

Глава 19. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

19.1. Контроллеры управления

19.1.1. Классификация контроллеров управления

В настоящее время для управления вентильными преобразователя, например, преобразователей постоянного напряжения (ППН), источников вторичного электропитания (ИВЭП), корректоров коэффициента мощности (ККМ) и т.д. выпускается огромное множество специализированных микросхем, называемых **контроллерами управления** [9, 11, 47, 62, 68]. В большинстве случаев, контроллеры управления нашли очень широкое применение в импульсных источниках электропитания. Поэтому главная цель такой схемы управления – это не только формирование управляющих импульсов для силовых ключей источника, но и поддержание постоянного выходного напряжения для большого диапазона токов нагрузки. Для этой цели в контроллерах обязательно используется контур отрицательной обратной связи по напряжению. Для того чтобы источник питания не превышал своих номиналов мощности в нем также осуществляется непосредственный контроль за током нагрузки или силового ключа.

Рассмотрим классификацию контроллеров управления (рис. 19.1). По **виду модуляции** в контроллерах управления выделяют: широтно-импульсную, частотно-широотно-импульсную, частотно-импульсную и фазо-импульсную модуляции [11, 47].



Рис. 19.1. Классификация контроллеров управления

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) характеризуется тем, что период T_0 следования импульсов на выходе контроллера является величиной постоянной, а от величины сигнала управления зависят только интервалы времени t_1 и t_2 (рис. 19.2). В этом случае спектр пульсаций выходного напряжения имеет известные

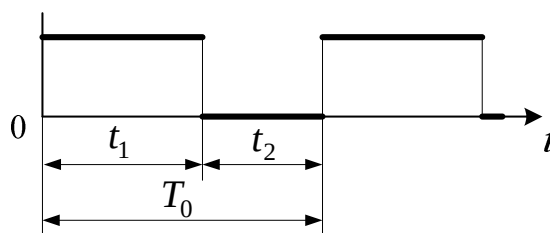


Рис. 19.2. Напряжение на выходе контроллера

частоты спектральных составляющих. Это значительно облегчает задачу подавления пульсаций и выбора частоты преобразования энергии из условия наименьшего влияния на другие устройства-рецепторы. ШИМ получила наибольшее применение в контроллерах управления.

Частотно-широотно-импульсная модуляция (ЧШИМ) характеризуется тем, что здесь от величины сигнала управления зависят сразу три временных координаты контроллера: t_1 , t_2 и T_0 (см. рис. 19.2). Данный вид модуляции используется в контроллерах с релейно-токовым управлением, когда происходит формирование требуемого тока в заданном коридоре (см. п. 11.5.5). Основным недостатком ЧШИМ-контроллеров является их зависимость частоты коммутации (периода T_0) от входного напряжения и тока нагрузки. Это обстоятельство обуславливает более сложные требования к фильтрам выходного напряжения. С другой стороны, как будет показано ниже, такие контроллеры оказываются проще и позволяют добиться более высоких частот коммутации и высоких динамических характеристик.

В **частотно-импульсной модуляции (ЧИМ)** изменяется период T_0 следования импульсов при постоянной их длительности t_1 или паузе t_2 (см. рис. 19.2). Данный вид модуляции наибольшее применение получил в системах управления резонансными инверторами и стабилизаторах напряжения на их основе. Особенностью резонансных преобразователей является использование колебательных процессов, возникающих в LC -контуре, встроенном в преобразователь. Резонансные преобразователи с ЧИМ обладают заметными преимуществами при их использовании на частотах, близких граничным частотам используемых ключей и трансформаторов. Эти преимущества заключаются в снижении массогабаритных показателей за счет использования высоких частот преобразования (300 кГц – 2 МГц) и снижения потерь на переключение, которое производится при нулевом токе или напряжении. По этой же причине резонансные преобразователи обладают меньшими электромагнитными помехами. Резонансные преобразователи применяются, как правило, для построения относительно мощных преобразователей обших для питания последующих стабилизаторов меньшей мощности.

Фазо-импульсная модуляция, также как и ШИМ, позволяет регулировать напряжение на выходе преобразователя, но не за счет изменения дли-

тельности импульса t_1 при сохранении периода T_0 , а за счет регулирования фазового сдвига одного управляющего импульса относительно другого. Такой способ широко применяется в одноконтурных и двухконтурных преобразователях мостового типа.

Характерной особенностью двухконтурного мостового преобразователя (рис. 19.3 а) является включение активно-индуктивной нагрузки в диагональ моста (например, импульсного трансформатора T), образованного транзисторными ключами $VT1$, $VT2$, $VT3$ и $VT4$. Передача электрической энергии в нагрузку осуществляется одновременным отпиранием транзисторных ключей $VT1$ и $VT2$, либо $VT3$ и $VT4$. При этом ток в нагрузке протекает либо слева направо (через ключи $VT1$ и $VT2$), либо справа налево (через ключи $VT3$ и $VT4$). Таким образом, напряжение в нагрузке u_d оказывается переменным, а длительность положительной полуволны равна длительности отрицательной полуволны (см. рис. 19.3 б).

Фазо-импульсный способ регулирования выходного напряжения заключается, в задержке t_ϕ фазы (сдвиге) управляющего сигнала, поступающего на один из транзисторов вышеназванных пар ($VT1$ относительно $VT2$, и $VT3$ относительно $VT4$, см. рис. 19.3 б). Интервал времени $t_{ин}$, когда одновременно открыты оба транзистора (например, $VT1$ и $VT2$), определяет количество энергии и величину выходного напряжения мостового преобразователя. В интервале t_ϕ напряжение на нагрузке u_d равно 0, а энергия накопленная в индуктивностях трансформатора, рассеивается на активных элементах нагрузки.

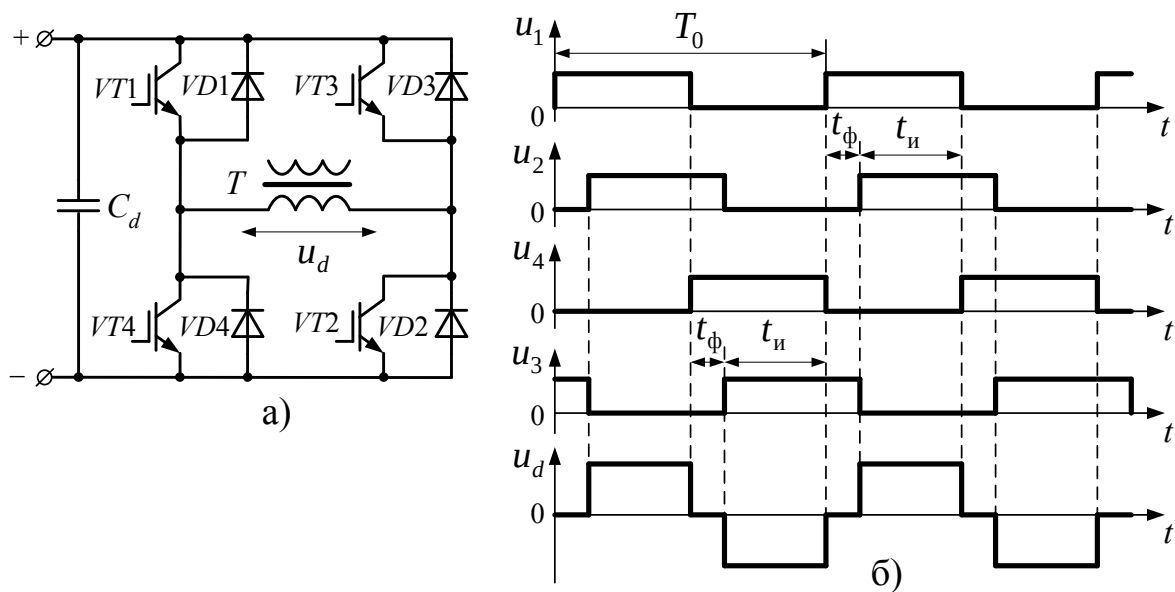


Рис. 19.3. Схема преобразователя мостового типа (а) и временные диаграммы импульсов управления транзисторами при фазо-импульсной модуляции (б)

($u_1 \dots u_4$ – сигналы управления транзисторами $VT1 \dots VT4$ соответственно)

Согласно классификационной таблице, приведенной на рис. 19.1, в контроллерах управления выделяют четыре основных режима работы [6].

Режим напряжения с ограничением средней нагрузки по току представлен на рис. 19.4 а. Как уже отмечалось, для стабилизации напряжения на нагрузке в контроллерах управления, работающих в любом из режимах, обязательно вводится контур отрицательной обратной связи, состоящей из усилителя ошибки У1 (регулятора напряжения РН) с элементами коррекции в цепи обратной связи усилителя У1, на прямой вход которого подается напряжение задания u_3 (опорное напряжение контроллера V_{REF}), а на инверсный – напряжение обратной связи по напряжению u_{oc} , например, с резистивного делителя напряжения $R1$ и $R2$.

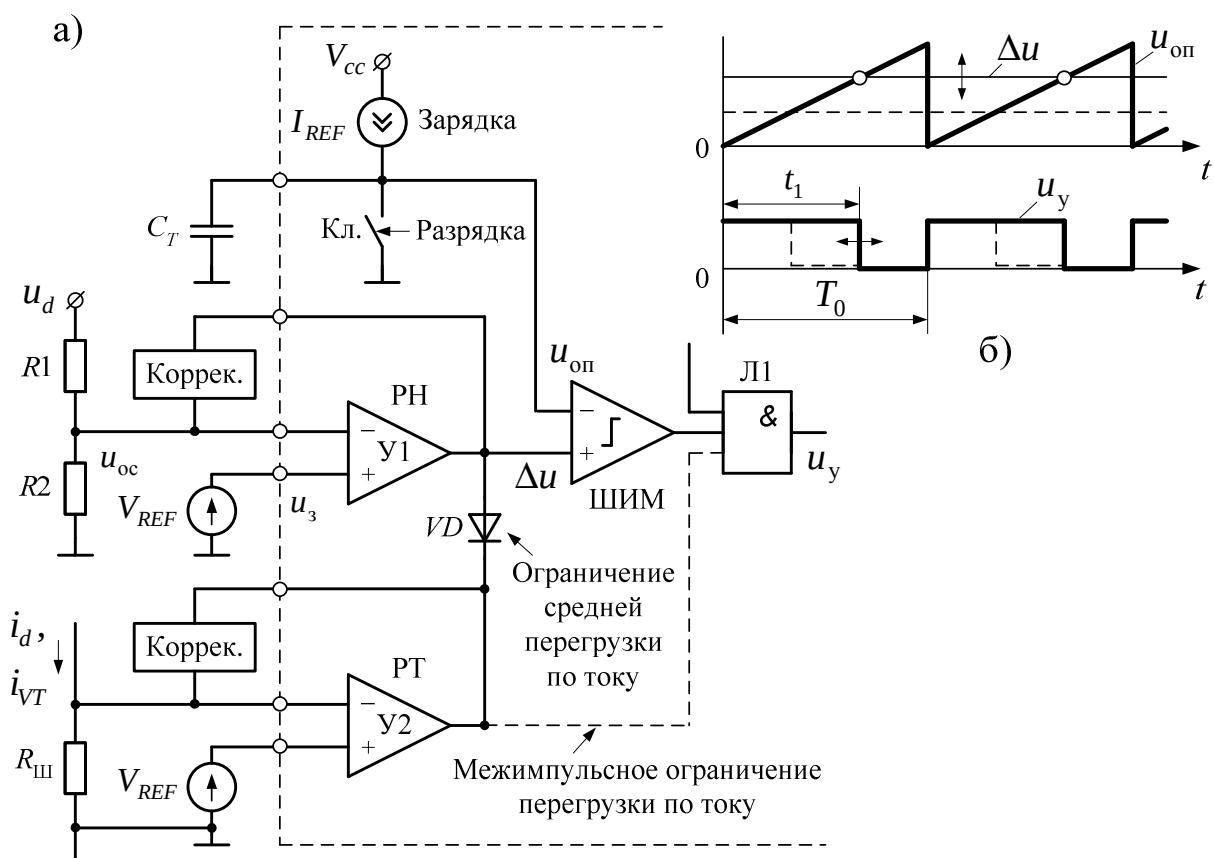


Рис. 19.4. Схема управления в режиме напряжения с ограничением среднего выходного тока и межимпульсным ограничением тока (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Важной чертой управления в режиме напряжения является то, что напряжение рассогласования Δu с выхода РН подается на ШИМ-компаратор и сравнивается с пилообразным опорным напряжением, создаваемым при помощи времязадающего конденсатора C_T , заряжаемый от источника тока I_{REF} , а также ключа разряда Кл. При возрастании или снижении напряжения

рассогласования Δu длительность импульса управляющего сигнала u_y соответственно увеличивается или уменьшается (см. рис. 19.4 б).

Существует два варианта защиты от перегрузки по току в микросхемах управления, работающих в режиме напряжения. Первый, более старый способ, называется **ограничением среднего тока**. В данном случае выходной ток считывается резистором $R_{ш}$, включенным последовательно с нагрузкой (см. рис. 19.4 а). Затем токовый сигнал подается на усилитель тока У2 с элементами коррекции (регулятор тока РТ). РТ распознает, когда сила выходного тока i_d приблизится к предустановленному пределу, затем блокирует РН за счет диода VD и ограничивает ток, если он пытается еще больше вырасти. Ограничение среднего тока имеет один характерный недостаток, если оно используется само по себе в качестве защиты от перегрузки по току: его реакция слишком медленна для предотвращения повреждения силового ключа, если на выходе возникнет внезапное короткое замыкание. Кроме того, когда магнитные элементы (дрессели, трансформаторы) входят в состояние насыщения, ограничение среднего тока не работает. Это в течение нескольких микросекунд может создавать экспоненциально возрастающие токи, способные вывести ключ из строя.

Режим напряжения с межимпульсным ограничением нагрузки по току отличается от предыдущего способа только организацией защиты по току, которая называется **межимпульсным ограничением**. Этот метод гарантирует протекание через силовой ключ максимально безопасного тока. Элемент восприятия тока – резистор $R_{ш}$ включается последовательно с ключом (см. рис. 19.4 а). Он отслеживает мгновенный ток i_{VT} , протекающий через ключ, и сразу же размыкает ключ в случае превышения этим током предустановленного предела за счет перехода РТ, работающего в режиме компаратора (корректирующая цепь отсутствует), в состояние логического «0» и снятия управляющих импульсов u_y с силового ключа в результате логической схемы Л1 «ЗИ» (см. рис. 19.4 а). Такая цепь является очень быстрой, и защищает силовой ключ от всех форм мгновенных перегрузок по току, включая насыщение сердечника.

Токовый режим с включением по тактовому сигналу представлен на рис. 19.5 а. В этом режиме регулируются пиковые (максимальные) значения размаха амплитуды тока i_{VT} , протекающего через силовой ключ.

Суть этого метода заключается в том, что генератор импульсов фиксированной частоты, состоящий из времязадающего конденсатора C_T , источника опорного тока I_{REF} и разрядного ключа Кл., устанавливает триггер T , а высокоскоростной токовый компаратор (регулятор тока РТ) сбрасывает этот триггер. Триггер находится в состоянии логической «1», когда силовой ключ проводит ток (см. рис. 19.5 б). Порог для токового компаратора РТ устанавливается напряжением Δu с выхода регулятора напряжения РН (см. рис. 19.5 а). Если РН сигнализирует о том, что напряжение на выходе ис-

точника питания слишком низкое, то порог тока Δu повышается, чтобы позволить большему количеству энергии достичь нагрузки.

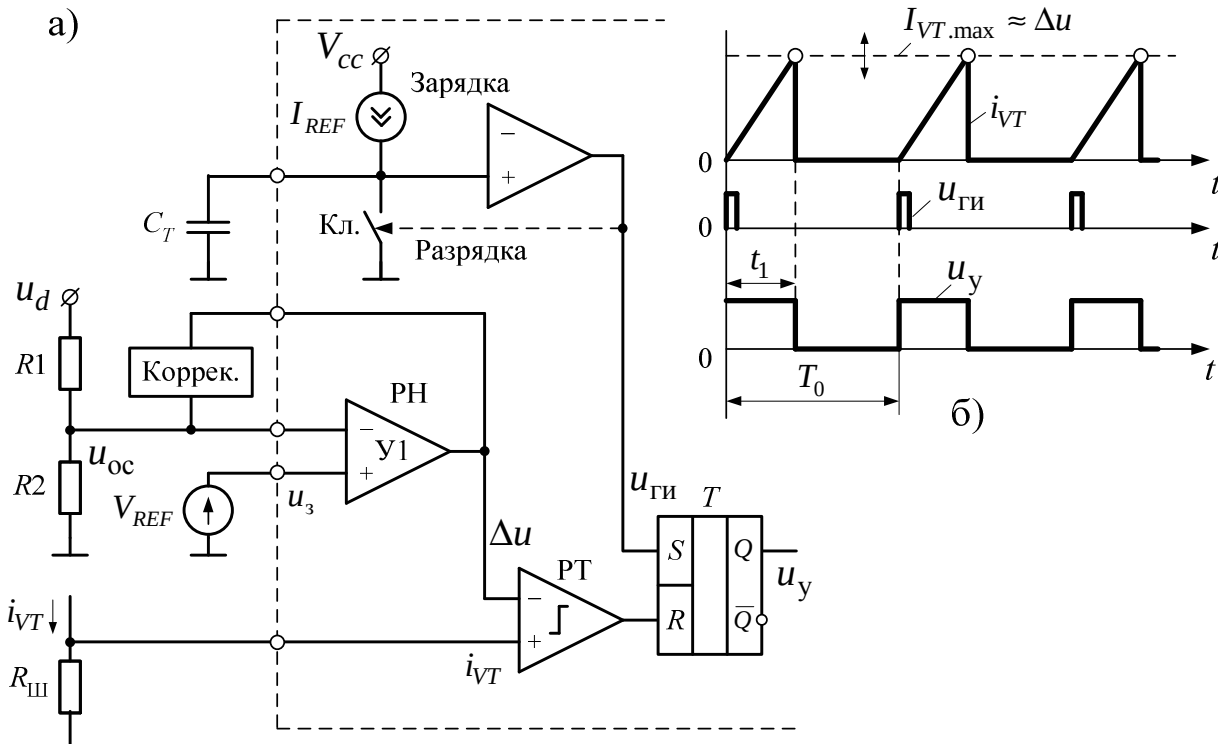


Рис. 19.5. Схема управления в токовом режиме с включением по тактовому сигналу (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Управлению в режиме тока присуща защита от перегрузки по току. Высокоскоростной токовый компаратор PT обеспечивает межимпульсное ограничение тока. Такая форма защиты ограничивает ток и напряжение для поддержания постоянной мощности на нагрузке.

Рассмотренные выше режимы работы контроллеров управления по виду модуляции относятся к широтно-импульсной, т.к. частота (период T_0) импульсов управления u_y на выходе контроллера всегда остается постоянной, а изменяется лишь длительность включенного состояния ключа t_1 (см. рис. 19.4 б, 19.5 б).

Гистерезисный токовый режим представлен на рис. 19.6 а. При таком управлении контролируются как максимальные I_{dmax} , так и минимальные I_{dmin} значения тока нагрузки i_d за счет гистерезисного компаратора тока PT . Сигнал задания Δu на PT формирует регулятор напряжения PH в результате разности напряжения задания u_3 и напряжения обратной связи u_{oc} на нагрузке с последующим усилением в усилителе $Y1$. Усиленная разность Δu , пропорциональная среднему значению тока нагрузки I_d , сравнивается с мгновенным током нагрузки i_d в компараторе PT релейного типа. Момент выключения силового ключа соответствует достижению током i_d верхней

границы допустимой полосы I_{dmax} , а включение – нижней границе I_{dmin} (см. рис. 19.6 б). Очевидно, что середина полосы $(I_{dmax} - I_{dmin})/2$ соответствует среднему значению тока нагрузки I_d .

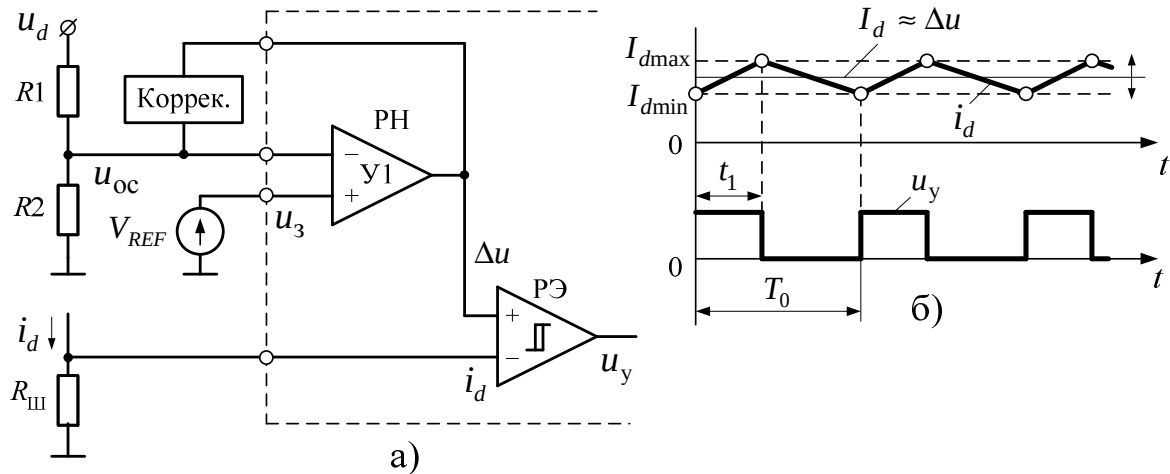


Рис. 19.6. Схема управления в гистерезисном токовом режиме (а) и временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип данного режима контроллера (б)

Наиболее часто этот режим работы контроллера используется в системах переменного тока для обеспечения синусоидальной формы входного или выходного тока преобразователя. Например, в корректорах коэффициента мощности ККМ (см. п. 17.4) или ОПН (см. п. 12.2), когда осуществляется «слежение» за током нагрузки в заданной полосе.

Гистерезисный токовый режим относится к системам с ЧШИМ. Поэтому одним из **достоинств** этого способа управления является его высокое быстродействие при возмущениях со стороны нагрузки, что позволяет улучшить динамические характеристики преобразователя и обеспечить их эффективную защиту от перегрузки по току. Известным **недостатком** таких систем является изменение частоты коммутации в процессе работы. Основным ограничением является необходимость использования в таких системах более «тяжелых» входных и выходных фильтров, имеющих худшие удельные массогабаритные показатели.

Как правило, контроллеры, работающие в режиме напряжения используются для управления понижающими ППН (см. п. 10.2), прямоходовыми ИВЭП (см. п. 17.3), а управление в токовом режиме лучше подходит для повышающих ППН, обратноходовых ИВЭП, корректоров коэффициента мощности и др.

19.1.2. ШИМ–контроллеры

ШИМ–контроллеры, в настоящее время, получили наибольшее применение в системах управления вентильными преобразователями, а также в

The schematic diagram illustrates the control system for a two-channel power supply. Key components and connections include:

- TL494 Controller:** The central component with pins for R_T , C_T , DTC , $IN1$, $IN2$, Y_I , Y_{DTC} , Y_{OTC} , Y , Y_{FB} , V_{CC} , V_{REF} , and GND .
- Generator:** Receives R_T and C_T inputs and outputs Y_I to the inverting input of $KH1$.
- Dead Time:** A 120 mB delay is applied to the DTC input, resulting in Y_{DTC} .
- Comparators and Logic:** $KH1$ and $KH2$ are comparators. $KH1$ outputs Y to a flip-flop (D, Q, $\bar{Q}$) and an AND gate. The flip-flop also receives Y_{OTC} and Y_{DTC} . The AND gates and OR gates (labeled '1') process these signals to drive transistors $VT1$ and $VT2$.
- Feedback:** The output voltage is fed back through a network (FB) to Y_{FB} . This signal is also processed by $Y1$ and $Y2$ (inverters) and $KH2$ (comparator) to generate a PWM signal (ШИМ).
- Power Stage:** The PWM signal drives the transistors $VT1$ and $VT2$, which supply power to the load (L, C) from a V_{CC} source.

$IN1$, $IN2$ – прямой вход усилителей ошибки $Y1$, $Y2$; $\overline{IN1}$, $\overline{IN2}$ – инверсный вход усилителей ошибки $Y1$ и $Y2$; FB – вход обратной связи усилителей ошибки $Y1$ и $Y2$; DTC – вход управления «мертвого» времени; R_T – подключение времязадающего резистора генератора; C_T – подключение времязадающего конденсатора генератора; GND – общая точка микросхемы контроллера; C_1 , C_2 – коллектор выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$; E_1 , E_2 – эмиттер выходных транзисторов $VT1$ и $VT2$; OTC – выбор режима работы; V_{cc} – напряжение питания микросхемы; V_{REF} – выход источника опорного напряжения

381

мов работы контроллера, а также прецизионный источник опорного напряжения (ИОН) на 5 В для питания внутренних и внешних цепей контроллера.

Встроенный генератор пилообразного напряжения (см. рис. 19.7) требует для установки частоты только двух внешних элементов: резистора R_T и конденсатора C_T , подключаемых к входам R_T и C_T контроллера относительно общей точки схемы (GND). Частота генератора определяется по формуле $f_0 = 1,1/(R_T C_T)$. Изготовитель рекомендует выбирать эту частоту в диапазоне 1...300 кГц.

Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением пилообразного опорного напряжения $Y_{и}$, получаемого на конденсаторе C_T , с двумя управляющими сигналами: сигналом обратной связи Y_{FB} , формируемым одним из усилителей ошибки $Y1$ или $Y2$ и сигналом установки «мертвого» времени Y_{DTC} (рис. 19.8 б), подаваемым на вход DTC (*Dead Time Control* – управление «мертвым» временем). При равенстве напряжения $Y_{и}(t)$ и наибольшего из указанных сигналов формируется задний фронт сигнала Y на C -входе триггера (см. рис. 19.8 в). Триггер управления T понижает тактовую частоту сигнала Y в два раза и формирует вспомогательные сигналы Q и $\bar{Q}$ для схемы управления (см. рис. 19.8 г, д).

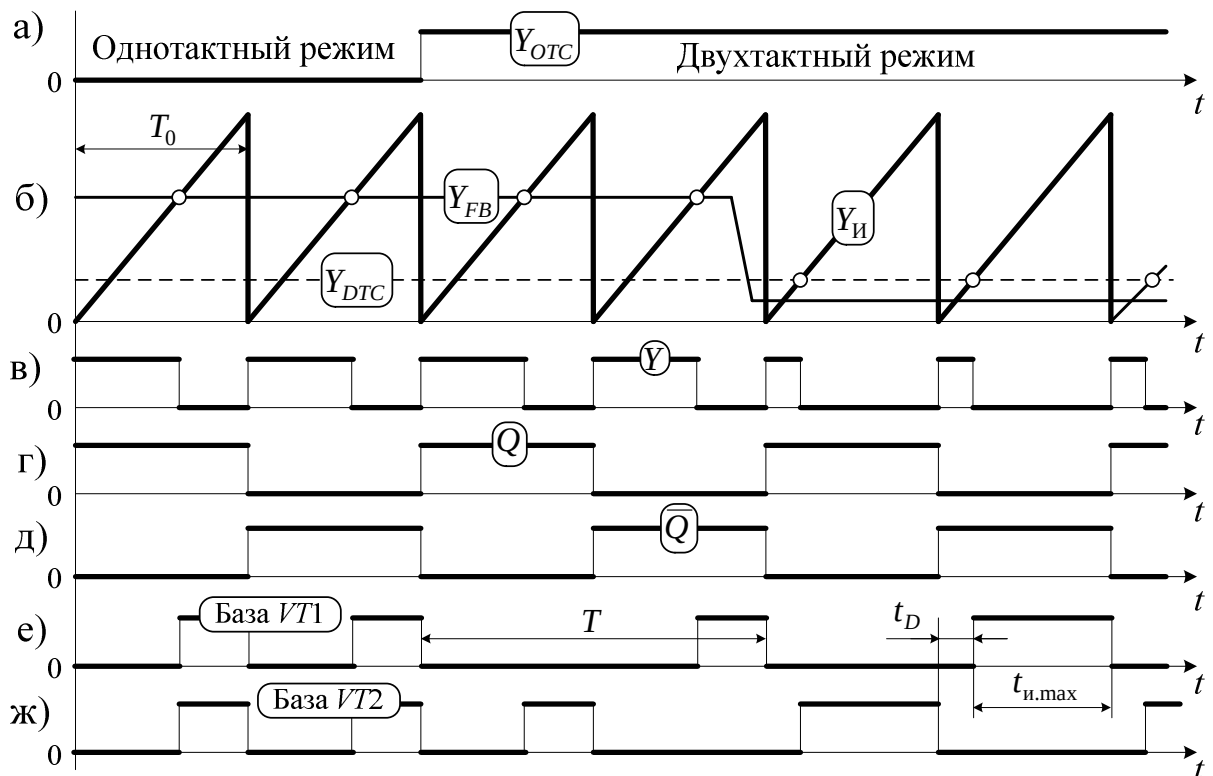


Рис. 19.8. Временные диаграммы сигналов ШИМ–контроллера *TL494*

Контроллер *TL494* может работать в двухтактном режиме, когда осуществляется управление двумя силовыми транзисторами, например, стойкой моста, и в однотактном (управление одиночным транзистором). С этой це-

лью в контроллере предусмотрен специальный вход OTC (см. рис. 19.7). В двухтактном режиме на вход OTC нужно подать сигнал логической «1» с выхода V_{REF} источника опорного напряжения, а в одноктактном – логический «0» (общая точка микросхемы GND).

В двухтактном режиме работы логические элементы «2ИЛИ–НЕ» переводят в открытое состояние транзисторы $VT1$ или $VT2$ только тогда, когда выходные сигналы Q и $\bar{Q}$ триггера T находятся в состоянии логического «0» (см. рис. 19.8 г – ж). При этом выходная частота управляющих импульсов $(T)^{-1}$ равна половине частоты генератора $(T_0)^{-1}$. В одноктактном режиме на базах транзисторов $VT1$ и $VT2$ формируются одинаковые управляющие сигналы (см. рис. 19.8 е, ж). Выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ на выходе контроллера могут быть включены по схеме с общим эмиттером или эмиттерного повторителя.

Из временных диаграмм сигналов (см. рис. 19.8) видно, что уменьшение сигнала обратной связи Y_{FB} приводит к увеличению ширины выходных импульсов. Увеличение напряжения на входе DTC вызывает увеличение «мертвого» времени t_D . Компаратор регулировки «мертвого» времени КН1 имеет постоянное смещение 0,12 В (см. рис. 19.7), что ограничивает минимальное «мертвое» время t_D на уровне 4% от периода T_0 генератора пилообразного напряжения. В результате максимальная длительность управляющего импульса $t_{и.маx} = 0,96 \cdot T_0$ для одноктактного режима и $0,48 \cdot T_0$ для двухтактного. «Мертвое» время t_D позволяет устранить режим сквозного тока, возникающий в результате переходного процесса включения и выключения транзисторов стойки моста, при условии, что сигнал обратной связи Y_{FB} становится меньше сигнала установки «мертвого» времени Y_{DTC} (см. рис. 19.8 б, е, ж).

Для большинства одноктактных контроллеров «мертвое» время позволяет ограничить минимальную длительность управляющего импульса $t_{и.мин}$, которая определяется не столько свойствами контроллера, сколько частотными свойствами мощных ключей. В области малых значений длительности импульса $t_{и.мин}$ нарушается точность воспроизведения импульса управления и, следовательно, характеристика преобразования модулятора и мощного ключа. Поэтому для многих контроллеров при значениях $t_{и} < t_{и.мин}$ на выходе модулятора не происходит формирование управляющего импульса.

Для обеспечения «мягкого», т.е. монотонного, без перерегулирования, запуска можно использовать дифференцирующую RC -цепь, состоящую из конденсатора $C1$, включенного между выводами DTC и V_{REF} , и резистора $R1$, включенного между выводом DTC и общей точкой схемы (рис. 19.9). Элементы R_T и C_T задают тактовую частоту генератора пилообразного напряжения. Выходные транзисторы $VT1$ и $VT2$ включены по схеме эмиттерного повторителя. С целью исключения влияния сигнала обратной связи Y_{FB} на длительность управляющих импульсов, необходимо прямые входы $IN1$ и

$IN2$ усилителей ошибки $Y1$ и $Y2$ подключить к общей точке схемы (GND), а инверсные входы $\overline{IN1}$ и $\overline{IN2}$ – через сопротивления $R2, R3$ к источнику опорного напряжения V_{REF} . Это обеспечит равенство сигнала ошибки $Y_{FB} \approx 0$ В. Режим работы контроллера – двухтактный.

При подаче питания на контроллер на выводе DTC первоначально устанавливается напряжение, равное опорному (+5 В), которому соответствует максимальное «мертвое» время, т.е. минимальная длительность импульсов $t_{и.мин}$ на выходе (рис. 19.10) и соответственно минимальное выходное напряжение преобразователя. По мере заряда конденсатора напряжение на выводе DTC убывает, «мертвое» время уменьшается, пока не достигает установившегося значения. При этом на выходах контроллера устанавливается максимальная длительность управляющих импульсов $t_{и.макс}$.

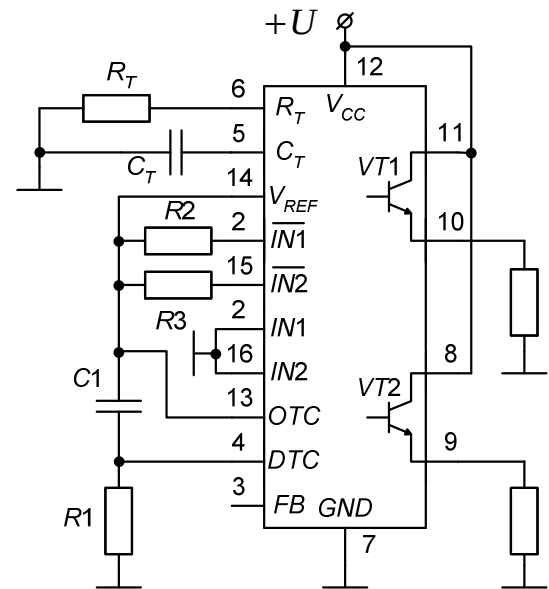


Рис. 19.9. Схема включения ШИМ-контроллера $TL494$ в режиме «мягкого» запуска

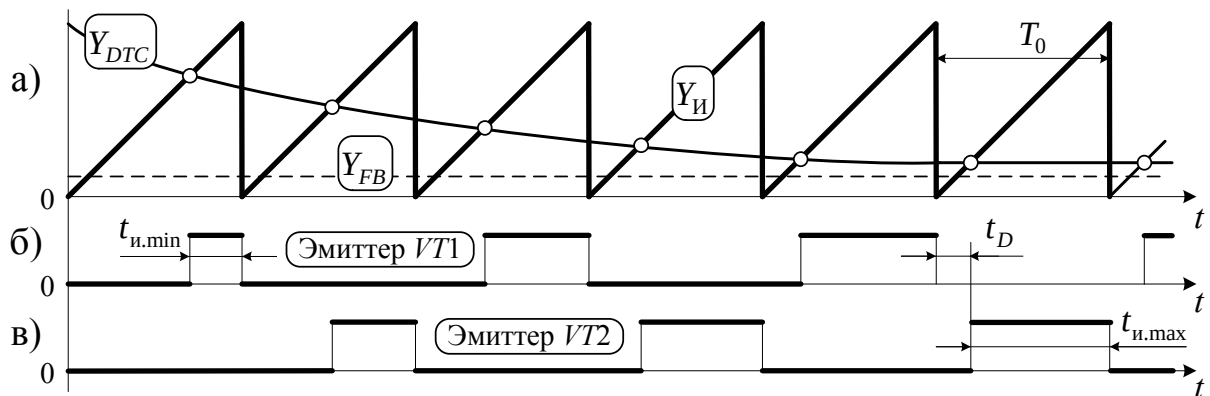


Рис. 19.10. Временные диаграммы сигналов ШИМ-контроллера $TL494$ в режиме «мягкого» запуска

Рассмотрим более подробно работу усилителей ошибки $Y1$ и $Y2$ контроллера $TL494$ на примере импульсного стабилизатора напряжения (см. гл. 16). С этой целью для стабилизации напряжения необходимо использовать отрицательную обратную связь по напряжению, а для ограничения тока нагрузки – отрицательную обратную связь по току. Схема на рис. 19.11 поясняет работу этих связей.

Усилитель ошибки $Y1$ (регулятор напряжения) выполняет функцию стабилизации напряжения на нагрузке. Сигнал датчика обратной связи по на-

пряжению $V_{дн}$ со знаком минус через токоограничивающий резистор $R2$ поступает в точку суммирования $Y1$. Коэффициент усиления усилителя ошибки $Y1$ равен $k_{y1} = -R5/R2$. Резистором $R1$ задается требуемое напряжение на нагрузке стабилизатора, выбор которого осуществляется из условия равенства нулю входных токов, втекающих в усилитель $Y1$

$$\frac{V_{REF}}{R1} = \frac{V_{дн}}{R2} \Rightarrow R1 = R2 \cdot \frac{V_{REF}}{V_{дн}}. \quad (19.1)$$

Функцию ограничения тока нагрузки выполняет усилитель ошибки $Y2$ (регулятор тока). Сигнал обратной связи по току формируется при помощи шунта $R_{ш}$ и через резистор $R4$ поступает в суммирующую точку усилителя $Y2$. Усилитель ошибки по току $Y2$ включен по схеме инвертирующего интегратора с постоянной времени интегрирования $T_{и} = R4 \cdot C1$. Резистором $R3$ задается максимальное значение тока нагрузки стабилизатора $I_{d, \max}$, выбор которого следует осуществлять из выражения

$$\frac{V_{REF}}{R3} = \frac{I_{d, \max} \cdot R_{ш}}{R4} \Rightarrow R3 = R4 \cdot \frac{V_{REF}}{I_{d, \max} \cdot R_{ш}}. \quad (19.2)$$

Если ток нагрузки I_d находится в допустимых пределах, то напряжение на инвертирующем входе усилителя $Y2$ положительно, а выходное напряжение этого усилителя V_2 , находящегося в насыщении, – низкое. В этом случае напряжение V_1 на выходе усилителя ошибки по напряжению $Y1$ больше, чем V_2 , и диод $VD1$ будет открыт, а $VD2$ – закрыт. При этом обратная связь по току будет разомкнута, а по напряжению – замкнута, и схема находится в режиме стабилизации выходного напряжения.

Если ток нагрузки I_d превзойдет некоторое предельное значение $I_{d, \max}$, то напряжение на инвертирующем входе усилителя $Y2$ станет отрицательным, а выходное напряжение V_2 этого усилителя по мере заряда конденсатора $C1$ будет нарастать. Когда это напряжение превысит V_1 , диод $VD1$ закроется, а $VD2$ – откроется. Обратная связь по напряжению разомкнется, а по току – замкнется. Схема перейдет в режим стабилизации тока (рис. 19.12).

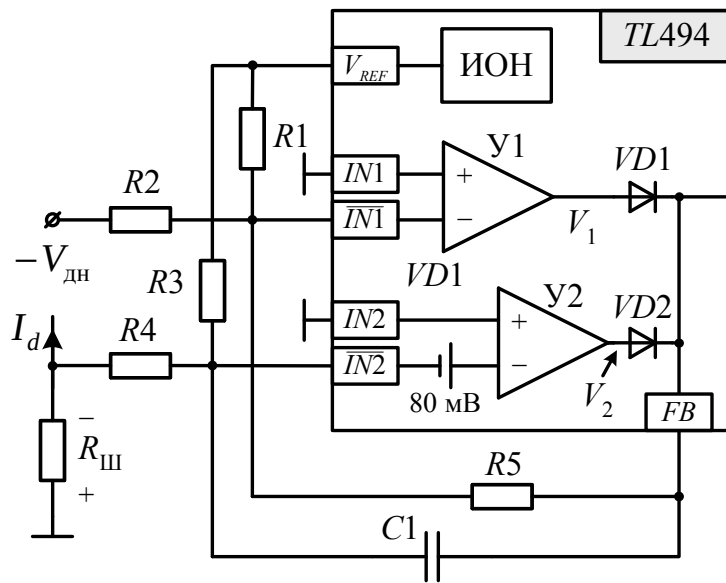


Рис. 19.11. Организация обратных связей в контроллере TL494

С целью ограничения максимального угла управления $\alpha_{\max}$ в цепь обратной связи усилителя У1 включен стабилитрон VD1 с полярностью, указанной на рис. 19.13. Как только уровень сигнала Y_{FB} на выходе усилителя У1 достигнет значения порога срабатывания $U_{\text{ст}}$, стабилитрон VD1 открывается. Это приводит к увеличению тока отрицательной обратной связи усилителя и ограничению напряжения Y_{FB} на заданном уровне $U_{\text{ст}}$, и, следовательно, ограничению максимального угла управления $\alpha_{\max}$. ШИМ-контроллер работает в одноканальном режиме работы, а выходной транзистор VT1 включен по схеме эмиттерного повторителя.

Временные диаграммы сигналов ФСУ с возможностью установки начального α_0 и ограничения минимального $\alpha_{\min}$ и максимального $\alpha_{\max}$ углов управления на основе ШИМ-контроллера TL494 представлены на рис. 19.14.

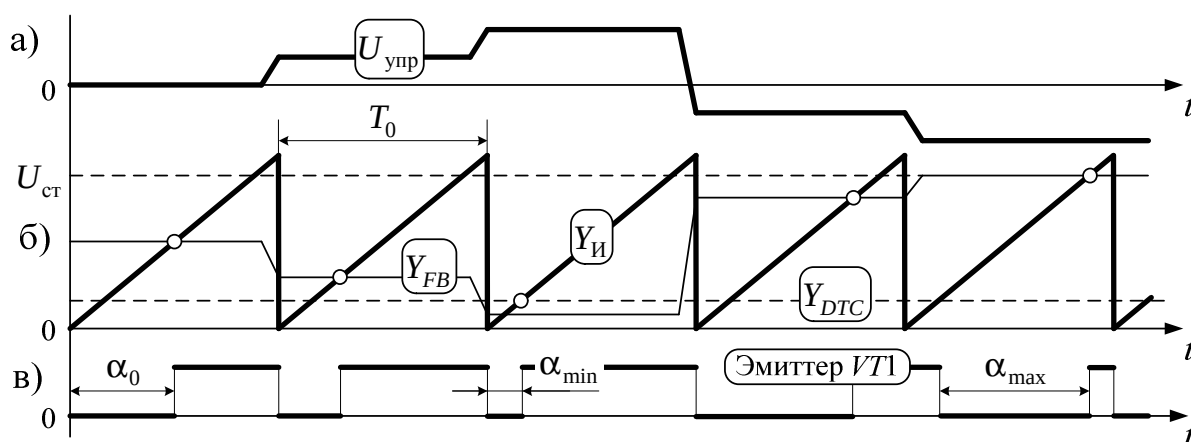


Рис. 19.14. Временные диаграммы сигналов ФСУ с возможностью установки начального α_0 и ограничения минимального $\alpha_{\min}$ и максимального $\alpha_{\max}$ углов управления на основе ШИМ-контроллера TL494

Контрольные вопросы

1. Какие виды модуляции используются в контроллерах управления и в чем их принципиальная разница?
2. Какие режимы работы контроллеров вы знаете?
3. Чем отличается режим напряжения от токового режимов, заложенных в контроллерах управления?
4. Какой вид модуляции используется в рассмотренных режимах работы контроллеров?
5. Какие преимущества и недостатки можно выделить у гистерезисного токового режима контроллера?
6. Какие основные функции можно реализовать на основе ШИМ-контроллера TL494?
7. Поясните работу обратных связей ШИМ-контроллера TL494. Как организуется ограничение тока в этом контроллере?

19.2. Усилители мощности импульсов управления

19.2.1. Классификация и требования к усилителям мощности импульсов управления

Поскольку мощности выходных сигналов цифровых схем управления недостаточно для надежной работы силовых ключей, то поэтому в системах управления вентильными преобразователями обязательно применяют усилители мощности (УМ) импульсов управления [10, 47, 58, 85].

Основные требования, предъявляемые к УМ, заключаются в следующем.

1. Формирование усиленных импульсов управления, согласованных с управляющей частью силового ключа.

2. Создание минимальных потерь мощности во включенном и выключенном состоянии силового ключа, а также в динамических режимах переключения.

3. Потенциальная развязка между силовой и информационной частями преобразователя, т.к. в большинстве случаев силовой блок ВП работает с высоким напряжением, проникновение которого в цепи управления СУ недопустимо с точки зрения работоспособности элементов информационной электроники и безопасности обслуживающего персонала.

4. Защита силового ключа путем контроля за его определенными параметрами (например, током или напряжением в открытом состоянии ключа).

В зависимости от применяемого силового ключа вентильного преобразователя УМ бывают: **тиристорные** и **транзисторные** (рис. 19.15).

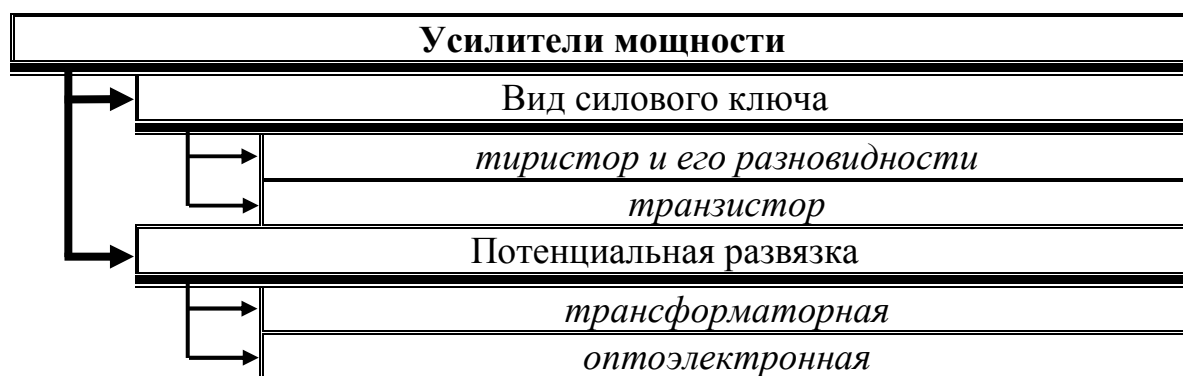


Рис. 19.15. Классификация усилителей мощности импульсов управления

По принципу построения потенциальной развязки УМ делятся на трансформаторные и оптоэлектронные. В УМ с **трансформаторной развязкой** передача информационного сигнала заданной формы и мощности осуществляется за счет трансформатора (рис. 19.16 а). В **оптоэлектронных УМ** в качестве элемента гальванической развязки используется оптрон (см. рис. 19.16 б).

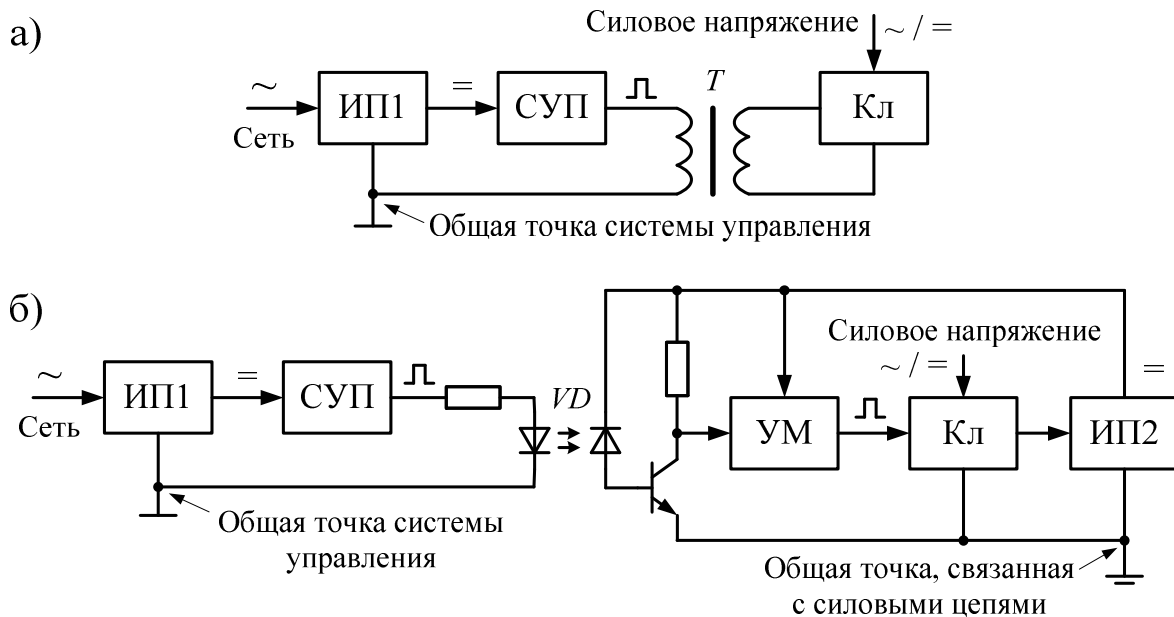


Рис. 19.16. Функциональные схемы усилителей мощности импульсов управления с различными видами потенциальной развязки: трансформаторная (а) и оптоэлектронная (б)

(ИП1, ИП2 – слаботочные источники питания; СУП – система управления преобразователем; Т – импульсный трансформатор; Кл – силовой ключ ВП; VD – оптрон; УМ – усилитель мощности)

К числу основных **недостатков** оптоэлектронных УМ можно отнести наличие дополнительного источника питания ИП2 для запитки оптрона и УМ со стороны силовой цепи преобразователя (см. рис. 19.16 б), а также их невысокая надежность по сравнению с трансформаторными усилителями, что обусловлено низкой электрической прочностью светочувствительных *p-n*-структур. Наряду со своими недостатками, оптоэлектронные УМ обладают низкими массогабаритными показателями особенно в тех случаях, когда требуется получение непрерывного импульса большой длительности, и простотой технической реализации (оптроны выполняются в интегральном исполнении), что выгодно отличает их от УМ с трансформаторной развязкой.

19.2.2. Усилители мощности импульсов управления тиристорами

Усилители мощности с трансформаторной развязкой традиционно применяются в схемах управления однооперационными тиристорами [10, 52, 55, 64, 65]. **Основные требования**, которые предъявляются к подобным схемам, обусловлены внутренними особенностями переключения структуры тиристора, параметрами цепи управления и нагрузкой преобразователя. Перечислим главные требования.

1. Для гарантированного отпирания тиристора и поддержания регенеративного процесса необходимо обеспечить минимальную длительность импульса управления $t_{и.мин}$ (10...20 мкс), которая выбирается из условия $t_{и.мин} = (3...5) \cdot t_{вкл}$, где $t_{вкл}$ – время включения тиристора.

2. В схемах с большой индуктивной нагрузкой, а также в выпрямительных устройствах, работающих на ПЭДС необходимо поддерживать на управляющем переходе тиристора длительные сигналы управления (до 1 мс, что соответствует 10 – 15 эл.град) для обеспечения гарантированного включения.

3. Крутизну переднего фронта импульса на уровне 10^5 А/с (длительность переднего фронта импульса не более 10 мкс) для уменьшения локального перегрева тиристора при его включении.

4. Рабочая точка нагрузки управляющего электрода тиристора должна находиться в зоне оптимального управления и выбирается согласно диаграммы управления (см. п. 2.3.2). Типовыми параметрами управляющего сигнала являются ток $I_G = 0,5 \dots 5$ А и напряжение $U_G = 5 \dots 20$ В.

5. Потенциал гальванической развязки цепи «вход–выход» не менее 1 кВ для ВП с питанием от сети 0,4 кВ (рекомендуется больше 2,5 кВ).

6. Помехоустойчивость тиристорных схем.

В настоящее время для управления тиристорами широкое применение получили УМ с трансформаторной развязкой и однополярным питанием (рис. 19.17 а). УМ состоит из следующих элементов: импульсного трансформатора T , биполярного транзистора $VT1$ для усиления мощности, токоограничивающего резистора $R1$, обратного диода $VD1$ для защиты транзистора $VT1$ от перенапряжений при его выключении, выпрямителя $VD2$, препятствующий возникновению отрицательного потенциала на управляющем переходе тиристора $VS1$ и RC -цепи, служащей для подавления высокочастотных помех на управляющем переходе тиристора $VS1$. Параметры RC -цепи рекомендуется выбирать в диапазоне $R = 10 \dots 30$ Ом, $C = 0,1 \dots 0,5$ мкФ.

Питание УМ осуществляется от однополярного источника питания положительной полярностью $+U_{пит}$ (см. рис. 19.17 б). При подачи импульса управления u_y с выхода СУ преобразователем в момент времени t_1 транзистор $VT1$ открывается и через первичную обмотку $w1$ трансформатора T начинает протекать ток i_1 , который нарастает не мгновенно по причине наличия индуктивности рассеяния трансформатора. В результате в момент времени t_1 напряжение на первичной обмотке трансформатора u_{w1} достигает значения напряжения источника питания $+U_{пит}$. По мере нарастания тока i_1 через первичную обмотку $w1$ трансформатора возникает падение напряжения на резисторе $R1$, в результате напряжение на первичной обмотке u_{w1} уменьшается (см. рис. 19.17 б). Ток i_1 ограничивается резистором $R1$ на уровне $I_1 = U_{пит} / (R1 + R_{w1})$, где R_{w1} – активное сопротивление первичной

обмотки импульсного трансформатора. На вторичной обмотке w_2 трансформатора формируется положительное напряжение u_{w2} с амплитудой $U_{w2} = U_{w1}/n$, где $n = U_{w1}/U_{w2} = w_1/w_2$ – коэффициент трансформации импульсного трансформатора. Выпрямительный диод $VD2$ открывается, и происходит включение тиристора $VS1$. Максимальная величина тока управления зависит от $R1$ и коэффициента трансформации n : $I_{G,max} = (U_{пит} \cdot n)/(R1 + R_{w1})$.

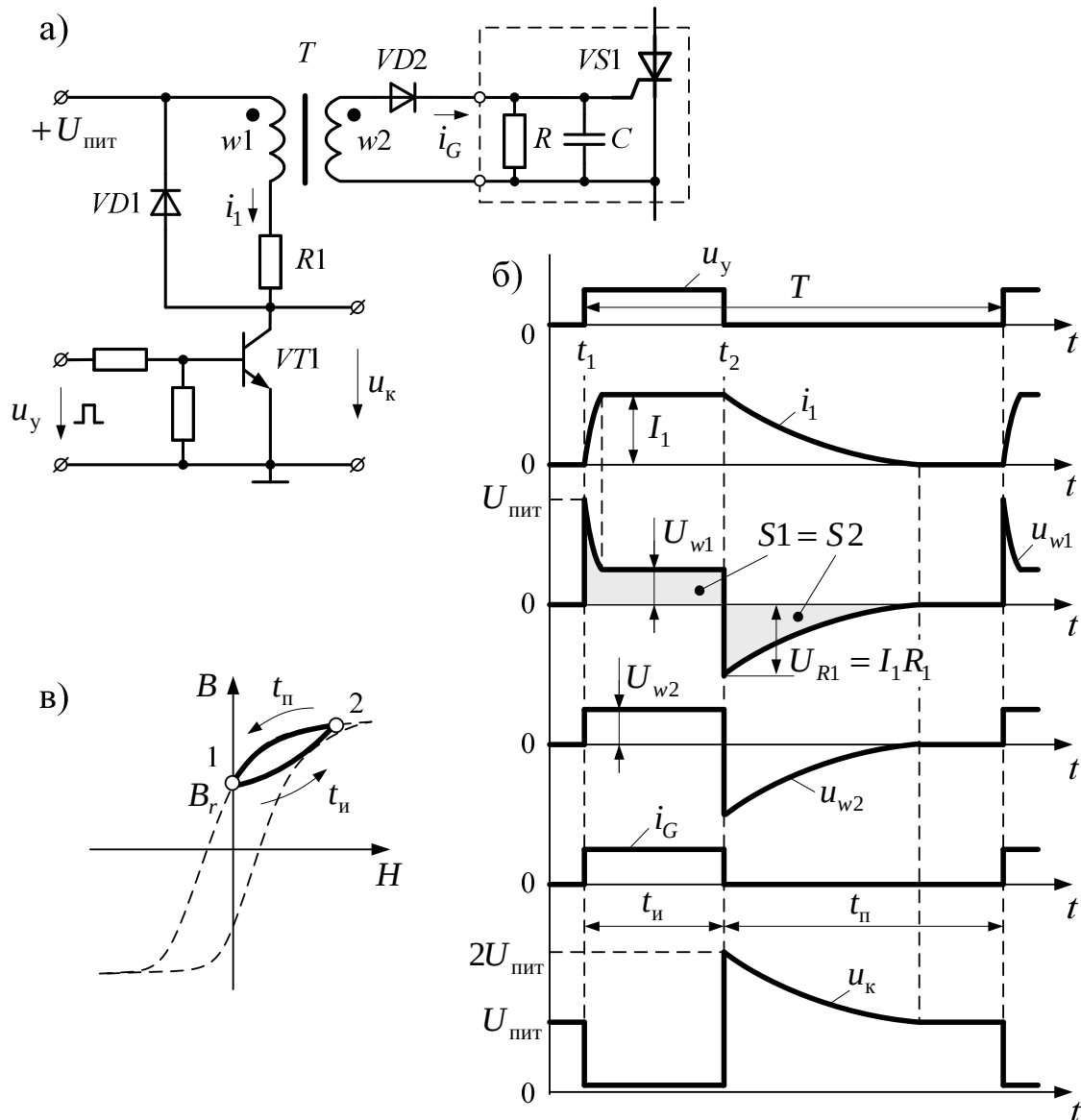


Рис. 19.17. Усилитель мощности с трансформаторной развязкой и однополярным питанием: принципиальная схема (а); осциллограммы токов и напряжений (б) и кривая перемагничивания трансформатора (в)

В момент времени t_2 , когда управляющий сигнал u_y достигает уровня логического «0», $VT1$ закрывается, однако ток i_1 через обмотку w_1 продолжает протекать в том же направлении за счет энергии, запасенной в индук-

тивности намагничивания трансформатора, через обратный диод $VD1$. В результате энергия, запасенная в трансформаторе, за время импульса $t_{\text{и}}$ рассеивается на резисторе $R1$, а знак напряжения на обмотках $w1$ и $w2$ трансформатора изменяется на противоположное. Диод $VD2$ закрывается и препятствует прохождению тока управления i_G в обратном направлении через управляющий переход тиристора $VS1$. В закрытом состоянии напряжение на коллекторе транзистора не превышает уровня $2U_{\text{пит}}$.

Перемагничивание (траектория движения) импульсного трансформатора происходит по частному циклу кривой намагничивания, показанной на рис. 19.17 в. В интервале времени $t_{\text{и}}$ рабочая точка перемещается из точки 1 – 2, а за время паузы $t_{\text{п}}$ – из 2 – 1. На рис. 19.17 в B_r – остаточная индукция в магнитопроводе трансформатора. Среднее напряжение на обмотке $w1$ за период T , так же как и среднее напряжение на обмотке $w2$ должно равняться нулю или площади $S1$ и $S2$, отмеченные на рис. 19.17 б, должны быть равны. Если этого не происходит, т.е. на обмотке $w1$ существует среднее постоянное напряжение за период не равное нулю, рабочая точка на кривой намагничивания (см. рис. 19.17 в) не будет успевать возвращаться в исходное положение 2 и с каждым циклом работы транзистора $VT1$ все дальше будет уходить вправо от точки 2. Очевидно, что ток намагничивания трансформатора будет при этом неограниченно возрастать, что приведет к выходу из строя УМ.

Недостатком УМ, приведенного на рис. 19.17, является то, что вся энергия, запасенная в трансформаторе, за время импульса $t_{\text{и}}$ рассеивается на резисторе $R1$. Указанного недостатка лишена схема УМ с дополнительной рекуперирующей обмоткой $w3$, позволяющей вернуть накопленную энергию в источник питания, и тем самым повысить КПД усилителя мощности (рис. 19.18 а).

Во временном интервале $t_{\text{и}}$ процессы в УМ аналогичны схеме, приведенной на рис. 19.17 а. При выключении транзистора $VT1$ за счёт энергии, запасённой в индуктивности намагничивания трансформатора, на всех обмотках трансформатора наводятся ЭДС (со знаками, указанными в скобках). Диод $VD2$ запирается. Под действием ЭДС на обмотке $w3$ трансформатора открывается диод $VD1$ и энергия, запасённая в индуктивности намагничивания трансформатора, возвращается в источник питания. Напряжение на транзисторе $VT1$ при этом равно сумме напряжения питания $U_{\text{пит}}$ и ЭДС самоиндукции на обмотке $w1$, зависящей от соотношения витков первичной $w1$ и рекуперирующей $w3$ обмоток (см. рис. 19.18 б).

Конструктивно монтировать RC -цепь для подавления помех необходимо не на печатной плате СУ, а в силовом блоке ТП непосредственно на управляющем переходе тиристора. Подключение к входной цепи тиристора рекомендуется осуществлять с применением витых пар и экранированных проводов.

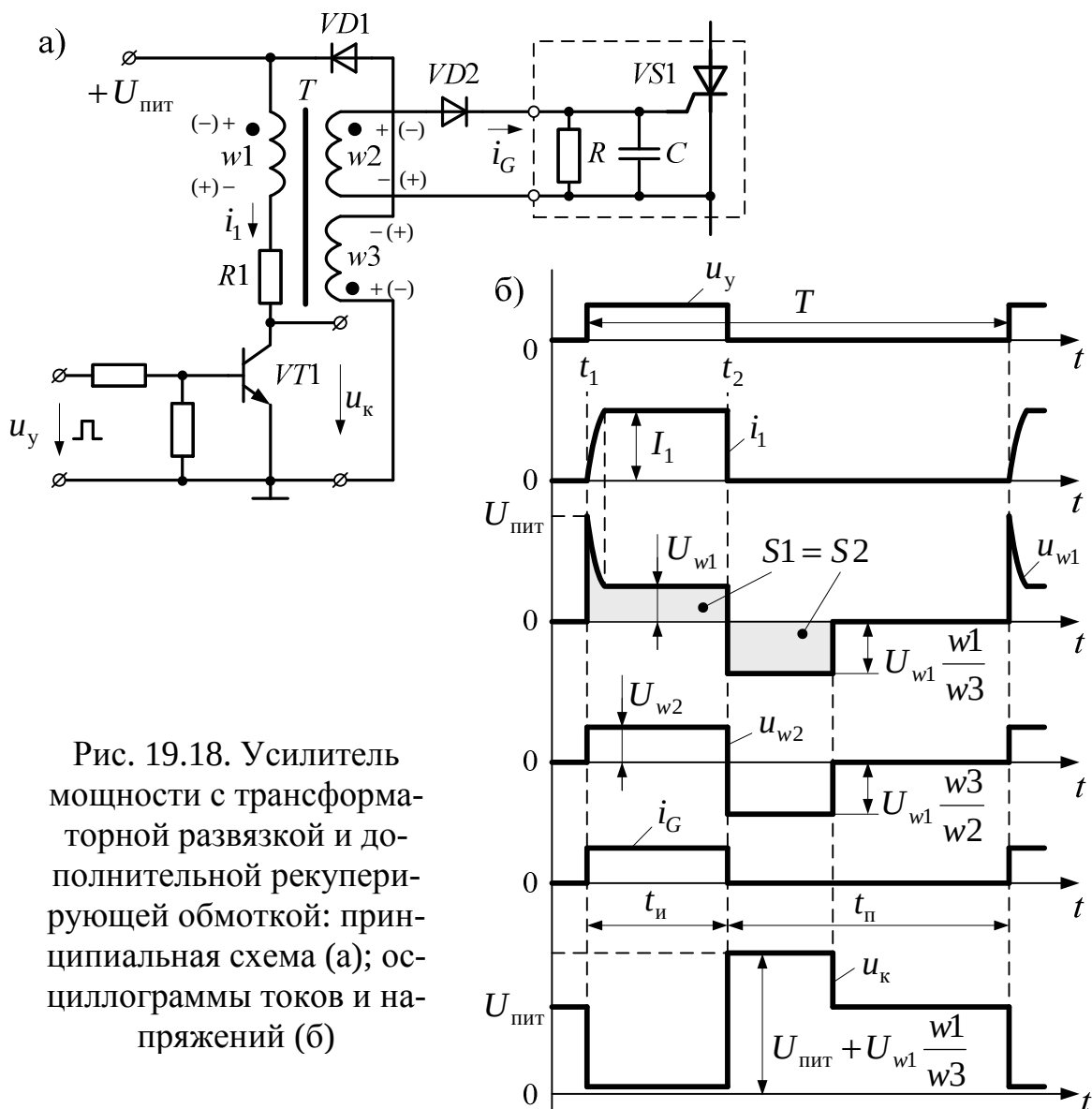


Рис. 19.18. Усилитель мощности с трансформаторной развязкой и дополнительной рекуперирующей обмоткой: принципиальная схема (а); осциллограммы токов и напряжений (б)

Как уже отмечалось в главе 2, запираемые тиристоры, например *GTO* (*gate turn-off thyristor*) способны под действием импульса отрицательного тока переходить в запертое состояние. Поэтому УМ запираемых тиристоров должен обеспечить формирование импульсов управления тока на включение и выключение тиристора. Ток включения должен иметь положительную полярность, т.е. иметь направление от управляющего электрода к катоду, как в обычном тиристоре. Импульс тока выключения должен иметь обратную полярность. Амплитуда тока выключения соизмерима по значению с током выключения тиристора. Однако длительность импульса тока выключения мала и поэтому его энергия также незначительна (от единиц до нескольких десятков джоулей), что позволяет использовать в качестве источников импульсов управления конденсаторы с требуемой запасенной энергией.

На рис. 19.19 приведена схема УМ запираемого тиристора [58]. Конденсаторы $C1$ и $C3$ являются источниками формирования импульсов управления на включение и выключение при включении транзисторов $VT1$ и $VT2$ соответственно. Подзарядка конденсаторов $C1$ и $C3$ осуществляется от дополнительных источников питания системы управления $E_{П1}$ и $E_{П2}$. Элементы $R1$, $R2$ и $C2$ обеспечивают формирование тока включения. Резистор $R3$ способствует сохранению запирающей способности тиристора при неисправности системы управления.

При подаче импульса управления на верхний полевой транзистор $VT1$ за счет разрядного тока конденсатора $C1$ и источника питания $E_{П1}$ происходит включение запираемого тиристора VS , а его выключение осуществляется под действием импульса выключения, подаваемого на нижний полевой транзистор $VT2$, вследствие разрядного тока конденсатора $C3$. Гальваническая развязка между цепями управления и силовым ключом в данной схеме чаще всего выполняется с применением оптронов (см. рис. 19.16).

В запираемых тиристорах с целью снижения их времени выключения УМ должен иметь минимальное значение индуктивности в цепи формирования импульсов управления (см. п. 2.3.5). Для этой цели созданы интегрированные запираемые тиристор $IGCT$, в которых УМ конструктивно объединен с силовым тиристором.

Оптоэлектронные УМ используются в основном в оптотиристорах VS , включение которых осуществляется после подачи на входной светодиод сигнала логической «1» (рис. 19.20). Отличаясь низкими массогабаритными показателями и простотой технической реализации, оптоэлектронные системы включения тиристорov, как показывает практика, уступают трансформаторным УМ по надежности своей работы. Данное обстоятельство в основном обусловлено низкой, по сравнению с раз-

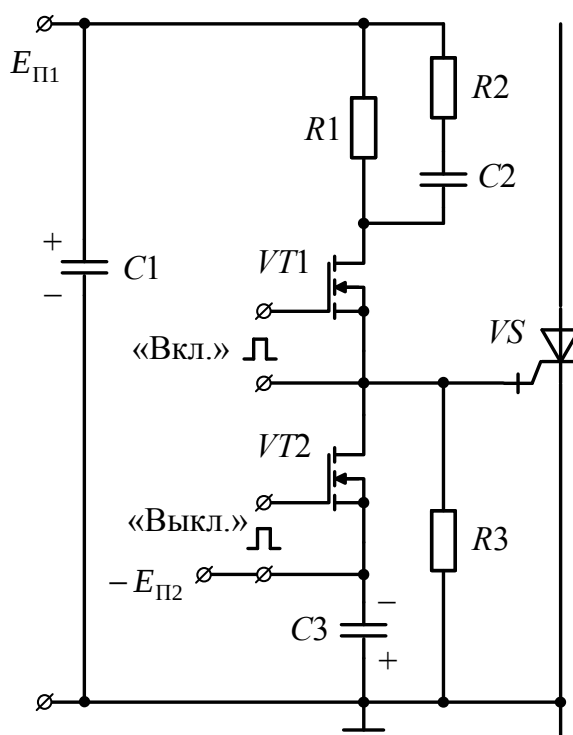


Рис. 19.19. Усилитель мощности импульсов управления запираемого тиристора

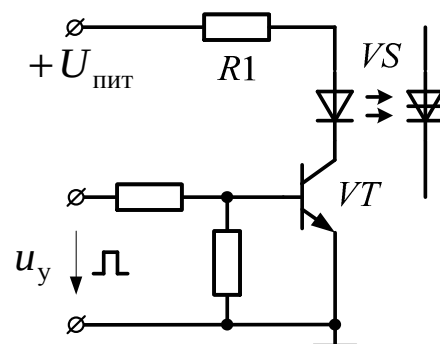


Рис. 19.20. Схема включения управляющей цепи оптотиристора

делительными импульсными трансформаторами, электрической прочностью светочувствительных p – n -структур.

Использование оптопар типа «светодиод – фотодиод» для целей гальванического разделения выхода УМ и управляющего электрода обычного тиристора вряд ли следует считать целесообразным, так как при этом требуются дополнительные (по числу силовых тиристоров) потенциально не связанные с системой управления источники постоянного сигнала, что, в конечном итоге, приводит к техническому усложнению схемы без видимых ее преимуществ по массогабаритным характеристикам.

19.2.3. Усилители мощности импульсов управления транзисторами

Схемотехника УМ импульсов управления транзисторами [9, 10, 47, 58] в первую очередь зависит от типа транзистора (биполярный, полевой, *IGBT*) и его статических и динамических свойств.

Управление биполярными транзисторами. Основными требованиями, предъявляемыми к ключу на биполярном транзисторе, являются насыщение транзистора током базы, обеспечивающее беспрепятственное протекание тока коллектора на интервале, когда транзистор должен быть включен, и минимизация тока утечки на интервале, когда транзистор должен быть выключен. Идеальная форма тока базы i_b и напряжения база-эмиттер $u_{бэ}$ для биполярного транзистора представлены на рис. 19.21 а. При реализации такого импульса необходимо учитывать следующее:

- повышенная амплитуда тока базы при включении обеспечивает снижение времени задержки на включение;
- биполярный транзистор включается током, поэтому его ток базы должен создаваться источником тока, а не источником напряжения;
- после включения ток базы снижается, в результате чего накопленный в базе заряд уменьшается. Это приводит к снижению времени на следующее выключение;
- импульс обратного тока базы при выключении приводит к более быстрому снижению тока коллектора i_k , т.е. более быстрому выключению;
- после выключения обратное напряжение база-эмиттер $u_{бэ}$ обеспечивает повышение допустимого напряжения коллектор-эмиттер $u_{кэ}$ и снижает ток утечки транзистора.

На практике необязательно осуществлять такое сложное управление, требующее дополнительных устройств в цепях УМ. Требования к сигналу управления определяются требованиями к быстродействию ключа (рабочей частоте коммутаций) и к величине потерь в нем. Простейшая схема УМ биполярного транзистора без гальванической развязки представлена на рис. 19.21 б. Для уменьшения потребляемой мощности УМ применяют парные (комплементарные) транзисторы VT_2 , VT_3 , работающие попеременно. Ко-

гда импульс управления отсутствует ($u_y = 0$), транзистор $VT4$ включен и через его коллектор протекает отпирающий ток базы $VT2$. Силовой транзистор $VT1$ включается током эмиттера транзистора $VT2$. Транзистор $VT3$ при этом выключен, так как его эмиттер имеет отрицательный потенциал относительно базы. Конденсатор $C1$ заряжается током базы силового транзистора $VT1$ (полярность без скобок указана на рис. 19.21 б), обеспечивая бросок тока при включении транзистора. В момент поступления импульса от системы управления $u_y > 0$ транзисторы $VT4$ и $VT2$ выключаются, а транзистор $VT3$ включается напряжением конденсатора $C1$ (полярность в скобках указана на рис. 19.21 б), который, разряжаясь, обеспечивает базовый ток силового транзистора при выключении.

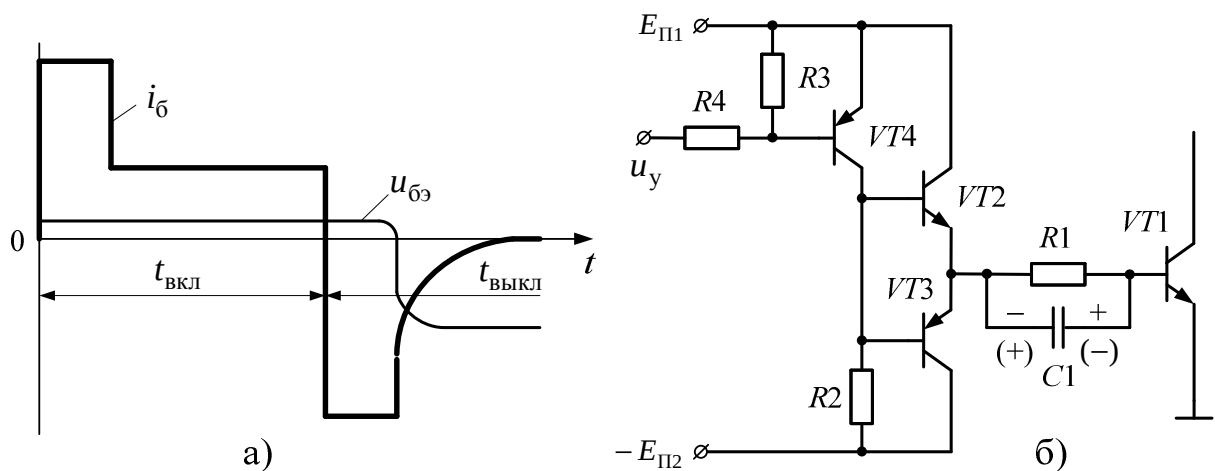


Рис. 19.21. Идеальный импульс управления биполярным транзистором (а) и схема транзисторного усилителя мощности (б)

Управление ПТИЗ и БТИЗ. В настоящее время широкое применение в качестве полностью управляемых ключей получили полевые транзисторы с изолированным затвором ПТИЗ и биполярные транзисторы с изолированным затвором БТИЗ или *IGBT*–транзисторы (см. п. 2.4). Их применение обусловлено высокими динамическими характеристиками по сравнению с биполярными транзисторами, а также малой мощностью, потребляемой со стороны цепи управления (затвора) вследствие их высокого входного сопротивления.

Основные требования, предъявляемые к управлению ПТИЗ и БТИЗ, заключаются в следующем:

- ПТИЗ и БТИЗ – это приборы, управляемые полем (напряжением). Поэтому, чтобы перевести эти транзисторы в открытое состояние на их затвор необходимо подать напряжение $U_3 = 10 \dots 15 \text{ В}$;
- для гарантированного запираания ПТИЗ и БТИЗ на их затвор достаточно подать напряжение $U_3 = 0$, т.к. их пороговое напряжение U_{30} согласно передаточным характеристикам (см. рис. 2.19 – 2.20) составляет $2 \dots 5 \text{ В}$;

– входное сопротивление между затвором и истоком для ПТИЗ (затвором и эмиттером для БТИЗ) очень велико (единицы и даже десятки мегаом), однако оно шунтировано паразитной входной емкостью $C_{\text{вх}}$, находящейся в диапазоне от 20 пФ до 6 нФ в зависимости от мощности транзистора. При высокой скорости переключения данных типов приборов входная емкость сильно загружает их схему управления. Проведем расчет требуемого тока от схемы управления при переключении ПТИЗ. Пусть $C_{\text{вх}} = 4$ нФ, $U_3 = 12$ В, а время заряда входной емкости $t_{\text{вкл}}$ должно составлять 40 нс. Из соотношения для емкости $i_c = C \cdot (du_c/dt)$, следует, что $I_3 = C_{\text{вх}} \cdot (U_3/t_{\text{вкл}}) = 1,2$ А. Таким образом, видно, что ПТИЗ, также как и БТИЗ, требуют значительного тока управления при их отпирании за время включения;

– для ограничения скорости нарастания тока стока для ПТИЗ (тока коллектора для БТИЗ) в режиме малых нагрузок и уменьшения динамических помех необходимо использовать последовательные сопротивления в цепях затвора.

Простоту управления ПТИЗ или БТИЗ можно оценить, рассматривая их управление от КМОП-логики, например, от логического инвертора (рис. 19.22 а). Инвертор состоит из полевых транзисторов $VT1$ с индуцированным p -каналом и $VT2$ с каналом n -типа. Схема работает следующим образом. Если на вход инвертора подан сигнал логического «0», то $VT2$ закрыт, а $VT1$ открыт, т.к. между затвором и истоком $VT1$ действует отрицательное напряжение. Поэтому напряжение питания $+U_{\text{пит}}$ через открытый транзистор $VT1$ прикладывается к затвору силового ПТИЗ $VT3$, заряжая его входную емкость $C_{\text{вх}}$ с полярностью, показанной на рис. 19.22 а. Выключение силового транзистора происходит сигналом логической «1», когда закрывается верхний транзистор $VT1$, т.к. разность потенциалов между его затвором и истоком становится меньше порогового напряжения U_{30} , и открывается нижний транзистор $VT2$ логического инвертора, осуществляющий быстрый разряд входной емкости $C_{\text{вх}}$, и запираение силового ПТИЗ $VT3$.

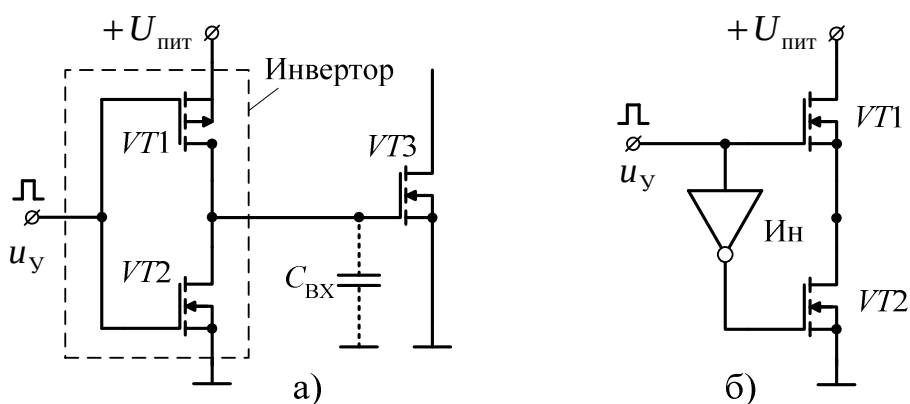


Рис. 19.22. Управление ПТИЗ с помощью логического КМОП-инвертора (а) и комплементарная пара на основе МОП-транзисторов с одинаковой проводимостью (б)

Два последовательно включенных транзистора с различными типами проводимости (каналами) и управляемых от однополярного напряжения называют **комплементарной парой** или **буферным усилителем**. Комплементарная пара может строиться и на транзисторах с одинаковой проводимостью при введении в их цепь управления дополнительного инвертора Ин. (см. рис. 19.22 б). Комплементарные пары, приведенные на рис. 19.22, широко используются в качестве выходных каскадов драйверов силовых транзисторов.

19.2.4. Драйверы силовых транзисторов

Драйвер представляет собой усилитель мощности и предназначен для непосредственного управления силовым ключом преобразователя. Схема драйвера определяется типом ключевого транзистора (биполярный или полевой), а также расположением транзистора в схеме коммутатора («верхний», когда оба силовых вывода ключа в открытом состоянии имеют высокий потенциал, или «нижний», когда оба силовых вывода ключа в открытом состоянии имеют нулевой потенциал). Драйвер должен усилить управляющий сигнал по мощности и напряжению и в случае необходимости обеспечить его потенциальный сдвиг.

На рис. 19.23 приведены возможные варианты подключения драйверов к входным цепям силовых ПТИЗ (схемы также подходят и для БТИЗ). Для регулирования скорости переключения силового ключа подключение драйвера к затвору транзистора обязательно осуществляется через затворный резистор R_G (см. рис. 19.23 а). Обычно минимально необходимое сопротивление данного резистора указывается в справочной информации изготовителя на каждый тип силового транзистора. Примерный диапазон сопротивления резистора R_G составляет 10 ... 100 Ом. Иногда требуется раздельное управление скоростью включения и выключения. Например, при использовании силового ключа в устройствах с двигателями с целью ограничения бросков тока при его пуске увеличивают длительность процесса включения (см. рис. 19.23 б). Для ограничения всплесков напряжения при индуктивном выключении ограничивают скорость запираания транзистора (см. рис. 19.23 в). Схема, приведенная на рис. 19.23 г, позволяет регулировать как процесс включения, так и выключения силового ключа (при этом чаще всего $R_{G2} < R_{G1}$). С целью предотвращения самопроизвольного включения силового транзистора, например при отсутствии сигналов управления на выходе драйвера, рекомендуется между затвором и истоком включать дополнительный резистор $R1$ (см. рис. 19.23 а) сопротивлением в десятки кОм.

Драйверы для управления сложными преобразовательными схемами – однофазными и трехфазными, содержат большое количество элементов, поэтому их выпускают в виде интегральных микросхем. Эти микросхемы, помимо усилителей мощности (см. рис. 19.23), содержат также цепи преобра-

зования уровня, вспомогательную логику, цепи задержки для формирования «мертвого» времени, а также ряд защит, например, от перегрузки по току и короткого замыкания, снижения напряжения питания и ряд других. Рассмотрим схемотехнику развитого семейства драйверов фирмы *International Rectifier IR21xx*, позволяющие управлять как ПТИЗ, так и БТИЗ [9, 47, 62].

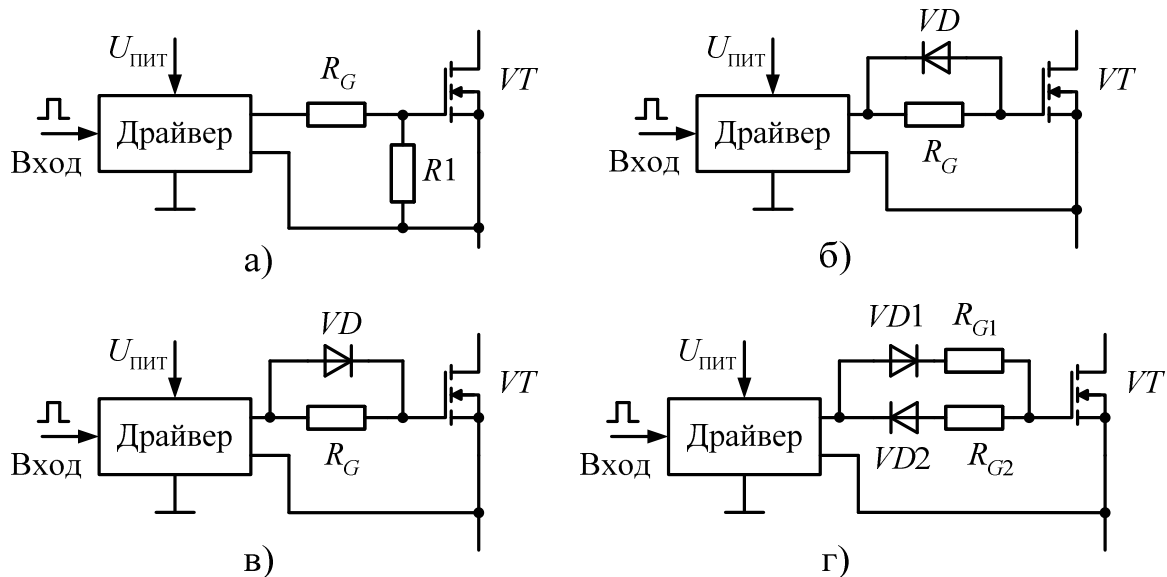


Рис. 19.23. Варианты ограничения скорости переключения транзистора: при включении и выключении (а); при включении (б); при выключении (в); при разделении каналов управления (г)

Драйвер нижнего ключа мостовой схемы IR2121 представлен на рис. 19.24. В его состав входит:

- буферный КМОП–усилитель Б (комплементарная пара) для усиления мощности импульсов управления силовым транзистором;
- схема защиты от пониженного напряжения питания *UVLO*;
- входной компаратор напряжения КН1 с порогом переключения 1,8 В для согласования входа драйвера с логическими уровнями ТТЛ и КМОП–логики;
- схема защиты от перегрузки силового транзистора, состоящая из двух компараторов напряжения КН2 и КН3, усилителя обратной связи по току У, блока задания времени отключения при ошибке *ERROR* и аналогового коммутатора S;
- три источника опорного напряжения и логический элемент Л типа «И».

Типовая схема включения драйвера *IR2121* приведена на рис. 19.25 а. Если напряжение питания микросхемы $U_{\text{пит}}$ не менее 12 В и перегрузка по току истока силового транзистора отсутствует, то силовой транзистор *VT* переключается синфазно с сигналом на входе *IN* (см. рис. 19.25 б). Конден-

сатор C_C предназначен для подавления высокочастотных помех по цепи питания драйвера, R_G – затворный резистор для ограничения скорости переключения транзистора VT .

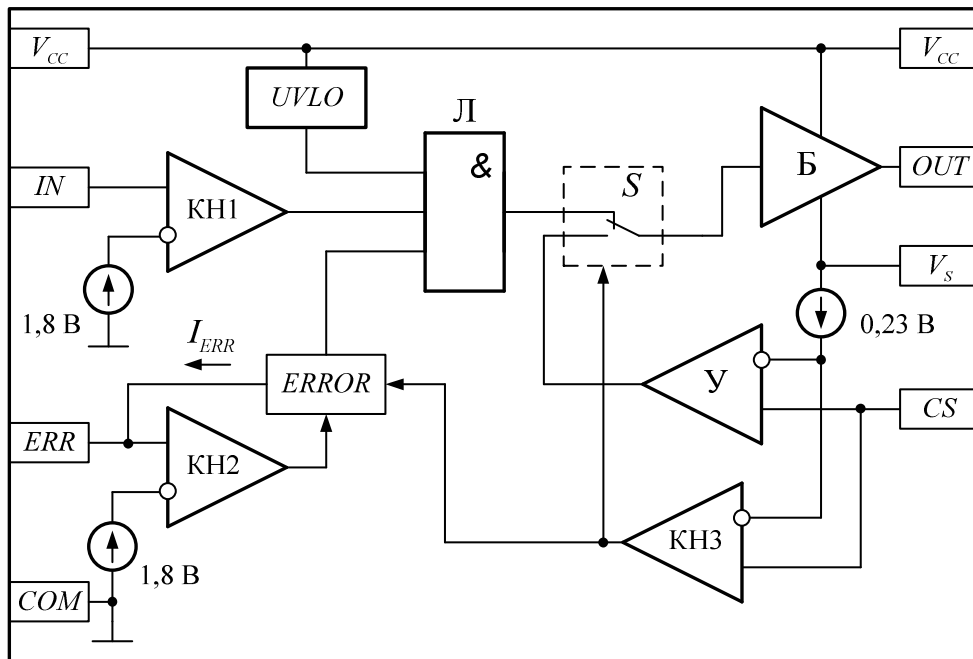


Рис. 19.24. Структурная схема драйвера нижнего ключа мостовой схемы IR2121:

V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника V_{CC} (общая точка схемы); IN – логический вход драйвера; OUT – выход драйвера; V_S – точка подключения к истоку для ПТИЗ (эмиттеру для БТИЗ); CS – сигнал от токового датчика силового транзистора; ERR – вход задания времени при ошибки

При понижении питающего напряжения $U_{пит} < 12$ В схема $UVLO$ переключается в состояние логического «0», логический элемент Л типа «И» закрывается и блокирует прохождение управляющих импульсов с входа драйвера IN (см. рис. 19.24).

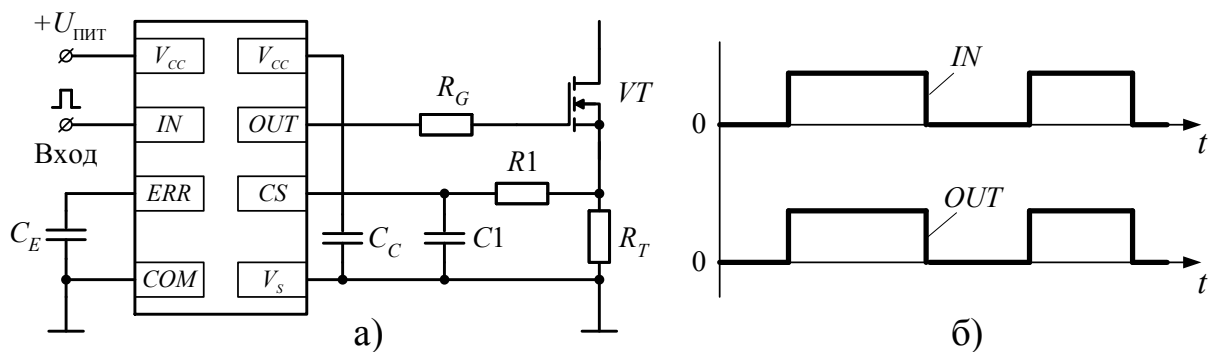


Рис. 19.25. Типовая схема включения драйвера IR2121 (а) и временные диаграммы его сигналов на входе и выходе (б)

Существенным отличием этой схемы от предыдущей состоит в наличии схемы высоковольтного сдвига уровня напряжения на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Драйвер управляется низким уровнем на входе. Прохождение сигнала $\overline{IN} = 0$ по драйверу показано на рис. 19.26. При $V_{CC} > 10$ В переход входного сигнала из состояния логической «1» в «0» и наоборот вызывает импульс на соответствующем выходе генератора импульсов ГИ. Эти импульсы после сдвига по уровню вверх и фильтрации (селекции) по длительности поступают на соответствующие входы RS -триггера, который, в свою очередь, управляет выходным буфером Б, представляющий собой комплементарную пару, составленную из полевых транзисторов $VT3$, $VT4$ с индуцированными каналами p и n -типов соответственно. Фильтр предназначен для повышения помехоустойчивости и подавления коротких импульсов длительностью менее 50 нс. Драйвер содержит две схемы защиты: от пониженного напряжения питания самого драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

Типовая схема включения драйвера $IR2118$ с оптоэлектронной потенциальной развязкой на входе приведена на рис. 19.27. Поскольку драйвер построен на полевых элементах (см. рис. 19.26) и суммарная мощность, расходуемая на управление, не значительна, то в качестве источника питания выходного каскада может использоваться конденсатор $C1$, подзаряжаемый от источника питания $U_{пит}$ через высокочастотный диод $VD1$ (см. рис. 19.27). Конденсатор $C1$ и диод $VD1$ в совокупности образуют высоковольтный «плавающий» источник питания, предназначенный для управления верхним транзистором $VT1$ стойки моста. Когда нижний транзистор $VT2$ проводит ток, то исток верхнего транзистора $VT1$ подключается к общему проводу питания, диод $VD1$ открывается и конденсатор $C1$ заряжается до напряжения $U_{C1} = U_{пит} - U_{VD1}$. Наоборот, когда нижний транзистор переходит в закрытое состояние и начинает открываться верхний транзистор $VT2$, диод $VD1$ оказывается подпертым обратным напряжением силового источника питания. В результате этого выходной каскад драйвера начинает питаться исключительно разрядным током конденсатора $C1$. Таким образом, конденсатор $C1$ постоянно «гуляет» между общим проводом схемы и проводом силового источника питания.

При использовании драйвера $IR2118$ особое внимание следует обратить на выбор элементов высоковольтного «плавающего» источника. Диод $VD1$ должен выдерживать большое обратное напряжение (в зависимости от силового источника питания схемы), допустимый прямой ток примерно 1 А, время восстановления $t_{rr} = 10 \dots 100$ нс, т.е. быть быстродействующим. Емкость конденсатора $C1$ должна выбираться из компромиссных соображений. Слишком маленькая емкость может разрядиться раньше времени и закрыть верхний транзистор $VT1$, а слишком большая может не успевать заряжаться. Поэтому рекомендуется емкость конденсатора $C1$ выбирать в диапазоне 0,1 ... 1,0 мкФ.

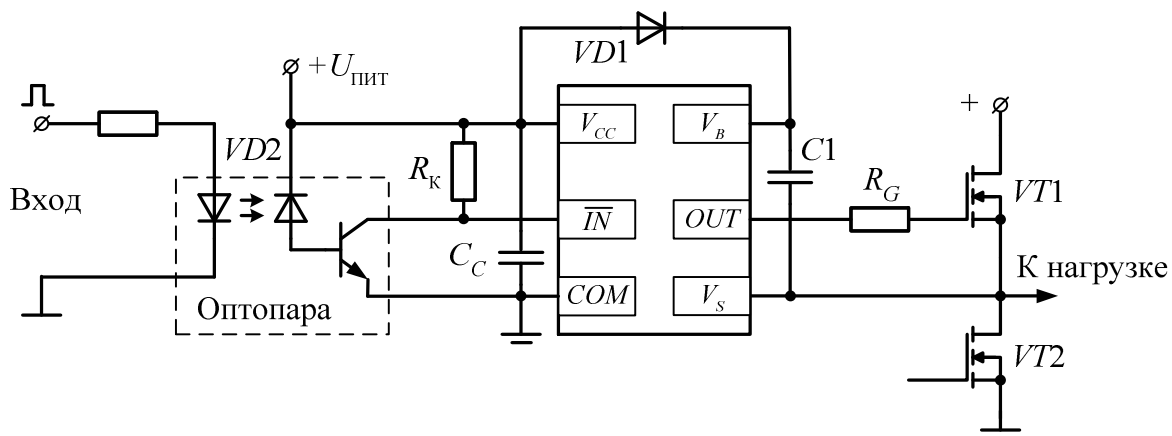


Рис. 19.27. Типовая схема включения драйвера IR2118 с оптоэлектронной потенциальной развязкой на входе

Гальваническая развязка в драйверах чаще всего выполняется с применением быстродействующих оптопар диодного типа с усилительными элементами на выходе, например, транзистором (см. рис. 19.27). При этом обязательно требуется второй источник питания, гальванически развязанный от системы управления преобразователем (см. рис. 19.16 б), для запитки драйвера и выходных элементов оптопары. Резистор R_K предназначен для ограничения тока через транзистор оптопары VD2. Сигнал для управления светодиодом оптопары VD2 подается с выхода системы управления преобразователем, функцию которой может выполнять микроконтроллер [3, 54, 87]. В настоящее время выпускаются драйверы, в которых узел гальванического разделения непосредственно встроен в драйвер [10].

Драйвер IR2118 может быть использован для управления не только «верхним» транзистором мостовой схемы, но и транзистором понижающего ППН. Для последней цели еще лучше подходит драйвер IR2125, содержащий цепи защиты от перегрузки силового транзистора по току, аналогичные цепям того же назначения в драйвере IR2121.

Драйвер верхнего и нижнего ключей IR2110 содержит на одном кристалле как схему драйвера верхнего ключа, подобную IR2118, так и схему драйвера нижнего ключа, подобную IR2121 за исключением цепей токовой защиты, которых здесь нет. Управление обоими ключами независимое. Отличие данного драйвера от предыдущих заключается в том, что в IR2110 введена дополнительная схема преобразования уровня как в нижнем, так и верхнем каналах, позволяющая разделить по уровню питание логики микросхемы от напряжения питания драйвера. Содержится также защита от пониженного напряжения питания драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

Схема подключения драйвера IR2110 к стойке моста приведена на рис. 19.28 а. Конденсаторы C_D , C_C предназначены для подавления высокочастотных помех по цепям питания логики и драйвера соответственно. Высоко-

вольтный плавающий источник образован конденсатором $C1$ и диодом $VD1$. Подключение выходов драйвера к силовым транзисторам осуществляется при помощи затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} .

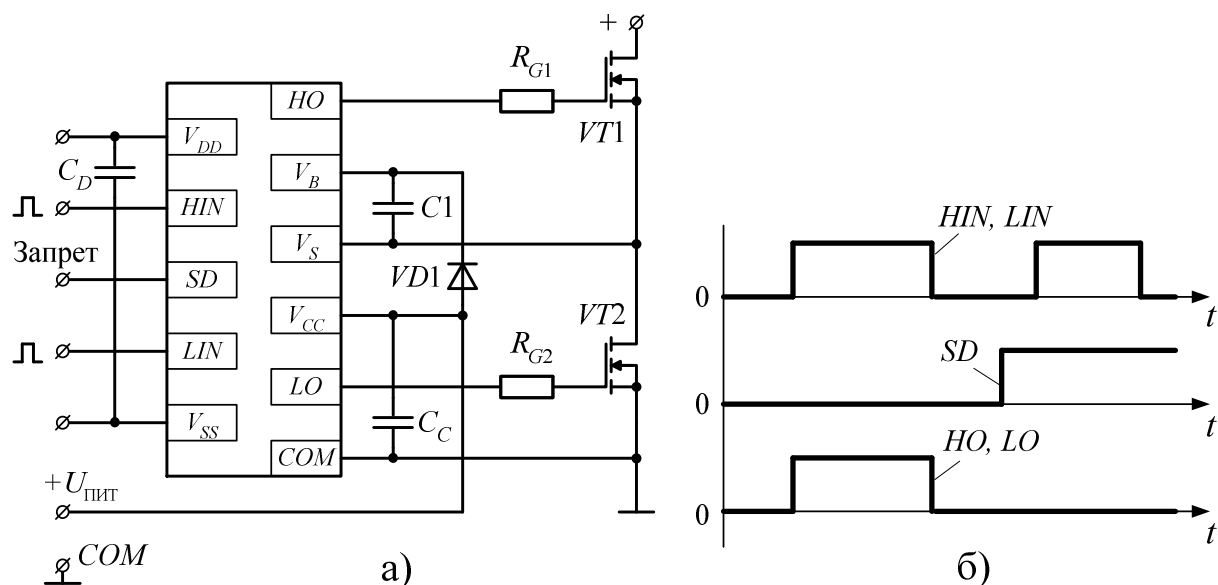


Рис. 19.28. Типовая схема включения драйвера *IR2110* (а) и временные диаграммы его сигналов на входах и выходах (б):

V_{DD} – питание логики микросхемы; V_{SS} – общая точка логической части драйвера; HIN , LIN – логические входные сигналы, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; SD – логический вход отключения драйвера; V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника питания V_{CC} ; HO , LO – выходные сигналы драйвера, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника; V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника

Схема драйвера выполнена таким образом, что высокому логическому уровню сигнала на любом входе HIN и LIN соответствует такой же уровень на его выходе HO и LO (см. рис. 19.28 б). Появление высокого уровня логического сигнала на входе SD приводит к запирающему транзисторов стойки моста.

Данную микросхему целесообразно использовать для управления ключами инвертора с ШИМ-регулированием выходного напряжения. При этом необходимо помнить, что в СУ необходимо обязательно предусмотреть временные задержки («мертвое» время) с целью предотвращения сквозных токов при коммутации транзисторов стойки моста.

Для этой же цели лучше всего использовать **полумостовые драйверы** (например, микросхему *IR2184*), которые имеют только один управляющий вход (рис. 19.29 а), схему формирования «мертвого» времени в верхнем и нижнем каналах драйвера длительностью 0,5 мкс. Для управления верхним транзистором, также как и в драйверах *IR2118*, *IR2110* используется высо-

ковольтный «плавающий» источник $VD1 - C1$. Имеется также защита от пониженного напряжения питания драйвера и высоковольтного «плавающего» источника.

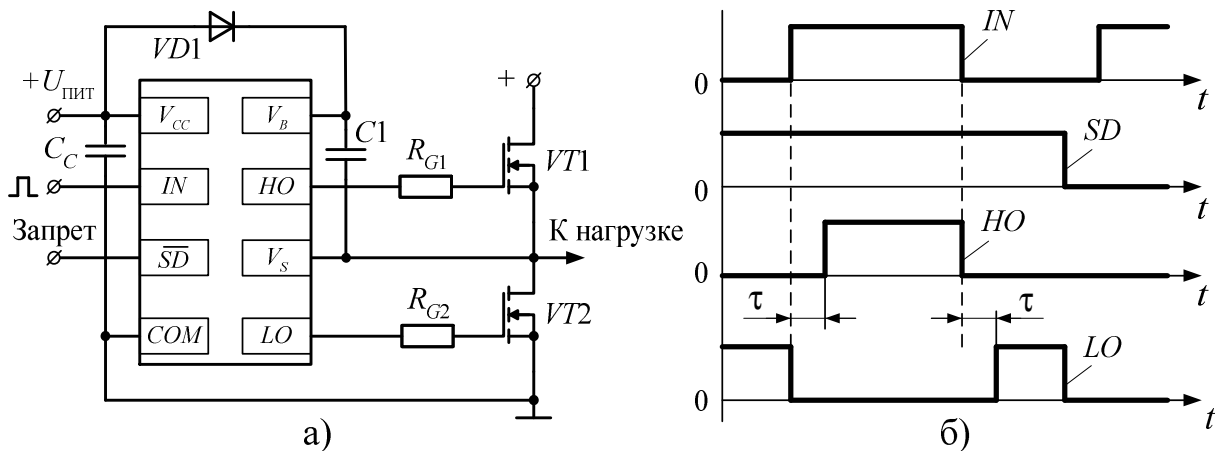


Рис. 19.29. Типовая схема включения драйвера $IR2184$ (а) и временные диаграммы его сигналов на входах и выходах (б):

V_{CC} – напряжение питания драйвера; COM – отрицательный полюс источника V_{CC} (общая точка схемы); IN – логический вход управления; $\overline{SD}$ – логический вход отключения, управляемый низким уровнем; HO , LO – выходные сигналы драйвера, управляющие верхним и нижним транзисторами соответственно; V_B – напряжение питания высоковольтного «плавающего» источника; V_S – общая точка отрицательного полюса высоковольтного «плавающего» источника

Выходные сигналы драйверы HO и LO всегда находятся в противофазе, а высокому уровню на входе IN соответствует такой же уровень на выходе HO (см. рис. 19.29 б). Дополнительный логический вход $\overline{SD}$ при низком уровне обеспечивает снятие импульсов на выходе драйвера, например, в случае срабатывания хотя бы одной защиты вентильного преобразователя. Для предотвращения сквозных токов, которые могут возникнуть при коммутации транзисторов $VT1$ и $VT2$, между запирающим одним транзистором и отпиранием другого при помощи цепей задержки вводится «мертвое» время τ длительностью 0,5 мкс (см. рис. 19.29 б). В момент переключения логического сигнала IN из «0» в «1» запускается цепь задержки верхнего канала драйвера, в результате импульс управления HO верхним транзистором $VT1$ формируется с задержкой времени τ по отношению к заднему фронту сигнала LO . Таким образом, за время τ успевает выключиться нижний транзистор $VT2$ и тем самым устраняется режим сквозного тока в стойке моста. Алогичным образом работает временная задержка τ нижнего ключа $VT2$ (см. рис. 19.29 б).

Если требуется регулировать «мертвое» время в диапазоне 0,4 ... 5 мкс, то для этой цели целесообразно использовать драйвер $IR21844$.

19.2.5. Усилители мощности импульсов управления транзисторами с трансформаторной развязкой

Помимо специализированных микросхем – драйверов для управления силовыми транзисторами могут использоваться импульсные трансформаторы. В качестве примера рассмотрим УМ с трансформаторной потенциальной развязкой (рис. 19.30 а) [10], который может быть использован, например, для управления автономным инвертором напряжения с ШИМ.

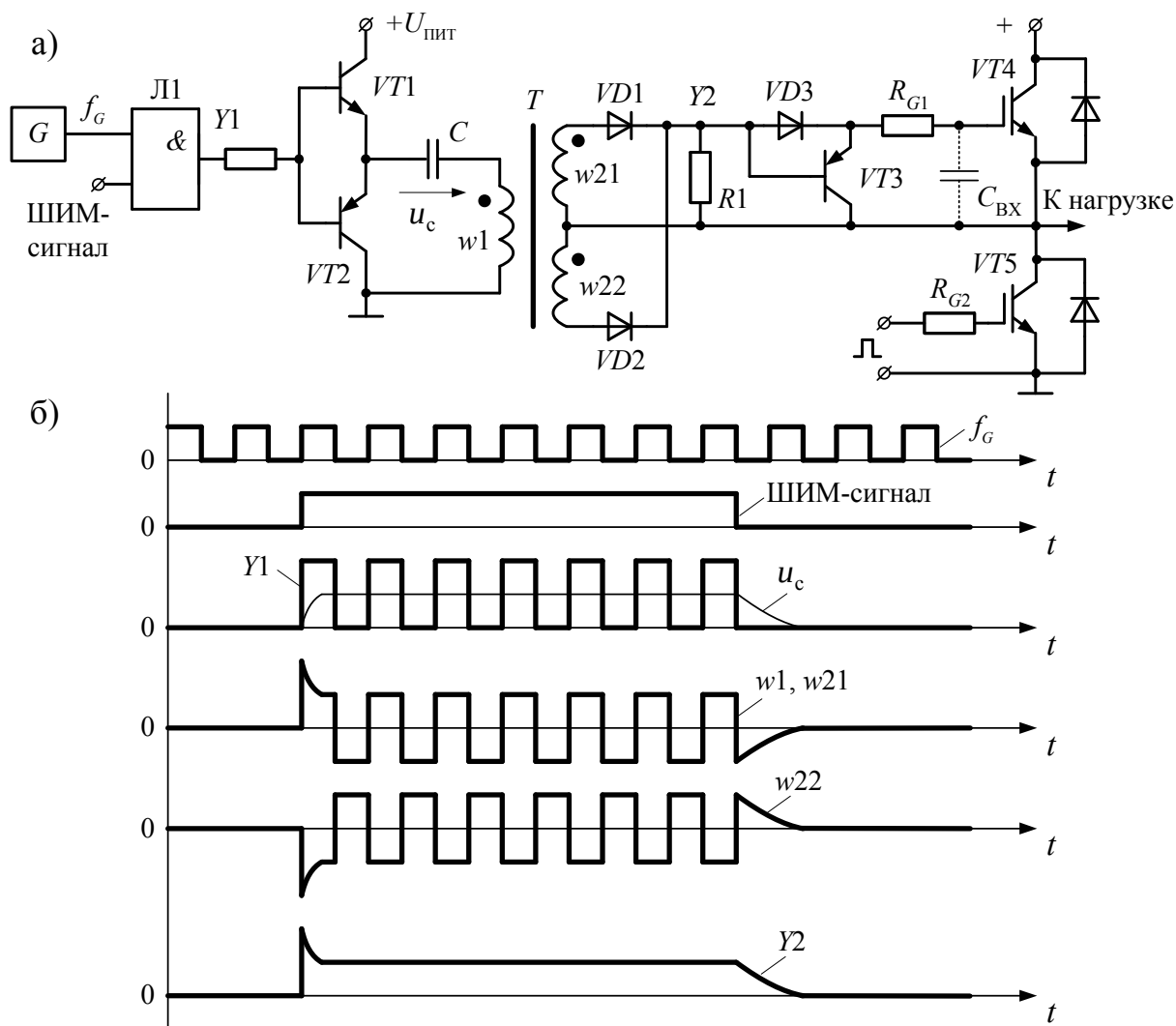


Рис. 19.30. Схема усилителя мощности импульсов управления транзисторами с трансформаторной потенциальной развязкой (а) и его временные диаграммы сигналов (б)

Схема УМ (см. рис. 19.30 а) состоит из: высокочастотного генератора импульсов G , формирующего импульсы с частотой, например, 3 МГц («пакетное» управление); логического элемента Л1 типа «2И», осуществляющий логическое перемножение высокочастотного сигнала f_G и ШИМ-

сигнала (10 ... 20 кГц) с выхода системы управления; эмиттерного повторителя $VT1$, $VT2$, выполняющего функцию усилителя; разделительного конденсатора C , пропускающего на вход обмотки $w1$ только переменную составляющую; импульсного трансформатора T с нулевым выводом; диодов $VD1$ и $VD2$, выполняющих совместно с импульсным трансформатором функцию выпрямителя (демодулятора); резистора $R1$ – нагрузка для выпрямителя (диодов $VD1$, $VD2$); устройства выключения силового транзистора, состоящего из диода $VD3$ и транзистора $VT3$; затворных резисторов R_{G1} и R_{G2} .

Поясним работу схемы при помощи временных диаграмм сигналов (см. рис. 19.30 б). Сигнал $Y1$ на выходе логического элемента Л1 представляет собой управляющий пакет импульсов, который выпрямляется при помощи импульсного трансформатора T и диодов $VD1$ и $VD2$. В результате сигнал $Y2$ повторяет форму ШИМ-сигнала, который управляет затвором силового IGBT-транзистора $VT4$. При этом транзистор $VT3$ закрыт, т.к. потенциал базы больше потенциала эмиттера на величину прямого падения напряжения на диоде $VD3$. Когда $Y2 = 0$, транзистор $VT3$ открывается, обеспечивая быстрый разряд входной емкости $C_{вх}$ IGBT-транзистора $VT4$ (см. рис. 19.30 а).

Высокая частота передаваемого пакета, а также низкая мощность, потребляемая во входной цепи ключей с изолированным затвором, позволяют использовать импульсный трансформатор T очень малых размеров. В приведенной схеме управления (см. рис. 19.30 а), разработанной компанией *Infineon Technologies*, используется тороидальный сердечник с площадью поверхности 3 см^2 и весом 1 гр.

УМ транзисторами с трансформаторной потенциальной развязкой рекомендуется применять в системах управления с широким диапазоном изменения рабочих температур, где оптоэлектронный канал гальванической развязки является нестабильным из-за временного и температурного дрейфа оптопары.

Контрольные вопросы

1. Какие основные требования предъявляются к усилителям мощности импульсов управления?
2. Какими преимуществами и недостатками обладают оптоэлектронные УМ по сравнению с трансформаторными?
3. Сформулируйте основные требования, предъявляемые к УМ импульсов управления тиристорами.
4. Какие дополнительные элементы используются в УМ тириستоров для защиты транзистора $VT1$? Что произойдет с транзистором в случае их отсутствия?
5. Как осуществляется управление запираемым тиристором?

6. В каких случаях для управления тиристорами целесообразно использовать оптоэлектронный канал потенциальной развязки?
7. Объясните, почему при управлении биполярным транзистором в моменты его включения и выключения применяют форсировку по току?
8. Сформулируйте основные требования, предъявляемые к управлению затвором ПТИЗ и БТИЗ.
9. Что такое комплементарная пара или буферный усилитель? Ее назначение.
10. Для чего между выходом драйвера и ПТИЗ (БТИЗ) требуется обязательная установка затворного резистора?
11. Как осуществляется управление верхним транзистором стойки моста в драйверах?
12. В каких преобразователях целесообразно применять драйвер нижнего и верхнего ключа?
13. Зачем в схеме полумостового драйвера обязательно вводится «мертвое» время?
14. Какими достоинствами и недостатками обладают УМ транзисторами с оптоэлектронной и трансформаторной потенциальной развязками?