

Электронный регулятор сварочного тока.

Исправленная и дополненная версия статьи от 13.07.2014. Все исправления отмечены красным цветом.

1. Введение

На различных машиностроительных и ремонтных предприятиях, там, где наблюдается большая концентрация сварочных рабочих мест, традиционно использовалась и используется многопостовая сварка постоянным и переменным током. Достоинством данного типа сварки является простота, безопасность и возможность экономии производственных площадей.

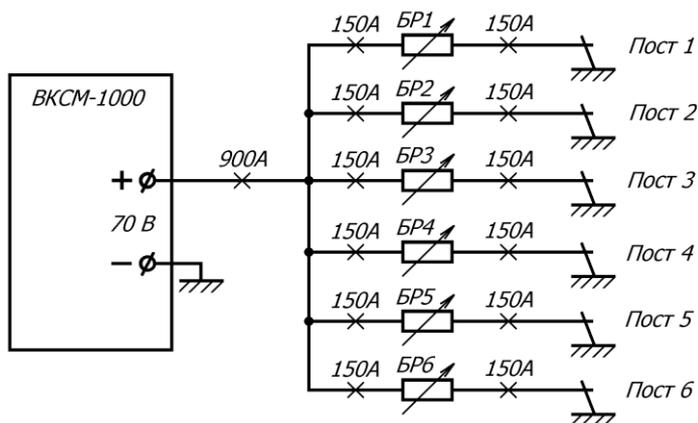


Рис. 1а

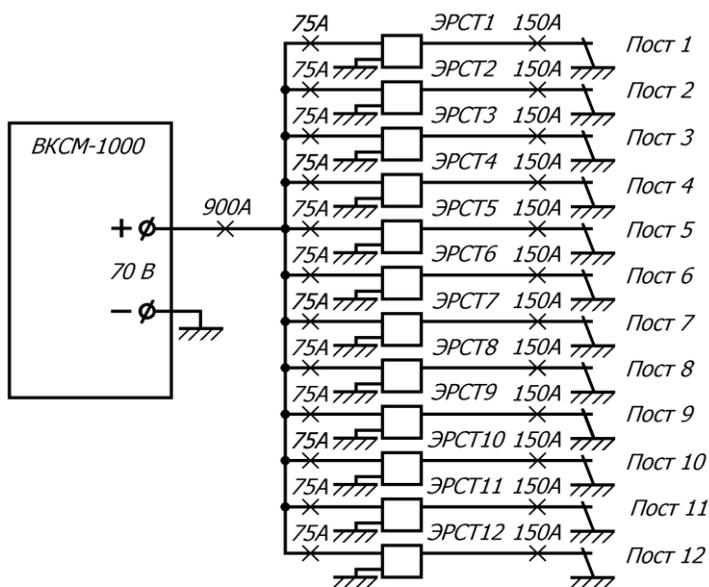


Рис. 1б

При многопостовой сварке несколько сварочных рабочих мест подключаются к одному многопостовому сварочному источнику (Рис. 1а). Относительная независимость сварочных постов, работающих от одного общего источника, достигается тем, что каждый сварочный пост подключается через индивидуальный балластный реостат (БР), служащий для регулирования сварочного тока и получения необходимой крутопадающей нагрузочной характеристики. Использование БР является, возможно, наиболее простым, но не лучшим решением, т.к. при этом сильно снижается КПД. Низкий КПД обусловлен тем, что часть мощности рассеивается в виде тепла на БР. Так как напряжение сварочной дуги составляет 30 ... 50% от напряжения многопостового источника, то таким же является и КПД такого способа проведения сварочных работ.

Достижения современной электроники позволяют изготовить электронный аналог БР который будет иметь улучшенные эксплуатационные характеристики и при этом обладать КПД близким к 100%. На Рис. 1б изображен вариант, когда к одному многопостовому источнику, посредством ЭРСТ подключено в два раза

большее количество рабочих мест и при этом многопостовой источник работает в обычном нагрузочном режиме. Выгода от такого решения очевидна, так как достигается одновременная экономия электроэнергии и оборудования при неизменном объёме сварочных работ. Если сравнивать ЭРСТ с инверторными сварочными источниками, то первый более безопасен, так как в нём отсутствуют высоковольтные цепи, имеет меньшую массу и более высокий КПД, за счёт меньшего количества преобразований.

В настоящее время различные западные фирмы, специализирующиеся в области сварочного оборудования, производят ЭРСТ. Правда, стоимость их достаточно велика. Например, ЭРСТ Multi-Weld 350 фирмы Lincoln Electric стоит 3349\$. Поэтому самостоятельная сборка подобных устройств имеет смысл и вполне обоснована.

В данной статье описаны общие принципы конструирования и реальная конструкция простого ЭРСТ. Не смотря на свою простоту, благодаря идеальным внешним характеристикам, ЭРСТ обеспечивает лучшее формирование сварочного шва и практически исключает разбрызгивание металла. В ЭРСТ предусмотрена возможность регулировки наклона внешней характеристики от крутопадающей до жёсткой. Данное обстоятельство позволяет использовать ЭРСТ как для ручной, так и для полуавтоматической сварки. Принцип работы ЭРСТ основан на модуляции входного напряжения полупроводниковым (ПП) ключом с последующей фильтрацией среднего значения напряжения. Благодаря тому, что ПП ключ имеет малую мощность рассеивания в закрытом и открытом состояниях, его КПД близок к 100%.

ЭРСТ оборудован защитами от неправильной полярности, от повышения или понижения питающего напряжения, от максимального тока и от перегрева. Указанный набор защит гарантирует надёжную работу ЭРСТ в производственных условиях.

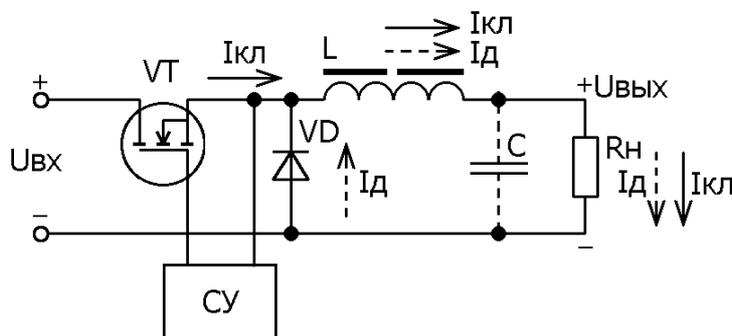


Рис. 2. Понижающий преобразователь постоянного напряжения

2. Расчёт основных узлов ЭРСТ

Основой ЭРСТ является импульсный понижающий преобразователь постоянного напряжения (chopper). Понижающий преобразователь (рис. 2) состоит из электронного ключа, роль которого в данном случае выполняет полевой транзистор VT, диода VD и дросселя сглаживающего фильтра L. Наличие

конденсатора C не является принципиальным. Схема управления (СУ) может регулировать выходное напряжение $U_{вых}$ на нагрузочном резисторе R_n , осуществляя, с помощью ключа VT, широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) входного напряжения $U_{вх}$. Суть ШИМ заключается в том, что транзистор открыт в течении времени t_i , которое меньше или равно периоду коммутации ключа T . Отношение $D = t_i/T$ называется коэффициентом заполнения импульсов. При изменении коэффициента заполнения импульсов от 0 до 1, выходное напряжение $U_{вых}$ будет изменяться от нуля до $U_{вх}$. Если не учитывать потерю напряжения на транзисторе VT, то $U_{вых} = U_{вх} \cdot D$.

Когда транзистор VT открыт, диод VD заперт напряжением обратной полярности, приложенным к его катоду. К дросселю L приложена разность напряжений $U_{вх} - U_{вых}$ и его ток увеличивается. После запираения транзистора VT, к диоду VD прикладывается напряжение самоиндукции дросселя L, в отпирающей полярности, диод отпирается и создаёт путь протекания тока дросселя. На этом этапе к дросселю приложена разность напряжений $0 - U_{вых}$ и его ток уменьшается. Далее транзистор VT открывается и всё повторяется. Благодаря наличию фильтра LC, через нагрузку протекает практически постоянный ток с небольшим уровнем пульсации. Если ток дросселя L никогда не спадает до нуля, то говорят, что дроссель работает в режиме непрерывного тока. Минимальную индуктивность дросселя, обеспечивающую работу в режиме непрерывного тока, можно найти по формуле [1]:

$$L_{MIN} = \frac{U_{вых} \cdot (1 - D)}{2 \cdot I_{вых} \cdot F},$$

где L_{MIN} – минимальная индуктивность дросселя, Гн;
 $U_{вых}$ – выходное напряжение преобразователя, В;
 D – коэффициент заполнения импульсов;
 $I_{вых}$ – выходной ток, А;
 F – частота коммутации ключа, Гц.

Потери мощности на транзисторе VT складываются из потерь проводимости и потерь коммутации. Потери проводимости вызваны сопротивлением канала открытого транзистора $R_{DS(on)}$. Если считать, что пульсация тока в дросселе L1 незначительна, то потери проводимости можно определить по формуле:

$$P_{VT.пр} = D \cdot I_{вых}^2 \cdot R_{DS(on)}$$

Потери коммутации имеют место в моменты времени, когда транзистор меняет своё состояние из

открытого в закрытое и обратно. Смена состояния не происходит моментально, а требует определённого времени, вызванного необходимостью перезаряда входной ёмкости, а так же эффектом Миллера. Потери коммутации можно приблизительно определить по следующей формуле:

$$P_{VT.ком} = \frac{F \cdot U_{ex} \cdot ((I_{вых} + I_{rr}) \cdot t_r + I_{вых} \cdot t_f)}{2},$$

где I_{rr} – ток обратного восстановления диода VD, A;
 t_r – время нарастания, сек;
 t_f – время спада, сек.

Потери мощности на диоде VD также складываются из потерь проводимости и потерь коммутации. Общие потери можно определить по формуле:

$$P_{VD} = (1 - D) \cdot V_F \cdot I_{вых} + U_{ex} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr} / 6,$$

где V_F – падение напряжения на открытом диоде, В;
 t_{rr} – время обратного восстановления диода, сек.

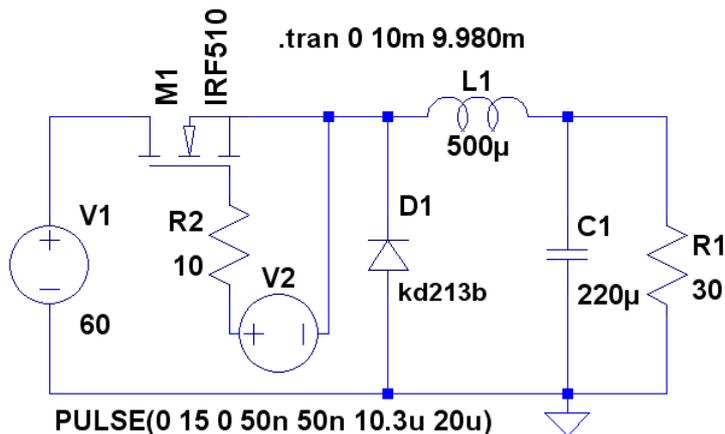


Рис. 3. Модель понижающего преобразователя постоянного напряжения.

Более точную информацию о процессах и потерях в схеме понижающего преобразователя можно получить, моделируя его работу в программе LTspice. На Рис. 3 изображена модель понижающего преобразователя, который понижает входное напряжение $V_1=60$ В до напряжения 30 В на нагрузочном резисторе R1. Диод D1 типа КД213Б. Так как этот диод отсутствует в библиотеке LTspice, его придётся внести туда самостоятельно. Для этого, в любом текстовом редакторе, открываем файл

standard.dio, который находится в директории LTspiceIV\lib\cmp, и вписываем туда следующую строчку:

```
.model kd213b D(Is=68.84p Rs=43.52m N=1 Xti=3 Eg=1.11 Bv=280 Ibv=258.6u Cjo=1p Vj=.75 M=.3333 Fc=.5 Tt=50.04n mfg=USSR type=silicon)
```

Таким же образом можно пополнять библиотеку LTspice другими стандартными компонентами. Параметры моделей можно позаимствовать в готовом виде из других SPICE-симуляторов.

Для начала рассмотрим работу преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя. Если $U_{вых}=30$ В, $D=0,5$, $I_{вых}=U_{вых}/R_1=30/10=1$ А и $F=50000$ Гц, то

$$L_{MIN} = \frac{30 \cdot (1 - 0.5)}{2 \cdot 1 \cdot 50000} = 150 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$$

Пусть $L_1=500$ мкГн.

В качестве генератора ШИМ сигнала, используется источник напряжения V2, который работает в расширенном режиме импульсного генератора. На рис. 7.4 изображено меню настройки этого генератора. Режим работы импульсного генератора (PULSE) выбирается в поле Functions (функции). Далее настраиваем импульсный генератор, указывая:

- Vinitial (начальное напряжение);
- Von (напряжение импульса);
- Tdelay (задержка формирования импульса);
- Trise (длительность переднего фронта импульса);
- Tfal (длительность заднего фронта импульса);
- Ton (длительность импульса);
- Tperiod (период следования импульсов);
- Ncycles (количество импульсов, если нужно сформировать определённое количество импульсов).

Если установлена галочка в поле Make this information visible on schematic (Сделать эту информацию видимой на схеме), то настроечная информация генератора будет отображена в окне схемы, в виде строки PULSE(0 15 0 50n 50n 10.1u 20u).

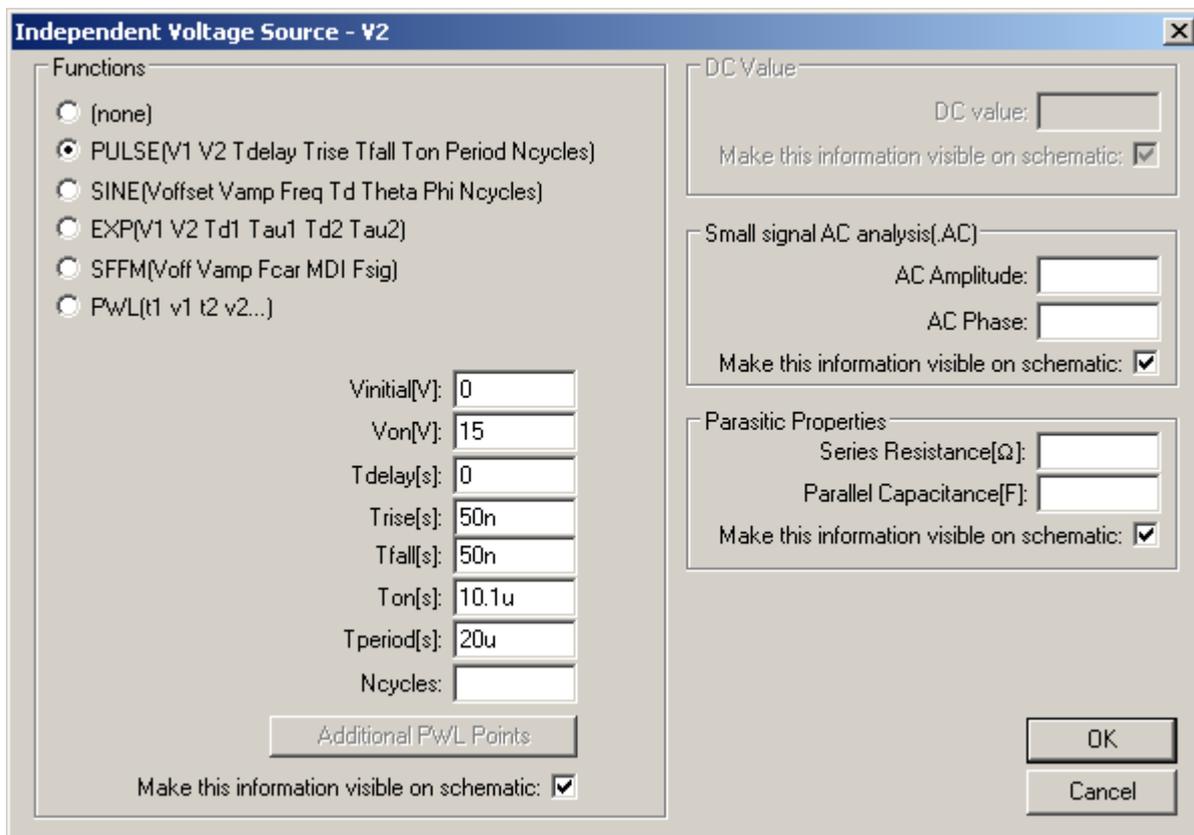


Рис. 4. Меню настройки генератора импульсов.

На Рис. 5 приведены диаграммы мощности рассеиваемой на транзисторе M1 и диоде D1, ШИМ напряжения V(n002) на катоде диода D1 и напряжение на нагрузке преобразователя V(n003), тока дросселя I(L1) и диода I(D1), полученные в результате моделирования. Из диаграммы I(D1) видно, что, в момент отпирания транзистора M1, через диод протекает короткий импульс сквозного тока (обратного тока восстановления) амплитудой до 10А, вызванный процессом рассасывания избыточного заряда в области его p-n перехода. При этом на транзисторе выделяется импульсная мощность величиной 700 Вт, а на диоде 10 Вт. Средняя рассеиваемая мощность не вызывает особых опасений и составляет 0,41 Вт для транзистора и 0,43 Вт для диода. Однако это обстоятельство не может являться оправданием, т.к. большие импульсные мощности вызывают локальные перегревы и деградацию полупроводниковой структуры, что, в конце концов, приведёт к отказу транзистора или диода. В случае использования более мощных ключевых элементов, импульсная мощность может достигать десятков и более кВт!

Для уменьшения потерь коммутации надо либо ускорить процесс переключения, либо производить переключение в моменты, когда или ток или напряжение равны нулю. Так как ускорение процессов переключения связано с использованием более быстрых и поэтому более дорогих ПП элементов, а так же ужесточит требования к качеству монтажа, то остановим свой выбор на втором способе, который так же носит название мягкой коммутации. Мягкая коммутация может происходить при нулевом токе ZCS или при нулевом напряжении ZVS. Например, если с помощью индуктивности, включенной последовательно с ключом, ограничить скорость нарастания тока, то отпирание ключа произойдёт при нулевом токе. А если параллельно ключу включить ёмкость, то запираение ключа произойдёт при нулевом напряжении.

Например, добиться коммутации при нулевом токе можно, если ранее рассмотренный преобразователь (Рис. 3) заставить работать в режиме с прерывистым током дросселя. В самом деле, в этом случае перед окончанием периода, ток дросселя уменьшится до нуля и диод D1 успеет восстановить высокое обратное сопротивление. В следующем периоде мы получим идеальные условия коммутации при нулевом токе. Для получения требуемого режима коммутации достаточно уменьшить индуктивность дросселя ниже минимального значения $L_{мин}$, гарантирующего неразрывность тока дросселя L1.

Уменьшим индуктивность L1 до 120 мкГн и рассмотрим работу преобразователя в режиме прерывистого тока (Рис. 6). Из диаграммы I(D1) видно, что амплитуда тока обратного восстановления уменьшилась с 10 А до 70 мА! В момент открытия, на транзисторе M1 рассеивается незначительная мощность. Средняя, рассеиваемая на транзисторе, мощность составляет 0,29 Вт. Потери на диоде D1 остались практически на прежнем уровне.

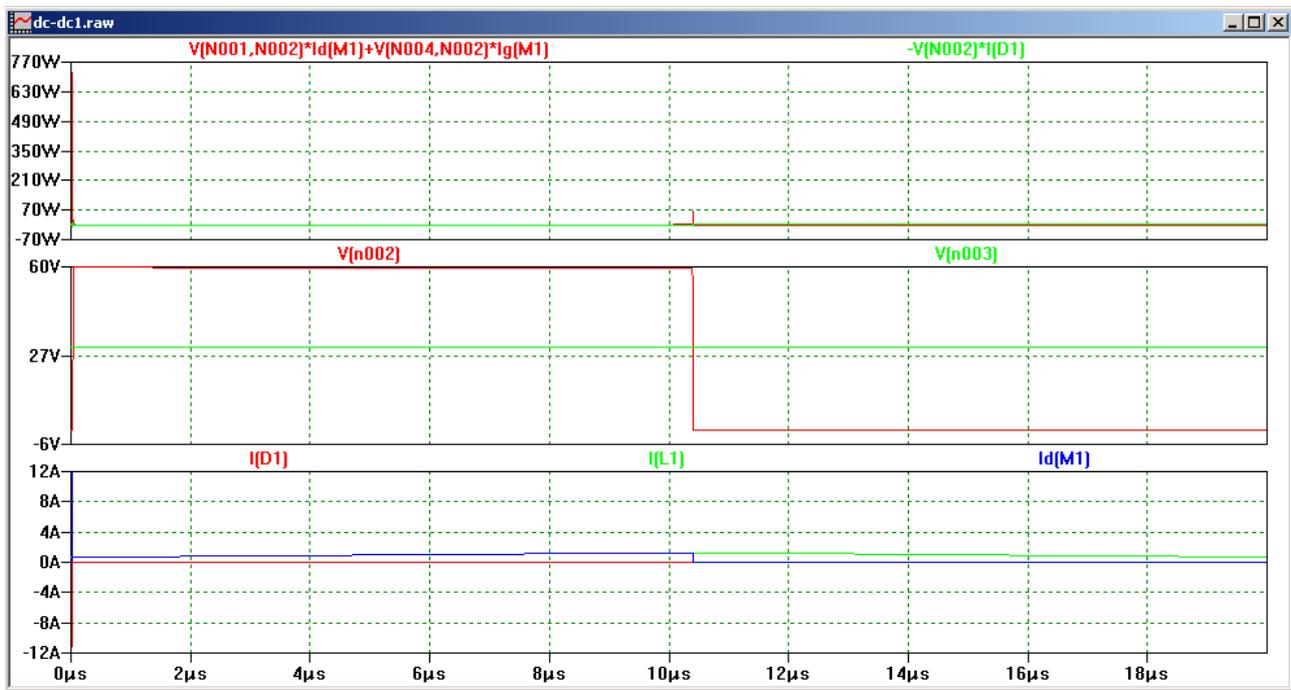


Рис. 5. Диаграммы напряжений, токов и мощностей понижающего преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока дросселя.

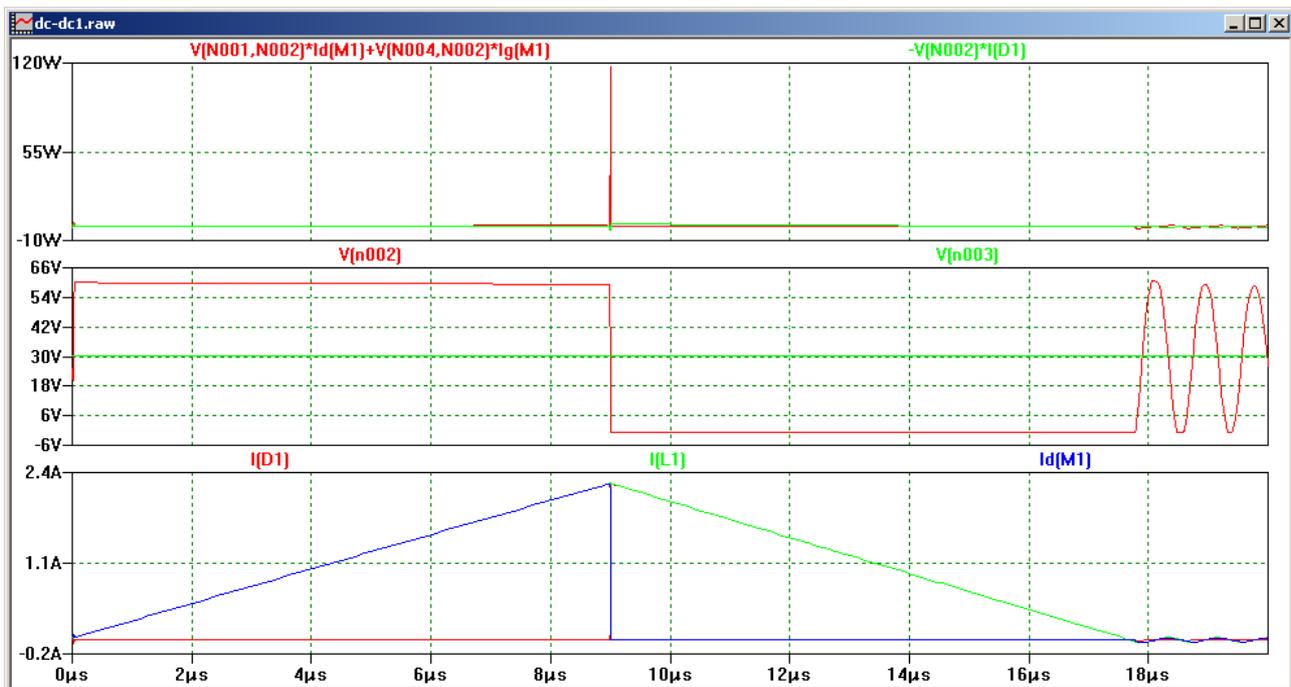


Рис. 6. Диаграммы напряжений, токов и мощностей понижающего преобразователя напряжения в режиме прерывистого тока дросселя.

Теперь нагрузим преобразователь большим током, снизив сопротивление нагрузки до 10 Ом. Для обеспечения непрерывного режима требуется индуктивность дросселя величиной не менее 50мкГн. Следовательно, используем индуктивности величиной 150мкГн и 45мкГн, для обеспечения непрерывного и прерывистого режимов соответственно. В результате повторного моделирования выясняется, что, в режиме непрерывного тока, на транзисторе рассеивается мощность 2,25 Вт и на диоде 1,36 Вт. В режиме прерывистого тока, на транзисторе рассеивается мощность 2,3 Вт и на диоде 1,37 Вт. Т.е. теперь оказывается, что режим непрерывного тока эффективнее режима непрерывного тока дросселя? Дело в том, что, в режиме непрерывного тока, через транзистор M1(и диод D1) протекает импульсный ток $I_d(M1)$ прямоугольной формы, а в прерывистом режиме форма тока треугольная. В аналогичных условиях, треугольная форма тока обеспечивает большее действующее (разогревающее) значение тока, по сравнению с прямоугольной.

Следовательно, режим прерывистого тока может быть оправдан только в том случае, когда потери коммутации преобладают над потерями проводимости. Это справедливо для маломощных преобразователей, где используются заведомо более мощные, чем необходимо, ключи. Если же коммутационные возможности ключей используются по максимуму, что свойственно мощным источникам наподобие ЭРСТ, введение режима прерывистого тока дросселя приведёт не к снижению, а к повышению общего уровня потерь.

Чтобы сохранить прямоугольную форму тока и уменьшить коммутационные потери, вызванные током обратного восстановления диода, используем дополнительный дроссель L2 (Рис. 7). Дроссель L2 имеет дополнительную размагничивающую обмотку L3, с помощью которой энергия коммутации возвращается во входной источник.

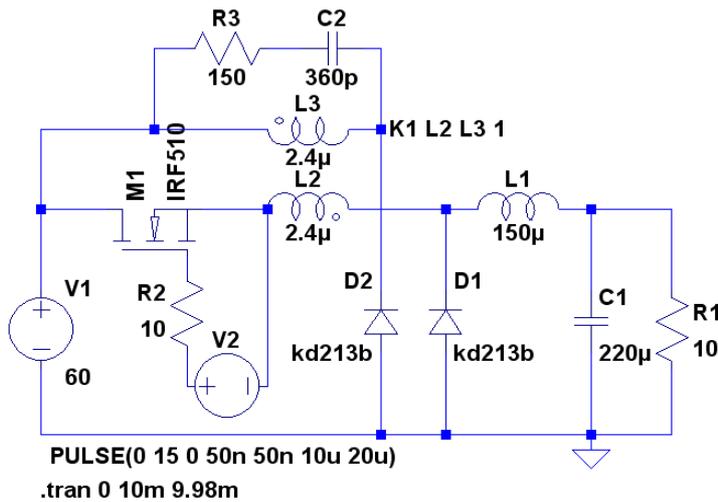


Рис. 7. Модель понижающего преобразователя постоянного напряжения с дополнительным двухобмоточным дросселем.

Зная время обратного восстановления диода КД213Б ($t_{rr}=120$ нсек), можно найти требуемую индуктивность дросселя L2:

$$L2 = \frac{U_{ex} \cdot t_{rr}}{I_{вых}} = \frac{60 \cdot 120 \cdot 10^{-9}}{3} = 2.4 \text{ мкГн}$$

На рис.8 приведены временные диаграммы в первичной I(L2) и вторичной I(L3) обмотках двухобмоточного дросселя, а

так же диаграмма тока I(D1) диода D1 и диаграмма напряжения на истоке транзистора M1.

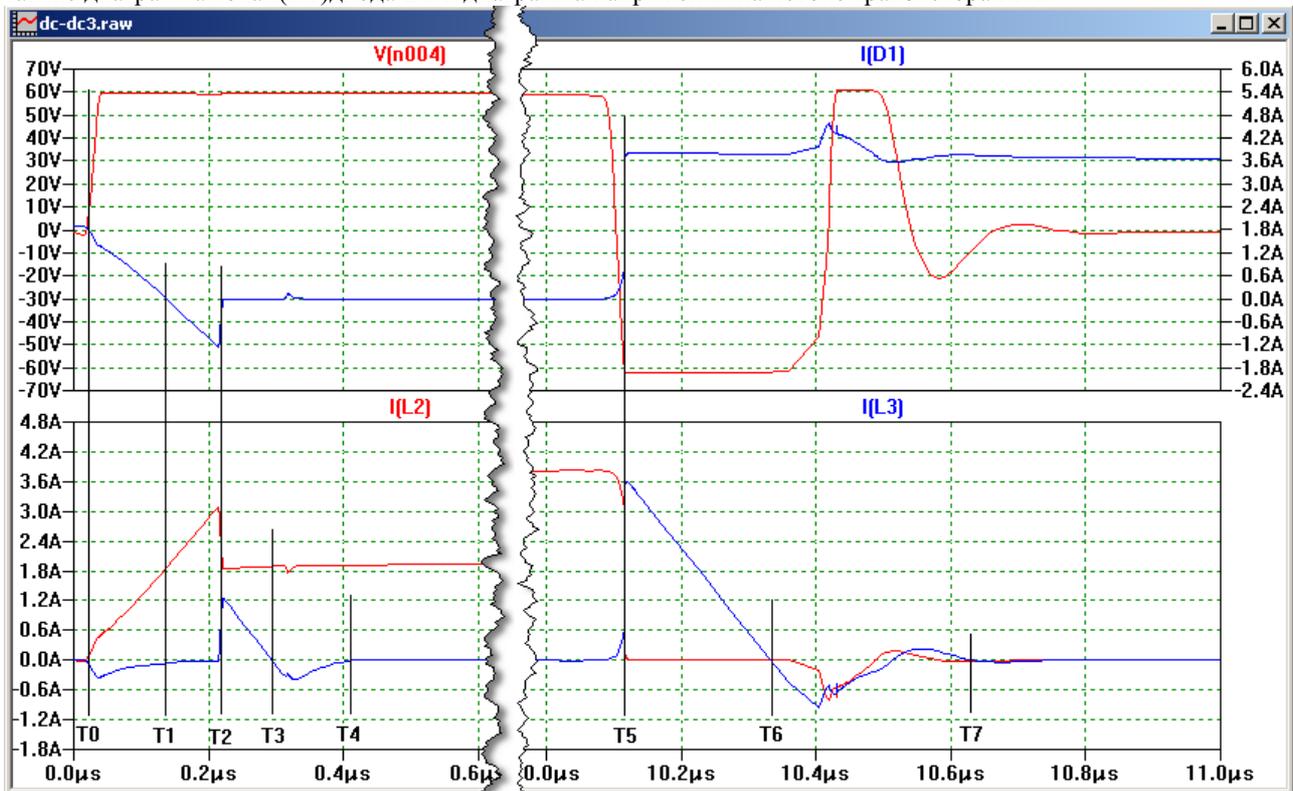


Рис. 8. Временные диаграммы токов в обмотках дополнительного двухобмоточного дросселя.

В момент времени T0 открывается транзистор M1 {V(n004)} и одновременно начинает нарастать ток {I(L2)} в первичной обмотке дросселя, который вычитается из тока {I(D1)} диода D1. Ток через диод D1 уменьшается и в момент T1 становится равным нулю. С этого момента и до момента T2 идёт процесс восстановления обратного сопротивления диода D1. В момент T2 диод D1 запирается. В течении времени T2 ... T3 избыточная энергия накопленная в индуктивности L2, через L3 {I(L3)} и диод D2, возвращается в источник напряжения V1. В момент T3 вся энергия возвращена, но теперь требуется время на восстановление обратного сопротивления диода D2, который запирается в момент времени T4.

В момент времени T5 транзистор M1 запирается {V(n004)}. В течении времени T5 ... T6 вся энергия накопленная в индуктивности L2, через L3 {I(L3)} и диод D2, возвращается в источник напряжения V1. В этот период времени к транзистору M1 приложено удвоенное напряжение питания. В момент T6 вся энергия возвращена и далее, до момента времени T7, протекает процесс восстановления обратного сопротивления диода D2.

В результате моделирования выясняется, что на транзисторе M1 рассеивается мощность 1,73 Вт и на диоде 1,35 Вт. Использование дополнительного двухобмоточного дросселя позволило добиться лучшей эффективности преобразователя, что является весомым аргументом для использования этого решения в реальном ЭРСТ.

Ниже перечислены технические характеристики ЭРСТ, позволяющие использовать его в качестве более эффективной альтернативы стандартному балластному реостату РБ-302.

Технические характеристики ЭРСТ:

Номинальный ток при ПВ=100%, A	315.
Минимальный ток, A	10.
Импульсный ток, A	350.
Напряжение питания, B	от 50 до 80.
КПД, %.....	92.

Так как коммутационные потери сведены к минимуму, то КПД источника, в основном, определяется потерями проводимости:

$$P_{II} = I_{L1}^2 \cdot [D \cdot R_{M1} + (1-D) \cdot R_{D1}]$$

Следовательно, КПД источника можно определить по формуле [1]:

$$\eta = 1 - \frac{P_{II}}{P_{II}} = 1 - \frac{I_{L1}^2 \cdot [D \cdot R_{M1} + (1-D) \cdot R_{D1}]}{I_H \cdot U_{II}} = 1 - \frac{D \cdot R_{M1} + (1-D) \cdot R_{D1}}{R_H},$$

где P_{II} – мощность потерь, Вт;
 $P_{II} = I_H \cdot U_{II}$ – мощность потребляемая от источника, Вт;
 I_{L1} – ток в индуктивности L1, А;
 R_{M1} – сопротивление открытого транзистора M1, Ом;
 R_{D1} – сопротивление открытого диода D1, Ом;
 R_H – сопротивление нагрузки, Ом.

Если считать, что $R_{M1} = R_{D1} = R$, то предыдущее выражение можно существенно упростить:

$$\eta = \frac{R_H - R}{R_H}$$

Сопротивление дуги для номинального тока нагрузки $I_H = 315$ А:

$$R_H = R_d = \frac{U_d}{I_H} = \frac{20 + I_H \cdot 0.04}{I_H} = \frac{20 + 315 \cdot 0.04}{315} = 0.1035 \text{ Ом}$$

Рассчитаем сопротивление открытого канала ключевого транзистора:

$$R = R_H \cdot (1 - \eta) = 0.1035 \cdot (1 - 0.92) = 0.00828 \text{ Ом}$$

Сопротивление канала MOSFET имеет положительную температурную зависимость. Можно считать, что, при прогреве кристалла транзистора, сопротивление его канала удваивается. Следовательно, в холодном состоянии транзистор должен иметь вдвое меньшее сопротивление канала $R_{M1} = 0,00414$ Ом. Максимальное рабочее напряжение транзистора должно превышать 160 В, так как во время работы преобразователя к нему прикладывается удвоенное напряжение питания (Рис. 8). Поставленным условиям удовлетворяет MOSFET транзистор, имеющий сопротивление канала $R_{M1} = 0,00414$ Ом и максимальное напряжение между стоком и истоком $V_{DSS} > 160$ В. Выбираем широко распространённый и достаточно дешёвый транзистор IRFP250N, производства компании International Rectifier [2], который имеет $V_{DSS} = 200$ В и сопротивление канала $R_{DS(on)} = 0,075$ Ом. Чтобы получить требуемое сопротивление канала надо соединить параллельно не менее $R_{DS(on)} / R_{M1} = 0,075 / 0,00414 = 18$ транзисторов. Используем 20 транзисторов IRFP250N. При этом сопротивление канала R_M результирующего транзистора будет равно $0,075 / 20 = 0,00375$ Ом в холодном состоянии и $0,0075$ Ом в горячем (для температуры кристалла $T_j = 110$ °С).

Чем больше заполнение импульса, тем дольше через транзистор протекает ток, тем большая мощность на нём рассеивается. Максимальное заполнение импульса будет при минимальном входном напряжении питания ЭРСТ:

$$D_{MAX} = \frac{U_d}{U_{II,MIN} \cdot \eta} = \frac{20 + I_H \cdot 0.04}{U_{II,MIN} \cdot \eta} = \frac{32.6}{50 \cdot 0.92} = 0.709,$$

где $U_{II,MIN}$ – минимальное напряжение питания ЭРСТ.

Максимальную мощность, рассеиваемую на результирующем транзисторе, можно определить по формуле:

$$P_M = D_{MAX} \cdot I_H^2 \cdot R_M = 0.709 \cdot 315^2 \cdot 0.0075 = 528 \text{ Вт}$$

Для изготовления мощного диода выбираем доступный, дешёвый и быстрый диод КД213Б, выдерживающий максимальное обратное напряжение $U_{обр.}=200 \text{ В}$ и максимальный прямой средний ток $I_{пр.}=10 \text{ А}$. Так как номинальный ток источника 315 А, то необходимо включить параллельно не менее 32 диодов. Учитывая неравномерное распределение тока между диодами, используем 40 диодов КД213Б. Диоды необходимо подбирать с близким значением прямого напряжения в проводящем состоянии.

Диод нагружен максимально при минимальном заполнении импульса. Подобный режим возникает в режиме короткого замыкания (КЗ) на выходе источника. В этом случае через диод протекает практически весь выходной ток ЭРСТ. При этом через каждый диод будет протекать ток около $I_{пр}=315/40=8 \text{ А}$. В отличие от MOSFET, прямое падение напряжения диода имеет отрицательную температурную зависимость, т.е. уменьшается с ростом температуры. Предполагается, что в готовой конструкции температура корпуса диода T_K не превысит $85 \text{ }^\circ\text{C}$. При такой температуре кристалла и токе 8 А, прямое напряжение на диоде КД213Б составит $U_{пр}=1 \text{ В}$ [7]. Определим максимальную мощность, рассеиваемую на диоде:

$$P_D = I_H \cdot U_{пр} = 315 \cdot 1 = 315 \text{ Вт.}$$

Расчёт охладителей с использованием полученных данных, будет произведён далее, в разделе 10.4.

3. Описание ЭРСТ

ЭРСТ (Рис. 9) оборудован защитами:

- от подключения в неправильной полярности;
- от повышения или понижения питающего напряжения;
- от максимального тока и от перегрева.

Указанный набор защит гарантирует надёжную работу ЭРСТ в производственных и бытовых условиях.

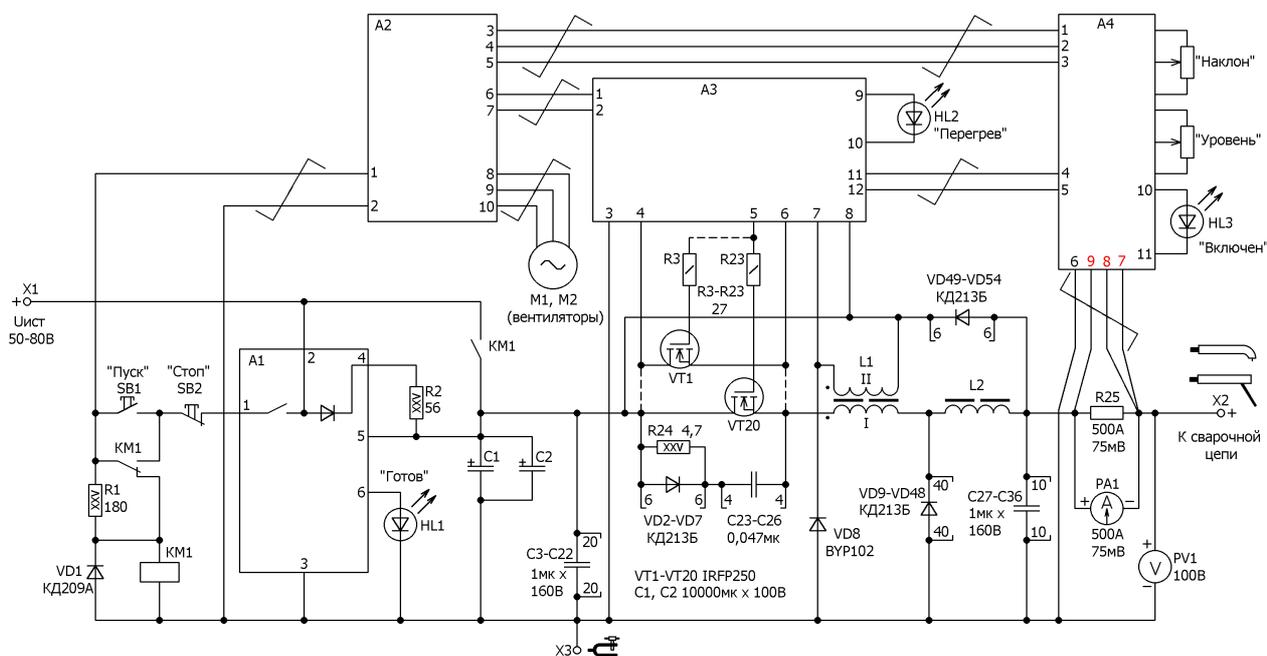


Рис. 9. Общая принципиальная электрическая схема ЭРСТ.

Ключевой транзистор VT1-VT20 понижающего преобразователя собран из 20-ти параллельно включенных MOSFET транзисторов IRFP250. MOSFET транзисторы характеризуются высоким быстродействием, малой мощностью управления и положительным ТКС проводящего канала. Последнее обстоятельство особенно важно, так как решает проблему выравнивания токов между параллельно включенными транзисторами. Диод VD9-VD48 состоит из 40-ка параллельно включенных диодов КД213Б. Сглаживающий фильтр ЭРСТ состоит из дросселя L2. Диоды КД213Б обладают большим временем обратного восстановления и поэтому для устранения сквозных токов, возникающих при открытии ключевого транзистора VT1-VT20, служит двухобмоточный дроссель L1. При запирации диода VD9-VD48 излишки энергии, накопленные в дросселе L1, возвращаются в источник питания (конденсаторы фильтра C1, C2). Возврат энергии (рекуперация) возможен благодаря наличию у дросселя L1 обмотки II, последовательно с которой включен коммутирующий диод VD8. Возвратный диод VD49-VD54, состоящий из 6-ти параллельно

включенных диодов КД213Б, служит для рекуперации энергии, накопленной в дросселе L2, в источник питания, в момент резкого сброса нагрузки ЭРСТ. Резисторы R3-R23, включенные в цепи затворов транзисторов VT1-VT20, служат для предотвращения паразитного колебательного процесса в этих цепях.

Назначение основных узлов ЭРСТ

Клемма X1 ЭРСТ, при помощи гибкого провода, соединяется с плюсовой клеммой многопостового сварочного источника (МСИ). Минусовая клемма МСИ и клемма X3 ЭРСТ, подключаются к свариваемой конструкции, которая играет роль второго соединительного провода. Сварочный держатель подключается к клемме X2. При этом сварка производится на обратной полярности (минус на свариваемой детали).

Конденсаторы C1, C2 и C3-C22 представляют из себя ёмкостный фильтр, который устраняет влияние индуктивности соединительных проводов и МСИ на работу ЭРСТ. Сразу после подключения ЭРСТ к МСИ осуществляется зарядка конденсаторов C1, C2 через зарядную цепочку, состоящую из внутреннего диода блока A1 и резистора R2. Контроль зарядки и входного напряжения ЭРСТ осуществляет блок A1. Если напряжение ЭРСТ выше 50 В и конденсаторы C1, C2 зарядились, то загорается индикатор HL1 "Готов" и срабатывает внутреннее реле блока A1, которое разрешает включение ЭРСТ.

Принцип действия

Для включения ЭРСТ необходимо кратковременно нажать на кнопку SB1 "Пуск". При этом срабатывает контактор KM1, который своим блокконтактом шунтирует кнопку SB1 и становится на удержание через резистор R1. Своим силовым контактом KM1 шунтирует зарядную цепочку.

После включения ЭРСТ, через блокконтакт контактора KM1, подаётся питание на блок A2. Блок A2 служит для получения гальванически развязанных напряжений необходимых для питания блоков A3 и A4. Кроме этого блок A2 формирует трёхфазное напряжение 220 В 50 Гц необходимое для питания вентиляторов M1 и M2.

Блок A3 осуществляет управление ключевым транзистором VT1-VT20, а так же защиту его от перегрузки и перегрева. Кроме этого блок A3 запрещает отпирание ключевого транзистора до момента окончания цикла рекуперации дросселя L1. В случае перегрева ключевого транзистора его работа так же запрещается и загорается индикатор HL2 "Перегрев".

Блок A4 служит для контроля выходного тока и напряжения ЭРСТ, а так же для формирования, заданной органами управления "Наклон" и "Уровень", внешней нагрузочной характеристики регулятора сварочного тока.

Принцип работы и настройка блока A1

Блок A1 (Рис. 10) содержит:

- узел двухпорогового компаратора;
- исполнительный релейный узел;
- узел контроля зарядки.

Питание блока осуществляется непосредственно входным напряжением ЭРСТ (напряжение МСИ), которое понижается до необходимого уровня и стабилизируется параметрическим стабилизатором, собранным на резисторах R9, R10 и стабилизаторе VD5.

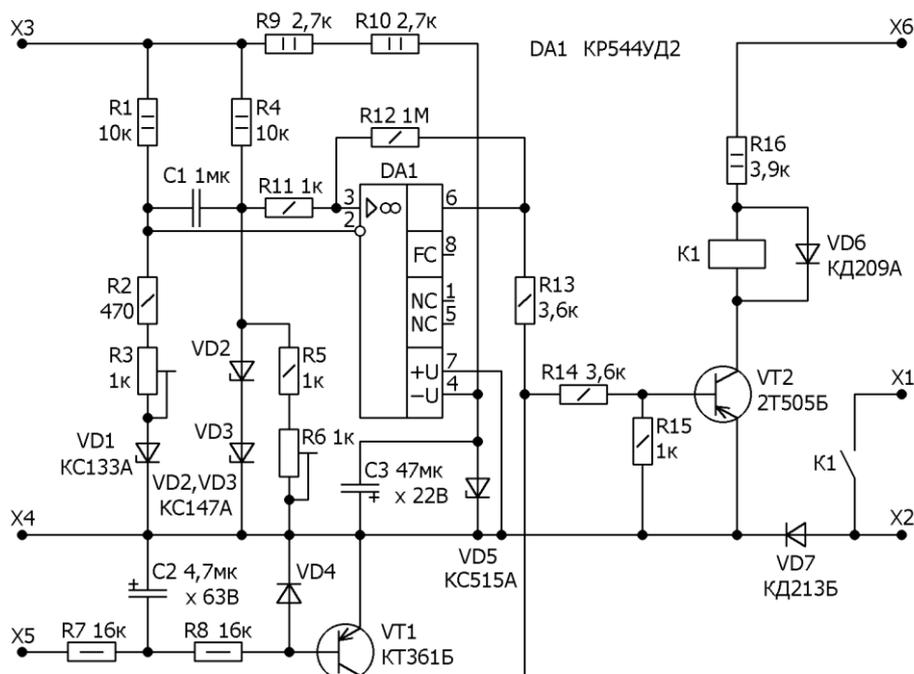


Рис. 10. Принципиальная электрическая схема блока A1.

Особенностью двухпорогового компаратора является применение специальных делителей, собранных на резисторах R1-R6 и стабилитронах VD1-VD3, позволяющего получить два порога срабатывания используя только один пороговый элемент DA1. Использование в делителях стабилитронов позволило получить нелинейную зависимость коэффициента передачи делителя от входного напряжения. На Рис. 11 видно, что кривая 1, соответствующая делителю R1-R3, VD1, пересекается в двух точках с кривой 2, соответствующей делителю R4-R6, VD2, VD3. С помощью подстроечного резистора R3 настраивается верхний порог срабатывания компаратора (80В), а с помощью R6 нижний (50В). Резисторы R11, R12 позволяют получить чёткое, без “дребезга”, переключение компаратора DA1.

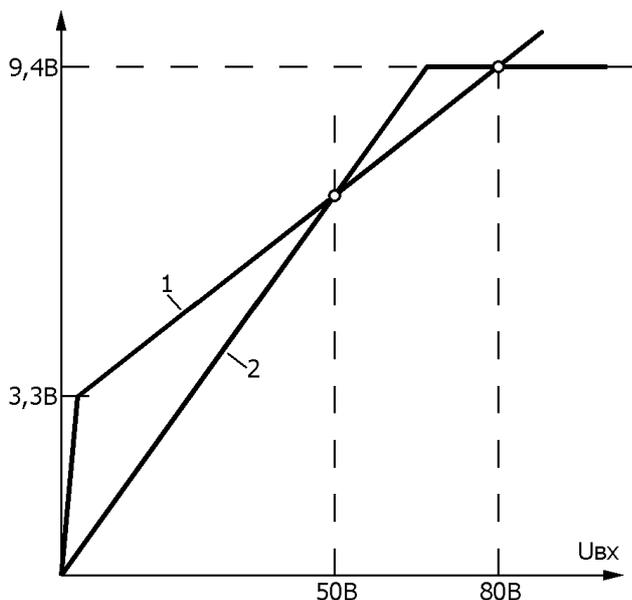


Рис. 11. Формирование порогов переключения двухпорогового компаратора.

Исполнительный релейный узел собран на элементах VT2, VD6, K1 и R13-R16. Если напряжение источника в норме, то с выхода компаратора, через R-цепочку R13-R15, напряжение открывающей полярности поступает на базу транзистора VT2. Транзистор VT2 включает реле K1, которое своим контактом подаёт питание на кнопки SB1 и SB2 (рис.2). Резистор R16 создаёт необходимый токовый режим работы реле K1. Диод VD6 защищает транзистор VT2 от пробоя напряжением самоиндукции катушки реле K1, в момент его отключения. Диод VD7 защищает блок А1 от повреждения напряжением обратной полярности при ошибочном включении ЭРСТ.

Зачастую, в подобных устройствах, для зарядки конденсатора отводится некоторый промежуток времени. По истечении данного времени зарядный резистор шунтируется.

Недостатком данного способа зарядки является то, что, например, при обрыве зарядного резистора к источнику питания будет подключен незаряженный конденсатор, что может повредить его или же сам конденсатор (нечто подобное регулярно происходит в инверторных сварочных источниках ВДУЧ-160). В ЭРСТ используется специальный узел контроля зарядки, который содержит транзистор VT1, диод VD4, конденсатор C2 и резисторы R7, R8 и контролирует падение напряжения на зарядном резисторе R1 (Рис. 9).

Детали:

Транзисторы VT1-VT20 и диоды VD9-VD48 установлены на радиаторах, каждый из которых имеет охлаждающую поверхность не менее 3200см^2 . Для охлаждения радиаторов используются два вентилятора типа 1,25ЭВ-2,8-6-3270У4 каждый из которых имеет производительность $280\text{м}^3/\text{час}$.

Дроссель L1 намотан на ферритовом сердечнике М2000НМ строчного трансформатора ТВС110АМ(ТВС110ЛА) от старого лампового телевизора типа УНТ47/59. Первичная обмотка мотается лицендратом состоящим из 236-ти эмалированных проводов $\varnothing 0,55\text{мм}$ и содержит 2 витка. Вторичная обмотка мотается лицендратом состоящим из 10-ти эмалированных проводов $\varnothing 0,55\text{мм}$ и содержит 16 витков. В оба зазора сердечника надо вставить немагнитные прокладки толщиной 3мм. Для обеспечения максимальной магнитной связи между обмотками, вторичную обмотку нужно расположить в объёме первичной. Провод вторичной обмотки, для предотвращения межвиткового или межобмоточного пробоя, необходимо обмотать лакотканью или фторопластовой лентой.

Дроссель L2 намотан на ленточном сердечнике Ш25х50 из трансформаторной стали с толщиной листа 0,08 мм. Обмотка дросселя мотается медной шиной сечением $80 \dots 90\text{мм}^2$ и содержит 6 витков. Сердечник дросселя собирается в стык. При сборке сердечника в зазор между пластинами различного типа необходимо вставить немагнитную прокладку толщиной 1,6...1,7мм.

Конденсаторы C1, C2 типа К50-18.

Конденсаторы C3-C22, C23-C26, C27-C36 типа К73-17.

Резисторы R1, R2 проволочные, типа ПЭВ-25.

Резистор R24 собран из 10 резисторов МЛТ-2 по 47ом включенных параллельно. Для лучшего охлаждения резисторы помещены в воздушный поток, охлаждающий радиатор с транзисторами VT1-VT20.

Контактор КМ1 использован от осциллятора LHF500 фирмы КЕМРПИ. Обмотка контактора была перемотана на напряжение 50В (оригинальная обмотка рассчитана на напряжение 24В). Если под рукой не оказалось разбитого осциллятора LHF-500, то можно использовать контакторы на 160...200А от электрокар. Обычно обмотки этих контакторов рассчитаны на напряжение 48В, что вполне приемлемо. В крайнем случае, можно использовать электромагнитный пускатель 4-й или 5-й величины, силовые контакты которого необходимо включить параллельно. Затем необходимо испытать, при каком напряжении постоянного тока срабатывает пускатель. После этого обмотку пускателя разматывают и определяют диаметр обмоточного

провода D1 и количество витков W1. Теперь, используя полученные данные, можно определить новое количество витков:

$$W = W1 \cdot 50 / U_{cp}$$

В диаметр обмоточного провода:

$$D = 1.13 \cdot \sqrt{\frac{0.25 \cdot W1 \cdot \pi \cdot D1^2}{W}}$$

В качестве реле K1 (Рис. 9) использовано реле типа РЭС49, паспорт РС4.569.421-00 (так же подойдут РС4.569.421-04 и РС4.569.421-10).

Принцип работы и настройка блока А2

На рис. 7.12 изображена структурная схема внутреннего источника питания ЭРСТ.

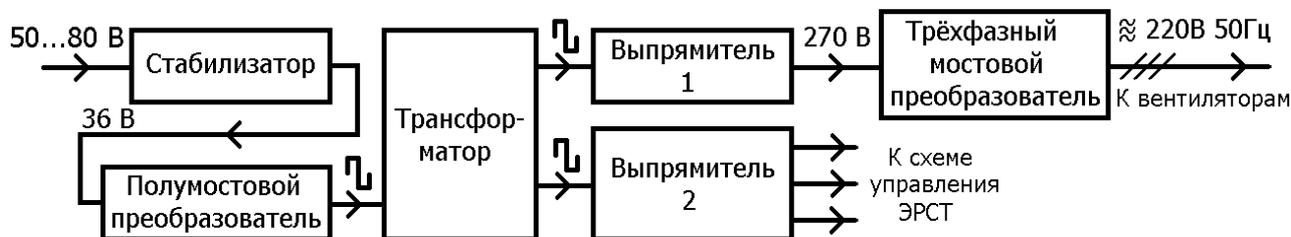


Рис. 12. Структурная схема внутреннего источника питания ЭРСТ

Нестабилизированное питание, с выхода многопостового сварочного источника (МСИ), поступает на вход понижающего стабилизатора напряжения. Полумостовой преобразователь преобразует постоянное напряжение 36В, поступающее с выхода стабилизатора напряжение, в переменное, частотой 12,5 кГц, прикладываемое к первичной обмотке трансформатора. Благодаря тому, что преобразователь питается стабилизированным напряжением, обеспечена групповая стабилизация напряжений, снимаемых с вторичных обмоток трансформатора. С выхода выпрямителя 1 питается трёхфазный мостовой преобразователь, который формирует трёхфазное напряжение 220 В 50 Гц, для питания вентиляторов, охлаждающих мощные коммутирующие элементы регулятора, а выпрямитель 2 питает узел управления преобразователя (блоки А3 и А4 на Рис. 9).

В процессе построения источника питания были использованы самодельные бутстрепные (bootstrap) драйверы управления верхними транзисторами полумостового и трёхфазного мостового преобразователей. Для подобных преобразователей выпускаются специальные драйверные микросхемы [2]. Но, видимо из-за пока достаточно высокой стоимости, эти микросхемы не получили широкого распространения среди радиолюбителей, которые предпочитают решать эту проблему по-своему [3, 4], используя элементы оптронной и трансформаторной гальванической развязки.

В качестве прототипа был принят узел (на Рис. 13 изображён усечённый вариант), использованный в импульсном понижающем стабилизаторе напряжения [5].

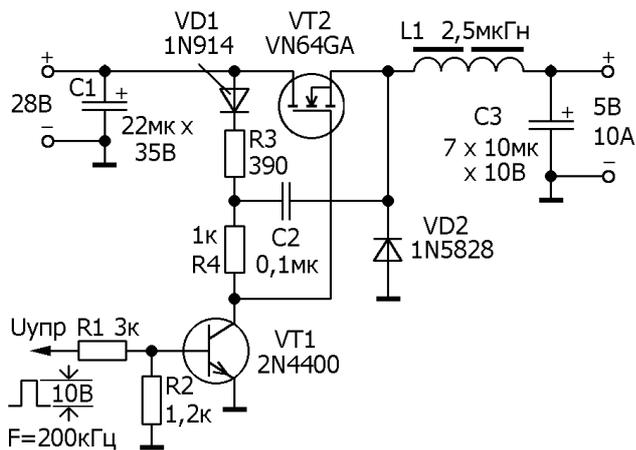


Рис. 13. Пример драйвера управления верхним транзистором, применительно к понижающему преобразователю

Принцип действия стабилизатора

На вход буферной ступени, на транзисторе VT1, поступают управляющие импульсы напряжения открывающей полярности. Импульсы открывают транзистор VT1, замыкая затвор транзистора VT2 на общий провод. Транзистор VT2 закрывается, а диод VD2 открывается, создавая цепь протекания тока через дроссель L1. Через открытый диод VD2, исток транзистора VT2 и правая обкладка конденсатора C2 соединяются с общим проводом. Конденсатор C2 заряжается с

выхода делителя напряжения R3, R4.

По окончании управляющего импульса транзистор VT1 закрывается и к затвору транзистора VT2, через резистор R4, прикладывается открывающее напряжение заряженного конденсатора C2. Диод VD1 предотвращает разрядку конденсатора C2 через открытый транзистор VT2.

Энергия, накопленная конденсатором C2, частично расходуется на зарядку ёмкости Cзи транзистора VT2, но при поступлении следующего управляющего импульса цикл зарядки конденсатора C1 повторяется.

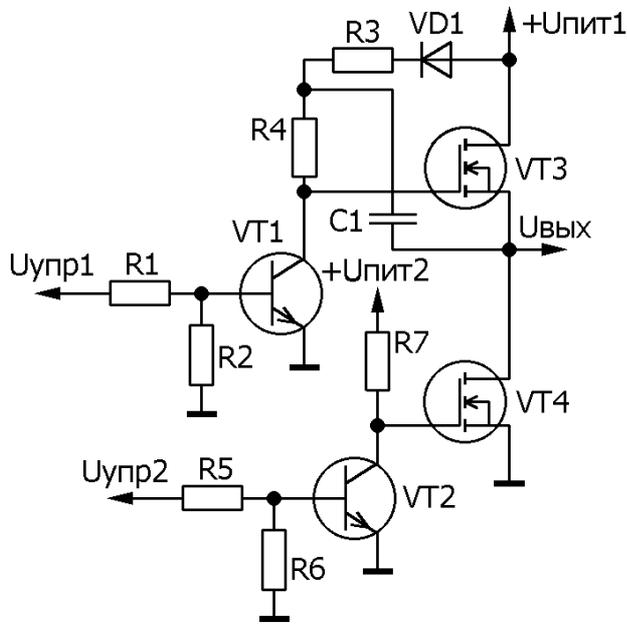


Рис. 14. Узел управления транзисторами полумостового преобразователя.

На Рис. 14 изображена схема узла управления транзисторами полумостового преобразователя, построенная по ранее описанному принципу. Здесь $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$ противофазные сигналы, поступающие с узла управления (например с ШИМ-контроллера). Эти сигналы заставляют транзисторы VT3 и VT4 открываться и закрываться в противофазе.

Узел работоспособен при напряжении питания, не превышающем максимально допустимого напряжения между затвором и истоком полевого транзистора (например, для транзистора IRFZ44 фирмы International Rectifier эта величина $U_{зи}(U_{gs}) = \pm 20V$). При дальнейшем повышении напряжения питания происходит пробой изоляции между затвором и каналом транзистора VT3 и выход его из строя. Для пояснения сути работы узла

обратимся к Рис. 15, где изображены временные диаграммы в характерных точках преобразователя для случаев активно-индуктивной и активно-ёмкостной нагрузок. В управляющих импульсных последовательностях $U_{кэ.vt1}$ и $U_{кэ.vt2}$ предусмотрена защитная пауза t_p , формируемая устройством управления для устранения сквозного тока через транзисторы преобразователя. Но, как видно из временной диаграммы, благодаря реакции нагрузки, выходное напряжение преобразователя сдвигается относительно управляющего в ту или иную сторону на время t_p . В этом случае, в паузе управляющего напряжения, к затвору и истоку транзистора прикладывается напряжение, равное напряжению питания.

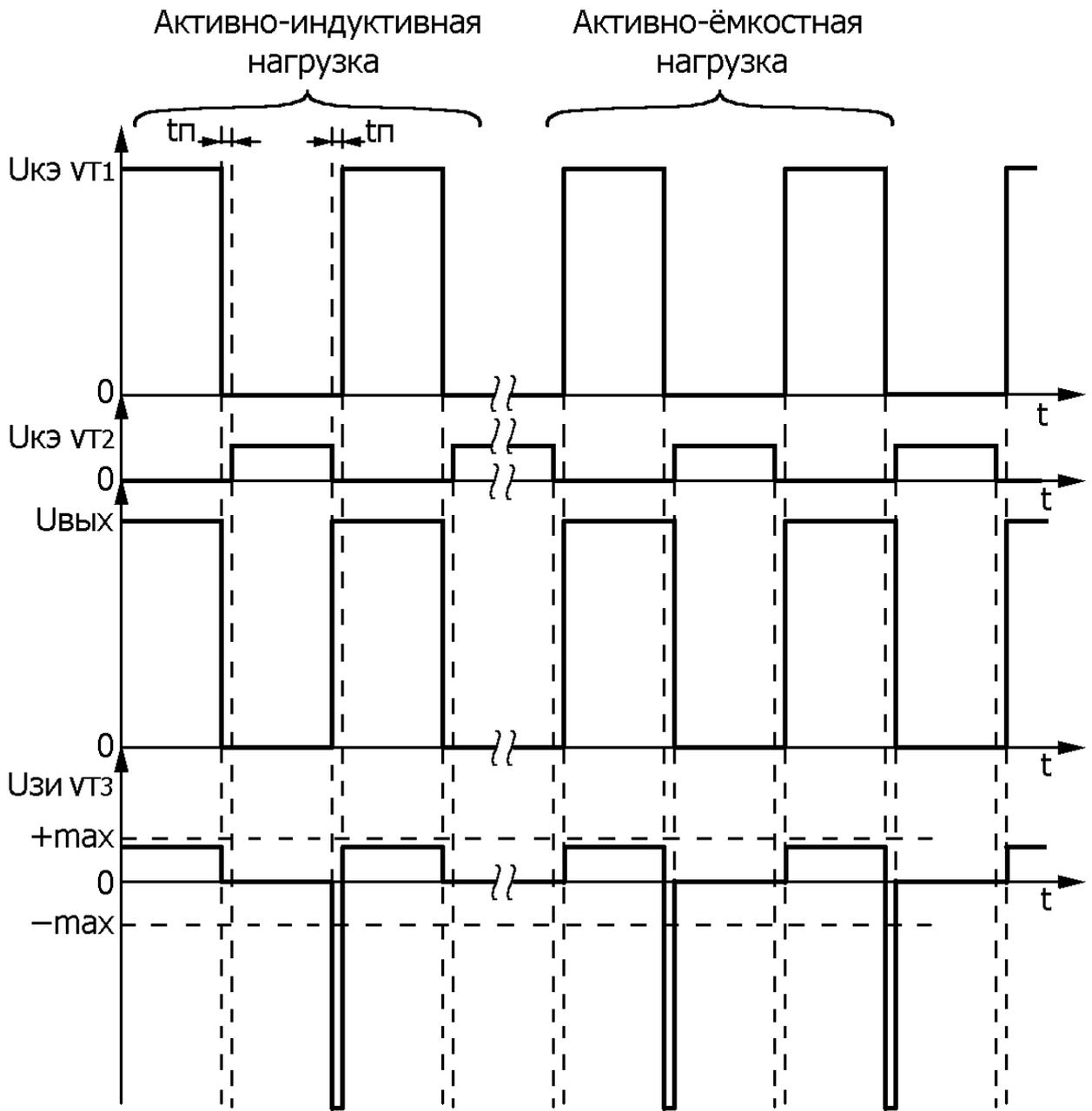


Рис. 15. Временные диаграммы в характерных точках полумостового преобразователя, при работе на комплексную нагрузку

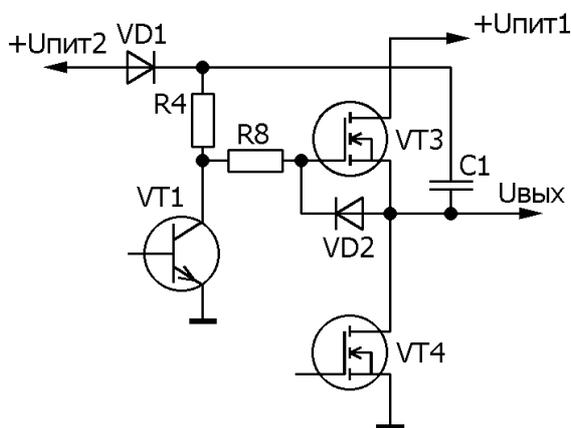


Рис. 16. Схема усовершенствованного драйвера верхнего транзистора полумостового преобразователя

В узел по схеме на рис. 7.16 введены дополнительные элементы R8 и VD2, которые позволяют исправить отмеченный недостаток. Тогда в течении времени t_n , когда транзистор VT1 открыт, а $U_{\text{вых}}$ максимально, к диоду VD2 будет приложено открывающее напряжение, в результате чего он откроется и зашунтирует участок исток - затвор транзистора VT3 (иначе говоря напряжение $U_{\text{зиVT3}}$ снизится до прямого напряжения на диоде VD2), а всё напряжение $U_{\text{вых}}$ будет приложено к резистору R8. Резистор R8 ограничивает ток через диод VD2 и транзистор VT1 до необходимого уровня.

При большом напряжении питания преобразователя на резисторе R3 (рис. 7.14) будет бесполезно рассеиваться значительная мощность. Для исключения этих потерь конденсатор C1 можно заряжать через диод VD1, непосредственно от источника питания устройства управления, так, как это изображено на рис. 7.16.

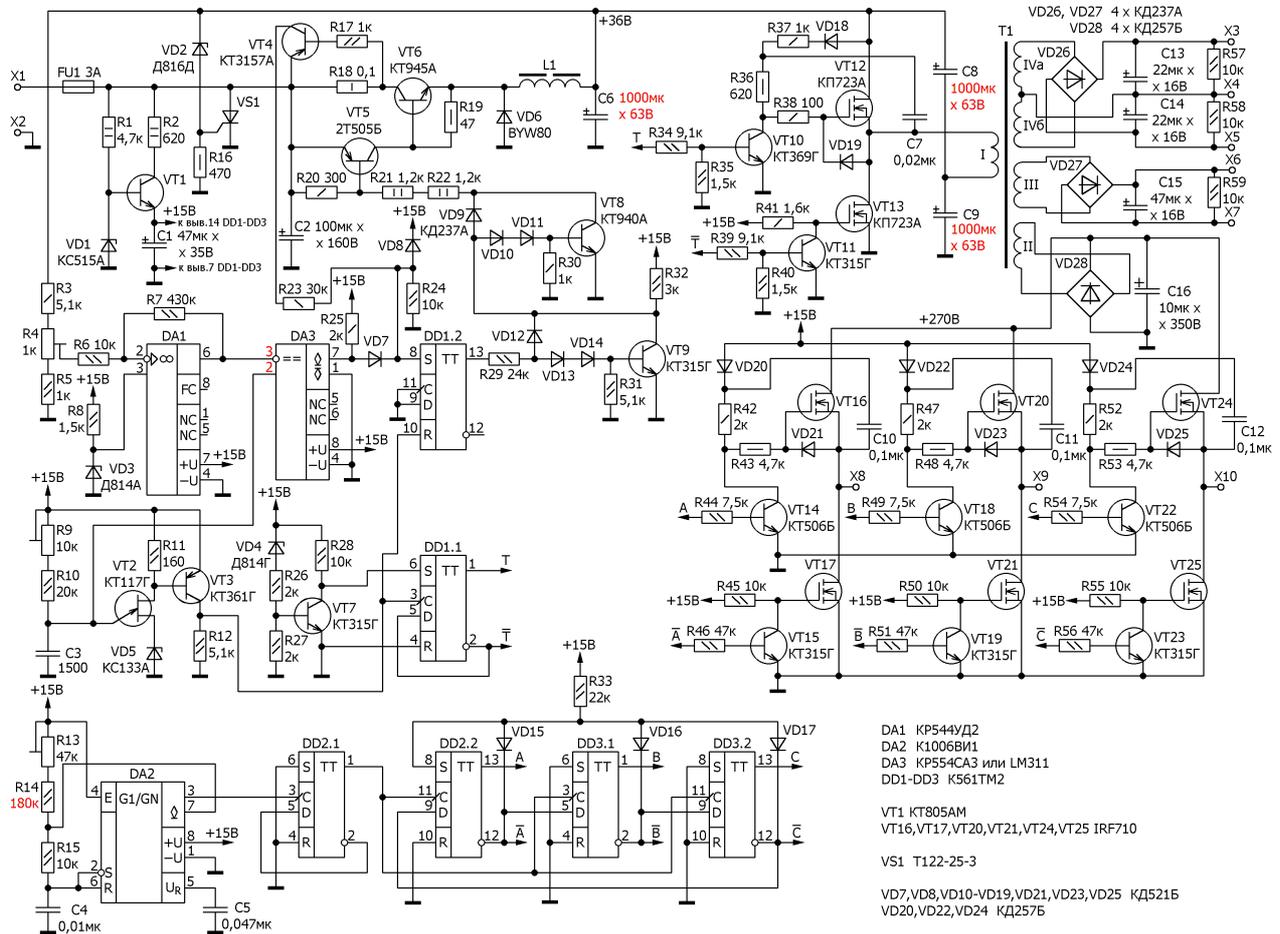


Рис. 17. Принципиальная электрическая схема блока А2

На рис. 7.17 изображена принципиальная электрическая схема блока А2.

Все, необходимые для функционирования ЭРСТ, напряжения формируются внутренним блоком питания А2 из входного напряжения 50...80 В. Цепи управления А2 питаются напряжением +15 В, которое формируется простейшим стабилизатором, который собран на элементах VT1, VD1, R1, R2. На резисторе R2 падает излишнее напряжение, что позволяет уменьшить мощность, рассеиваемую на транзисторе VT1.

Выходное напряжение стабилизатора +36 В контролируется с помощью делителя напряжения R3, R4, R5, к выходу которого подключен узел сравнения DA1, R6, R7, который сравнивает выходное напряжение делителя с напряжением параметрического стабилизатора VD3, R8. С выхода узла сравнения усиленный сигнал рассогласования поступает на отрицательный вход компаратора DA3. На положительный вход компаратора DA3 подаётся пилообразное напряжение. В качестве источника пилообразного напряжения использован релаксационный генератор на однопереходном транзисторе VT2 и элементах VD5, C3, R9, R10. С помощью подстроечного резистора R9 частота пилообразного напряжения устанавливается равной 25 кГц. Узел, собранный на элементах VT3, R11, R12, служит для формирования запускающих импульсов. В момент зарядки конденсатора C3 межбазовое сопротивление однопереходного транзистора VT2 максимально и через него протекает минимальный ток. Этот ток, протекая через резистор R11, не создаёт на нём падения напряжения достаточного для открытия транзистора VT3, транзистор VT3 закрыт и на выходе формирователя нет напряжения. При разрядке конденсатора C3 межбазовое сопротивление однопереходного транзистора VT2 уменьшается и через него протекает ток достаточный для открытия транзистора VT3. Транзистор VT3 открывается и на резисторе R12 выделяется запускающий импульс, который поступает на вход R триггера цикла DD1.2 и сбрасывает его. К входу S, триггера цикла, подключен выход компаратора DA3.

После сброса триггера цикла, начинается формирование нарастающего фронта пилообразного напряжения на положительном входе DA3. Как только пилообразное напряжение превысит величину напряжения рассогласования, на выходе компаратора DA3 появится высокий уровень, который установит триггер цикла. Время, в течение которого триггер цикла сброшен, зависит от величины напряжения рассогласования на выходе DA1.

Выходной сигнал триггера цикла усиливается по мощности двумя транзисторными каскадами, собранными по схеме Бакера на элементах VT9, VD12-VD14, R29, R31, R32 и VT8, VD9-VD11, R30, R21, R22, и поступает на составной транзистор VT5, VT6. Вся схема управления сфазирована таким образом, что при уменьшении выходного напряжения стабилизатора время открытого состояния транзистора VT5, VT6 увеличивается, а при увеличении наоборот.

В цепь коллектора мощного транзистора VT6 включен шунт R18, падение напряжения на котором контролируется узлом собранным на элементах VT4, R17. Коллектор транзистора VT4, через делитель напряжения R23, R24, VD8, подключен входу S триггера цикла DD1.2. Если ток в коллекторе транзистора VT6 превысит значение в 6-7 ампер, то транзистор VT4 откроется и, путём подачи высокого уровня на вход S триггера цикла, вынудит схему управления закрыть транзистор VT6. Так осуществляется защита стабилизатора от перегрузки по току.

Если по какой-либо причине напряжение стабилизатора возрастет выше напряжения стабилизации стабилитрона VD2 (42,5-51,5 вольт), то тиристор VS1 откроется, что приведёт к выгоранию предохранителя FU1 и отключению стабилизатора от питающего напряжения. Так осуществляется защита нагрузки стабилизатора от повышения его выходного напряжения.

Полумостовой преобразователь собран на элементах VT10-VT13, VD18, VD19, C7-C9, R34-R41. Запускающие импульсы частотой 25 кГц, с транзистора VT3, поступают на вход счётный вход С триггера DD1.1, с выхода которого снимаются противофазные сигналы управления полумостовым преобразователем Т и Т', имеющие частоту следования 12,5 кГц. В момент включения, узел на элементах VT7, VD4, R26-R28 блокирует работу полумостового преобразователя, пока напряжение питания схемы управления не достигнет 11-13 вольт.

Переменное напряжение частотой 12,5 кГц с выхода преобразователя поступает на первичную обмотку трансформатора Т1. С вторичных обмоток III и IV трансформатора Т1 снимаются напряжения необходимые для питания схемы управления ЭРСТ. Постоянное напряжение +270 вольт, необходимое для работы трёхфазного мостового преобразователя, снимается с выпрямителя VD29, подключенного к обмотке II трансформатора Т1. Конденсатор С16 сглаживает пульсацию выпрямленного напряжения.

На сдвиговом регистре DD2.2, DD3, VD15-VD17, R33 собран узел формирования трёхфазной последовательности управляющих сигналов для трёхфазного мостового преобразователя собранного на элементах VT14-VT25, VD21-VD26, C10-C12, R42-R56. Рабочая частота трёхфазного преобразователя задаётся генератором, собранным на элементах DA2, C4, C5, R13-R15. Выходная частота задающего генератора делится на два делителем DD2.1. Рабочая частота задающего генератора в 600 Гц (что соответствует частоте трёхфазного напряжения равной 50 Гц) устанавливается подстроечным резистором R13.

Детали:

Дроссель L1 намотан на бронеовом сердечнике ОБ-30 из феррита 2000НМ и содержит 65-70 витков провода ПЭВ-2 Ø0,72-0,8. Между чашечками сердечника надо вставить прокладку из немагнитного материала (например из бумаги или слюды) толщиной 1,5 мм.

Трансформатор Т1 намотан на ферритовом кольцевом сердечнике K40x25x7,5 из феррита 2000НМ. Обмотка I содержит 25 витков провода ПЭВ-2 Ø1,04 (можно намотать в два провода Ø0,72), обмотка II содержит 385 витков провода ПЭВ-2 Ø0,27, обмотка III содержит 17 витков провода ПЭВ-2 Ø0,23, обмотка IVa и IVб содержат по 21 витку провода ПЭВ-2 Ø0,18.

Транзистор VT6 и диод VD6 необходимо установить на радиаторы, изготовленные из листового алюминия толщиной 3-4 мм, размером 100x50 мм.

Источник питания формирует трёхфазное напряжение 220В 50Гц необходимое для питания двух вентиляторов типа 1,25ЭВ-1,8-6-3270У4 или аналогичных.

Настройка:

Первое включение источника питания производят без силовых транзисторов VT6, VT12, VT13 и резистора R19. Плавно повышая напряжение питания, необходимо убедиться в работоспособности

стабилизатора +15В, на транзисторе VT1. Затем, с помощью осциллографа, проверяют работоспособность задающего генератора на транзисторе VT2 и устанавливают его рабочую частоту равной 25кГц. Частоту генератора на DA2 устанавливают равной 600 Гц.

Далее впаяют недостающие элементы стабилизатора и проверяют его работу сначала на холостом ходу, а затем, подключив нагрузочный резистор 18 ом, 100 вт. С помощью подстроечного резистора R4 выставляют выходное напряжение стабилизатора равным 36 вольт. Работу токовой защиты стабилизатора проверяют, кратковременно подключая к стабилизатору нагрузочное сопротивление величиной 3-4 Ом. При этом ток нагрузки стабилизатора не должен увеличиваться более 7-8 ампер.

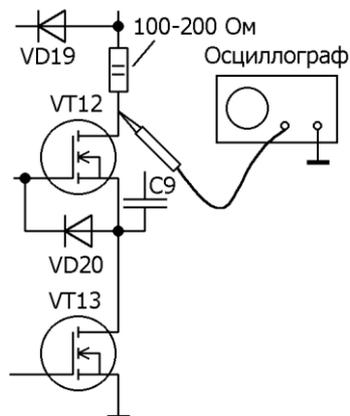


Рис. 18. Схема проверки работоспособности и настройки полумостового преобразователя

компаратора (К) и RS-триггера. По классификации, изложенной в [1], в данном ШИ модуляторе изменение длительности импульса осуществляется модуляцией его фронта. Введение в схему модулятора RS-триггера позволило значительно увеличить его устойчивость к импульсным помехам.

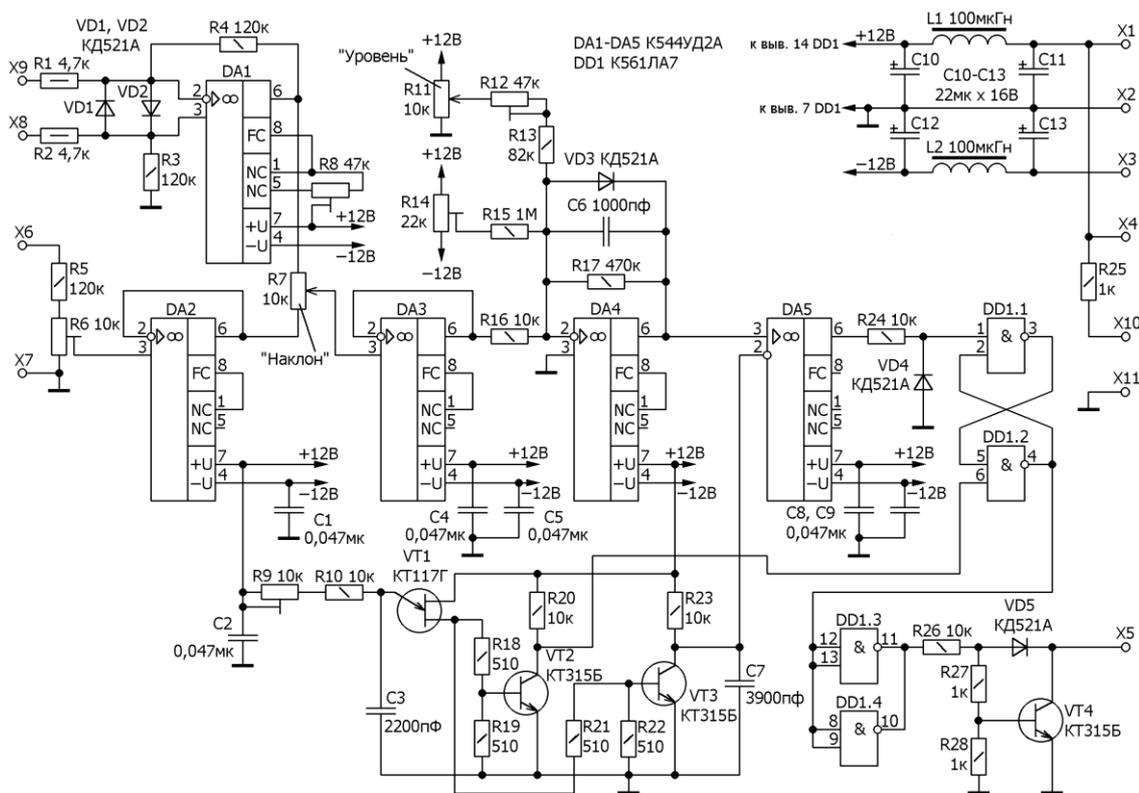


Рис. 20. Принципиальная электрическая схема блока А4

ГПНЗИ собран на элементах VT1-VT3, C3, C7, R9, R10, R18-R23. Частотозадающим элементом ГПНЗИ служит релаксационный генератор на однопереходном транзисторе VT1. Частота генератора, в небольших пределах, может изменяться при помощи подстроечного резистора R9. В момент разрядки конденсатора C3 релаксационный генератор формирует короткий импульс, который открывает ключи на транзисторах VT2 и VT3. Ключ на транзисторе VT2 инвертирует этот импульс и сбрасывает RS-триггер, собранный на логических элементах 2И-НЕ DD1.1 и DD1.2. В этот момент ключ на транзисторе VT3 разряжает конденсатор C7. После этого, по мере зарядки конденсатора C7, через резистор R23, на нём формируется возрастающее пилообразное напряжение, которое прикладывается к инверсному входу компаратора DA5. В момент, когда пилообразное напряжение превысит напряжение УУР поступающее на прямой вход компаратора, на выходе DA5 будет сформирован отрицательный импульс, который установит RS-триггер. Сигнал низкого уровня, с выхода RS-триггера, инвертируется логическими элементами 2И-НЕ DD1.3, DD1.4 и поступает на вход ключа, собранного на элементах VT4, VD5, R26-R28. Ключ на транзисторе VT4 открывается и подаёт питание на светодиод транзисторного оптрона расположенного в блоке управления и защиты ключевого транзистора (блок А3 на рис.2).

Принцип работы блока драйвера ключевого транзистора

На Рис. 21 изображена принципиальная электрическая схема блока А3, который состоит из узла формирователя управляющего напряжения (УФУН) и узла температурной защиты (УТЗ) мощного ключевого транзистора ЭРСТ (транзисторы VT1-VT20 на рис. 7.9).

УФУН собран на элементах DD1-DD4, DA2, U1-U3, VT3-VT7, C2-C8, R1-R5 и R17-R33.

Питание логических микросхем УФУН осуществляется напряжением +5В с выхода стабилизатора DA2. Питание усилителя мощности, собранного на элементах VT5, VT6, R20-R23, осуществляется напряжением +12В, поступающим с блока питания ЭРСТ (блок А2 на рис. 7.9). Защита ключевого транзистора от перенапряжения в цепях управления, при неисправности блока питания, осуществляется узлом собранным на элементах DD4.2, VT3, VT4, VD6, VD7, R24-R28. Если напряжение питания УФУН увеличится до 15 вольт, то низкий уровень с выхода инвертора DD4.2 зашунтирует вход усилителя мощности, запрещая его работу.

Цепочка U2, VD1 и R5, VD2 служит для контроля цикла рекуперации дросселя L1 (рис. 7.9). В цикле рекуперации, диод VD8 (рис. 7.9) открыт и через упомянутую цепочку протекает ток, низкий уровень с коллектора транзистора оптрона U2 поступает на один из входов логического элемента (ЛЭ) DD2.3 и запрещает открытие ключевого транзистора.

Узел токовой защиты собран на элементах DD1.1-DD1.3, VT7, VD8, C8, R29-R33. Этот узел контролирует

прямое падение напряжения на открытом ключевом транзисторе. В момент токовой перегрузки прямое падение напряжения на ключевом транзисторе резко повышается и транзистор VT7 открывается. Низкий уровень с коллектора транзистора VT7, через формирователь DD1.1, DD1.2 поступает на один из входов ЛЭ DD2.3 и, через инвертор DD1.3, на один из входов ЛЭ 3И-НЕ DD2.2, с выхода которого устанавливается триггер токовой защиты DD3.1, DD3.2. Триггер токовой защиты, с помощью ЛЭ 3И-НЕ DD2.1, запирает ключевой транзистор до конца рабочего цикла, когда триггер защиты будет сброшен низким уровнем сигнала ШИ модулятора с выхода инвертора DD1.4.

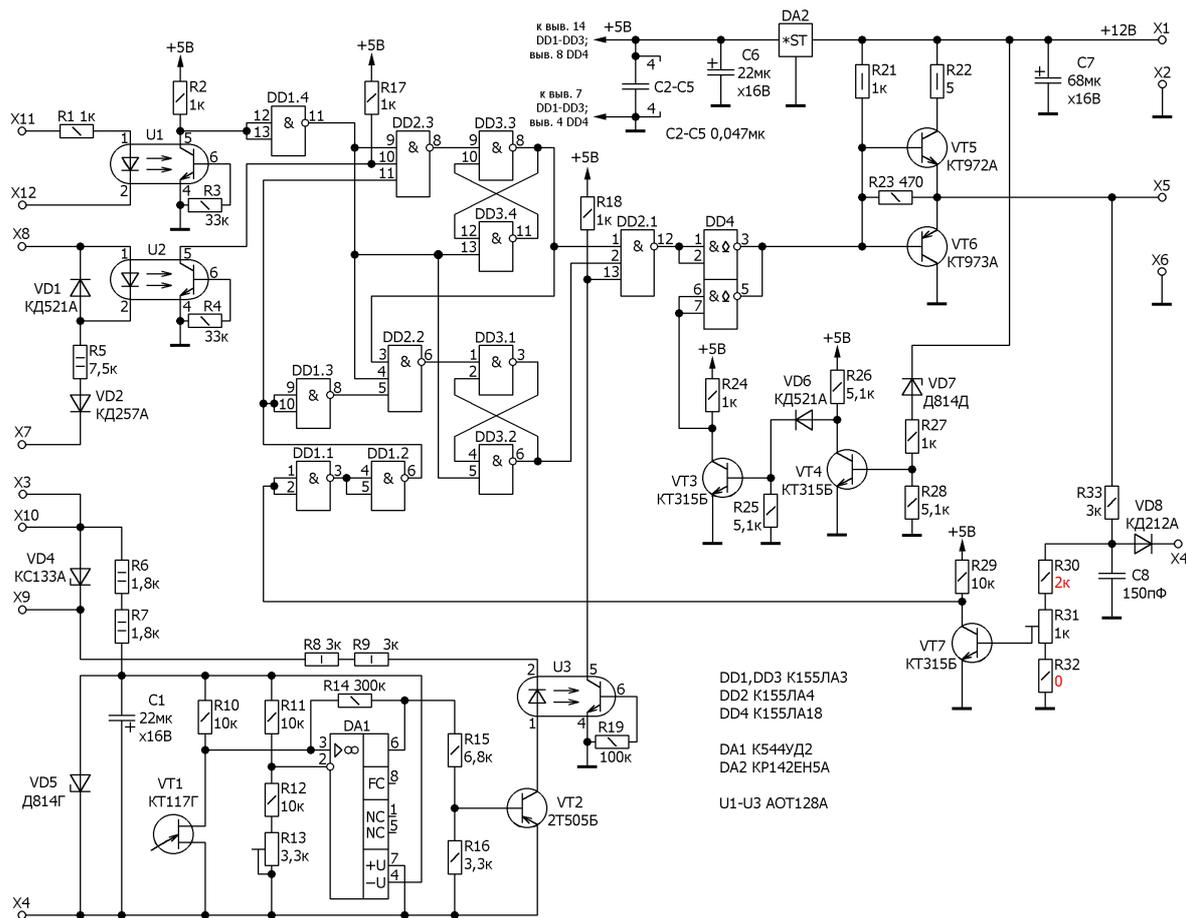


Рис. 21. Принципиальная электрическая схема блока А3

Связь с ШИ модулятором (блок А4 на Рис. 9) осуществляется через оптрон U1 и инвертор DD1.4. После открытия транзистора VT4 в блоке А4, с некоторой задержкой, на выходе инвертора DD1.4 появится высокий активный уровень, который поступит на один из входов ЛЭ DD2.3 D-триггера DD2.3, DD3.3, DD3.4. Если цикл рекуперации завершён и отсутствует токовая перегрузка, то на выходе цепочки DD2.1, DD4.1 появится высокий уровень, который через усилитель мощности на транзисторах VT5, VT6 поступит на затвор ключевого транзистора ЭРСТ.

УТЗ собран на элементах U3, DA1, VT1, VT2, VD4, VD5, C1, R6-R16. Однопереходной транзистор VT1 используется в качестве датчика температуры [6] и имеет непосредственный тепловой контакт с теплоотводом к которому непосредственно прикручены транзисторы VT1-VT20 (Рис. 9). Питание УТЗ осуществляется непосредственно от входного напряжения ЭРСТ, через параметрический стабилизатор собранный на элементах VD5, C1, R6, R7.

Термодатчик VT1 включен в плечё моста R10-R13, к диагонали которого подключен компаратор DA1. Как только температура теплоотвода превысит 80°C, высокий уровень с компаратора DA1 откроет транзистор VT2, который создаст цепь протекания тока через резисторы R8, R9 и светодиод оптрона U3. При этом низкий уровень с коллектора транзистора оптрона U3, через ЛЭ DD2.1, запретит работу ключевого транзистора. Работа ключевого транзистора будет заблокирована, пока температура теплоотвода не снизится до 65°C. О срабатывании термозащиты сигнализирует светодиод HL2 (Рис. 9), установленный на передней панели ЭРСТ.

Завершающая настройка ЭРСТ

Предварительная настройка блока А4 сводится к настройке УКТ, УКН и частоты релаксационного генератора. Замкнув клеммы X7-X9 блока А4, с помощью резистора, R8 выставляют нулевое напряжение на выходе ОУ DA1. При сварочном токе 315А, с шунта R25 (500А, 75мВ) снимается эквивалентное ему напряжение 47мВ. Элементы УКТ выбраны таким образом, что при этом на вы выходе DA1 будет напряжение

-1,2В.

Для настройки УКН на клеммы X6, X7 необходимо подать напряжение 40В (плюсом к X7) и с помощью резистора R6 выставить на выходе DA2 напряжение -1,2В. С помощью резистора R9 выставить частоту релаксационного генератора на транзисторе VT1 равной 25кГц.

Примечание: Шунт R25 необходимо подключить к плате А4 тремя проводами, сплетёнными вместе. Это провода, идущие к выводам 7, 8, 9 платы А4. При этом, провода 7 и 8 вместе подключаются непосредственно к одному выводу шунта. Другие варианты подключения могут привести к снижению помехоустойчивости токовой обратной связи. К этому же жгуту из трёх проводов, можно припаять и провод от вывода 6 платы А4. По крайней мере, на участке от платы до шунта, все эти провода должны идти вместе, а дальше 6-й может идти самостоятельно.

Вращая движок задатчика R11 “Уровень” и имитируя изменение сигнала на входах УКТ и УКН можно проверить работу широтно-импульсного модулятора (ШИМ) источника, контролируя изменение заполнения импульсов на 10 и 11 ножках DD1. Наличие реакции ШИМ на изменение сигналов говорит о исправности канала регулирования блока А4.

Предварительная настройка блока А3 сводится к настройке порогов токовой и температурной защиты. Для настройки токовой защиты можно временно отрезать верхний вывод R33 от клеммы X5 и подключить к X1, а между клеммами X4 и X6 включить подстроечный резистор величиной 2кОм. Вращая навесной подстроечный резистор добиться между клеммами X4 и X6 напряжения 3В, что соответствует прямому падению напряжения на ключевом транзисторе при токе 350А и температуре кристалла 125°C. С помощью подстроечного резистора добиться низкого уровня на выходе формирователя DD1.1, DD1.2.

Для настройки термозащиты, термодатчик VT1 необходимо поместить в термостат. Вполне подходящий, для данного применения, термостат можно соорудить из литровой банки с водой. Снаружи банку, для термоизоляции, можно обмотать полотенцем. Воду подогревают кипятильником, а остужают, добавляя холодную воду. Температуру воды контролируют стеклянным термометром, имеющим шкалу 0-100°C. Для гидроизоляции термодатчика можно поместить в середину ПВХ трубки диаметром 8-10мм и длиной 400-500мм, которую потом изгибают вдвое. С помощью подстроечного резистора R13 добиться, чтобы светодиод HL2 (рис. 7.9) загорался при повышении температуры выше 80°C.

Окончательную настройку ЭРСТ производят нагрузив его на балластный реостат РБ302 или аналогичный. Резистор “Наклон” (R7 на Рис. 20) ставят в верхнее, а резистор “Уровень” (R11 на Рис. 20) в нижнее по схеме положение. На балластном реостате выставляют ток 10А. Включив ЭРСТ, с помощью подстроечного резистора R14, выставляют минимальный сварочный ток 10А. Затем на балластном реостате выставляют ток 315А и с помощью подстроечного резистора выставляют максимальный сварочный ток 315А. После этого настройку можно считать оконченной и можно приступить к эксплуатации регулятора.

Список литературы:

1. Найвельт Г. С. и др. Справочник. Источники электропитания РЭА. М., Радио и Связь. 1986 год. Стр. 306-328.
2. Product Digest. International Rectifier's Shortform Catalog, 50th Anniversary Edition. March 1997, Стр. 136-139.
3. А. Дубровский. Регулятор частоты вращения трехфазных асинхронных двигателей. Радио №4 2001 год. стр. 42-43.
4. И. Полей. Преобразователь для питания бытовой аппаратуры. Радио №1 2003 год, стр. 29-32.
5. Р. Граф. Электронные схемы 1300 примеров. М., Мир, 1989 г., стр. 424.
6. В. Володин. Экономичное управление симистором. Радио №6 за 2003 год, стр. 27-28.
7. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды. Справочник. Под редакцией Голомеева А. В. — М.: Радио и Связь. — 1985. — С. 69.