



1.21. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Для многих видов ЭА требуются многоканальные ИЭП, которые предназначены для выработки нескольких номиналов напряжений (постоянного или переменного тока). Рассмотрим особенности их проектирования на примере построения ИЭП персональных ЭВМ (ПЭВМ) как одного из массовых видов ЭА. У таких ИЭП на входе используется напряжение однофазного переменного тока общепромышленной сети. В качестве выходных напряжений, как правило, используются напряжения +5, -5, +12, -12 В при общей выходной мощности от 65 до 1250 Вт. Источники должны выдавать также сигналы управления, например в стандарте ATX12 - сигнал PowerGood (PG), высокий уровень которого равен $(5 \pm 0,5)$ В.

Для каждого канала устанавливаются максимальный и минимальный выходные токи, определяемые диапазоном стабилизации выходных напряжений. Допустимые значения выходных токов типовых ИЭП ПЭВМ приведены в табл. 1.21.1. При включении источника электропитания сигнал PG имеет низкий уровень и запрещает работу микропроцессора до того момента, когда выходные напряжения достигнут номинальных значений. После этого уровень сигнала PG становится высоким и микропроцессор получает разрешение на запуск.

Таблица 1.21.1.
Значения выходных токов ИЭП ПЭВМ

Выходное напряжение источника, В	Минимальные и максимальные выходные токи, А, при входной мощности, Вт					
	65	90	150	200	230	250
+5	2..9	3...13	3...15	5...20	5...23	5...25,5
+12	0,5...1,8	0,5...1,8	0,5...6	2...8	2...9	2...9,5
-5	0...0,3	0...0,3	0...0,5	0...0,5	0...0,5	0...0,5
-12	0...0,3	0...0,3	0...0,5	0...0,5	0...0,5	0...0,5



			5	5	5	
--	--	--	---	---	---	--

В случае отключения входного напряжения уровень сигнала PG становится низким, что приводит к появлению сигнала системного сброса RESET, который является предупреждающим о снижении напряжения +5 В электропитания цифровой части системного модуля. Благодаря этому предотвращается сбой в работе системного блока, поскольку при уменьшении напряжения электропитания ниже допустимого уровня возможна ложная запись в память и другие неприемлемые ситуации.

Электрические схемы большинства современных ИЭП ПЭВМ выполняются на базе двухтактного полумостового инвертора. Различаются они в основном способом возбуждения устройства запуска (с самовозбуждением или с принудительным возбуждением). На рис. 1.21.1 приведена схема запуска многоканального ИЭП типа GT-150W с самовозбуждением.

Входное выпрямленное напряжение сети подается на делитель, содержащий резисторы $R_4 - R_7$. Этот делитель является базовым для обоих силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$. Под воздействием суммарного напряжения U , на конденсаторах C_6, C_7 начинает протекать ток по базовым цепям транзисторов, содержащим следующие элементы: положительный вывод конденсатора C_6 ; резисторы R_4, R_8 ; переход база-эмиттер транзистора $VT1$; резисторы R_6, R_9 ; переход база-эмиттер транзистора $VT2$; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора C_7 . Этот ток открывает оба транзистора, в результате чего через выводы 1, 2 трансформатора $TV2$ начинают протекать токи взаимно противоположных направлений.

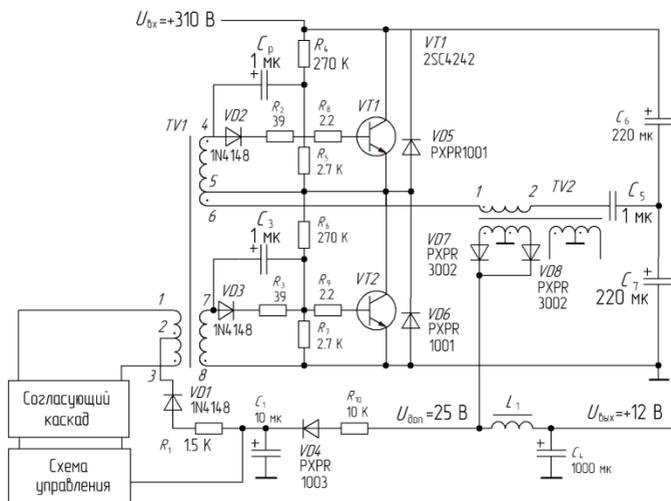


Рис. 1.21.1. Схема запуска многоканального ИЭП типа GT-150W с самовозбуждением

Ток через транзистор $VT1$ протекает по цепи: положительный вывод конденсатора C_6 ; шина +310 В; переход коллектор-эмиттер транзистора $VT1$; выводы 5, 6 трансформатора $TV1$; выводы 1, 2 трансформатора $TV2$; конденсатор C_5 ; отрицательный вывод конденсатора C_6 .

Ток через транзистор $VT2$ протекает по цепи: положительный вывод конденсатора C_7 ; конденсатор C_5 ; выводы 2, 1 трансформатора $TV2$; выводы 6, 5 трансформатора $TV1$; переход коллектор-эмиттер транзистора $VT2$; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора C_7 .

При равенстве токов, протекающих в противоположных направлениях через дополнительные (пусковые) витки 5, 6 трансформатора $TV1$, результирующий ток равен нулю и устройство не может быть запущено. Такой режим существует только теоретически. В реальных устройствах всегда имеет место технологический разброс коэффициентов усиления по току транзисторов $VT1$, $VT2$, поэтому транзисторы приоткрыты в различной степени. В результате ток одного из транзисторов больше тока другого, результирующий ток через витки 5, 6 трансформатора $TV1$ отличен от нуля и протекает в одном из направлений.



Если транзистор $VT2$ приоткрыт в большей степени, чем $VT1$, то ток протекает от вывода 6 к выводу 5 трансформатора $TV1$. Если в большей степени приоткрыт транзистор $VT1$, то ток протекает от вывода 5 к выводу 6. Рассмотрим работу устройства для последнего случая.

При протекании тока через витки 5, 6 трансформатора $TV1$ появляется напряжение на всех обмотках этого трансформатора. Потенциал вывода 4 становится выше потенциала вывода 5. Под действием разности этих потенциалов в базу транзистора $VT1$ течет ток по цепи: вывод 4 трансформатора $TV1$; диод $VD2$; резистор R_2 ; резистор R_8 ; переход база-эмиттер транзистора $VT1$; вывод 5 трансформатора $TV1$. Этот ток дополнительно приоткрывает транзистор $VT1$.

В это же время потенциал вывода 7 трансформатора $TV1$ становится ниже потенциала вывода 8 и запирает транзистор $VT2$. Далее начинает проявляться действие положительной обратной связи. Оно заключается в том, что при увеличении тока через переход коллектор-эмиттер транзистора $VT1$ и витки 5, 6 трансформатора $TV1$ на витках 4, 5 возрастает напряжение, которое еще в большей степени приоткрывает транзистор $VT1$, создавая дополнительный ток в его базовой цепи. Этот процесс развивается лавинообразно в течение короткого времени и приводит к полному открыванию транзистора $VT1$ и запираению $VT2$. Через открытый транзистор $VT1$ и первичную обмотку (выводы 1, 2) трансформатора $TV2$ начинает линейно нарастать ток, что приводит к появлению импульса напряжения на всех обмотках этого трансформатора. Импульс напряжения с выводов 7, 5 заряжает накопительный конденсатор C_1 . Напряжение с конденсатора C_1 , подается на вход электропитания схемы управления и согласующий каскад.

Схема управления запускается и генерирует на выходных выводах прямоугольные последовательности импульсов, которые подаются на согласующий каскад. Последний осуществляет переключение транзисторов $VT1$, $VT2$. На всех обмотках трансформатора $TV2$ появляются импульсные напряжения номинального уровня. При этом напряжения с обмоток 3, 5 и 7, 5 постоянно подзаряжают конденсатор C_1 , поддерживая неизменным уровень напряжения (около 27 В). Таким образом контур обратной связи обеспечивает электропитание схемы управления в режиме самоподпитки, и источник выходит на рабочий режим. Напряжение



электропитания схемы управления и согласующего каскада является вспомогательным.

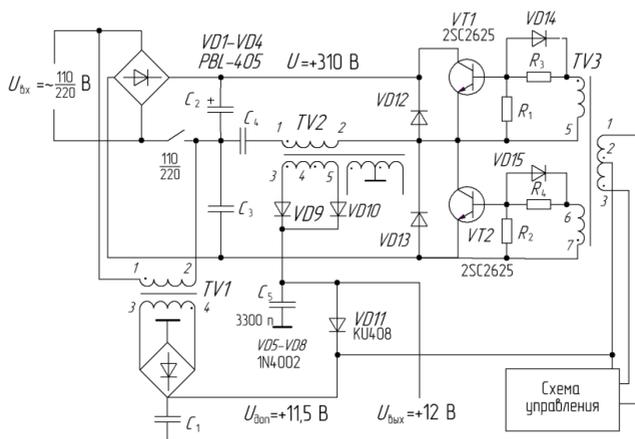


Рис. 1.21.2. Схема запуска с принудительным возбуждением ИЭП типа PS-200 В

Схема запуска с принудительным возбуждением приведена на рис. 1.21.2. На первичную обмотку пускового трансформатора *TV1* подается напряжение сети полное (при значении 110 В) или половинное (при значении 220 В). Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостовой схемой диодов *VD5 – VD8*, сглаживается конденсатором *C₁* и значением 10...11 В подается на схему управления и трансформатор *TV3*. Одновременно происходит заряд конденсаторов *C₂* и *C₃*, поэтому к моменту подачи напряжения на схему управления силовой каскад готов к работе. После запуска схема управления выдает прямоугольные импульсы, которые через согласующий каскад переключают силовые транзисторы *VT1* и *VT2*. После выхода источника на режим и появления выходного напряжения электропитание схемы управления осуществляется выходным напряжением через диод *VD11*. Это напряжение несколько выше напряжения мостовой схемы диодов *VD5 – VD8*, поэтому указанные диоды пускового выпрямителя запираются и в дальнейшем не влияют на работу ИЭП.

Источник может быть выполнен с электропитанием схемы управления только от пускового выпрямителя, т. е. без подпитки через диод *VD11*. Однако в этом случае уровень пульсации напря-



жения $U_{\text{доп}}$ несколько выше, чем при электропитании схемы управления выходным напряжением $U_{\text{вых}}$.

Основное отличие рассмотренных схем заключается в том, что в схеме с самовозбуждением вначале осуществляется переключение силовых транзисторов, в результате чего появляется напряжение $U_{\text{доп}}$ электропитания микросхемы. В схеме с принудительным возбуждением вначале появляется напряжение $U_{\text{доп}}$, а затем происходит переключение силовых транзисторов. Следует отметить, что в схемах с самовозбуждением напряжение $U_{\text{доп}} = 26 \text{ В}$ выше по сравнению с $U_{\text{доп}} = 12 \text{ В}$ в схеме с принудительным возбуждением.

Согласующий каскад. Согласующий каскад является промежуточным звеном между маломощными цепями управления и мощным выходным каскадом. Различают две основные разновидности схем согласующего каскада: с использованием в качестве ключей транзисторов, внешних по отношению к микросхеме управления; с использованием в качестве ключей выходных транзисторов микросхемы управления.

По способу управления силовыми транзисторами полумостового инвертора согласующие каскады различают по следующим признакам: с общим управлением обоими силовыми транзисторами при помощи одного трансформатора, имеющего две вторичные обмотки; с отдельным управлением, когда каждый силовой транзистор управляется отдельным трансформатором.

Трансформаторы выполняют функции усиления управляющего сигнала по току и гальванической развязки силового каскада от схемы управления и согласующего каскада.

В схеме с общим управлением и внешними транзисторами в качестве согласующего каскада применяется двухтактный предварительный усилитель мощности (рис. 1.21.3). Коллекторными нагрузками транзисторов $VT1$ и $VT2$ являются первичные полуобмотки импульсного управляющего трансформатора $TV1$ и резистор R_5 , который ограничивает ток через транзисторы до 20 мА. На базы транзисторов $VT1$ и $VT2$ подаются последовательности прямоугольных импульсов, под воздействием которых транзисторы попеременно закрываются. В промежутках между импульсами транзисторы открыты. На эмиттерах транзисторов $VT1$, $VT2$ элементами C_1 , $VD1$, $VD2$ формируется напряжение около +1,6 В. При подаче на базу закрываемого транзистора сигнала от схемы управления



напряжение на базе составляет примерно +0,6 В. В связи с наличием на эмиттере напряжения +1,6 В к переходу база-эмиттер прикладывается запирающее напряжение, примерно равное 1 В и действующее в течение времени подачи сигнала от схемы управления. При этом обеспечивается активное поочередное запирающее транзисторов.

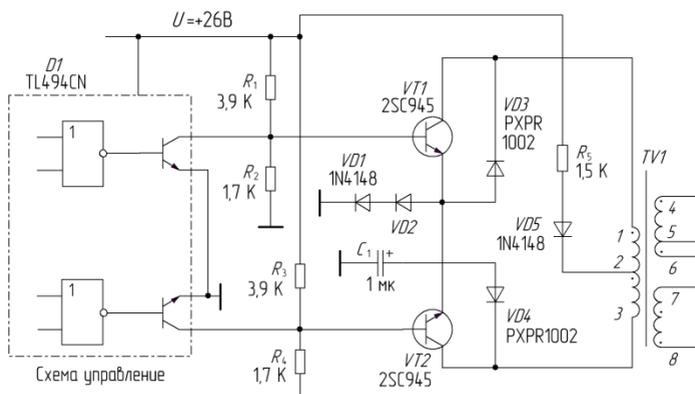


Рис. 1.21.3. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа КУР-150 W

Демпфирующие диоды $VD3$, $VD4$ снижают уровень аperiodических колебаний напряжения, возникающих при запираии транзисторов $VT1$, $VT2$. Колебания возникают в контуре первичной обмотки трансформатора в связи с наличием межвитковой емкости этой обмотки. При запираии транзистора $VT1$ ток демпфирования протекает по цепи: контакт 3 первичной обмотки; переход коллектор-эмиттер транзистора $VT2$; диод $VD3$; контакт 1 первичной обмотки. При запираии транзистора $VT2$ ток демпфирования протекает по цепи: контакт 1 первичной обмотки; переход коллектор-эмиттер транзистора $VT1$; диод $VD4$; контакт 3 первичной обмотки. Диод $VD5$ служит для развязки согласующего каскада и схемы управления, имеющих общую шину электропитания.

На рис. 1.21.4 приведен вариант транзисторного согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа ESP-1003 R. Силовые транзисторы $VT1$, $VT2$ включены по схеме с общим эмиттером. Сигналы на переключение поступают от транзисторов схемы управления, эмиттерными нагрузками которых яв-



ляются резисторы R_1, R_2 и R_3, R_4 . Эти резисторы образуют базовые делители для транзисторов $VT1, VT2$. Форсирующие конденсаторы C_1, C_2 ускоряют процесс переключения силовых транзисторов. Первичная обмотка управляющего трансформатора $TV1$ не имеет вывода от средней точки и включена между коллекторами транзисторов $VT1, VT2$. При поочередной коммутации их первичная обмотка подключается к корпусу выводами 1 и 2 поочередно, благодаря чему через обмотку протекает переменный ток.

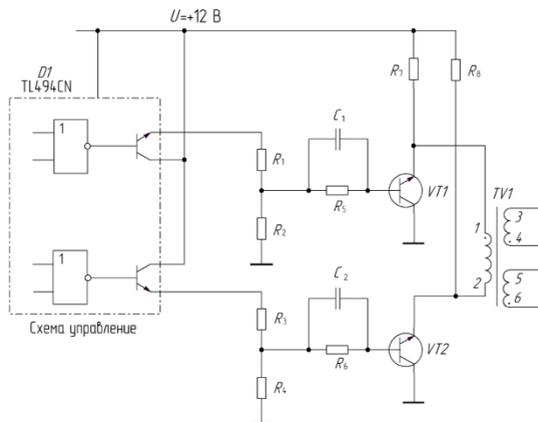


Рис. 1.21.4. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа ESP-1003 R

В схеме, приведенной на рис. 1.21.5, выходные транзисторы схемы управления выдают сигналы непосредственно на первичные полуобмотки трансформатора $TV1$. На среднюю точку трансформатора подается входное напряжение $+12$ В. Транзисторы схемы управления переключаются поочередно. Между проводящими состояниями транзисторов формируется пауза для устранения прохождения тока через оба транзистора одновременно. На время паузы оба транзистора закрыты.

На рис. 1.21.6 приведена схема согласующего каскада с двумя управляющими трансформаторами $TV1$ и $TV2$, первичные полуобмотки которых являются коллекторными нагрузками для выходных транзисторов схемы управления. Схему можно рассматривать как соединение двух однотактных прямоходовых преобразователей, поскольку в открытом состоянии находятся одновременно управляющий транзистор и связанный с ним через трансформатор



силовой транзистор. При этом импульсные трансформаторы $TV1$ и $TV2$ работают с постоянной составляющей тока первичной обмотки (с вынужденным подмагничиванием). Если не предусмотреть специальных мер по размагничиванию магнитопроводов, то за несколько периодов работы преобразователя они войдут в состояние магнитного насыщения. Это приведет к значительному уменьшению индуктивности первичных обмоток и выходу из строя управляющих транзисторов.

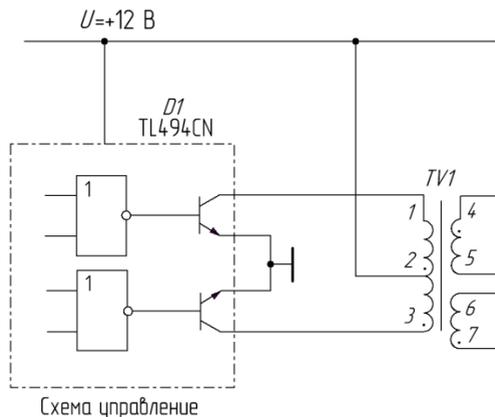


Рис. 1.21.5. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа PS-200 В

При отпирании транзистора $VT1$ через первичную полуобмотку 1, 2 трансформатора $TV1$ протекает линейно нарастающий ток. Когда отпирающий импульс в цепи базы транзистора $VT1$ заканчивается, он быстро запирается и ток через полуобмотку 1, 2 трансформатора прекращается. После запираания транзистора осуществляется обратный такт работы согласующего каскада. Напряжение на полуобмотке 2, 3 изменяет полярность и вызывает протекание тока по цепи: вывод 2 трансформатора $TV1$; шина +14 В; конденсатор C_1 ; корпус; диод $VD1$; вывод 3 трансформатора $TV1$. Этот ток является линейно спадающим, что приводит к изменению знака производной магнитного потока в магнитопроводе и размагничиванию последнего. Таким образом, в процессе обратного такта во входную сеть возвращается избыточная энергия, запасенная в магнитопроводе $TV1$ в период открытого состояния транзистора



VT1. Избыточная энергия передается в накопительный конденсатор C_1 .

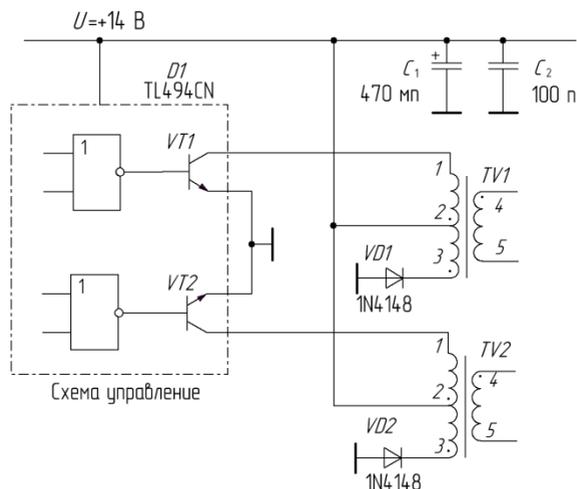


Рис. 1.21.6. Схема согласующего каскада с разделным управлением ИЭП типа Appris

Оба трансформатора ($TV1$ и $TV2$) работают с неполным использованием по индукции и, как отмечалось, с постоянной составляющей тока первичной обмотки. Перемагничивание их магнитопроводов происходит по частному циклу только с положительными значениями индукции. В связи с этим магнитные потоки в магнитопроводах становятся пульсирующими (содержат постоянную составляющую), что приводит к завышенным массе и объему трансформаторов. Рассмотренный вариант уступает другим вариантам согласующих каскадов в связи с необходимостью двух трансформаторов вместо одного.

Силовой каскад. Силовые каскады ИЭП ПЭВМ выполняются в большинстве случаев по полумостовой схеме. Основное различие этих каскадов заключается в методе построения базовых цепей силовых транзисторов. Базовые цепи должны обеспечить оптимальный режим переключения транзисторов с минимальными динамическими потерями мощности. Оптимальная скорость нарастания и спада тока базы при переключении обеспечивается с учетом значения коэффициента усиления по току и времени рассасывания носителей при запираии транзисторов.



Пример построения схемы базовых цепей силовых каскадов приведен на рис. 1.21.7. При использовании схемы с самовозбуждением базовый делитель соединяется с шиной +310 В для протекания начального тока, обеспечивающего лавинообразный процесс отпирания одного из транзисторов. Напряжения вторичных обмоток управляющего трансформатора в начале процесса включения отсутствуют, поэтому для предотвращения шунтирования переходов база-эмиттер силовых ключей низкоомными обмотками включены развязывающие диоды $VD1$, $VD2$.

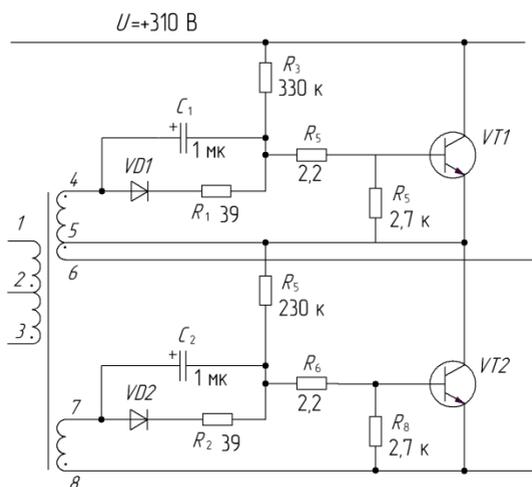


Рис. 1.21.7. Схема базовых цепей силовых транзисторов с самовозбуждением типа GT-200 W

При использовании схемы запуска с принудительным возбуждением связи базовых цепей с шиной +310 В отсутствуют, поэтому развязывающие диоды не требуются.

Выходные цепи. Для получения напряжений +5 и +12 В высокоточных каналов в различных ПЭВМ используются одинаковые схемные решения, в которых осуществляется выпрямление и сглаживание импульсных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Для выпрямления используется двухполупериодная схема со средней точкой, обеспечивающая симметричный режим перемагничивания магнитопровода. На рис. 1.21.8 приведена схема с четырьмя выходными каналами. Рассмотрим работу одного из них (с выходным напряжением +12 В).

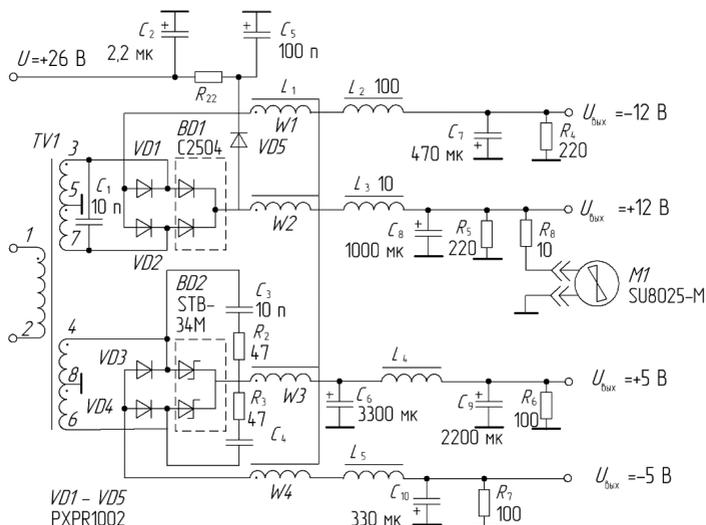


Рис. 1.21.8. Схема выходных цепей ИЭП типа КУР-150 W

Пусть при отпирании первого силового транзистора ток проходит от вывода 1 к выводу 2 первичной обмотки. На выводе 3 вторичной обмотки индуцируется положительный потенциал, а на выводе 7 – отрицательный потенциал относительно корпуса. Это приводит к возникновению линейно нарастающего тока по цепи: вывод 3 трансформатора; верхний диод сборки *BD1*; обмотка *W2*; дроссель *L3*; нагрузка; конденсатор *C8*; корпус; вывод 5 трансформатора. На этом интервале работы источника нижний диод сборки *BD1* закрыт отрицательным напряжением на аноде. Одновременно с зарядом конденсатора *C8* в магнитопроводах дросселей *L1* и *L3* запасается магнитная энергия.

После запираания силового транзистора ток в первичной обмотке трансформатора и напряжения вторичных обмоток спадают до нуля и наступает пауза, в течение которой энергия, запасенная в дросселях *L1* и *L3*, передается в нагрузку и конденсатор *C8*. Ток подзаряда конденсатора *C8* во время паузы протекает по цепи: дроссель *L3*; конденсатор *C8*; корпус; выводы 5, 3 и 5, 7 трансформатора *TV1*; диоды сборки *BD1*; обмотка *W2* дросселя *L1*.

В следующий интервал времени открывается второй силовой транзистор и от вывода 2 к выводу 1 первичной обмотки трансформатора начинает протекать линейно нарастающий ток.



Направление этого тока противоположно направлению тока при отпирании первого силового транзистора. Полярность напряжения на выводе 7 вторичной обмотки трансформатора положительная, а на выводе 3 – отрицательная относительно корпуса. На этом интервале времени в проводящем состоянии находится нижний диод сборки $BD1$, а верхний находится в закрытом состоянии. Линейно нарастающий ток через обмотку $W2$ дросселя L_1 и дроссель L_3 проходит через нагрузку и одновременно подзаряжает конденсатор C_8 . В течение последующей паузы накопленная в магнитопроводах дросселей L_1 и L_3 энергия передается в нагрузку и конденсатор C_8 . Далее процессы повторяются. Следует отметить, что конденсатор C_8 разряжается на нагрузку в течение всего времени работы ИЭП.

Параллельно выходным конденсаторам $C_7 - C_{10}$ включены резисторы $R_4 - R_7$, которые служат для ускорения разрядки конденсаторов схемы после отключения источника электропитания от сети. Этим обеспечивается приведение схемы в исходное состояние перед последующим включением.

Выходные напряжения отрицательной полярности могут быть получены различными способами. В ИЭП на рис. 1.21.8 отрицательные напряжения получают выпрямлением и сглаживанием напряжений вторичных обмоток трансформатора. В другом варианте от вторичных обмоток получают только три выходных напряжения: +5; +12; -12 В. Напряжение -5 В получают из канала -12 В с помощью интегрального стабилизатора напряжения (например, трехвыводного типа LM7905).

Схема плавного пуска. При подаче входного напряжения на ИЭП выходные конденсаторы разряжены, что идентично короткому замыканию нагрузки. В этом случае мгновенная мощность в силовых транзисторах может превысить в несколько раз среднюю входную мощность. Причиной этого является воздействие обратной связи, которое при пуске приводит к превышению тока транзисторов относительно допустимого значения. Плавный пуск осуществляется вне зависимости от сигнала обратной связи путем плавного нарастания по ширине импульсов схемы управления.

Пример схемы плавного пуска в составе источника электропитания типа LPS-02-150 XT приведен на рис. 2.80. На базе микросхемы управления типа TL494CN плавный пуск осуществляется с помощью RC -цепи, подключенной к неинвертирующему входу

компаратора $DA3$ (вывод 4 схемы управления). При наличии выпрямленного входного напряжения в результате срабатывания схемы пуска подается напряжение электропитания микросхемы управления, затем появляется выходное напряжение внутреннего стабилизирующего источника опорного напряжения. После этого появляются выходные напряжения каналов.

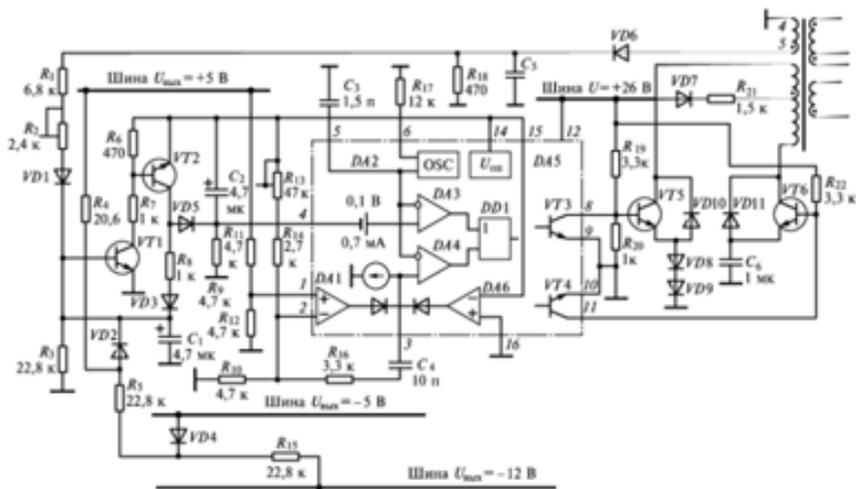


Рис. 1.21.9. Схема управления с плавным пуском ИЭП типа LPS-02-150 XT
 $VD1 - VD9 - 1N4148$; $VD10, VD11 - PXP1002$

Ширина выходных импульсов схемы управления определяется шириной импульсов на выходе логического элемента $DD1$ микросхемы. Диаграммы процесса плавного пуска приведены на рис. 1.21.10. Пусть в начальный момент τ_0 на микросхему управления подается напряжение электропитания $U = +26$ В. В результате запускается генератор пилообразного напряжения $DA2$ и на выводе 14 появляется опорное напряжение $U_{оп}$. Пилообразное напряжение $U_{вых DA2}$ генератора $DA2$ подается на инвертирующие входы компараторов $DA3$ и $DA4$ (рис. 1.21.10, а и б).

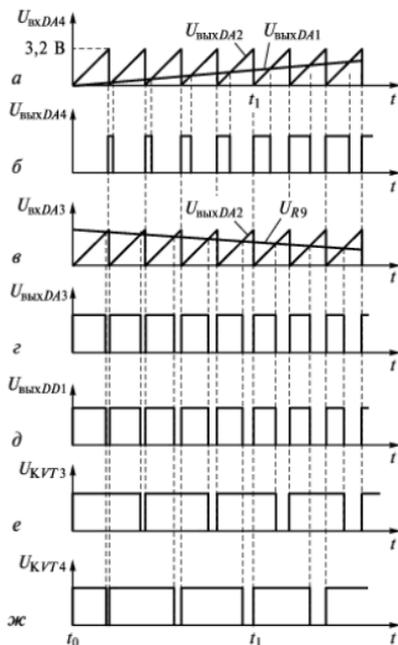


Рис. 1.21.10. Диаграммы процесса плавного пуска схемы, приведенной на рис. 1.21.9

На неинвертирующий вход ШИМ-компаратора $DA4$ подается напряжение $U_{\text{вых } DA1}$ от усилителя ошибки $DA1$ (см. рис. 1.21.10, a). Поскольку выходные напряжения ИЭП в этот момент еще отсутствуют, сигнал обратной связи с делителя R_{11}, R_{12} на неинвертирующий вход усилителя ошибки равен нулю. На инвертирующий вход этого усилителя подается положительное напряжение с делителя R_{13}, R_{14}, R_{10} , к которому уже подключено опорное напряжение $U_{\text{оп}}$. Выходное напряжение усилителя ошибки $DA1$ в первоначальный момент равно нулю, а в процессе заряда выходных конденсаторов фильтра будет нарастать. Поэтому выходное напряжение $U_{\text{вых } DA4}$ ШИМ-компаратора $DA4$ будет иметь вид последовательности нарастающих по ширине импульсов (рис. 1.21.10, b).

Неинвертирующий вход компаратора $DA3$, обеспечивающего паузу, соединен с выводом 4 ИМС управления. На этот вывод подается напряжение U_{R9} внешней RC -цепи C_2, R_9 , соединенной с шиной опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. При появлении напряжения $U_{\text{оп}}$



оно прикладывается к резистору R_9 , так как конденсатор C_2 полностью разряжен. По мере заряда конденсатора C_2 ток через него и резистор R_9 уменьшается и падение напряжения на резисторе R_9 имеет форму спадающей экспоненты (см. рис. 1.21.10, б). В соответствии с этим выходное напряжение компаратора $DA3$ представляет собой последовательность импульсов, уменьшающихся по ширине (рис. 1.21.10, в). На диаграммах выходных напряжений компараторов $DA3$ и $DA4$ видно, что они имеют взаимно противоположные формы.

Выходные напряжения компараторов $DA3$ и $DA4$ являются входными для логической схемы $DD1$ (2ИЛИ). Поэтому ширина импульса на выходе схемы $DD1$ определяется наиболее широким входным импульсом. Выходное напряжение схемы $DD1$ показано на рис. 1.21.10, д, из которого видно, что вплоть до момента t_1 ширина выходных импульсов компаратора $DA3$ превышает ширину выходных импульсов ШИМ-компаратора $DA4$. Поэтому переключения этого компаратора не влияют на ширину выходного импульса элемента $DD1$, который является выходным импульсом ИМС управления.

В интервале времени $t_0 - t_1$ определяющую роль играет выходное напряжение компаратора $DA3$. Из рис. 1.21.10, е и ж видно, что ширина выходных импульсов ИМС управления в интервале $t_0 - t_1$ плавно нарастает. В момент t_1 выходной импульс компаратора $DA3$ сравнивается с выходным импульсом ШИМ-компаратора $DA4$. При этом управление передается от компаратора $DA3$ к ШИМ-компаратору $DA4$, поскольку его выходные импульсы начинают превышать по ширине выходные импульсы компаратора $DA3$. В течение времени $t_0 - t_1$ конденсаторы выходных фильтров плавно заряжаются, и блок выходит в номинальный режим работы.

Таким образом, перед каждым включением ИЭП конденсатор C_2 формирующей RC -цепи должен быть разряжен полностью. Поэтому в схеме предусматривается контур для быстрого разряда этого конденсатора при выключении источника из сети или при срабатывании токовой защиты.