

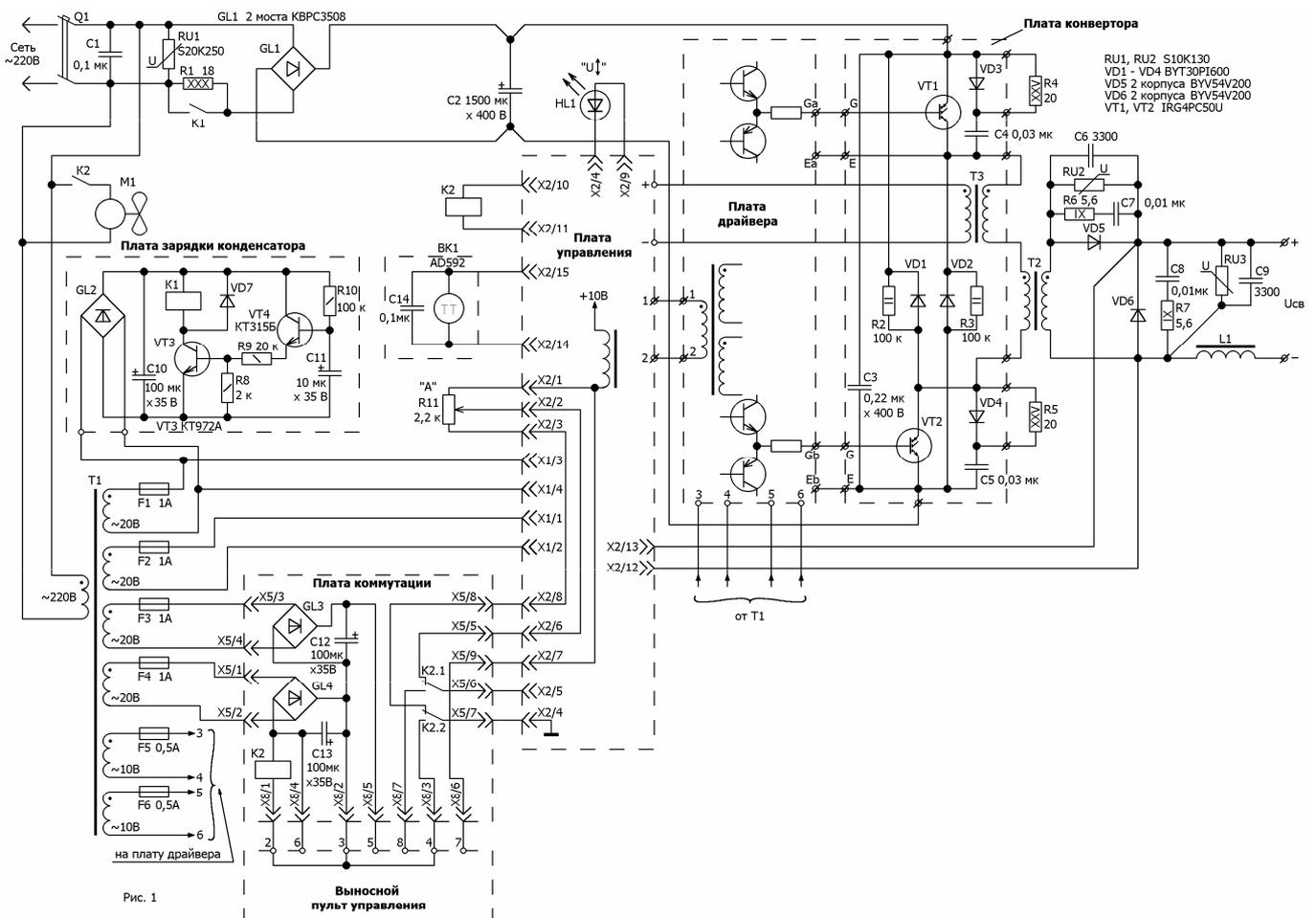
Ремонт инверторного источника.

Инверторные сварочные источники (ИСИ), несмотря на такие свои преимущества перед классическими источниками, как малые масса, объём и превосходные нагрузочные характеристики, не получили у нас до сих пор достаточно широкого распространения. Вероятней всего всё объясняется достаточно высокой стоимостью ИСИ, которая, порой, сводит на нет все их преимущества.

Тем не менее, в один прекрасный момент, в мои руки попал неисправный сварочный аппарат RytmArc фирмы Castolin Eutectic, выпущенный в 1988 году. Аппарат был куплен на запчасти, так как его бывший хозяин уже не верил, что его можно отремонтировать.

При осмотре выяснилось, что аппарат является типичным представителем семейства однофазных ИСИ малой мощности, ориентированных на бытовое применение и предназначен для ручной сварки постоянным током величиной 5 - 140 А и ПН 100%. Преобразователь этого источника выполнен по схеме однотактного прямоходового полумостового конвертора, характерной для источников этого класса.

В преобразователе были использованы мощные высоковольтные биполярные составные транзисторы типа ESM2953, которые, собственно, и вышли из строя. Кроме этого вышло из строя несколько транзисторов помельче на плате драйвера и кое-чего не хватало. В данной ситуации наиболее оправданным было бы решение купить новые транзисторы и заменить ими сгоревшие, но в фирме, где эти транзисторы были в наличии, их предложили по цене 65\$ за штуку, при условии, что купить надо не менее 50 шт(кратно упаковке). Так как мелкосерийное производство ИСИ не планировалось, то этот вариант был отклонён и был начат поиск альтернативной замены. Отечественная промышленность нам ничего предложить не могла и поэтому выбор пал на IGBT [1] транзисторы IRG4PC50U фирмы International Rectifier, которые были вполне доступны и свободно продавались в розницу по цене 14 у.е. за штуку. Недостатком IRG4PC50U, по сравнению с ESM2953, является то, что его сток имеет гальваническую связь с теплоотводящим основанием. Для устранения этого недостатка транзисторы были установлены на алюминиевые пластины толщиной 4 мм и размером 25x30 мм, которые прижимались к основному радиатору через слюдяную прокладку толщиной 0,05 мм. Необходимая толщина слюдяной прокладки набиралась из отдельных листиков слюды, каждый из которых, для улучшения теплопроводности, был смазан теплопроводной пастой. Разумеется, пришлось изготовить новую плату конвертора, а так же разработать драйвер, рассчитанный для управления IGBT транзисторами. После переделки сварочный источник безотказно функционирует уже 4 года.



На рис. 1 изображена принципиально-блочная схема источника, после переделки (к сожалению не имел в своём распоряжении фирменной документации и поэтому терминология и позиционные обозначения на схемах могут отличаться от установленных производителем). Как уже говорилось выше, схемные решения источника являются типичными для источников этого класса и поныне. Поэтому тем, кто хочет отремонтировать или даже изготовить подобные сварочные источники, будет полезно с ним познакомиться.

Источник питается от переменного напряжения 220В 50Гц, которое через выключатель Q1 и контакты реле K1 поступает на выпрямитель GL1, который состоит из двух выпрямительных мостов KBPC3508, включенных параллельно. Пульсирующее напряжение с выхода выпрямителя сглаживается на конденсаторе C1, большой ёмкости. При включении в сеть конденсатор C1 заряжается через резистор R1, который, с задержкой времени ≈ 1 сек., шунтируется контактом реле K1. Задержка времени формируется электронным реле времени, собранном на плате зарядки конденсатора (рис. 1). Электронное реле собрано по классической схеме и особых пояснений не требует.

Электронные узлы схемы управления источника питаются от трансформатора T1, который формирует все необходимые напряжения и обеспечивает гальваническую развязку.

Выпрямленное напряжение с конденсатора C1 поступает на плату конвертера, где преобразуется в напряжение высокой частоты (~ 30 кГц). С выхода конвертера, через трансформатор тока T3, высокочастотное напряжение поступает на первичную обмотку трансформатора T2. Трансформатор T2 уменьшает амплитуду высокочастотного напряжения до необходимой величины и осуществляет гальваническую развязку сварочной цепи от сети. Переменное напряжение, с выхода трансформатора, выпрямляется однополупериодным выпрямителем на диодах VD5 и VD6. Каждый из этих диодов собран на двух корпусах BYV54V200, каждый из которых содержит по два высокочастотных диода. Пульсация выпрямленного тока устраняется с помощью дросселя L1, после которого постоянный ток поступает в сварочную цепь.

Внешняя нагрузочная характеристика ИСИ формируется блоком управления, собранном на плате управления, который, контролируя выходное напряжение и ток источника, осуществляет ШИМ управление конвертера.

Величину сварочного тока задают с помощью переменного резистора R11 "А", установленного на передней панели сварочного источника. При необходимости, в качестве задатчика сварочного тока можно использовать выносной пульт управления (ВПУ), который подключается к разъёму X8 платы коммутации. С помощью ВПУ можно осуществлять более сложный алгоритм управления сварочным током, при котором сварочный ток меняется от минимального заданного значения до максимального, с заданной частотой и скважностью. При подключении ВПУ (на рис. 1 пульт подключен), внутренний задатчик R11 автоматически отключается контактами реле K2, на обмотку которого, через перемычку установленную в разъёмном соединении пульта, подаётся напряжение с выхода выпрямителя GL4. Кроме этого, с выхода выпрямителей GL3 и GL4, снимается двухполярное напряжение, необходимое для питания элементов схемы ВПУ.

В импульсных преобразователях энергии, работающих на высокой частоте, часть энергии накапливается в паразитных индуктивностях монтажа и индуктивности рассеяния трансформаторов. В моменты запирания ключевых элементов преобразователя, эти индуктивности являются источниками импульсов напряжения самоиндукции, вызывающих перенапряжения в схеме преобразователя. Для снижения перенапряжений используются различные RC и RCD цепочки, на резисторах которых рассеивается энергия накопленная в паразитных индуктивностях. В ИСИ эта доля энергии уже настолько велика, что её нельзя полностью рассеивать в виде тепла, так как это приведёт к значительному снижению КПД источника. Детально продуманная компоновка ИСИ позволяет снизить индуктивность монтажа. Использование тороидальных трансформаторов позволяет максимально снизить межобмоточную индуктивность рассеяния. В довесок ко всему специальные схемотехнические решения позволяют возвращать (рекуперировать) энергию, накопленную в паразитных индуктивностях в источник питания или в нагрузку.

В цикле прямого хода одноканального прямоходового полумостового конвертера, когда транзисторы VT1 и VT2 открыты, энергия накапливается в индуктивности намагничивания и индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора T2. В цикле обратного хода, когда транзисторы VT1 и VT2 закрыты, эта энергия возвращается в источник питания через диоды VD1 и VD2. Более подробно работа этого конвертера будет рассмотрена позже, а так же её можно изучить, например, в [2, 3].

RCD-цепочки R4C4VD3 и R5C5VD4, включенные параллельно транзисторам VT1 и VT2, уменьшают мощность, рассеиваемую на этих транзисторах, в момент их запирания.

На рис.2 изображена принципиальная схема драйвера, предназначенного для управления IGBT транзисторами конвертера. Трансформатор T1 осуществляет гальваническую развязку между блоком управления и каналами драйвера. В данном случае трансформаторная развязка имеет неоспоримые преимущества перед оптронной, т.к. автоматически ограничивает длительность отпирающих импульсов на уровне, не допускающем насыщения трансформатора T2 конвертера. Оба канала драйвера выполнены по аналогичной схеме и поэтому рассмотрим работу верхнего канала А. Импульсы с вторичной обмотки трансформатора, через резистор R1, поступают на вход формирователя, собранного на инверторах DD1. IGBT транзистор имеет довольно значительную входную ёмкость Cies (между затвором и эмиттером) и поэтому, перед тем как поступить на его вход, импульсы с выхода формирователя поступают на вход усилителя мощности, собранного на транзисторах VT1, VT2 и резисторах R6 – R8. С выхода усилителя мощности, через резистор R9, импульсы поступают на затвор IGBT транзистора. Резистор R9 предотвращает колебательный процесс в контуре, образованном индуктивностью присоединительного проводника и входной ёмкостью транзистора. Переменное напряжение с отдельной обмотки трансформатора T1 (рис. 1) выпрямляется мостовым выпрямителем GL1 и сглаживается на конденсаторе C3. Питание формирователя осуществляется стабилизированным напряжением +5В, с выхода стабилизатора DA1. Описанная схема не требует настройки и работоспособна сразу после правильной сборки и монтажа.

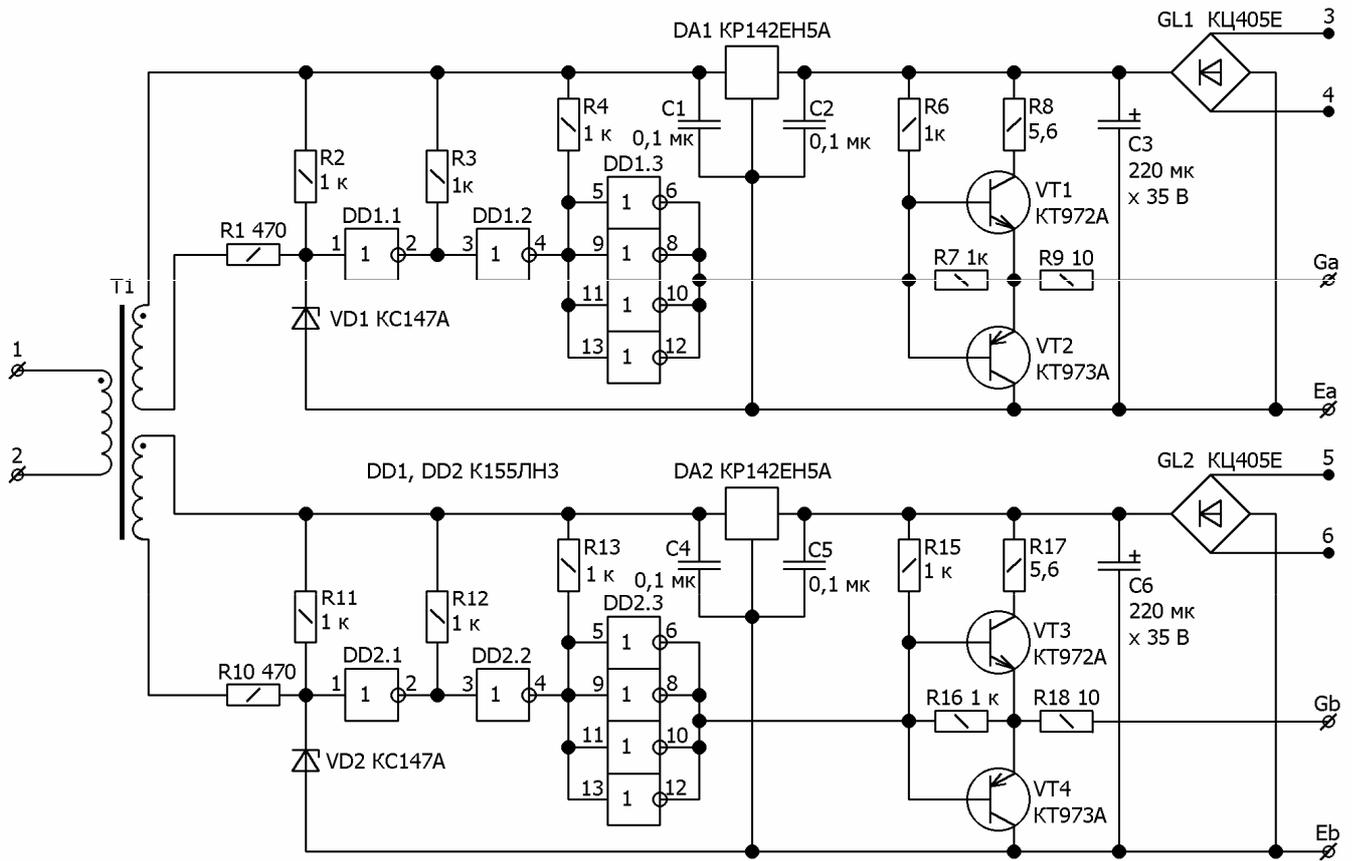


Рис.2

Рекомендации для самостоятельного изготовления ИСИ.

При попытке изготовить ИСИ самостоятельно возникает множество вопросов, которые не возникают при ремонте такого, так как в полной мере решены производителем. Несомненно, наибольшие сложности, при изготовлении ИСИ, связаны с узлами, коммутирующими и трансформирующими токи большой величины. Достаточно много вопросов возникает при выборе типа конвертера, а так же при конструировании электромагнитных элементов ИСИ. Всё усложняется ещё тем, что практически отсутствует литература, в которой бы приводились готовые методики проектирования ИСИ. Методики проектирования источников питания, приводимые например в [3], страдают излишней лаконичностью, что делает невозможной их переадаптацию. Возможно, в приводимом ниже материале процесс вывода различных расчётных взаимоотношений излишне детализирован, но, по мнению автора, это позволит радиолюбителям глубже понять процессы, происходящие в электромагнитных компонентах ИСИ, а так же при необходимости легко вносить необходимые изменения в общую методику расчёта.

В данном случае, при отсутствии личного опыта, было бы разумно стремиться к повторению готового и обкатанного решения. Для тех, кто ни разу не видел готового ИСИ, на прилагаемых к статье фотографиях изображены различные виды источника RytmArc. Эти виды, а так же рекомендации изложенные в [3], можно использовать при конструировании собственного источника.

Выбор однотактного прямоходового полумостового конвертера абсолютно не случаен. В условиях резкой переменной нагрузки, каковой является сварочная дуга, этот конвертор выгодно отличается от различных двухтактных конверторов тем, что не требует симметрирования и не подвержен такой болезни, как сквозные токи. Следовательно, для управления этим конвертором, требуется более простая схема управления, нежели чем для мостового или полумостового конверторов.

При выборе между прямоходовым и обратногоходовым однотактными конверторами выбор падает на прямоходовый, так как он, в отличие от обратногоходового, имеет большую удельную мощность. Это объясняется тем, что в обратногоходовом конвертере треугольная форма тока, а в прямоходовом прямоугольная. Следовательно, при одном и том же максимальном токе ключевых элементов, среднее значение тока у прямоходового получается в два раза выше. Несмотря на это преимущество, прямоходовые конверторы не получили большого распространения. Объясняется это необходимостью использования дросселя в схеме выпрямителя и невозможностью получения групповой стабилизации нескольких напряжений. В радиолюбительской литературе прямоходовым конверторам так же практически не уделялось должного внимания. Постараемся заполнить этот пробел.

Расчёт трансформатора однотактного прямоходового полумостового конвертора.

Общим недостатком однотактных конверторов является то, что их трансформаторы работают в условиях односторонним намагничиванием. Магнитная индукция B , в трансформаторе с односторонним намагничиванием, может изменяться только в пределах от максимальной B_m до остаточной B_r , описывая частную петлю гистерезиса.

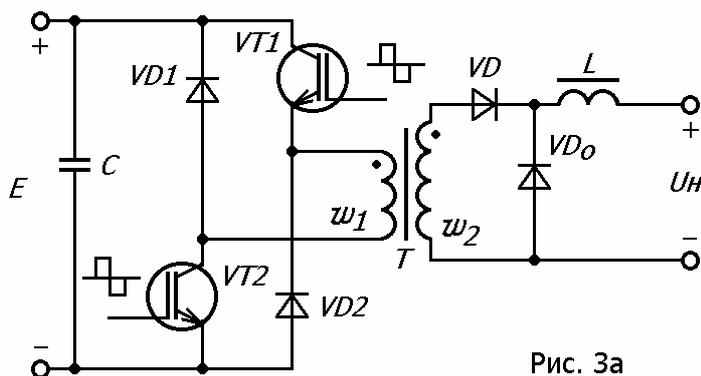


Рис. 3а

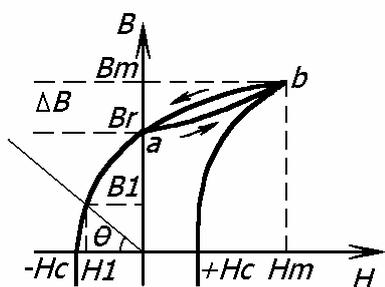


Рис. 3б

Рассмотрим подробнее процесс перемагничивания магнитопровода трансформатора. На рис. 3а изображена упрощённая схема однотактного прямоходового полумостового конвертора. Когда транзисторы $VT1$, $VT2$ конвертора открыты, энергия первичного источника E , через трансформатор, передаётся в нагрузку. При этом магнитопровод трансформатора намагничивается в прямом направлении (участок $a - b$ на рис. 3б). Когда транзисторы $VT1$, $VT2$ заперты, ток в нагрузке поддерживается за счёт энергии запасённой в дросселе L . При этом ток замыкается через диод VD_0 . В этот момент, под действием ЭДС обмотки w_1 , открываются диоды $VD1$, $VD2$ и через них протекает ток размагничивания магнитопровода в обратном направлении (участок $b - a$ на рис. 3б).

Изменение индукции ΔB в сердечнике происходит практически от B_m до B_r и значительно меньше, возможного для двухтактного конвертора, $2 \cdot B_m$. Но при снижении напряжённости внешнего магнитного поля до нуля остаточная индукция будет равна B_r только в случае, если сердечник замкнут и не имеет немагнитного зазора. Некоторый прирост ΔB можно получить с помощью введения немагнитного зазора в магнитопровод. Если сердечник имеет немагнитный зазор δ , то остаточная индукция становится меньше, чем B_r . Из [2] следует,

что, в случае наличия немагнитного зазора в магнитопроводе, новое значение остаточной индукции можно найти в точке пересечения прямой, проведённой из начала координат под углом θ , к кривой перемагничивания (точка B_1 на рис. 3б).

$$\operatorname{tg} \theta = \mu_0 \cdot l_c / \delta \quad (1)$$

где:

μ_0 – магнитная проницаемость. Представляет собой отношение индукции B к напряжённости H для вакуума (справедливо для немагнитного зазора) и является физической постоянной, численно равной $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

l_c – длина средней силовой магнитной линии магнитопровода

δ – длина немагнитного зазора.

Величину $\operatorname{tg} \theta$ можно рассматривать как проводимость немагнитного зазора, приведённую к длине сердечника.

Таким образом, введение немагнитного зазора эквивалентно введению отрицательной напряжённости магнитного поля:

$$H_1 = -B_1 / \operatorname{tg} \theta$$

Наша промышленность не выпускает магнитопроводы специально предназначенные для ИСИ, но магнитопровод трансформатора конвертора можно попытаться изготовить из нескольких телевизионных строчных трансформаторов, которые уже своё отслужили. Неплохо если материал магнитопровода рассчитан на работу в сильных полях (наличие индекса S в конце обозначения марки феррита [3]). Например сердечник ПК40х18 строчного трансформатора ТВС-90ЛЦ2, от телевизора УЛПЦТ, выполнен из Mn-Zn-феррита М3000НМС1. Сердечник ПК40х18 имеет площадь сечения магнитопровода $S_c = 2,2 \text{ см}^2$, площадь сечения окна $S_o = 14,4 \text{ см}^2$ и длину средней силовой линии $l_c \approx 200 \text{ мм}$. В отличие от обычных ферритов, М3000НМС1 допускает использование в сильных магнитных полях и имеет следующие параметры петли гистерезиса: $B_s = 0,45 \text{ Тл}$ (при $H = 800 \text{ А/м}$), $B_m \approx 0,33 \text{ Тл}$ (при $H = 100 \text{ А/м}$ и $T = 60^\circ \text{C}$), $B_r = 0,1 \text{ Тл}$ и $H_c = 12 \text{ А/м}$. Из-за остаточной индукции $B_r = 0,1 \text{ Тл}$, изменение индукции в магнитопроводе не может превышать $0,23 \text{ Тл}$.

Будем считать, что на участке от $H = -H_c$; $B = 0$ до $H = 0$; $B = B_r$ кривая намагничивания практически линейна. Теперь зададимся целью, путём введения немагнитного зазора, снизить остаточную индукцию в сердечнике до $B_1 = 0,03 \text{ Тл}$. Для этого проведём горизонтальную линию на уровне B_1 до пересечения с кривой намагничивания и найдём отрицательную напряжённость поля в сердечнике $H_1 = -8 \text{ А/м}$, соответствующую данной индукции. В этом случае немагнитный зазор должен иметь проводимость $\operatorname{tg} \theta = B_1 / H_1 = 0,03 / 8 = 0,00375$. Снижение остаточной индукции в сердечнике до $0,03 \text{ Тл}$ позволит увеличить изменение индукции до $0,3 \text{ Тл}$. Из (1) найдём длину немагнитного зазора:

$$\delta = l_c \cdot \mu_0 / \operatorname{tg} \theta = 200 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} / 0,00375 \approx 0,07 \text{ мм}$$

На немагнитном зазоре происходит дополнительное падение магнитного напряжения, что приводит к снижению проницаемость сердечника. Определим напряжённость в зазоре при максимальной индукции $B_m = 0,33 \text{ Тл}$:

$$H\delta = B_m / \mu_0 = 796000 \cdot B_m = 796000 \cdot 0,33 = 262700 \text{ А/М} \quad (2)$$

Ампервитки намагничивания магнитопровода:

$$I W_m = H\delta \cdot \delta + H_m \cdot l_c = 262700 \cdot 0,07 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 38,4 \text{ А}$$

Если возникнут трудности с обеспечением зазора длиной 0,07 мм, то его длину можно увеличить до 0,1-0,2 мм, соответственно уточнив ампервитки намагничивания.

Определим исходные данные, необходимые для расчёта трансформатора ИСИ.

В режиме холостого хода напряжение на конденсаторе фильтра С1 (рис. 1) равняется амплитудному значению сетевого напряжения $U_{ca} = U_c \cdot 1,414 \approx 310 \text{ В}$. С учётом падения напряжения на ключевых транзисторах в сопротивлении обмотки будем считать, что к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_{1a} = 300 \text{ В}$. Выходное напряжение холостого хода источника должно быть $U_{xx} = 50 \text{ В}$. Расчёт будем производить для случая, когда формируемый импульс заполняет половину периода, что соответствует максимальному изменению индукции в магнитопроводе. В этом случае амплитуда вторичного напряжения трансформатора должна быть в два раза выше требуемого значения напряжения холостого хода $U_{2a} = U_{xx} \cdot 2 = 100 \text{ В}$. Здесь следует оговориться, что на самом деле напряжение U_{xx} источника может оказаться выше расчётных 50 В, за счёт наличия индуктивности рассеяния вторичной обмотки трансформатора. Коэффициент трансформации трансформатора $K_{tr} = U_{1a} / U_{2a} = 300 / 100 = 3$.

Для оценки нагрева обмотки трансформатора вводится понятие эффективного или действующего тока. Под эффективным значением тока подразумевается эквивалентный постоянный ток, вызывающий аналогичный тепловой эффект. Так как во вторичной обмотке трансформатора протекают прямоугольные импульсы тока сварки, то в ней выделяется мощность:

$$I_{2\varepsilon}^2 \cdot R_2 = (I_{св})^2 \cdot R_2 \cdot t_i / T$$

где R_2 - активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора., откуда

$$I_{2\varepsilon} = I_{св} \cdot (t_i / T)^{0,5} = I_{св} \cdot \lambda^{0,5}$$

Где $\lambda = t_i / T$ - коэффициент заполнения импульса.

Для коэффициента заполнения равного 0,5 эффективный ток вторичной обмотки трансформатора $I_{2\varepsilon} \approx I_{св} \cdot 0,7$. Для сварочного тока 140 А, $I_{2\varepsilon} = 98 \text{ А}$. Эффективный ток первичной обмотки $I_{1\varepsilon} = I_{2\varepsilon} / K_{tr} = 33 \text{ А}$. Импульсный ток первичной обмотки $I_1 = I_{св} / K_{tr} = 46,7 \text{ А}$.

Так как потери в ферритовом сердечнике на частоте 30 кГц незначительны, то основные потери будут происходить в обмотке. На частотах в несколько десятков килогерц и выше потери в проводниках увеличиваются за счёт вытеснения тока к поверхности проводника, что приводит к уменьшению эффективного сечения проводника. Этот эффект носит название поверхностного эффекта или скин-эффекта. Для устранения этого явления обмотки трансформатора мотаются проводом типа лицендрат, сечение которого набрано из изолированных проводников малого диаметра. Для частоты 30 кГц рекомендуется для этих целей выбирать эмалированный обмоточный провод диаметром не более 0,7 мм [4].

Примем плотность тока в обмотках трансформатора равной 4 А/мм² (примерно с такой плотностью тока работают обмотки оригинального трансформатора) и изменение индукции в магнитопроводе $\Delta B = 0,3 \text{ Тл}$.

ЭДС одного витка трансформатора можно найти по формуле:

$$E_v = \Delta \Phi / \Delta T = 1 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta B \cdot S_c / T_i = 1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c / \lambda$$

Где:

$\Delta \Phi$ – приращение потока сцеплённого с витком за время ΔT .

ΔB – приращение индукции в магнитопроводе (Тл), за время действия импульса напряжения длительностью T_i .

S_c – сечение магнитопровода (см²).

F – частота следования импульсов (Гц).

Для $\lambda = 0,5$ амплитудное значение ЭДС $E_{va} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c$

Количество витков уместяющихся в окне магнитопровода можно найти по формуле:

$$W = 50 \cdot S_o \cdot k_o \cdot J / I_{\varepsilon}$$

Где:

S_o – сечение окна магнитопровода (см²).

k_o – коэффициент заполнения окна магнитопровода. Примем $k_o = 0,25$.

I_{ε} – эффективный ток в обмотке.

J – плотность тока в обмоточном проводе (А/мм²).

Для определения параметров сердечника введём величину, равную произведению амплитудного напряжения и действующего тока обмотки трансформатора, и назовём её условной мощностью трансформатора, т.к. она имеет размерность мощности. Условная мощность трансформатора:

$$P_u = E_v \cdot W \cdot I_{\varepsilon} = 1 \cdot 10^{-2} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c \cdot S_o \cdot k_o \cdot J \quad (3)$$

Где:

P – условная мощность равная $P_u = U_a \cdot I_{\varepsilon} = U_{2a} \cdot I_{2\varepsilon} = 100 \cdot 98 = 9800 \text{ Вт}$

Из (3) найдём $S_c \cdot S_o$:

$$S_c \cdot S_o = 100 \cdot P_u / (F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J) = 100 \cdot 9800 / (30000 \cdot 0,3 \cdot 0,25 \cdot 4) = 109 \text{ см}^4 \quad (4)$$

Для выбранного магнитопровода $S_c = 2,2 \text{ см}^2$, $S_o = 14,4 \text{ см}^2$. $S_c \cdot S_o = 2,2 \cdot 14,4 = 31,68 \text{ см}^4$

Таким образом Ш-образный (броневой) магнитопровод трансформатора можно собрать из четырёх сердечников ПК40х18. В этом случае сечение полученного магнитопровода $S_c = 8,8 \text{ см}^2$. Найдём ЭДС одного витка. $E_v = 2 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,3 \cdot 8,8 = 15,84 \text{ В}$. Количество витков первичной обмотки $W_1 = U_{1a} / E_v = 300 / 15,84 = 18,9$ витков.

Выберем количество витков первичной обмотки равным ближайшему большему целому числу, кратному коэффициенту трансформации $K_{тр}=3$, $W_1=21$ виток. Тогда $W_2=W_1/K_{тр}=21/3=7$ витков.

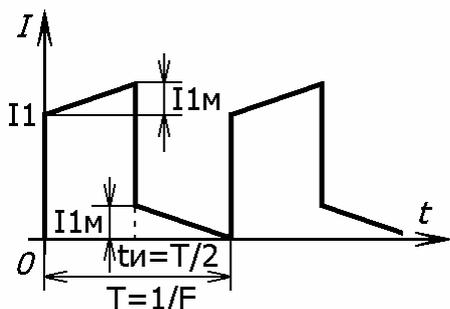


Рис. 4

Зная количество витков первичной обмотки можно найти амплитуду намагничивающей составляющей тока обмотки, равную $I_{1M}=I_{Wm}/W_1=38,4/21=1,83A$. Амплитуда тока транзисторов и первичной обмотки трансформатора увеличится до $I_{1a}=46,7+1,83=48,53A$. Форма тока в первичной обмотке трансформатора изображена на рис. 4. В данном

$$I_{1\text{эф}} = \sqrt{F \cdot \left(\int_0^{T/2} (a \cdot t + I_1)^2 dt + \int_{T/2}^T (a \cdot T/2 - a \cdot (t - T/2))^2 dt \right)}$$

где $a=I_{1M}/t_i$ - скорость нарастания тока намагничивания

$I_{1\text{эф}} = \sqrt{0,5 \cdot (2 \cdot I_{1M}^2/3 + I_{1M} \cdot I_1 + I_1^2)} = \sqrt{0,5 \cdot (2 \cdot 1,83^2/3 + 1,83 \cdot 46,7 + 46,7^2)} = 33,68A$
случае для вычисления эффективного значения тока придётся обратиться к интегральному исчислению:

Сечение провода первичной обмотки $S_1=I_{1\text{эф}}/J=33,68/4 \approx 8,4 \text{ мм}^2$, а вторичной $S_2=I_2/J=98/4=24,5 \text{ мм}^2$. Если, например, обмотки мотаются лицендратом набранным из обмоточного провода $\varnothing 0,55 \text{ мм}$, то для первичной обмотки необходим пучок из 36 проводников, а для вторичной из 103.

Перед тем как приступить к намотке трансформатора, необходимо заготовить лицендрат. Для этого, на расстоянии несколько большем длины провода обмотки, закрепляют крючки, роль которых с успехом могут выполнить дверные ручки. Затем между крючками натягивают необходимое количество проводников. Используя ручную дрель или коловорот, полученный жгут, слегка встряхивая, скручивают вдоль оси и с небольшим перекрытием обматывают полосой тонкой ХБ ткани шириной 8-10мм (ширина небольшая для того, чтобы лицендрат потом лучше гнулся). Обмотки мотаются в обычном порядке: сначала первичная, потом слой электрокартона толщиной 0,5 мм, а потом вторичная обмотка. Обмотка бескаркасная и мотается на деревянную оправку, длина которой на 2-3мм меньше высоты окна магнитопровода. Оправка должна повторять форму центрального ядра Ш-образного магнитопровода, но иметь несколько увеличенные, по сравнению с ним, размеры, чтобы в последующем обмотка свободно "села" на магнитопровод. Перед намоткой на оправку нужно закрепить отрезки киперной ленты, которыми после намотки можно будет стянуть обмотку трансформатора. При намотке, для того чтобы обмотка не разезжалась, по торцам оправки должны быть установлены достаточно прочные шайбы, диаметр которых превышает диаметр готовой обмотки. Готовую обмотку необходимо подогнать под конфигурацию окна магнитопровода, а затем пропитать пропиточным лаком.

Расчёт дросселя фильтра сварочного тока.

Определим параметры дросселя L_1 (рис.1) необходимые для обеспечения непрерывности сварочного тока. Непрерывный ток характеризуется отсутствием в нём бестоковых пауз. На рис. 5 изображена форма тока в дросселе L_1 , соответствующая границе непрерывности. За время действия импульса напряжения, амплитудой U_2 , ток в дросселе увеличивается от нуля до амплитудного значения. Далее, за время паузы ток уменьшается до нуля. Если допустить, что амплитуда пульсации не зависит от среднего значения сварочного тока, то опасность выхода за границы непрерывности существует при минимальном сварочном токе. Минимальный сварочный ток $I_{св.min}=5A$. Определим напряжение дуги для минимального сварочного тока:

$$U_{д.min}=18+0,05 \cdot I_{св.min}=18+0,05 \cdot 5 \approx 18B$$

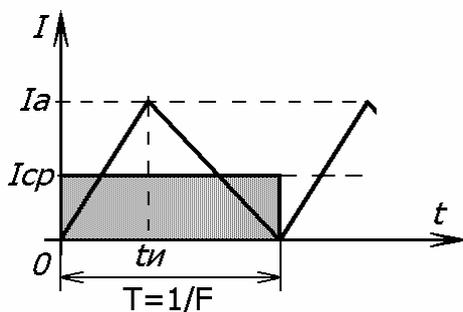


Рис. 5

Определим соотношение между амплитудным и средним значением тока треугольной формы, изображённого на рис. 5. Среднее значение функции есть интеграл от этой функции, или попросту говоря площадь, ограниченная этой функцией и линией нулевого уровня. Найдём эквивалентный прямоугольник, имеющий ту же площадь, что и треугольный импульс тока, например, в течение одного периода - $I_a \cdot T/2 = I_{cp} \cdot T$. Следовательно $I_a = 2 \cdot I_{cp}$. Так как $U_L = L \cdot \Delta I / \Delta T$, то:

$$L_{min} = (U_2 - U_{д.min}) \cdot U_{д.min} / (2 \cdot U_2 \cdot I_{св.min} \cdot F) = (100 - 18) \cdot 18 / (2 \cdot 100 \cdot 5 \cdot 30000) = 49,2 \mu H$$

Обмотка дросселя должна быть рассчитана на максимальный сварочный ток $I_{св.max}$. Примем коэффициент заполнения окна $K_o=0,25$ и плотность тока в обмотке дросселя $J=4A/мм^2$ (такими же, как и для трансформатора). Зная максимальный ток I и плотность тока в обмотке J ,

а так же площадь окна магнитопровода S_o и коэффициент его заполнения K_o , можно определить максимальное количество витков обмотки дросселя:

$$W = 100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J / I \quad (5)$$

Зная сечение магнитопровода S_c , а так же коэффициент его заполнения сталью K_c , можно, для выбранной индукции B в магнитопроводе, определить потокосцепление обмотки дросселя:

$$\psi = W \cdot B \cdot S_c \cdot K_c \cdot 10^{-4} \quad (6)$$

или, подставив (5), получим:

$$\psi=0,01 \cdot B \cdot J \cdot S_c \cdot S_o \cdot K_c \cdot K_o / I \quad (7)$$

Известно, что:

$$\psi=L \cdot I \quad (8)$$

Из (7) и (8) найдём индуктивность дросселя:

$$L=0,01 \cdot S_c \cdot S_o \cdot B \cdot J \cdot K_c \cdot K_o / I^2 \quad (9)$$

И величину $S_c \cdot S_o$ для сердечника дросселя:

$$S_c \cdot S_o=100 \cdot L \cdot I^2 / (B \cdot J \cdot K_c \cdot K_o) \quad (10)$$

Во избежании насыщения, магнитопровод дросселя должен иметь немагнитный зазор. Немагнитный зазор дросселя, рассчитанный на гораздо большую индукцию, нежели зазор трансформатора прямоходового конвертора, соответственно имеет и большую длину. В этом случае можно считать, что магнитопровод дросселя является идеальным магнитным проводником и все ампервитки обмотки приложены к немагнитному зазору. Благодаря длинному немагнитному зазору, индукция в магнитопроводе изменяется практически от нуля до B_m .

Длину немагнитного зазора (в мм), при известных ампервитках, можно определить по формуле:

$$\delta=I \cdot W / (796 \cdot B_m) \quad (11)$$

или

$$I=796 \cdot B_m \cdot \delta / W \quad (12)$$

Из (7), (8) и (12) выведем формулу для нахождения индуктивности дросселя:

$$L=1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2 / \delta \quad (13)$$

Так как пульсация тока в обмотке дросселя незначительна, то обычно дроссель фильтра сварочного тока мотается на сердечнике из трансформаторной стали. Выберем величину максимальной индукции $B_m=1$ Тл и коэффициент заполнения сердечника $K_c=0,9$. Из (10) определим $S_c \cdot S_o$ для сердечника дросселя:

$$S_c \cdot S_o=100 \cdot 49,2 \cdot 10^{-6} \cdot 140^2 / (1 \cdot 4 \cdot 0,9 \cdot 0,25)=107,15 \text{ см}^4$$

Выберем стандартный Ш-образный ленточный магнитопровод ШЛ25х32, у которого $S_c \cdot K_c=6,56 \text{ см}^2$, $S_o=16 \text{ см}^2$ и $S_c \cdot S_o=125 \text{ см}^4$. Из (5) определим количество витков дросселя:

$$W=100 \cdot 16 \cdot 0,25 \cdot 4 / 140 \approx 11 \text{ витков}$$

Из (11) найдём величину немагнитного зазора:

$$\delta=140 \cdot 11 / (796 \cdot 1) \approx 2 \text{ мм (2 x 1 мм)}$$

Дроссель мотается лицендратом сечением $S_{пр.др}=140/4=35 \text{ мм}^2$, состоящим из 147 проводников $\varnothing 0,55 \text{ мм}$.

По формуле (13) проверим результирующую индуктивность дросселя:

$$L=1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 6,56 \cdot 11^2 / 2=49,6 \text{ мкГ}$$

Расчёт трансформатора тока:

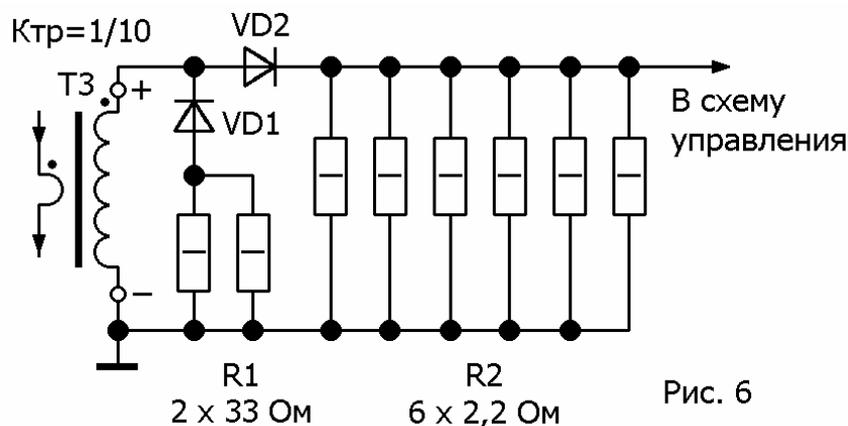


Рис. 6

На рис.6 изображена схема формирования сигнала обратной связи по току, использующая трансформатор тока (ТТ) ТЗ, имеющего коэффициент трансформации $K_{тр.тт}=1/10$. В цикле прямого хода конвертора ток во вторичной обмотке ТТ протекает через диод VD2 и шунт R2, состоящий из шести резисторов по 2,2 Ом, включенных параллельно. Сигнал с шунта поступает в схему управления, где используется для формирования крутопадающей нагрузочной характеристики ИСИ, а так же для защиты конвертора от токовых перегрузок. В цикле обратного хода

конвертора на вторичной обмотке ТТ формируется напряжение запирающей для VD2 и отпирающей для VD1 полярности. Диод VD1 отпирается и ток размагничивания магнитопровода ТТ протекает через резистор R2. Так как резистор R1 имеет сопротивление выше, чем у R2, то магнитопровод ТТ гарантированно размагничивается за время обратного хода конвертора.

Так как цепи обратной связи по току потребляют незначительную мощность, то сердечник ТТ выбирается из конструктивных соображений, главным из которых является диаметр провода первичной обмотки. В качестве первичной обмотки используется латунная шпилька $\varnothing 8-10 \text{ мм}$, идущая с платы конвертора и пронизывающая плату драйвера и плату управления, с установленным на ней ТТ. Эффективный ток вторичной обмотки ТТ $I_{э.тт}=I_{э} \cdot K_{тр.тт}=33,67 \cdot 0,1=3,37 \text{ А}$. Примем плотность тока во вторичной обмотке $J_{тт}=5 \text{ А/мм}^2$ [5]. Тогда диаметр провода вторичной обмотки ТТ можно найти по формуле:

$$d_{2.тт}=1,13 \cdot (I_{э.тт} / J_{тт})^{0,5}=1,13 \cdot (3,37 / 5)^{0,5}=1,067 \text{ мм}$$

Так как для частоты 30кГц не рекомендовалось использовать обмоточный провод диаметром более 0,7мм, то намотаем вторичную обмотку ТТ в три провода $\varnothing 0,55 \text{ мм}$. В качестве сердечника ТТ выберем тороидальный ферритовый сердечник. Для размещения межобмоточной изоляции и вторичной обмотки, диаметр окна сердечника ТТ должен быть не менее 12-14мм и поэтому наш выбор падает на сердечник К32х16х8 из феррита 2000НМ1, имеющий диаметр окна 16мм и $S_c=0,64 \text{ см}^2$. При одностороннем намагничивании, изменение индукции в сердечнике

не должно превышать $\Delta B=0,1\text{Тл}$. Проверим соблюдение этого условия для ТТ имеющего вторичную обмотку содержащую 10 витков и включенного по схеме на рис. 6:

$$\Delta B=(I_1 a \cdot K_{тр.тт} \cdot R_2 + U_{VD2}) / (2 \cdot F \cdot W_{2тт} \cdot S_c) = (48,53 \cdot 0,1 \cdot 0,367 + 0,8) / (2 \cdot 30000 \cdot 10 \cdot 0,64 \cdot 10^{-4}) = 0,067\text{Тл}$$

где:

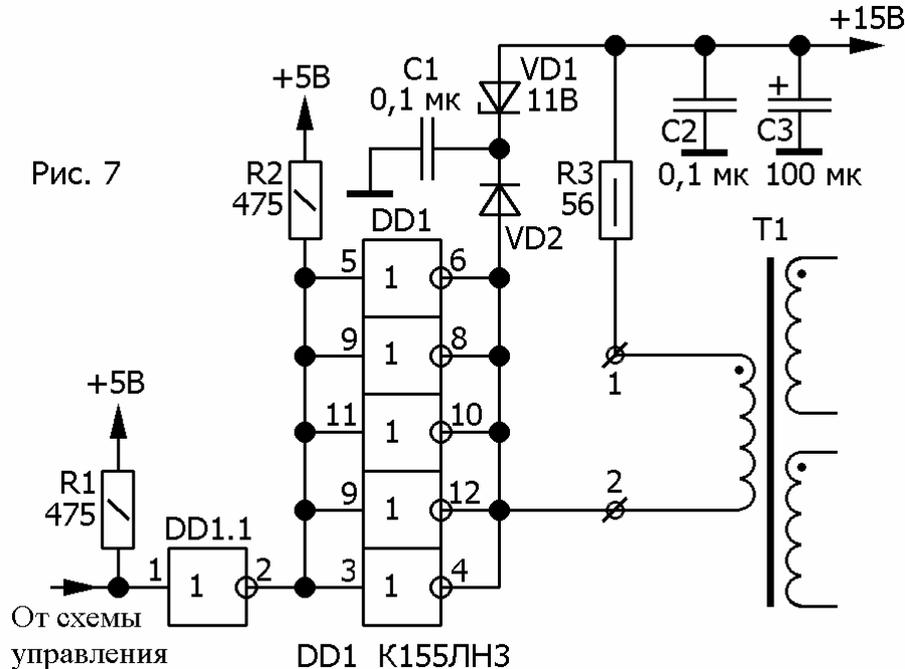
U_{VD2} – прямое падение напряжения на диоде VD2

$W_{2тт}$ – количество витков вторичной обмотки ТТ

S_c – сечение сердечника трансформатора тока.

Так как изменение индукции в магнитопроводе не превышает допустимого, то сердечник выбран правильно.

Расчёт трансформатора гальванической развязки:



На рис. 7 изображена схема формирователя импульсов, работающего совместно с трансформатором гальванической развязки (ТГР) T1. TTL-инверторы с открытым коллектором DD1 служат для усиления по мощности импульсов, поступающих со схемы управления. Конденсатор C1, диод VD2 и стабилитрон VD1 образуют цепь размагничивания ТГР.

При формировании импульса, на этапе намагничивания, к первичной обмотке ТГР прикладывается напряжение +15В. На этапе размагничивания к обмотке прикладывается напряжение равное напряжению стабилизации стабилитрона VD1, что составляет 11В (с учётом прямого падения напряжения на диоде VD2 и резисторе R3, получаем примерно 12-13В). Так как в цикле намагничивания к обмотке трансформатора прикладывается большее напряжение, чем в цикле размагничивания, то ясно, что при длительности импульса, равной половине периода, трансформатор уже будет насыщен. При попытке дальнейшего увеличения длительности импульса, ток намагничивания будет ограничен резистором R3 и в выходном напряжении трансформатора развязки получится провал.

К вторичным обмоткам ТГР, через делители R1, R2 и R10, R11, подключены входы TTL-инверторов DD1 и DD2 (рис. 2) и поэтому на них должны формироваться импульсы напряжением $U_{p2} \geq 7,5\text{В}$. Примем $U_{p2} = 8\text{В}$. Амплитуда тока I_{p2} в этих обмотках около 10mA. К первичной обмотке прикладываются импульсы напряжения $U_{p1} = 15\text{В}$ и поэтому коэффициент трансформации ТГР $K_{р.тр} = U_{p1} / U_{p2} = 15 / 8 = 1,875$. Рассчитаем значения эффективных токов обмоток ТГР при длительности импульсов в два раза меньшей длительности периода:

$$I_{p2э} = 0,7 \cdot I_{p2} = 0,7 \cdot 0,01 = 0,007\text{А}; \quad I_{p1э} = 0,7 \cdot 2 \cdot I_{p2} / K_{р.тр} = 0,7 \cdot 2 \cdot 0,01 / 1,875 = 0,0075\text{А}$$

Рассчитаем диаметр провода первичной (наиболее слаботочной) обмотки ТГР, приняв $J_{тгр} = 5\text{А/мм}^2$:

$$d_{1.тгр} = 1,13 \cdot (I_{p1э} / J_{тгр})^{0,5} = 1,13 \cdot (0,0075 / 5)^{0,5} = 0,044\text{мм}$$

Из конструктивных соображений желательно выбирать диаметр обмоточного провода не менее 0,8мм. Пусть $J_{тгр} = 1\text{А/мм}^2$. Тогда:

$$d_{1.тгр} = 1,13 \cdot (I_{p1э} / J_{тгр})^{0,5} = 1,13 \cdot (0,0075 / 1)^{0,5} = 0,1\text{мм}$$

$$d_{2.тгр} = 1,13 \cdot (I_{p2э} / J_{тгр})^{0,5} = 1,13 \cdot (0,007 / 1)^{0,5} = 0,09\text{мм (или такой же как для первичной)}$$

Выбираем $\Delta B = 0,1\text{Тл}$, $K_o = 0,06$ (так как нужно обеспечить хорошую межобмоточную изоляцию), условная мощность $P = U_{p1} \cdot I_{p1э} = 15 \cdot 0,0075 = 0,1125\text{Вт}$.

$$\text{По формуле (4) найдём } S_c \cdot S_o = 100 \cdot P / (F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J) = 100 \cdot 0,1125 / (30000 \cdot 0,1 \cdot 0,06 \cdot 1) = 0,07\text{см}^4.$$

Выберем сердечник K16x10x3 из феррита 2000НМ1, имеющий $S_c = 0,09\text{см}^2$, $S_o = 0,785\text{см}^2$, $S_c \cdot S_o = 0,07\text{см}^4$.

Найдём ЭДС одного витка. $E_v = 2 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,1 \cdot 0,09 = 0,054\text{В}$. Рассчитаем количество витков первичной и вторичных обмоток:

$$W_{1тгр} = U_{p1} / E_v = 15 / 0,054 = 278 \text{ витков.}$$

$$W_{2тгр} = U_{p2} / E_v = 8 / 0,054 = 148 \text{ витка.}$$

Блок управления инверторного сварочного источника.

Ранее мы познакомились с силовой частью инверторного сварочного источника фирмы Eutectic-Castolin. Теперь рассмотрим блок управления (БУ) этого же источника.

БУ позволяет регулировать сварочный ток, а так же формирует внешнюю нагрузочную характеристику сварочного источника путём контроля напряжения и тока в нагрузке и формирования соответствующего ШИМ управляющего сигнала для прямо ходового преобразователя. Кроме этого БУ осуществляет защитные функции, не допускающие повреждения элементов преобразователя от перегрева и перегрузки, в условиях резкоизменяющейся нагрузки источника.

БУ, рассматриваемого источника, выполнен на базе микросхемы (МС) TDA4718A фирмы Siemens.

Особенностями данной микросхемы являются:

- возможность прямого управления циклом ШИМ;
- двухтактный выход;
- встроенная схема быстрого ограничения тока;
- встроенная защита от повышенного и пониженного напряжения;
- мягкий старт.

МС TDA4718A представляет из себя двухтактный ШИМ-контроллер и содержит все аналоговые и цифровые узлы, необходимые для построения импульсного источника питания. МС может быть использована с двухтактными трансформаторными, полумостовыми и мостовыми, а так же с одноктактными обратно и прямо ходовыми преобразователями.

На рис. 8 показан вариант изображения TDA4718A на электрических принципиальных схемах.

В таблице 1 расписана цоколёвка МС.

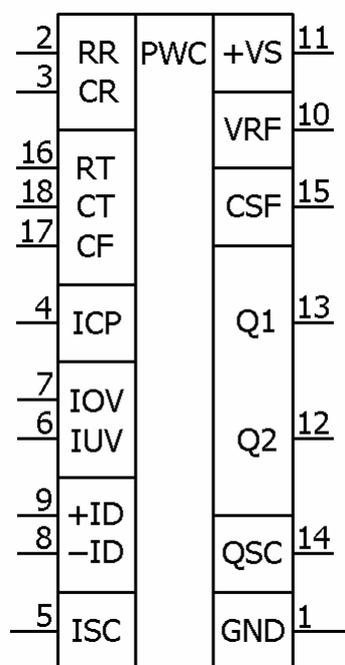


Таблица 1.

Ножка	Обозначение	Функция
1	GND	Общий
2	RR	RC элементы задающие параметры ГПН
3	CR	
4	ICP	Отрицательный вход компаратора К2
5	ISC	Вход синхронизации
6	IUV	Вход контроля понижения и повышения напряжения питания.
7	IOV	
8	-ID	Отрицательный и положительный входы компаратора К7 быстродействующей токовой защиты.
9	+ID	
10	VRF	Выход источника опорного напряжения.
11	+VS	Напряжение питания микросхемы.
12	Q2	Двухтактные выходы с открытым коллектором.
13	Q1	
14	QSC	Выход синхроимпульсов.
15	CSS	Вход мягкого старта.
16	RT	Вывод подключения Rт ГУН.
17	CF	Конденсатор фильтра.
18	CT	Вывод подключения Ст ГУН.

На рис. 9 показана внутренняя структура этой МС TDA4718A:

Генератор, управляемый напряжением (ГУН).

ГУН генерирует пилообразное напряжение, частота которого зависит от напряжения на его управляющем входе CF. Среднее значение частоты, а так же время нарастания и спада пилообразного напряжения, можно изменять с помощью резистора Rт и конденсатора Ст. В течении спада пилообразного напряжения ГУН формирует синхроимпульс с низким активным уровнем, который используется для синхронизации внутренних и внешних узлов.

Генератор пилообразного напряжения (ГПН).

ГПН запускается сигналом ГУН и работает на одинаковой с ним частоте. Выходное напряжение ГПН поступает на отрицательный вход компаратора К2, где его нарастающий фронт используется для управления шириной выходных импульсов. Наклон нарастающего фронта напряжения ГПН задаётся током Iгг, который задаётся напряжением внешнего источника Vигг и сопротивлением Rг. Изменяя Iгг можно напрямую воздействовать на цикл формирования ШИМ сигнала. Возможность прямого управления циклом может быть использована, например, для компенсации возмущения от нестабильности питающего напряжения.

Фазовый компаратор (ФК).

ФК используется для частотной и фазовой синхронизации ГУН с внешним источником синхронизирующего напряжения. Если микросхема используется без внешней синхронизации, то выводы QSC и ISC необходимо

равно 1,8 вольт и поэтому время открытого состояния выходных ключей будет непрерывно и линейно увеличиваться, как только напряжение на конденсаторе C_{ss} превысит 1,8 вольт.

Триггер ошибки.

Сигнал ошибки, подведённый к входу R триггера, вызывает немедленное запирающее выходов и после того, как ошибка устранена, включает мягкий старт.

Компараторы K5, K6, K8 и Перегрузка по току VRF.

Эти компараторы являются датчиками ошибок и посредством триггера ошибок немедленно блокируют выходы MC, если ошибка произошла. После устранения ошибки MC снова включается через мягкий старт.

Компаратор K7.

Компаратор позволяет определять перегрузку по току. Это объясняет тот факт, что оба входа компаратора выведены наружу MC. После устранения перегрузки возврат к нормальной работе происходит уже в следующем полупериоде, без мягкого старта. K7 имеет диапазон рабочих входных синфазных напряжений от 0 до +4 вольт. Задержка срабатывания между возникновением перегрузки и блокировкой выходов – 250 нс.

Выходы.

Оба выхода представляют собой транзисторные ключи с открытым коллектором и работают в двухтактном режиме. Активный уровень ключей низкий. Время, в течение которого один из ключей находится в открытом состоянии, может изменяться в широких пределах. Время, в течение которого оба выхода заблокированы, равно длительности спада пилообразного напряжения ГУН.

Опорное напряжение.

На выходе VRF MC формирует термостабильное напряжение +2,5 вольт, которое может быть использовано во внешних схемах компараторов, генераторов пилообразного напряжения и т.п..

Схема и описание блока управления инверторного сварочного источника RytmArc.

Принципиальная электрическая схема БУ изображена на рис. 10.

Для питания БУ задействованы две обмотки трансформатора T1 (рис.1) на напряжение ~20 вольт. Эти обмотки подключены, соответственно, к контактам X1/1, X1/2 и X1/2, X1/4.

С контактов X1/1 и X1/2 переменное напряжение поступает на диодный мостик VD37. Выпрямленное отрицательное напряжение сглаживается на конденсаторе C34 и поступает на вход стабилизатора DA8. С выхода стабилизатора DA8 снимается стабилизированное напряжение –15 вольт, необходимое для питания операционных усилителей БУ. Так же к контактам X1/1 и X/2 подключен умножитель напряжения на элементах C35-C39 и VD32-VD35, формирующий нестабилизированное напряжения +100 вольт, питающее узел ограничения напряжения холостого хода источника.

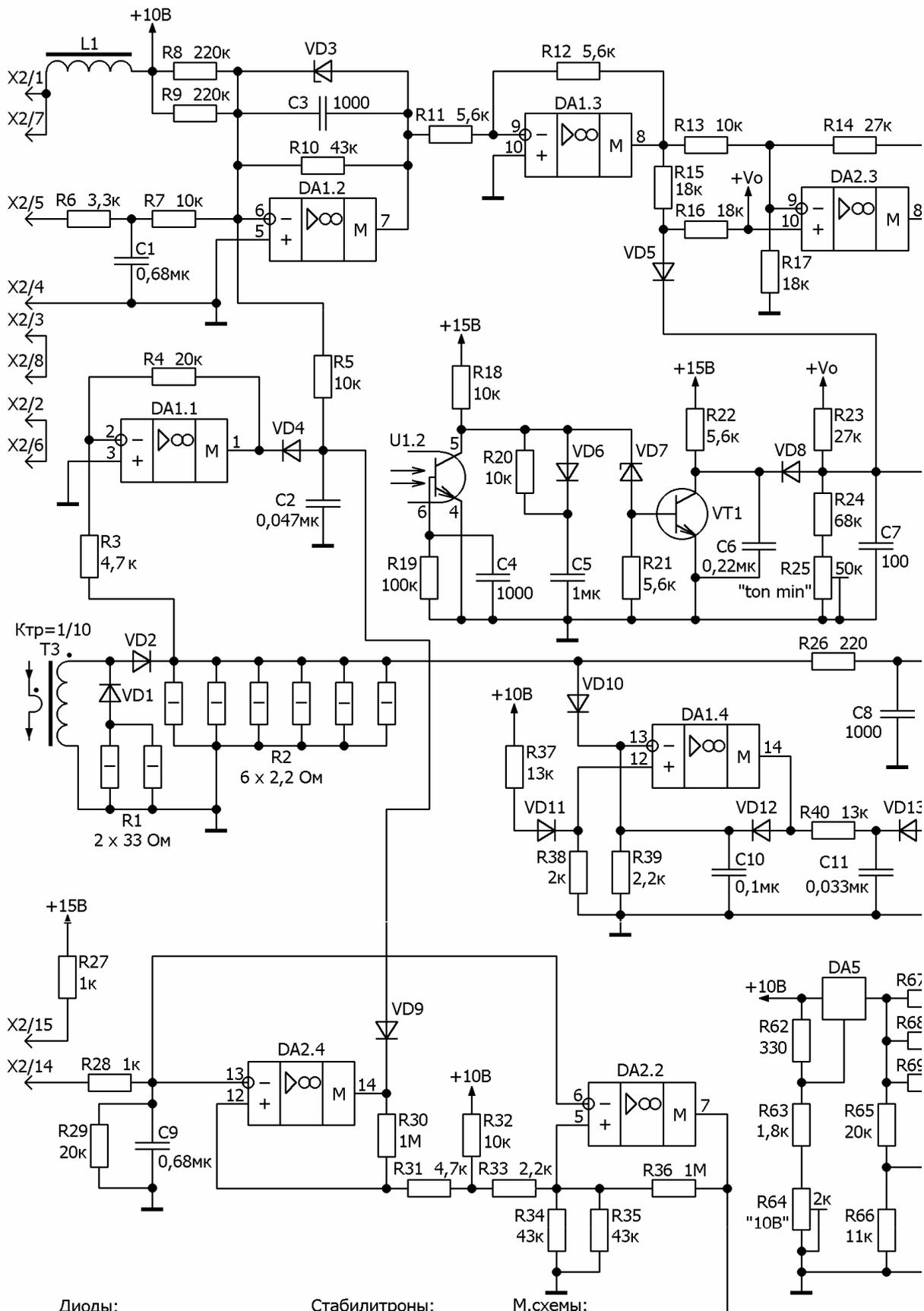
С контактов X1/3 и X1/4 переменное напряжение, через LC фильтр L2, L3, C29, C30, который защищает схему контроля сетевого напряжения от импульсных помех, поступает на диодный мостик VD36. Дроссели L2 и L3 (а так же L1) намотаны на кольцах диаметром ≈10мм из феррита с проницаемостью 1000-2000. Обмотка выполнена в один слой, виток к витку, обычным одножильным монтажным проводом (аналогичным нашему ПВ) сечением ≈0,1мм². С выхода мостика положительное пульсирующее напряжение, через резисторы R58-R61 поступает на входы контроля напряжения питания MC DA4. Конденсаторы C23, C24 и C28 служат для дополнительной фильтрации импульсных помех, проникающим в схему контроля сетевого напряжения по цепям питания. Компаратор, собранный на операционном усилителе DA3.2, диоде VD18 и резисторах R50, R51, сравнивает напряжение на конденсаторе “мягкого старта” C16 с опорным напряжением V_0 . Если напряжение сети в норме, то на конденсаторе C16 и выводе CSS(ножка 15) DA4 присутствует напряжение +5 вольт, которое больше $V_0=+2,5$ вольта. В этом случае отрицательное напряжение на выходе DA3.2, через стабилитрон VD19 и резистор R52, запирает транзистор VT2 и индикатор

отклонения напряжения сети HL1 "U↑" (рис.1) не горит. В противном случае компаратор DA3.2, через резистор R51 и диод VD18, защёлкивается положительным напряжением со своего выхода. Положительное напряжение, с выхода DA3.2, поступает на базу VT2, который открывается. По цепи +15В, резистор R54, открытый транзистор VT2, X2/9 загорается индикатор HL1 (рис.1). В момент включения источника, узел, собранный на элементах DA3.1, VD16, VD17, C15, R47, R48, формирует отрицательный импульс на положительном входе DA3.2, предотвращая его защёлкивание. С помощью подстроечного резистора R60 добиваются срабатывания схемы контроля сетевого напряжения и зажигания индикатора HL1(рис.1), если напряжение сети выходит за рамки диапазона 205-242 вольт.

С выхода мостика VD36 положительное пульсирующее напряжение, через диод VD24, поступает на вход стабилизаторов DA5 и DA7, предварительно сглаживаясь на конденсаторе фильтра C27.

На вход стабилизатора DA5, формирующего напряжение +10 вольт, напряжение поступает через шунт, состоящий из трёх резисторов R67-R69, включенных параллельно. Шунт является элементом резистивного моста R66-R71 схемы контроля подключения датчика тока (переменный резистор R11 или выносной пульт управления, изображённые на рис.1). Напряжение в диагонали моста контролируется компаратором на операционном усилителе DA2.1. Если датчик не подключен, то ток потребления стабилизатора становится ниже некоторой величины (около 7 мА), на выходе DA2.1 появляется отрицательное напряжение, которое, с помощью цепочки R72, C31, VD22 и VD23, фиксирует на входе ICP(ножка 4) MC ШИМ-контроллера DA4 нулевое напряжение, блокирующее его работу. Точное значение +10 вольт на выходе стабилизатора DA5 можно выставить при помощи подстроечного резистора R64, который является элементом делителя напряжения R62-R64, включенного на выходе этого стабилизатора.

С выхода стабилизатора DA7 снимается напряжение +15 вольт, которое необходимо для питания операционных усилителей БУ, а так же является входным для стабилизатора DA6, с выхода которого снимается напряжение +5 вольт, необходимое для питания ТТЛ-микросхемы DD1 формирователя выходных импульсов.

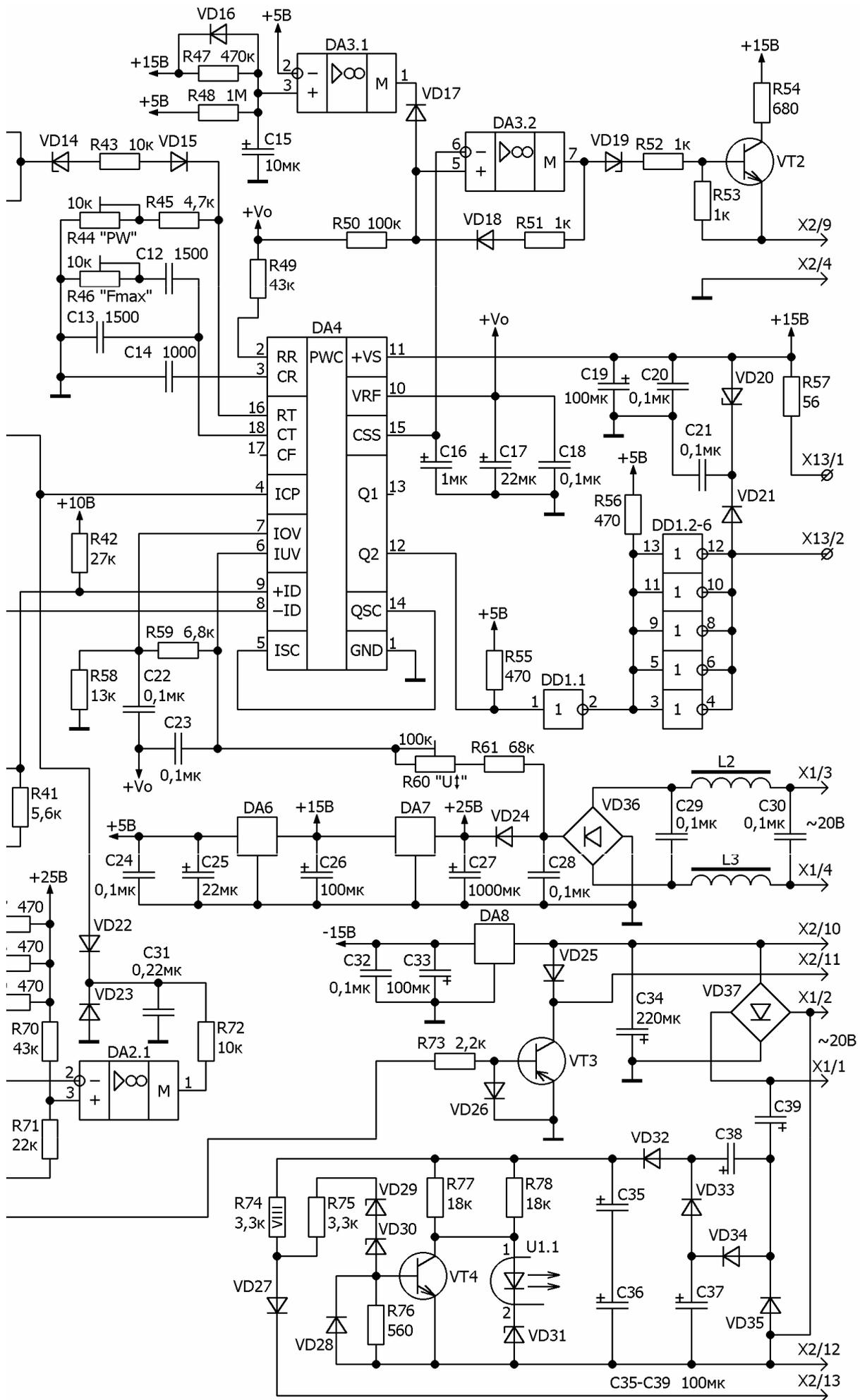


Диоды:
 VD6,VD8,VD9,VD12
 VD13,VD16-VD18
 VD22-VD26,VD28
 VD32-VD35
 VD1,VD10,VD11
 VD2
 VD4,VD5,VD15,VD21
 VD27

Стабилитроны:
 VD31 2,7V
 VD7,VD14,VD19 5,1V
 VD3 10V
 VD20 11V
 VD29,VD30 20V

Транзисторы:
 VT1, VT2 BC337
 VT3 BC490
 VT4 BC489

М.схемы:
 DA1 LF347
 DA2 LM348
 DA3 LM1458
 DA4 TDA4718A
 DA5 LM317T
 DA6 7805
 DA7 7815
 DA8 7915
 DD1 SN7406N



Ранее уже рассматривались некоторые узлы БУ. Это были узел формирователя напряжения, пропорционального току (ФНПТ) нагрузки инверторного источника (рис.4), использующего трансформатор тока (ТТ) Т3 и узел формирователя импульсов, работающего совместно с трансформатором гальванической развязки Т1 (рис.7).

Напряжение с выхода ФНПТ поступает в узел накопителя токовой защиты и, через RC-фильтр R26C8, на отрицательный вход $-ID$ компаратора быстродействующей токовой защиты MC DA4. На вход $+ID$ поступает напряжение $\approx +1,7$ вольт с делителя напряжения R41, R42. Токовая защита работает, как только амплитудное значение тока транзисторов преобразователя превысит примерно 45А.

Узел накопителя токовой защиты собран на элементах DA1.4, VD10-VD13, C10, C11 и R37-R40. Рассмотрим его работу. Делитель напряжения, собранный на элементах VD11 и R37, R38, задаёт порог срабатывания накопителя. Пока ток транзисторов преобразователя не превышает порога срабатывания, VD12 открыт и ОУ DA1.4 работает в режиме повторителя. В этом случае на выходе DA1.4 и конденсаторе C11 поддерживается напряжение, равное напряжению делителя R41, R42, диод VD13 заперт и накопитель не оказывает ни какого влияния на порог срабатывания токовой защиты. В момент токовой перегрузки на выходе DA1.4 формируется отрицательный импульс, который, через резистор R40, разряжает конденсатор C11. Длительность отрицательного импульса определяется RC-цепочкой R39, C10. Если токовые перегрузки следуют слишком часто и их амплитуда превышает 50А, то конденсатор C11 разряжается настолько, что, через диод VD13, начинает шунтировать резистор R41 делителя напряжения R41R42, задающего порог срабатывания токовой защиты, в результате чего порог срабатывания токовой защиты снижается.

Так же, напряжение с выхода ФНПТ, через инвертирующий усилитель, собранный на элементах DA1.1 и R3, R4, и цепочку VD4, C2, поступает на вход суммирующего усилителя (R5), собранного на элементах DA1.2, VD2, C3 и R5, R7-R10. На другой вход суммирующего усилителя (R7), с ползунка резистора "Ток" (R11 на рис.1), через X2/2 и RC-фильтр R6, C1, поступает напряжение, задающее величину сварочного тока. Для компенсации статической ошибки, третий вход суммирующего усилителя (R8, R9) подключен к напряжению +10 вольт. Стабилитрон VD3 не допускает появления на выходе суммирующего усилителя положительного напряжения, а так же ограничивает величину отрицательного напряжения на уровне -10 вольт. Так как полярность сигналов с ФНПТ и резистора "Ток" противоположны, то они вычитаются в суммирующем усилителе, и их разница поступает на инвертирующий усилитель, собранный на элементах DA1.3 и R11, R12. С выхода инвертирующего усилителя напряжение разностного сигнала, через делитель напряжения R16, R15, фиксирующий минимальное выходное напряжение усилителя на уровне +1,25 вольт, и диод VD5, поступает на вход ICP MC DA4. Потенциометр R25 "ton.min" позволяет установить минимальную длительность импульсов ШИМ, а следовательно и минимальное напряжение на выходе источника. С помощью этой настройки можно сформировать жёсткую ступеньку на нагрузочной характеристике, при выходном напряжении меньшем чем напряжение дуги (<18В). Узел, собранный на элементах DA2.3, VD14, VD15, R13, R14, R17 и R43, выполняет защитные функции и снижает частоту ШИМ, если ток ключевых транзисторов начинает превышать некое заданное значение - от 1.5А до 50А, что соответствует току сварки от 4.5 до 150А. Потенциометр R46 "Fmax" позволяет установить максимальную частоту ШИМ, равную 30кГц.

В моменты отсутствия нагрузки, из-за паразитных индуктивностей трансформатора и монтажа, напряжение на выходе сварочного источника может увеличиться до опасной величины. Для ограничения напряжения холостого хода источника используется узел ограничителя напряжения холостого хода (ОНХХ). ОНХХ состоит из двух частей, имеющих между собой гальваническую развязку. Часть ОНХХ, имеющая непосредственную связь со сварочной цепью, питается напряжением +100 вольт с выхода умножителя напряжения C35-C39, VD32-VD35. Это напряжение, через резистор R74 и диод VD27 прикладывается к сварочной цепи. Когда на VD6 (рис.1) присутствует напряжение (всегда больше 40В), то транзистор оптрона U1 (рис.10) закрыт и конденсатор C5 заряжается через резистор R18 и диод VD6. В паузе конденсатор C5 разряжается через резистор R20 и транзистор U1. Пока заполнение выходных импульсов менее 0.3 ($U_{вых} < 30В$, при амплитуде импульса 100В), напряжение на C5 не поднимется выше 5.1В, необходимых для пробоя стабилитрона VD7. При дальнейшем повышении напряжения транзистор VT1 отпирается и, через диод VD8 соединяет вывод ICP DA4 с потенциалом общего провода, чем блокирует работу этой MC, в результате чего формируется полого нарастающий участок нагрузочной ВАХ источника.

Для контроля температурного режима транзисторов преобразователя служит термопреобразователь ВК1(рис.1), который имеет тепловой контакт с радиатором, на котором установлены транзисторы преобразователя. Термопреобразователь, формирующий выходной ток пропорциональный температуре, включен в измерительную схему через клеммы X2/14 и X2/15. С резистора R29 снимается напряжение, пропорциональное выходному току термопреобразователя, которое подаётся на компараторы DA2.4 и DA2.2. Конденсатор C9 служит для фильтрации импульсных помех. Схема контроля температуры имеет два порога срабатывания. Оба порога срабатывания определяются делителем напряжения R32-R35. При достижении температурой первого порога в +50°C на выходе компаратора DA2.2 появляется отрицательное напряжение, которое, через резистор R73 отпирает транзистор VT3. Отпираясь, транзистор VT3 создаёт цепь протекания тока в цепи обмотки реле K2 (рис.1). Реле K2 срабатывает и своими контактами включает вентилятор M1(рис.1) принудительного воздушного охлаждения. Если температура продолжает расти и достигает второго порога в +85°C, то уже на выходе компаратора DA2.4 появляется отрицательное напряжение, которое, через диод VD9 попадает в цепи управления и снижает сварочный ток до 5 А. После охлаждения транзисторов работа источника возобновляется.

Работа формирователя импульсов, собранного на элементах DD1, VD20, VD21, C21, R55-R57, рассматривалась раньше и здесь рассматриваться не будет.

Используемая литература:

1. П. А. Воронин. Силовые полупроводниковые ключи. М., Додэка-XXI. 2001 г., стр. 71-77.

2. В. П. Миловзоров. Электромагнитная техника. М., Высшая школа. 1966г., стр. 19-20.
3. А. Миронов. Магнитные материалы и магнитопроводы для импульсных источников питания. Радио №6, 2000 год, стр. 53-54.
4. Г. С. Найвельт. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М., Радио и Связь. 1986г., стр. 406-407, 466-472, 75-76.
5. Б. Ю. Семёнов. Силовая электроника для любителей и профессионалов. М., Солон-Р. 2001г., стр. 241.