

# Анализ силовых ключей импульсных источников питания

Трудно найти более часто используемые устройства, чем источники вторичного электропитания. Они встроены в компьютеры, магнитофоны, телевизоры, радиоприемники и телефоны, т. е. практически в любую радиоэлектронную аппаратуру. Каждый из нас наверняка найдет несколько таких источников в своем окружении. Надежность РЭА в большой степени определяется надежностью встроенных источников электропитания.

В последнее время широкое распространение получили импульсные источники вторичного электропитания. Постоянное расширение областей применения источников сопровождается усложнением их схемных решений. При этом выбор схемотехники таких устройств чаще всего определяется уровнем знаний и опытом разработчиков.

Основными узлами, определяющими надежность импульсных источников питания, являются силовые ключи, которые в настоящее время выполняются на биполярных приборах и приборах, управляемых полем [1]. При разработке силовых приборов, управляемых полем, наибольшие успехи достигнуты в области создания следующих устройств:

- полевых транзисторов с изолированным затвором (МДП-транзисторы);
- биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor);
- запираемых тиристоров с МОП-управлением (MCT – MOS-Controlled Thyristor);
- силовых модулей на базе МДП- и IGBT-приборов (PM – Power Modules);
- “интеллектуальных” силовых интегральных схем (Intelligent Power Integrated Circuit).

При работе с большими мощностями (коммутации напряжений до 4 кВ и токов более 50 А) наибольшее распространение получили дискретные IGBT и силовые модули на их основе. По быстродействию IGBT уступают МДП-транзисторам, но значительно превосходят биполярные. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спада тока при выключении IGBT находятся в диапазонах 0,2...0,4 и 0,2...1,5 мкс соответственно. Область безопасной работы IGBT позволяет успешно обеспечить его надежную работу без применения дополнительных цепей формирования траектории переключения при частотах от 10 до 20 кГц.

МДП-транзисторы находят наибольшее применение при коммутации напряжения при 600...1000 В при токах до 50 А и частотах переключения до сотен килогерц. Параметры МДП-транзисторов, достигнутые в настоящее время, обеспечили их предпочтительное применение в источниках питания со-

временной радиоэлектронной аппаратуры.

Характер процессов, протекающих в силовом ключе, существенно зависит от вида нагрузки и в значительно меньшей степени – от типа ключа. В реальных устройствах нагрузка силового ключа носит комплексный характер и имеет резистивную, индуктивную и емкостную составляющие. Точный расчет статического режима и переходных процессов в таком случае возможен только при использовании персонального компьютера. Однако очень часто одна из составляющих сопротивления нагрузки является преобладающей, поэтому целесообразно рассмотреть влияние каждой составляющей на работу силового ключа.

Ниже предлагается методика приближенного аналитического расчета параметров ключа, выполненного на МДП-транзисторе, работающего на разные виды нагрузки.

Учитывая, что в справочниках на полупроводниковые приборы приводятся параметры, характерные для работы транзистора с резистивной нагрузкой, вначале проведем анализ силового ключа именно с такой нагрузкой.

## Резистивная нагрузка

Типовая схема ключа на мощном МДП-транзисторе с общим истоком и ВАХ транзистора представлены на рис. 1а,б. Транзистор закрыт, если входное напряжение  $U_{вх}$  меньше порогового напряжения отпираания транзистора  $U_0$ . Для мощных МДП-транзисторов пороговое напряжение составляет несколько вольт, поэтому обычно ключ закрыт при  $U_{вх} = 0$ . Для надежного отпираания транзистора амплитуда входного импульса выбирается из условия

$$U_{вх м} > (1,2 \dots 1,5)(U_0 + I_H/S_O),$$

где  $I_H = U_P/(R_H + R_{СИ})$ ;  $S_O$  – крутизна характеристики полевого транзистора;  $R_{СИ}$  – сопротивление транзистора в открытом состоянии. Напряжение на стоке закрытого (выключенного) транзистора

$$U_{СИ выкл} = U_P - I_{С НАЧ} R_H \approx U_P,$$

а напряжение на стоке открытого (включенного) транзистора

$$U_{СИ вкл} = R_{СИ} I_H = R_{СИ} U_P / (R_H + R_{СИ}).$$

Переходные процессы, возникающие при переключении МДП-транзистора имеют шесть характерных этапов (рис. 1в). Приближенные формулы для расчета длительности этих этапов и соответствующих мощностей потерь, рассеиваемых на транзисторе, приведены в табл. 1.

Следует отметить, что емкости МДП-транзистора зависят от величины напряжений на его выводах. Однако для упрощения расчетов взяты их усредненные значения, приводимые в спра-

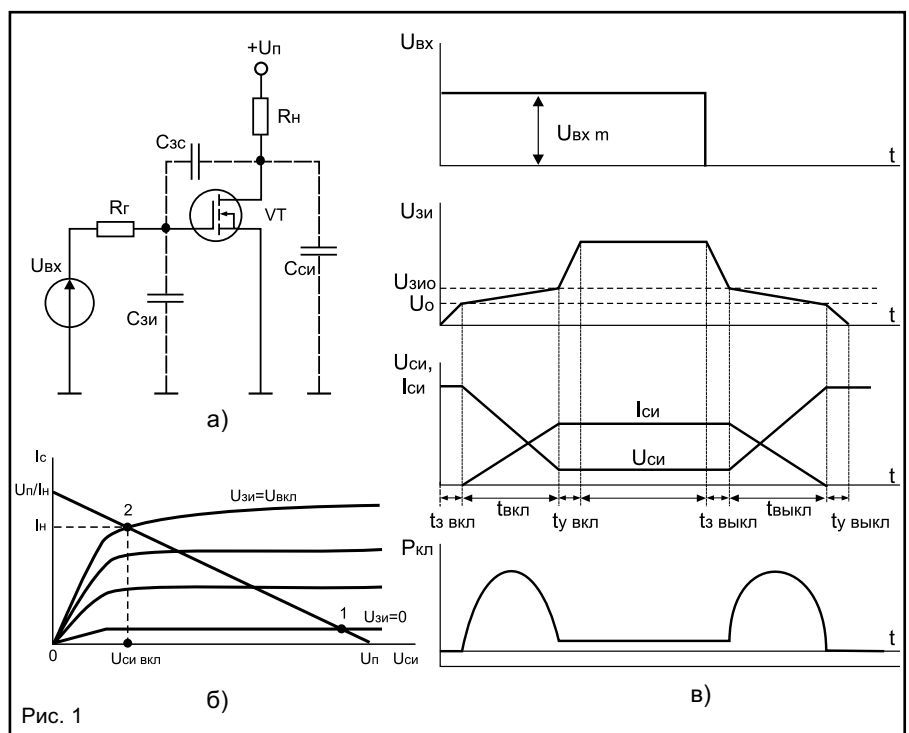


Рис. 1

Таблица 1

Параметр	Аналитическое выражение	Результаты расчета
Время задержки включения	$t_{звкл} = R_{\Gamma} \cdot (C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln[U_{вх м} / (U_{вх м} - U_0)]$	18,5 нс
Время включения	$t_{вкл} = 0,8 C_{зс} \frac{R_{\Gamma} (U_{\Pi} - U_{сивкл})}{U_{вх м} - U_0 - (U_{\Pi} - U_{сивкл}) / 2 R_{H} S_0}$ , где $U_{сивкл} = U_{\Pi} R_{си} / (R_{H} + R_{си})$	40,5 нс
Время установления включения	$t_{у вкл} \approx 3 R_{\Gamma} (C_{зи} + C_{зс})$	154 нс
Время задержки выключения	$t_{з выкл} = R_{\Gamma} (C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln(U_{вх м} / U_{зи кр})$ , где $U_{зи кр} = U_0 + (U_{\Pi} - U_{сивкл}) / R_{H} S_0$	32 нс
Время выключения	$t_{выкл} = 0,8 C_{зс} R_{\Gamma} \frac{U_{\Pi} - U_{сивкл}}{U_0 + (U_{\Pi} - U_{сивкл}) / 2 R_{H} S_0}$	56 нс
Время установления выключения	$t_{у выкл} \approx 3 R_{\Gamma} (C_{зи} + C_{зс})$	154 нс
Мощность потерь на этапе включения	$P_{вкл} = \frac{1}{T} \frac{U_{\Pi}^2}{R_{си} + R_{H}} \left( \frac{t_{вкл}}{2} - \frac{t_{вкл}}{3} \frac{R_{H}}{R_{H} + R_{си}} \right)$	1,38 Вт
Мощность потерь во включенном состоянии	$P_{ст вкл} = \frac{t_{и} - t_{вкл}}{T} P_{H макс} \frac{R_{си}}{R_{H} + R_{си}}$ , где $P_{H макс} = U_{\Pi}^2 / (R_{H} + R_{си})$	22,5 Вт
Мощность потерь на этапе выключения	$P_{выкл} = \frac{1}{T} \frac{U_{\Pi}^2}{R_{си} + R_{H}} \left( \frac{t_{выкл}}{2} - \frac{t_{выкл}}{3} \frac{R_{H}}{R_{H} + R_{си}} \right)$	1,87 Вт
Мощность потерь в выключенном состоянии	$P_{ст выкл} = \left( 1 - \frac{t_{и}}{T} \right) U_{\Pi} I_{ост}$	$40 \cdot 10^{-6}$ Вт
Максимальная мгновенная мощность	$P_{макс} = \frac{U_{\Pi}^2}{4(R_{H} + R_{си})}$	476 Вт

вочниках. Такой подход приводит к погрешности в пределах 10...15%.

Результаты расчета параметров ключа на МДП-транзисторе КП701 с применением предложенных формул приведены в табл. 1. Расчет был выполнен при следующих параметрах:  $U_0 = 6$  В;  $C_{зи} = 1 \cdot 10^{-9}$  Ф;  $C_{зс} = 30 \cdot 10^{-12}$  Ф;  $S_0 = 1$  А/В;  $R_{си} = 2$  Ом;  $I_{ост} = 20 \cdot 10^{-3}$  А;  $R_{H} = 82$  Ом;  $U_{\Pi} = 400$  В;  $U_{вх м} = 20$  В;  $R_{\Gamma} = 50$  Ом;  $F = 100 \cdot 10^3$  Гц;  $t_{и} = 5 \cdot 10^{-6}$  с.

Рассмотренные особенности работы ключа с резистивной нагрузкой позволяют сделать следующие ниже выводы.

1. Скорость изменения напряжения на стоке слабо зависит от напряжения питания, а  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$  пропорциональны перепаду  $(U_{\Pi} - U_{сивкл}) \cdot U_{\Pi}$ .

2. Задержки  $t_{з вкл}$  и  $t_{з выкл}$  пропорциональны постоянной времени  $R_{\Gamma} (C_{зи} + C_{зс})$ .

3. Времена  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$  слабо зависят от емкостей  $C_{зи}$  и  $C_{си}$  и сильно – от  $C_{зс}$ , при этом  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$  пропорциональны постоянной времени  $R_{\Gamma} \cdot C_{зс}$ .

4. Статические потери, определяемые при закрытом и открытом состоянии транзистора, зависят, в основном, от его типа. Для получения минимальных статических потерь необходимо выбирать транзисторы с минимальными значениями сопротивления  $R_{си}$  и остаточного тока  $I_{ост}$ .

5. Минимальные мощности потерь на этапах переключения (динамические

потери) достигаются не только подбором транзисторов с минимальным временем переключения, но и правильным выбором схемы их управления, способной быстро перезарядать входные емкости транзисторов.

6. Максимальное мгновенное значение мощности, рассеиваемой на транзисторе на этапах переключения, может достигнуть 25% от максимального расчетного значения мощности нагрузки  $P_{макс} \cdot U_{\Pi}^2 / R_{H}$ . Эту мгновенную мощность необходимо учитывать при выборе транзистора, поскольку она может вывести его из строя.

7. Мощность потерь транзисторного ключа, рассчитываемая как сумма статических и динамических потерь, выделяемых на транзисторе в виде тепла, увеличивается с ростом частоты и длительности переходных процессов. Суммарная мощность потерь определяет необходимость применения радиаторов для уменьшения температуры нагрева транзистора и обеспечения надежности его работы в ключевом режиме.

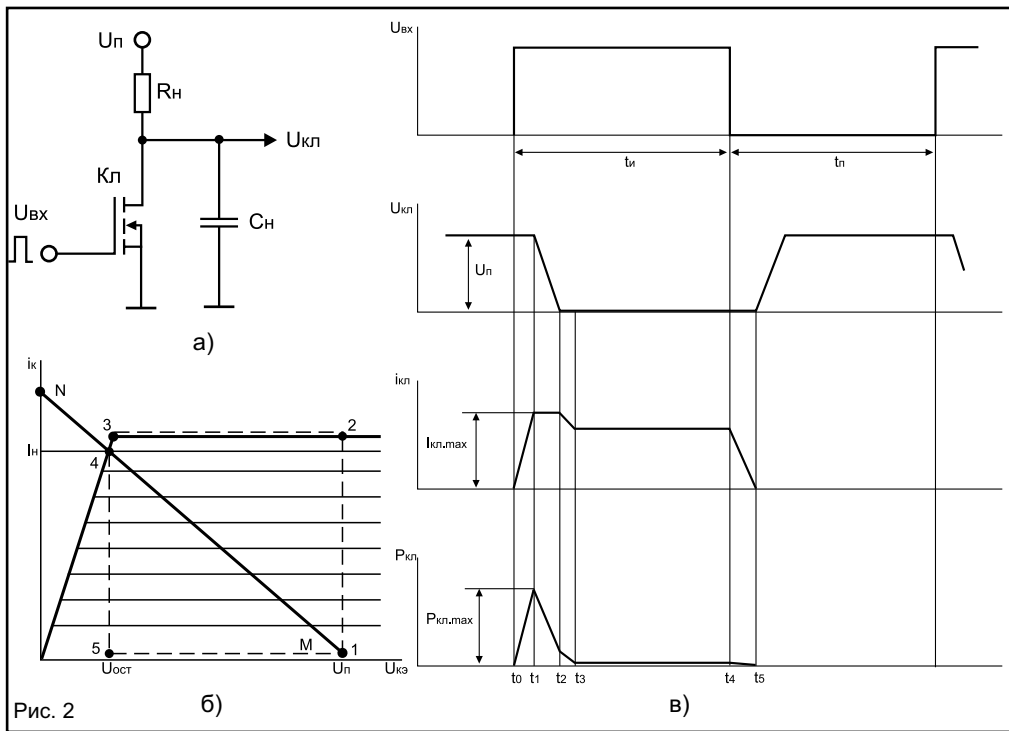
### Емкостная нагрузка

Она может быть подключена либо параллельно резистору  $R_{H}$ , либо параллельно МДП-транзистору (рис. 2а). Описание работы транзистора с учетом его реальных характеристик при емкостной нагрузке достаточно сложно. Поэтому для анализа характерных особенностей

работы силового ключа с такой нагрузкой используют идеализированные характеристики транзистора (рис. 2б). Сразу же отметим, что статический режим работы ключа с емкостной нагрузкой ничем не отличается от режима работы с резистивной нагрузкой.

При подаче на вход ключа импульса управления, рабочая точка полевого транзистора переходит из положения 1 в положение 2, а ток ключа (ток стока) нарастает до уровня  $I_{кл макс} = S_0 \cdot U_{вх}$ , где  $S_0$  – крутизна транзистора (момент  $t_1$  на рис. 2в). Длительность интервала времени, соответствующая этому переходу, определяется быстродействием транзистора и цепью его управления и ориентировочно может быть оценена как  $t = 2,2 \cdot R_{\Gamma} \cdot C_{зи}$ . Затем рабочая точка транзистора перемещается из положения 2 в положение 3 и далее в положение 4 с уменьшением напряжения на стоке и тока стока до уровней, определяемых статическим режимом.

На этапе выключения (с момента времени  $t_4$ ) рабочая точка перемещается из положения 4 в положение 5 при незначительном изменении напряжения  $U_{си ост}$ . Длительность этого интервала  $(t_5 - t_4)$  определяется инерционными свойствами полевого транзистора, т. е. практически временем  $t_{выкл} = 2,2 \cdot R_{\Gamma} \cdot C_{зи}$ . С момента времени  $t_5$  напряжение на ключе растет по экспоненциальному закону с постоянной времени



$t = R_H \cdot C_H$ , и рабочая точка перемещается в исходное состояние (положение 1).

Рассмотренные особенности работы ключа на нагрузку с емкостным характером позволяют сделать следующие выводы.

1. Наиболее опасным в работе ключа с емкостной нагрузкой является переходный режим при включении, так как максимальное значение мгновенной мощности может существенно превышать максимальную допустимую мощность ключа

$$P_{кп\ макс} = I_{кп\ макс} \cdot U_{п} = U_{вх} \cdot S_{о} \cdot U_{п}$$

2. Величина мощности потерь в ключе на интервале включения зависит от величины емкости  $C_H$ , напряжения питания  $U_{п}$  и частоты  $f = 1/T$  и может быть определена как  $P_{пот} = U_{п}^2 \cdot C_H \cdot f / 2$ , где  $f$  – частота работы ключа.

3. В переходном режиме при выключении транзистора мощность потерь значительно меньше других составляющих и на практике ею можно пренебречь.

### Индуктивная нагрузка

При индуктивном характере нагрузки (рис. 3а) возможны два режима работы ключа: с прерывистым током нагрузки и непрерывным.

Режим прерывистого тока характеризуется тем, что к моменту включения МДП-транзистора

ток в индуктивности  $L_H$  равен нулю, а в режиме непрерывного тока имеет конечное значение, не равное нулю. В режиме прерывистого тока при подаче на вход включающего импульса рабочая точка переходит из положения 1 в положение 2 за время  $t_{вкл}$ . Ток нагрузки (или ток ключа) изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени  $t_H = L_H / R_H$ . Для импульсных источников питания характерно то, что постоянная времени нагрузки  $t_H = L_H / R_H$  много больше времени включения транзистора. Поэтому допустимо считать переключение транзистора (уменьшение напряжения на стоке до уровня  $U_{СИ\ ост}$ ) мгновенным,

а мощность, рассеиваемую на транзисторе в этом интервале, равной нулю. При длительности импульса управления  $t_{и} > (2 \dots 3)t_H$  рабочая точка транзистора оказывается в положении 3.

При выключении, в силу инерционности нагрузки, рабочая точка перемещается из положения 3 в положение 4. Изменение напряжения на ключе происходит при практически неизменном токе  $I_{кп}(t) = I_H$ . Максимальное напряжение на ключе за счет ЭДС самоиндукции в индуктивности  $L_H$  может достигать большой величины и реально ограничено напряжением пробоя транзистора и его паразитными емкостями. По мере уменьшения энергии, накопленной в индуктивности, рабочая точка перемещается в положение 1. В таком режиме работы ключ на практике не используется,

так как положению 4, где напряжение  $U_{СИ}$  может значительно превышать допустимое напряжение транзистора, соответствует большая мгновенная мощность, выделяемая на транзисторе и способная вывести его из строя. Для ограничения перенапряжения на ключе с индуктивной нагрузкой в схему вводят диод  $VD_0$ , называемый нулевым или обратным. При этом, когда напряжение на коллекторе становится больше напряжения питания  $U_{п}$  (с момента времени  $t_5$ ), диод  $VD_0$  открывается, и энергия, накопленная в индуктивности, рассеивается в контуре  $L_H VD_0 R_H$ . Уменьшение тока транзистора происходит

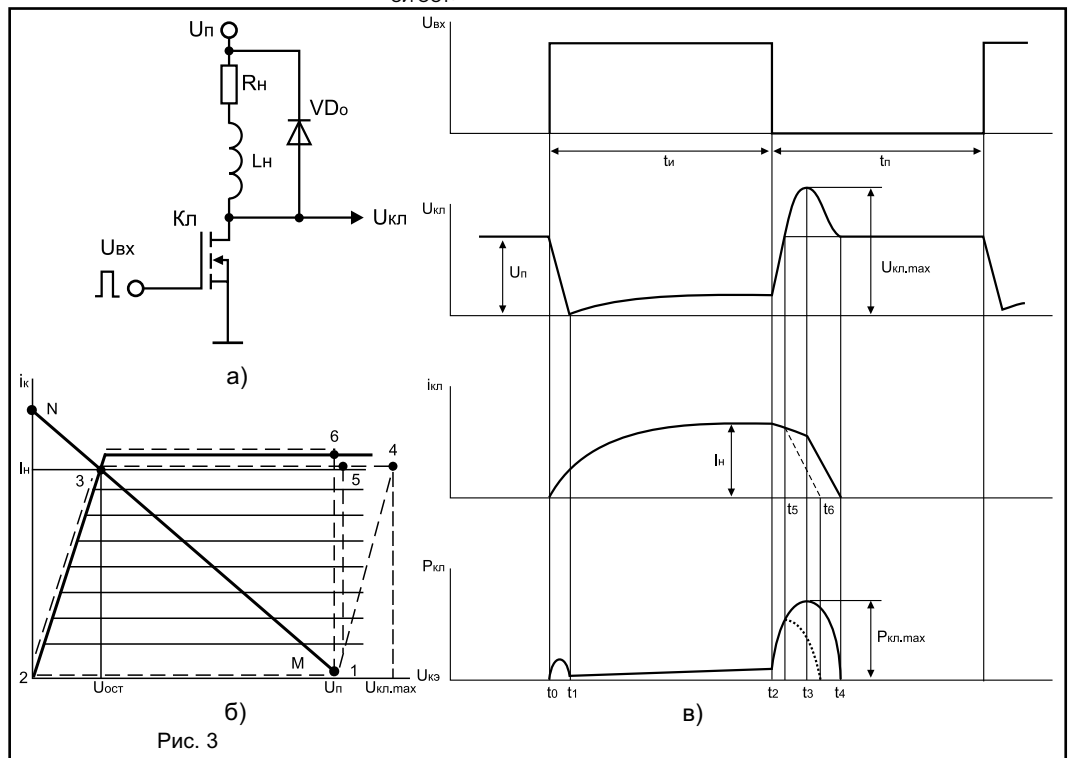


Рис. 3

при неизменном напряжении на транзисторе  $U_{к\lambda} = U_{п}$ .

Максимальное значение мгновенной мощности ограничивается на уровне  $P_{СИ\text{МАКС}} = U_{п} \cdot I_{н}$ . Время выключения приблизительно рассчитывается как  $t_{\text{выкл}} = 2,2 \cdot R_{н} \cdot C_{3И}$ .

В режиме непрерывного тока индуктивности основное отличие в работе ключа с индуктивной нагрузкой наблюдается при включении. Это отличие заключается в том, что к моменту включения транзистора в индуктивности  $L_{н}$  и диоде  $VD_0$  протекает ток. При этом диод  $VD_0$  ведет себя как конденсатор, емкость которого складывается из его барьерной и диффузионной емкостей. Следовательно, нагрузка ключа в режиме непрерывного тока индуктивности, носит емкостной характер, а рабочая точка на этапе включения перемещается из положения 1 в положение 6 и затем в положение 3. При выключении транзистора переходные процессы в режиме непрерывного тока имеют такой же характер, что и в режиме прерывистого тока.

Рассмотренные особенности работы ключа на нагрузку с индуктивным характером позволяют сделать следующие выводы.

1. При индуктивном характере нагрузки в схему должен быть введен нулевой диод.

2. В режиме прерывистого тока мощность потерь при включении значительно меньше всех других составляющих.

3. Наиболее опасным для транзистора при индуктивном характере нагрузки с обратным диодом является процесс выключения, так как максимальное значение мгновенной мощности, выделяемой на стоке, определяется произведением напряжения питания на ток нагрузки.

4. В режиме непрерывного тока транзисторный ключ испытывает большие перегрузки по мощности как при включении, так и при выключении.

Проведенный анализ работы силового ключа при различных характерах нагрузки показывает, что для получения минимальных потерь на этапе включения транзистора необходима траектория движения рабочей точки, характерная для индуктивной нагрузки в режиме прерывистого тока индуктивности, а на этапе выключения – как в случае емкостной нагрузки. Для получения оптимальных траекторий рабочей точки ключа, в его схему вводят специальные цепи формирования траектории.

Один из вариантов такой цепи, наиболее часто применяемой в ключевых источниках питания и формирующей траек-

торию рабочей точки транзистора на этапе выключения, показан на рис. 4 [2]. Конденсатор, подключенный параллельно транзистору, создает режим работы ключа с емкостным характером нагрузки. Для уменьшения влияния этого конденсатора на этапе включения, последовательно ему вводят цепь диод-резистор. Резистор ограничивает величину разрядного тока конденсатора. Следует отметить, что введение формирующих цепей, облегчающих коммутационные режимы транзистора, вызывает появление дополнительных потерь. Это необходимо учитывать при проектировании ключевых устройств.

Анализ и расчет более сложных цепей формирования траектории рабочей точки транзистора при комплексном характере нагрузки будет рассмотрен в следующей статье.

Имя Ремнев,  
Имя Смердов

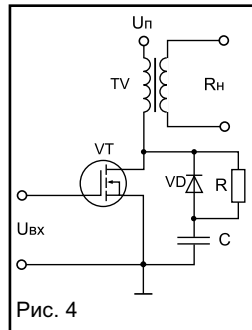


Рис. 4

Литература

1. В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, А. М. Ремнев, В. Ю. Смердов. *Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах.* – М.: Радио и связь, 1994, с. 280.

2. В. П. Дьяконов, А. М. Ремнев, В. Ю. Смердов. *Особенности ремонта узлов радиоэлектронной аппаратуры на МДП-транзисторах.* – Ремонт и сервис электронной техники, №11, 1999, с. 57–60.

**www.platan.ru** ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

**ПЛАТАН**

**International Rectifier** Схема управления балластами флуоресцентных ламп IR21571 фирмы International Rectifier

- Минимум дополнительных компонентов, простота подключения и адаптации к различным типам ламп
- Высоковольтный (600В) драйвер и схема управления в одном корпусе
- Программируемое время предварительного подогрева и программируемая частота
- Программируемое время ожидания и программируемые характеристики поджига
- Автоматический рестарт
- Защита от перегрева, защита от нерезонансной работы
- Защита от электростатического пробоя
- Рабочая температура -55 +150 °C
- Максимальный ток до 500mA

Пример схемы применения

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр.2  
тел./факс: (095) 73-75-999

Почта: 121351, Москва, а/я 100  
E-mail: ir@platan.ru

**ARGUSSOFT** ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ  
Департамент Микроэлектроники ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм :

**ANALOG DEVICES** Новые серии дифференциальных операционных усилителей

Микросхема	Количество усилителей в корпусе	Напряжение питания, В Мин. Макс.	Скорость нарастания, В/мкс	Нелинейные искажения, дБ	Цена в партии от 100 шт. с НДС, USD
AD8129/30	1	+4.5 ±12.5	1000	-75	звоните
AD8131	1	+2.7 ±5	2000	-77	2.81
AD8132	1	+2.7 ±5.5	1200	-99	2.58
AD8138	1	+3 ±5	1150	-94	5.62

ЗАО "АРГУССОФТ Компани"  
Наш адрес : 129085, Москва, Проспект Мира, 95  
Тел. : (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505. Факс : (095) 216-66-42 ;  
Интернет : http://www.argussoft.ru ; e-mail : components@argussoft.ru