

Устройство управления биполярным транзистором.

Не секрет, что самые мощные транзисторы и диоды, выпускаемые в настоящее время, ориентированы на применение в качестве ключевых элементов в различных преобразовательных устройствах. Идеальный ключ, обеспечивающий отсутствие потерь преобразования, должен иметь бесконечно большое сопротивление в закрытом состоянии и нулевое в открытом. Кроме этого, ключ должен моментально переключаться из одного состояния в другое при нулевой мощности управления. Разумеется, чем в большей мере реальные ключевые элементы близки по своим параметрам к идеальным, тем более они эффективны.

Практически до конца 70-х годов биполярным транзисторам не было достойной альтернативы в качестве силовых ключевых элементов в импульсных источниках электропитания. В последствии биполярные транзисторы были практически вытеснены транзисторами с униполярной структурой (полевыми). Основным недостатком биполярного транзистора, из-за которого он сдал свои позиции, был значительный ток управления необходимый для отпирания этого транзистора. Особенно это актуально для мощных высоковольтных транзисторов, имеющих низкий коэффициент передачи $h_{21э}$. Проблему уменьшения тока управления пытались решать использованием составных транзисторов. Но составные транзисторы, по сравнению с одиночными, имели большее падение напряжения в открытом состоянии и худшие частотные характеристики. Появление первых промышленных полевых транзисторов в середине 70-х вызвало настоящую эйфорию, позволившую говорить о вытеснении и полной замене ими биполярных транзисторов во многих областях применения [1]. Однако на практике всё оказалось не так просто. Напряжение на открытом биполярном транзисторе меньше, чем у аналогичных полевых транзисторов. Причём чем выше рабочие напряжения, тем в большей мере это выражено. Положительный ТКС сопротивления канала полевого транзистора практически ограничивает максимальную температуру его кристалла на уровне 150°C. Эта температура является критической для полевых транзисторов, тогда как для биполярных транзисторов аналогичная температура равна 200°C. В попытке скомбинировать полезные свойства полевых и биполярных структур были созданы биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT). IGBT, уже в первом поколении, по плотности тока в 20 раз превосходили полевые и в 5 раз биполярные транзисторы, хотя имели относительно высокое время выключения 10...20мкс. К концу 80-х появились IGBT второго поколения, рассчитанные на токи в сотни ампер и напряжение до 1200В, имеющие время выключения 200...300нс[1]. В настоящее время ведущие производители мощных ключевых приборов всё больше сокращают производство мощных биполярных транзисторов и ориентируются, в основном, на IGBT технологии. Но, по сравнению с биполярными транзисторами, IGBT, благодаря своей тиристорной структуре, всё равно имеют более высокое падение напряжения в открытом состоянии.

Это небольшое вступление показывает, что проблема идеального ключевого транзистора к настоящему времени так и не решена в полной мере. Со своей стороны попытаюсь предложить решение, которое на уровне устройства управления биполярным транзистором позволит решить его главную проблему – большой ток управления. К настоящему времени разработано достаточно много устройств и принципов управления, позволяющих решить в той или иной мере вышеуказанную проблему. Наиболее перспективными из них являются те, в которых используется обратная связь по току, коммутируемому силовым транзисторным ключом.

Рассмотрим принцип действия одного из таких устройств управления силовым транзисторным ключом (УУСТК) [2].

На рис. 1 изображена принципиальная электрическая схема устройства. Здесь для пропорционального управления силовым транзистором VT1 используется трансформатор тока T1. Коммутируемый транзистором VT1 ток I_k протекает через обмотку V этого трансформатора. Обмотка IV трансформатора тока подключена между эмиттером и базой транзистора VT1. Кратность отношения величины тока базы к току эмиттера этого транзистора определяется отношением витков обмотки V и обмотки IV. На сердечник трансформатора тока T1, кроме обмоток IV и V, намотаны запирающая обмотка I, блокирующая обмотка II и обмотка контроля состояния сердечника III. На блок управления поступает сигнал ШИМ и сигнал с обмотки III контроля состояния сердечника. В свою очередь блок управления, согласно временной диаграммы на рис.2, формирует сигналы U_{vt2} и U_{vt3} управления запирающим VT2 и блокирующим VT3 транзисторами. Диод VD1 предохраняет транзистор VT3 от напряжения обратной полярности.

На рис.2 изображены временные диаграммы, поясняющие работу устройства управления.

Во время, предшествующее моменту времени t_0 , сигнал ШИМ имеет высокий уровень, транзисторы VT2 и VT3 закрыты, силовой транзистор VT1 открыт, т.к. к его переходу база-эмиттер прикладывается напряжение U_{vt1} в открывающей полярности, а магнитопровод трансформатора T1 намагничивается в положительном направлении (нижний график на рис.2).

В момент времени t_0 сигнал ШИМ переходит на низкий уровень, после чего блок управления, формирует напряжения U_{vt2} и U_{vt3} , открывающие транзисторы VT2 и VT3. К переходу база-эмиттер транзистора VT1 прикладывается напряжение U_{vt1} , в запирающей полярности, что приводит к быстрому рассасыванию заряда в области базы и его последующему запираению. В течении периода t_0-t_1 магнитопровод трансформатора T1

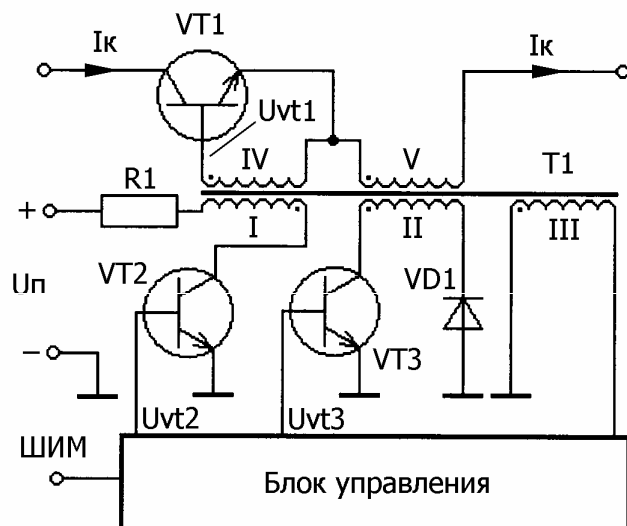
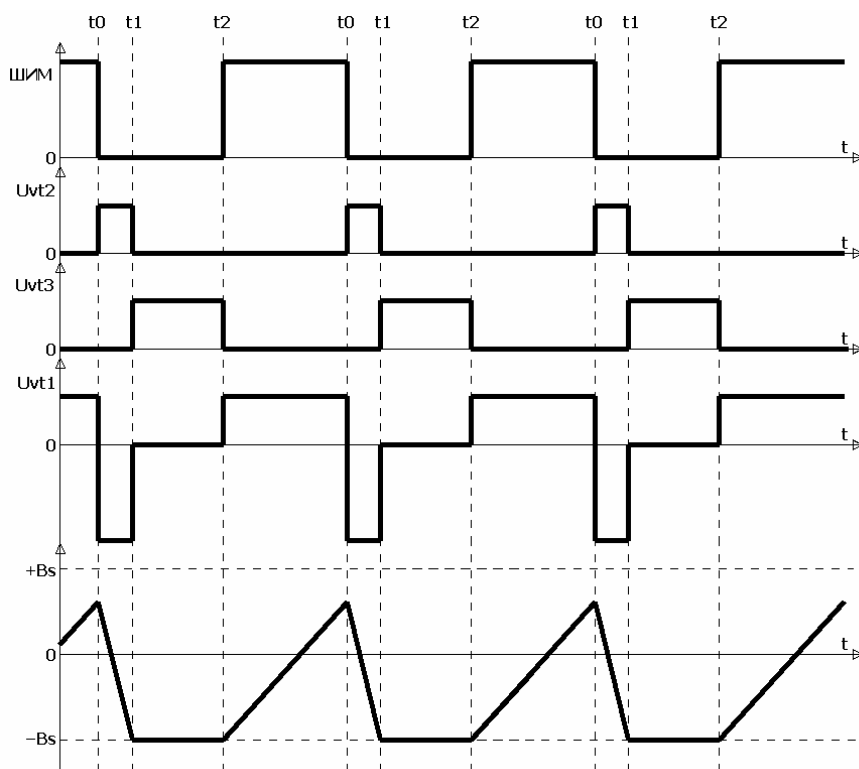


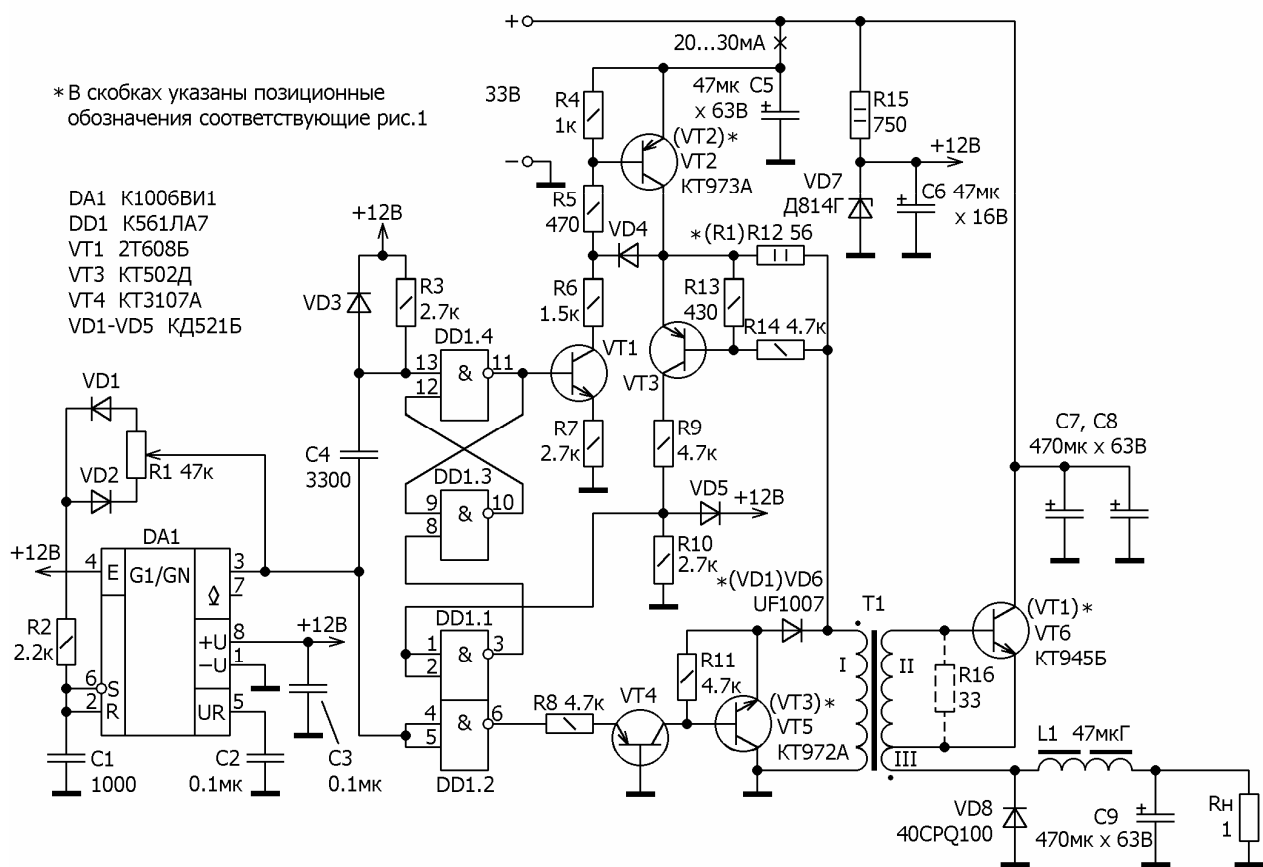
Рис. 1



намагничивается в отрицательном направлении, а в момент времени t_1 насыщается, так как индукция в магнитопроводе достигает предельного значения $-B_s$, что приводит к снижению напряжения на всех обмотках трансформатора. Снижение напряжения на контрольной обмотке III служит сигналом для блока управления на запирающие транзистора VT2. Резистор R1 ограничивает ток транзистора VT2 в момент насыщения сердечника трансформатора T1. После запирающего транзистора VT2 намагничивающий ток трансформатора T1 циркулирует в контуре VT3, II, VD1 и индукция в сердечнике трансформатора тока остаётся практически неизменной, благодаря чему к базе транзистора VT1 прикладывается низкое напряжение, меньшее напряжения отсечки. Так как, в это время, транзистор VT2 заперт, то устройство управления практически не потребляет энергии. В момент времени t_2 на входе ШИМ устанавливается высокий уровень и блок управления закрывает блокирующий транзистор VT3. Намагничивающий ток начинает протекать в базовой цепи транзистора VT1, транзистор открывается и начинается блокинг-процесс, в результате которого транзистор удерживается в открытом состоянии за счёт энергии потребляемой из силовой цепи. Данный период прекращается в следующий момент t_0 , когда открываются транзисторы VT2 и VT3, после чего весь процесс повторяется.

Для опробования устройства был собран макет, схема которого изображена на рис. 3. В отличие от теоретического варианта (рис. 1) здесь используется более простой трансформатор T1, у которого обмотка I

одновременно выполняет функции запирающей I, блокирующей II и контрольной III обмоток трансформатора T1, изображенного на рис. 1.



Рассмотрим работу макета.

Макет питается от мощного источника постоянного тока напряжением 33В, который на схеме не показан, и служил для регулирования мощности выделяемой на нагрузочном резисторе Rn величиной 1ом.

Для формирования ШИМ управляющего напряжения служит ШИ-генератор (ШИГ), собранный на таймере DA1. ШИГ формирует ШИМ последовательность прямоугольных импульсов частотой 20кГц, заполнение которых можно регулировать при помощи переменного резистора R1.

Во время, предшествующее моменту времени t0 (рис.2), на выходе ШИГ присутствует высокий логический уровень, который через инвертор DD1.2 удерживает в закрытом состоянии транзисторы VT4 и VT5. Транзистор VT5 закрыт и, через диод VD6, не шунтирует обмотку I трансформатора T1. Транзистор VT6 открыт и через него, а так же обмотку III трансформатора T1 протекает ток, который в соотношении 1/5, трансформируется в базовую цепь этого транзистора. Как уже говорилось ранее, благодаря наличию положительной обратной связи по току, транзистор VT5 удерживает себя в открытом состоянии, не потребляя энергию от источника питания блока управления.

В момент времени t0 сигнал ШИМ, на выходе ШИГ, переходит на низкий уровень. Активный низкий уровень, через дифференцирующую цепочку VD3, R3, C4, поступает на /S вход RS-триггера, собранного на логических элементах DD1.3 и DD1.4. RS-триггер устанавливается и открывает транзистор VT1, который, в свою очередь, открывает транзистор VT2. Через открытый транзистор VT2 и ограничивающий резистор R12 к обмотке I трансформатора T1 прикладывается напряжение, которое в запирающей полярности трансформируется в обмотку II трансформатора T1, что приводит к быстрому рассасыванию заряда в области базы транзистора VT6 и его последующему запираению. Через некоторое время сердечник трансформатора T1 насытится (нижний график рис.2), что приведёт к возрастанию величины тока, потребляемого его обмоткой I. В этом случае увеличится падение напряжения на ограничительном резисторе R12, что приведёт к срабатыванию узла ограничения тока, собранного на элементах VT3, VD5, R9, R10, R13, R14, который, через инвертор DD1.1, сбросит RS-триггер в исходное состояние. Транзисторы VT1, VT2 будут закрыты и с обмотки I трансформатора T1 будет снято запирающее напряжение. Для удержания транзистора VT6 в закрытом состоянии служит цепочка из диода VD6 и транзисторов VT4, VT5, которые удерживаются в открытом состоянии высоким уровнем напряжения, поступающим с выхода инвертора DD1.2. После запираения транзистора VT2 и отпириания транзистора VT5 намагничивающий ток трансформатора T1 циркулирует в контуре VT5, I, VD6 и индукция в сердечнике трансформатора тока остаётся практически неизменной, благодаря чему к базе транзистора VT6 прикладывается низкое напряжение, меньше напряжения отсечки.

В момент времени t_2 на входе ШИГ устанавливается высокий уровень, который, через инвертор DD1.2, закрывает транзисторы VT4, VT5. Намагничивающий ток начинает протекать в базовой цепи транзистора VT5, транзистор открывается и начинается блокинг-процесс, который прекращается в следующий момент t_0 , когда открываются транзисторы VT2 и VT5, после чего весь процесс повторяется.

В процессе экспериментов с макетом выяснилось, что для управления биполярным транзистором VT6, коммутирующем ток 15А, требуется мощность не более 1Вт. Это практически та мощность, которую необходимо затратить для рассасывания избыточных носителей в области базы VT6, в момент его запираения. Ток, потребляемый схемой управления, меняется от 20 до 30мА (при напряжении питания 33В) пропорционально току коммутируемому транзистором VT6. При аналогичной частоте коммутации и напряжении питания, примерно такой же ток будет потреблять драйвер, осуществляющий двухполярное управление MOSFET транзистором IRFP250. В этом случае мощность затрачивается на перезарядку входной ёмкости Сзи транзистора. В проводящем состоянии на цепочке, состоящей из транзистора VT6 и обмотки III трансформатора Т1, падает не более 1.6В (при коммутируемом токе 15А). Для сравнения, на более мощном MOSFET транзисторе IRFP250, в аналогичных температурных условиях, будет падать около 2.5В. Лишние 0.9 вольт, при скважности 2 и токе 15А, приведут к дополнительным потерям мощностью 6.75Вт, которые выделятся в виде тепла на ключевом транзисторе. Т.е. данная схема управления, совместно с биполярным транзистором, обеспечивает более высокий общий КПД устройства и меньшие потери на транзисторе.

В добавок ко всему, описанная схема управления органически содержит в себе элемент гальванической развязки - трансформатор, который делает привлекательным использование данного принципа управления транзисторами в различных мостовых и полумостовых преобразователях, сварочных чопперах и т.п..

Данное устройство управления с успехом можно использовать и для управления статическим индукционным транзистором биполярного типа – БСИТ. В этом случае возможно, для получения нулевого смещения, в цепь затвора БСИТ надо будет включить цепочку, состоящую из двух встречно-параллельных диодов, которая сформирует необходимое напряжение отсечки в момент t_1-t_2 (рис.2).

Детали:

Трансформатор Т1 намотан на кольце К16х10х4.5 из феррита М1000НМ3. Обмотка I содержит 75 витков провода ПЭВ-1 Ø0.18, а обмотка II – 10 витков провода ПЭВ-1 Ø0.93. Обмотка III намотана пучком из пяти проводов ПЭВ-1 Ø0.93 и содержит 2 витка.

Дроссель L1 намотан на броневом сердечнике Б48 из феррита М2000НМ. Обмотка дросселя содержит 18 витков литцендрата 5хПЭВ-1 Ø0.93. В зазор сердечника вставлена немагнитная прокладка толщиной 1мм.

Транзистор VT6 и диод VD8 были установлены на одинаковых алюминиевых радиаторах размером 60х100мм, имеющих по 7 ребер высотой 40мм и толщиной 5мм, ориентированных вдоль длинной стороны радиатора.

В качестве нагрузки R_n использовалась батарея из десяти резисторов ПЭВ-25 10ом, включенных параллельно.

Резистор R16 обозначенный пунктиром на рис.3 уже содержится внутри транзистора КТ945Б, но должен быть установлен, если в устройстве будет использован транзистор другого типа.

Литература:

1. П.А. Воронин. Силовые полупроводниковые ключи (семейства, характеристики, применение). М.: Додека-XXI, 2001 год, стр.18.
2. В.Я. Володин. Пристрій управління силовим транзисторним ключем. Україна, патент на винахід №44847.