

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

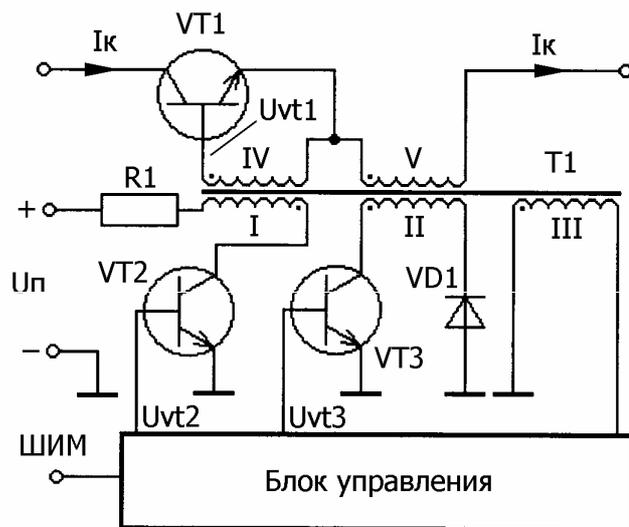
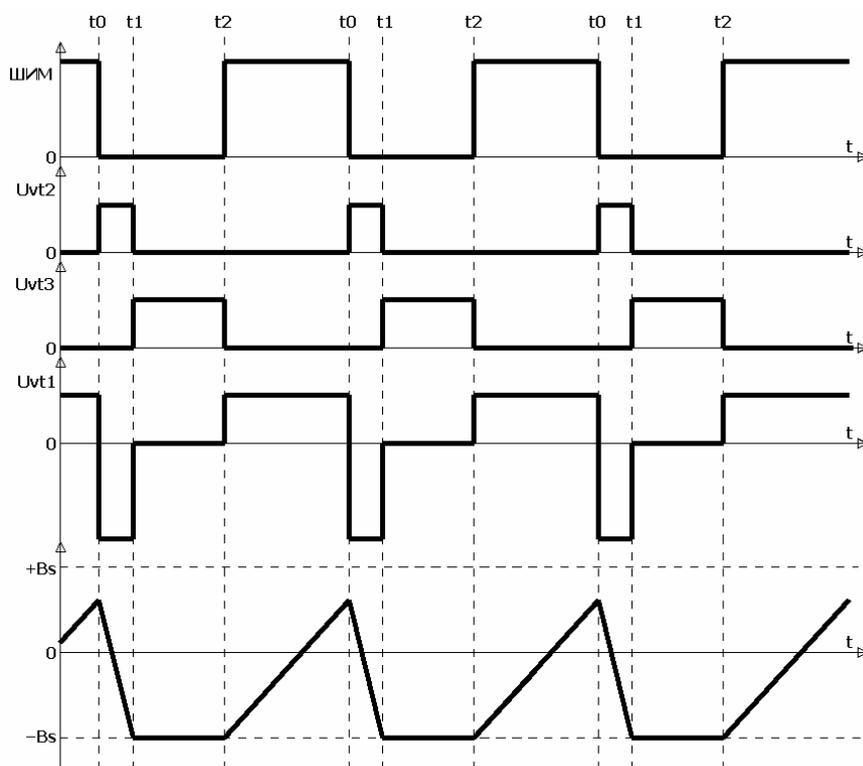


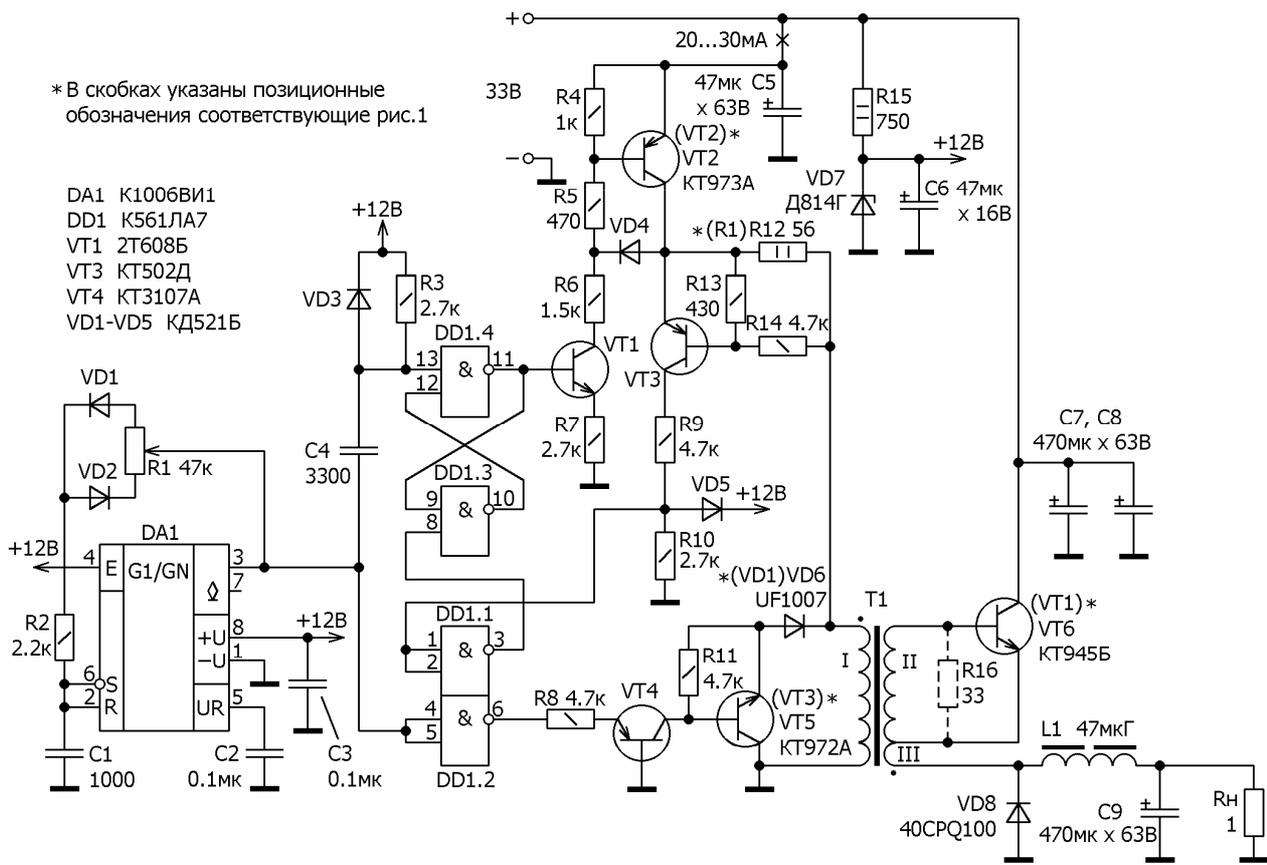
Рис. 1



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 запираение транзистора VT2. Резистор R1 ограничивает ток транзистора VT2 в момент насыщения сердечника трансформатора тока T1. После запираения транзистора VT2 намагничивающий ток трансформатора тока 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 R_н величиной I_{ом}.

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, поступающем с выхода инвертора DD1.2. После запираения транзистора VT2 и отпираения 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 выделяются 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.