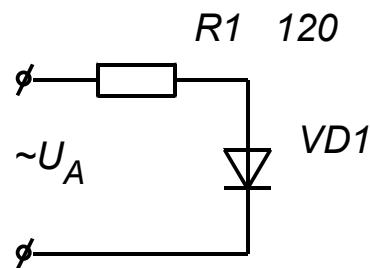


Рис.4.1.

снятия ВАХ используйте режим осциллографа X-Y.

3.1.3. Используя схему рис.4.2 и полученные в п.1.2 ВАХ диодов, определить $U_{пор}$, $U_{стаб}$, $R_{дин}$, $I_{обр}$ ($R1$ измерить цифровым вольтметром ЦВ).

3.2. Параллельное соединение диодов.

3.2.1. Собрать схему рис.4.3 (измерить сопротивление шунтов цифровым вольтметром).

3.2.2. Измерить токи для случаев:

а) $VD1$ – Д226Б, $VD2$ – Д7Г;

б) $VD1, VD2$ – Д226Б.

3.2.3. Объяснить различие полученных данных в п. 2.2.

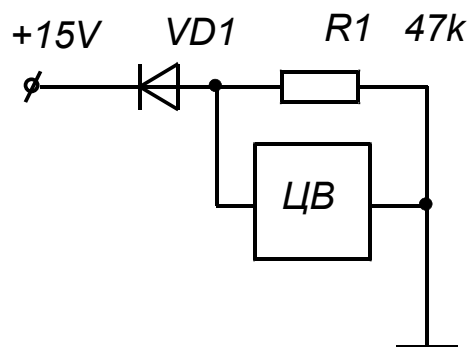


Рис.4.2.

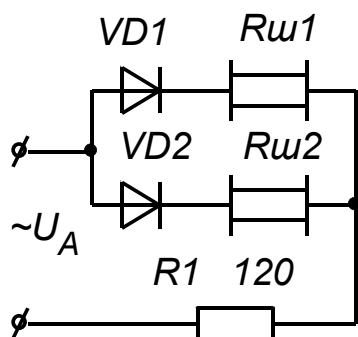


Рис.4.3.

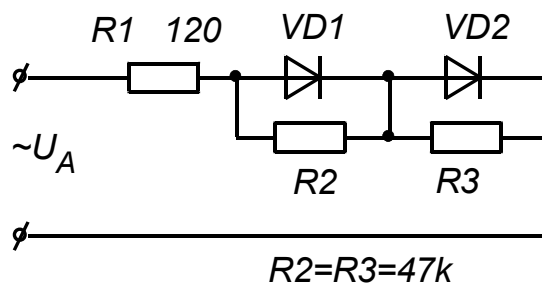


Рис.4.4.

$R2=R3=47k$

3.3. Последовательное соединение диодов.

3.3.1. Собрать схему рис.4.4.

3.3.2. Снять осциллограммы напряжений на диодах:

а) без резисторов $R2, R3$;

б) с резисторами $R2, R3$.

3.3.3. Объяснить различие полученных данных в п. 3.2.

3.4. Исследование динамических свойств силового диода.

3.4.1. Собрать схему рис.4.5. ($VD1$ – КД213)

3.4.2. Снять и сфазировать осциллограммы тока и напряжения на диоде $VD1$. В увеличенном виде зарисуйте процесс выключения диода.

3.4.3. По осциллограмме тока диода определить время обратного восстановления и заряд обратного восстановления.

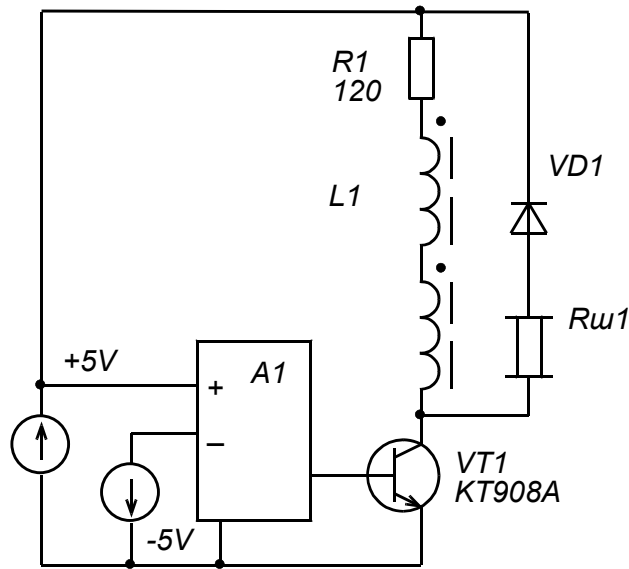


Рис.4.5.

4. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕА

- 4.1. Название и программа работы.
- 4.2. Исследуемые схемы, осциллограммы, таблицы, графики.
- 4.3. Выводы по работе.
- 4.4. Ответ на контрольный вопрос.

5. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

- 5.1. Расскажите об основных способах выравнивания токов при параллельном соединении диодов.
- 5.2. Расскажите об основных способах выравнивания обратных напряжений при последовательном соединении диодов.
- 5.3. Поясните процесс выключения силового диода. Какими свойствами обладает диод с мягким восстановлением?
- 5.4. Можно ли соединять параллельно однотипные стабилитроны?
- 5.5. Что такое TRANSIL диод? Поясните основные характеристики и область применения этих диодов.
- 5.6. Приведите пример выбора и расчета TRANSIL диода.
- 5.7. Чем отличаются ВАХ кремниевых, германиевых и диодов Шоттки?
- 5.8. Как определить мощность потерь в диоде?
- 5.9. Как влияет температура кристалла на основные параметры диодов? Какова типичная максимально допустимая температура кристалла?

5.10. Рассчитайте в общем виде среднее напряжение на R_l с учетом порогового напряжения и динамического сопротивления диода (рис.4.1).

5.11. Рассчитайте в общем виде среднее напряжение на R_l если в цепь вместо диода включить стабилитрон (рис.4.1). Прямую ветвь ВАХ стабилитрона считать идеальной.

5.12. Расскажите об основных способах защиты диода от перенапряжения в момент выключения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов/Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.: ил.
2. Абрамович М.И., Бабайлов В.М., Либер В.Е. и др. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 432 с.: ил.
3. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. Учебн. Пособие для специальности "Промышленная электроника" М., "Высш. школа", 1974. – 430 с. с ил.
4. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: Справочник/В.В.Бачурин, В.Я. Ваксенбург, В.П.Дьяконов и др.: Под ред. В.П.Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.: ил.
5. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.: ил.
6. Сизов Н.И., Шабловский В.К. Бортовые источники электрического питания. М., Воениздат, 1973.
7. Орлов В.А. Малогабаритные источники тока. М., Воениздат, издание второе, дополненное, 1970., 224 с.
8. Чебовский О.Г. и др. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с., ил.
9. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.: ил.
10. Блихер А. Физика силовых биполярных и полевых транзисторов: Пер. с англ./Под ред. И.В. Грехова. Л.: Энергоатомиздат. 1986.
11. Зи. С. Физика полупроводниковых приборов: В 2-х книгах. Пер. с англ. – 2-е перераб. И доп. Изд. – М.: Мир, 1984. – 456 с., ил.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА.....	3
Глава 1. Узлы коммутации тиристоров	4
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1 Исследование коммутационного узла триодного тиристора.....	9
Глава 2. Трансформаторные формирователи импульсов управления транзисторами и тиристорами	11
Приближенная методика расчета импульсного трансформатора	11
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2 Исследование трансформаторных формирователей импульсов управления транзисторов и тиристорov...13	
Глава 3. Силовые полевые транзисторы и транзисторные модули	16
Динамические характеристики полевых транзисторов	22
Управление силовыми <i>MOSFET</i> , <i>IGBT</i> транзисторами и силовыми модулями на их основе	25
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3 Исследование полевых транзисторов (<i>MOSFET</i>) и защитных RC и rcd цепей	28
Глава 4. Основные характеристики Силовых диодов	31
Лабораторная работа №4. Исследование силовых диодов	36
Список Литературы.....	39
Содержание.....	40

Буркин Евгений Юрьевич
Макаревич Виктор Николаевич

Лабораторный практикум
по дисциплине «Основы преобразовательной техники»

Подписано к печати 21.03.05
Формат 60×84/16. Бумага офсетная
Печать RISO. Усл. печ. л. 2,33. Уч.-изд. л. 2,1.
Тираж 100 экз. Заказ . Цена свободная.
Издательство ТПУ, 634050, Томск, пр. Ленина, 30